



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

Μελέτη Σύγχρονης Τριφασικής Γεννήτριας
Διασύνδεση σε Μικροδίκτυο Συνεχούς Τάσης

Φοιτητής: Κοντογιάννης Νικόλαος
ΑΜ: 48343743

Επιβλέπων Καθηγητής

Καραϊσάς Πέτρος
Αναπληρωτής Καθηγητής

ΑΘΗΝΑ-ΑΙΓΑΛΕΩ, Απρίλιος 2022



**UNIVERSITY OF WEST ATTICA
FACULTY OF ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING**

Diploma Thesis

**Study of Three-Phase Synchronous Generator
Interconnection to Constant Voltage Micronet**

Student: Kontogiannis Nikolaos

Registration Number: 48343743

Supervisor

Karaisas Petros

Substitute Teacher

ATHENS-EGALEO, April 2022

Η Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή επιτροπή:

ΚΑΡΑΙΣΑΣ ΠΕΤΡΟΣ ΑΝΑΠΛΗΡΩΤΗΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ	ΚΑΛΚΑΝΗΣ ΚΩΣΤΑΣ ΕΠΙΚΟΥΡΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ	ΣΥΓΓΕΡΙΔΟΥ ΟΛΥΜΠΙΑΔΑ ΛΕΚΤΟΡΑΣ
(Υπογραφή)	(Υπογραφή)	(Υπογραφή)

Copyright © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ και (Ονοματεπώνυμο Φοιτητή/ήτριας),
Μήνας, Έτος**

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 τους συγγραφείς.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος Κοντογιάννης Νικόλαος του Κωνσταντίνου, με αριθμό μητρώου 48343743 φοιτητής του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής της Σχολής ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ του Τμήματος ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ,

δηλώνω υπεύθυνα ότι:

«Είμαι συγγραφέας αυτής της διπλωματικής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος.

Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του διπλώματός μου.

Επιθυμώ την απαγόρευση πρόσβασης στο πλήρες κείμενο της εργασίας μου μέχρι και έπειτα από αίτησή μου στη Βιβλιοθήκη και έγκριση του επιβλέποντος καθηγητή.»

Ο/Η Δηλών/ούσα
(Ονοματεπώνυμο φοιτητή/ήτριας)

(Υπογραφή φοιτητή/ήτριας)

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία ασχολείται με τις βασικές αρχές λειτουργίας της σύγχρονης μηχανής μόνιμου μαγνήτη, τη λογική ελέγχου της και τελικά την εφαρμογή της σε μικροδίκτυο συνεχούς τάσης. Παράλληλα παρουσιάζεται και το θεωρητικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών χωρίς ψύκτρες (BLDC). Συγκρίνεται ο τρόπος λειτουργίας τους και διερευνούνται οι διαφορές τους. Τέλος μέσω προσομοιώσεων παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της απόκρισης τέτοιων ηλεκτρικών μηχανών ανάλογα με τον τρόπο ελέγχου τους. Πιο συγκεκριμένα στην παρούσα διπλωματική εργασία γίνεται μια σύντομη εισαγωγή στην εξέλιξη των ηλεκτρικών μηχανών αλλά δίνεται έμφαση στην επιλογή των κατάλληλων ηλεκτρικών μηχανών σε μικροδίκτυα συνεχούς τάσης αεροσκαφών. Η προσοχή της ερευνητικής κοινότητας στράφηκε στη μείωση των εκπομπών επικίνδυνων αερίων για την ατμόσφαιρα καθώς και στη μείωση του αποτυπώματος άνθρακα με σκοπό τον περιορισμό του φαινομένου του θερμοκηπίου. Με γνώμονα αυτή την υπόθεση γίνεται μια μαζική προσπάθεια τόσο της ερευνητικής όσο και της βιομηχανικής κοινότητας για την άμεση εισαγωγή του εξηλεκτρισμού στα μέσα μαζικής μεταφοράς. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η ιδέα του εξηλεκτρισμού να εισαχθεί και στις αερομεταφορές δημιουργώντας τα εξηλεκτρισμένα αεροσκάφη (More Electric Aircraft), στα οποία όλα τα πνευματικά και υδραυλικά συστήματα διαχείρισης ενέργειας που κάλυπταν περίπου το 90% της απαιτούμενης ισχύος του αεροσκάφους έχουν αντικατασταθεί από ηλεκτρικά στοιχεία. Το αποτέλεσμα αυτής της αλλαγής ήταν η αύξηση της αξιοπιστίας σε διάφορες λειτουργίες του αεροσκάφους όπως, στην ώθηση, στην εκκίνηση της κύριας μηχανής εσωτερικής καύσης, στην προστασία των φτερών από πάγο, στον κλιματισμό της καμπίνας, στον έλεγχο της επιφάνειας κατά την πτήση, στον έλεγχο του περιβάλλοντος και στη βοηθητική παροχή ισχύος. Στα πλαίσια αυτής της αλλαγής η επιλογή κατάλληλης ηλεκτρικής μηχανής για τέτοιες εφαρμογές των MEA καθίσταται αναγκαία. Οι βασικές υποψήφιες μηχανές είναι η SRM (Switched Reluctance), PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machine) και τα διάφορα είδη της ανάλογα με την κατασκευή της. Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας μελετάται η PMSM και πιο συγκεκριμένα η IPMSM, η οποία είναι εσωτερικών πόλων και συνεπώς αναπτύσσει εξαιρετικά υψηλές ταχύτητες, ενώ η ασύγχρονη μηχανή υστερεί σε σχέση με τις άλλες δύο όσον αφορά το εύρος της ταχύτητας περιστροφής. Επιπρόσθετα στα πλαίσια της παρούσα διπλωματικής αναλύεται διεξοδικά το μαθηματικό υπόβαθρο που απαιτείται για την κατανόηση της λειτουργίας της BLDC μηχανής και υλοποιείται η οδήγησή της ως κινητήρας, με τη χρήση της SPWM και της PWM με ζώνη υστέρησης (Hysteresis) για την παλμοδότηση του αντιστροφέα ισχύος. Προϋπόθεση για την επιτυχή οδήγηση του αντιστροφέα αποτελεί η χρήση αισθητήρα θέσης Hall. Οι έλεγχοι πραγματοποιούνται τόσο στο περιβάλλον προσομοίωσης Matlab/Simulink όσο και στο PLECs και κατόπιν γίνεται σύγκριση των αποτελεσμάτων. Συγκεκριμένα στο κεφάλαιο 3 γίνεται ανασκόπηση της θεωρίας της διανυσματικής ανάλυσης, συμπεριλαμβάνοντας την εισαγωγή στην ανάλυση διανυσματικού χώρου και την ανάλυση των μετασχηματισμών Clarke (a-b-c τριφασικό, στατικό, χρονικό

πλαίσιο αναφοράς σε α - β διφασικό, στατικό, χωρικό πλαίσιο αναφοράς) και Park (a - b - c τριφασικό, στατικό, χρονικό πλαίσιο αναφοράς σε d - q διφασικό, περιστρεφόμενο, χωρικό πλαίσιο αναφοράς ή α - β σε d - q διφασικό, περιστρεφόμενο, χωρικό πλαίσιο αναφοράς). Στο τέλος του κεφαλαίου αναλύεται το δυναμικό μοντέλο της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών. Αντίθετα στο κεφάλαιο 4 γίνεται εκτενής μελέτη της θεωρίας ελέγχου των Σύγχρονων Κινητήρων Μόνιμων Μαγνητών. Πιο συγκεκριμένα, η ανάλυση εστιάζεται στον διανυσματικό έλεγχο του Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμων Μαγνητών, παρουσιάζοντας τις εξισώσεις και τα διαγράμματα που διέπουν τις βασικές αρχές του. Επίσης, έμφαση δίδεται στον άμεσο έλεγχο ροπής, αναλύοντας μερικά από τα πιο βασικά είδη του, καθώς και τον συνδυασμό τους στις διάφορες καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα, ανάλογα με τα πλεονεκτήματα που προσφέρει το κάθε ένα είδος. Τέλος, παρουσιάζονται κάποια αποτελέσματα κυματομορφών της απόκρισης του ελέγχου, βάσει των μοντέλων που δημιουργήθηκαν στο Matlab/Simulink.

Abstract

This diplomatic thesis deals with the basic principles of operation of the modern permanent magnet machine, its control unit and finally its application to a continuous voltage micronet. The theoretical model of the modern brushless permanent magnet machine (BLDC) is also presented, followed by comparing how they work and explore their differences. Finally, through simulations, the results of the response of such electrical machines are presented according to their type of control. More specifically, in this diplomatic thesis there is a brief introduction to the evolution of electric machines but the emphasis is on the selection of suitable electric machines in micronetworks of continuous voltage in aircrafts. The focus of the research community was on reducing emissions of dangerous gases to the atmosphere and reducing the carbon footprint in order to reduce the greenhouse effect. This case led to a massive effort by both the research and industry communities, to introduce electricity directly into public transport. As a result, the idea of the electrification is also introduced to air transport by creating the “Most Electric Aircraft”, in which all energy management systems covering about 90% of the aircraft's required power, have been replaced by electrical components. The result of this change was to increase reliability in various aircraft operations, such as, thrust, start-up of the main internal combustion engine, wing-protecting against ice, cabin air conditioning, in-flight surface control, environmental control, and auxiliary power supply. As part of this change, the selection of an appropriate electrical machine for such “MEA” applications is necessary. The main candidate machines are SRM (Switched Relucency), PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machine) and its various types according to its construction. In the context of this diplomatic work, the PMSM is studied, and more specifically the IPMSM with internal poles and therefore develops extremely high speeds, while the asynchronous machine is lagging behind the other two in terms of the speed range. In addition, in the context of this thesis, the mathematical background needed to understand the operation of the BLDC machine is analyzed in detail and its driving as an engine is implemented, using the SPWM and the PWM with Hysteresis to impulse the power inverter. The use of Hall position sensor is a prerequisite for the successful driving of the inverter. The tests are performed in Matlab/Simulink simulation environment and the PLECs and then the results are compared. In particular, chapter three, reviews the theory of vector analysis, including the introduction to vector space analysis and the analysis of the transformations Clarke (a-b-c three-phase, static, time frame of reference in a-b two-phase, static, spatial frame of reference) and Park (a-b-c three-phase, static d-q time frame of reference in, two-phase, rotating d-q spatial frame of reference or a-b in, two-phase d-q rotating, spatial frame of reference). At the end of the same chapter the dynamic model of the Modern Permanent Magnet Machine is analyzed. In contrast, chapter four, gives an extensive study of the control theory of modern permanent magnet engines. More specifically, the analysis focuses on the vector control of the Modern Permanent Magnet Engine, presenting the equations and diagrams that govern its basic principles. Emphasis is also placed on direct torque control, analyzing some of its most basic types, and their combination in the various engine modes, depending on the

advantages offered by each type. Finally, some wave-like test response results are presented, based on the models created in Matlab/Simulink.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1	11
1. Αναφορά στις βασικές ηλεκτρικές μηχανές που χρησιμοποιούνται στα μικροδίκτυα Σ.Τ.	11
1.1 Εισαγωγή.....	11
1.2 Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμων Μαγνητών (Permanent Magnet Synchronous Machine PMSM)	13
1.2.1 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της χρήσης PMSM.....	16
1.2.2 Εφαρμογές της PMSM	17
1.3 Περιγραφή της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών χωρίς ψύκτρες (BLDC)	17
1.3.1 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα της BLDC	18
1.3.2 Σύγκριση Επαγωγικού Κινητήρα με BLDC	19
1.3.3 Εφαρμογές BLDC.....	19
1.4 Εξηλεκτρισμένα Αεροσκάφη (MEA).....	20
1.4.1 Σύστημα Διανομής στο MEA (Electrical Power Distribution System-EPDS)	20
1.4.2 Ηλεκτρικό Σύστημα Ισχύος Εξ ηλεκτρισμένου Αεροσκάφους (EPS)	21
1.4.2 Ηλεκτρικές Μηχανές για MEA	22
Κεφάλαιο 2	24
2. Ανάλυση BLDC Μηχανής – Υλοποίηση του Βασικού Ελέγχου της	24
2.1 Αρχή λειτουργίας της BLDC	24
2.2 Μαθηματικό Μοντέλο της BLDC μηχανής.....	24
2.3 Μαγνητική Ανάλυση του BLDC.....	29
2.3.1 Κατανομή της πυκνότητας ροής	29
2.3.2 Μαγνητική Ανάλυση	29
2.4 Παραδείγματα υλοποίησης του βασικού ελέγχου της BLDC στο περιβάλλον Matlab/Simulink.....	31
2.4.1 Έλεγχος PWM μέσα σε ζώνη υστέρησης.....	31
2.5 Υλοποίηση τεχνικών ελέγχου με το λογισμικό PLECs.....	41
2.5.1 Πλεονεκτήματα του PLECs	41
2.5.2 Υλοποίηση Hysteresis PWM στο PLECs.....	42

Κεφάλαιο 3	51
3. Ανασκόπηση της θεωρίας της Διανυσματικής Ανάλυσης – Εφαρμογή στις Σύγχρονες Ηλεκτρικές Μηχανές Μόνιμων Μαγνητών	51
3.1 Εισαγωγή.....	51
3.2 Ανάλυση Διανυσμάτων Χώρου – Συσχετισμός του πεδίου συχνότητας με το πεδίο χρόνου 51	
3.3 Εφαρμογή της θεωρίας των δύο αξόνων στο τριφασικό σύστημα abc- Μετασχηματισμοί πλαισίου αναφοράς.....	55
3.3.1 Μετασχηματισμός Clarke (a-b-c τριφασικό, στατικό, χρονικό πλαίσιο αναφοράς σε α- β διφασικό, μη περιστρεφόμενο, χωρικό πλαίσιο αναφοράς)	55
3.3.1 Μετασχηματισμός Park (a-b-c τριφασικό, στατικό, χρονικό πλαίσιο αναφοράς σε d-q διφασικό, περιστρεφόμενο, χωρικό πλαίσιο αναφοράς ή α-β σε d-q διφασικό, περιστρεφόμενο, χωρικό πλαίσιο αναφοράς).....	59
Κεφάλαιο 4 ,.....	63
4. Ανάλυση και παραδείγματα εφαρμογής του διανυσματικού ελέγχου των Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμου Μαγνήτη (PMSM).....	63
4.1 Έλεγχος ταχύτητας εφαρμόζοντας Διανυσματικό Έλεγχο (Vector Control).....	63
4.1.1 Αντιστροφείας δύο επιπέδων.....	65
4.1.2 Συμβατικός άμεσος έλεγχος ροπής (CDTC).....	69
4.1.3 Άμεσος έλεγχος ροπής με την τεχνική με διαμόρφωση χωρικού διανύσματος (DTC- SVM) 71	
4.1.4 Συνδυασμός τεχνικών ελέγχου PMSM.....	73
4.2 Παραδείγματα ελέγχου Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών.....	75
4.2.1 Διανυσματικός έλεγχος	75
4.2.2 Άμεσος έλεγχος ροπής (CDTC)	80
4.3 Ανάλυση Σύγχρονης Γεννήτριας Μόνιμων Μαγνητών PMSG	86
4.4 Βασική Δομή και αρχή της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών ως S/G.....	87
4.5 Ανάλυση της αρχιτεκτονικής του Μικροδικτύου Συνεχούς Τάσης του εξηλεκτρισμένου Αεροσκάφους.....	88
4.5.1 Περιγραφή Βασικού μοντέλου Μικροδικτύου.....	88
4.6 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων της σύνδεσης PMSG σε Μικροδίκτυο εξηλεκτρισμένου αεροσκάφους	91
5. Αναφορές	96

Κεφάλαιο 1

1. Αναφορά στις βασικές ηλεκτρικές μηχανές που χρησιμοποιούνται στα μικροδίκτυα Σ.Τ.

1.1 Εισαγωγή

Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι ένα από τα σημαντικότερα πεδία έρευνας του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού & Μηχανικού Υπολογιστών εξαιτίας της διεξόδου τους σε ευρεία γκάμα εφαρμογών της καθημερινότητας. Καθότι η ανάγκη ζήτησης των ανθρώπων-καταναλωτών ηλεκτρικών συσκευών τόσο σε επίπεδο οικιακής χρήσης (πλυντήριο ρούχων, καταψύκτης, ηλεκτρική σκούπα κ.ά.) όσο και για πιο μεγάλης ισχύος εφαρμογές (ανελκυστήρες, ηλεκτρικά αυτοκίνητα, ηλεκτρικά μέσα μαζικής μεταφοράς κ.ά.) αυξάνεται μέρα με τη μέρα, είναι αναγκαία η συνεχής πρόοδος και η ανάπτυξη των τεχνολογιών αυτών. Σκοπός της έρευνας σε αυτό το πεδίο δεν είναι μόνο η εύρεση κάποιας ηλεκτρικής μηχανής που να ικανοποιεί τις απαιτήσεις της εφαρμογής, αλλά να τις ικανοποιεί με όσο το δυνατόν αποδοτικότερο τρόπο (χαμηλή κατανάλωση ενέργειας, λιγότερες απώλειες, μικρότερη επίδραση των μεταβατικών φαινομένων στην κατάσταση μόνιμης λειτουργίας των ηλεκτρικών συστημάτων, ευστάθεια συστήματος κ.ά.) [1].

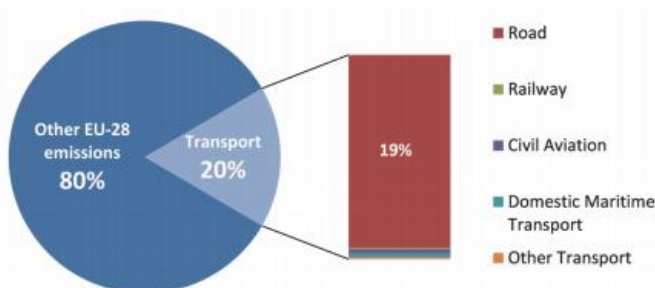
Η τεχνολογία σήμερα έχει φτάσει σε τέτοιο επίπεδο που πλέον οι επιλογές όσο αναφορά τις ηλεκτρικές μηχανές είναι πολλές. Κάνοντας μία μικρή ανασκόπηση, παρατηρείται ότι αρχικά υπήρχαν οι τρεις εξής “κλασσικές” κατηγορίες μηχανών: οι συνεχούς ρεύματος με συνεχούς ρεύματος κύκλωμα πεδίου διέγερσης (dc excited machines), οι εναλλασσόμενης τάσης σύγχρονες (ac synchronous machines) και οι επαγωγικές ή ασύγχρονες (induction or asynchronous machines). Αυτά τα τρία βασικά είδη μηχανών πληρούν τα εξής τρία κριτήρια:

1. Παράγουν (υπό κατάλληλες προϋποθέσεις) σταθερή ροπή (με μικρή κυμάτωση)
2. Λειτουργούν είτε με συνεχούς ρεύματος τροφοδοσία είτε με ημιτονοειδούς μορφής τροφοδοσία.
3. Μπορούν να εκκινήσουν και να συνεχίσουν να λειτουργούν χωρίς ηλεκτρονικούς ελεγκτές.

Όμως οι σύγχρονες εφαρμογές απαιτούν ηλεκτρικές μηχανές με προσαρμόσιμη ταχύτητα, καθιστώντας τη χρήση μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος αναπόφευκτη. Έτσι, η ανάγκη της εξέλιξης αφορά και στο πεδίο των ηλεκτρικών μηχανών όπου αναζητούνται οι

επόμενης γενιάς ηλεκτρικές μηχανές με περισσότερα πλεονεκτήματα. Αποτέλεσμα αυτού ήταν η αντικατάσταση των τυλιγμάτων των μηχανών συνεχούς ρεύματος και των σύγχρονων μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος με μόνιμους μαγνήτες. Το αποτέλεσμα αυτής της αντικατάστασης είναι η δημιουργία της μηχανής μόνιμων μαγνητών συνεχούς ρεύματος με σύστημα συλλέκτη-ψηκτρών (PM DC commutator) και της μόνιμων μαγνητών/μεταβαλλόμενης αντίδρασης εναλλασσόμενου ρεύματος (AC PM/reluctance hybrid). Σε αυτές τις μηχανές ο μαγνήτης τοποθετείται στον στάτη και η περιέλιξη στον δρομέα μέσω του συστήματος συλλέκτη-ψηκτρών. Στη συνέχεια, η μηχανή μόνιμων μαγνητών συνεχούς ρεύματος οδήγησε στην τριφασική μηχανή μόνιμων μαγνητών χωρίς ψήκτρες με τετραγωνική κυματομορφή (PMBLDC) [2], [3].

Τη τελευταία δεκαετία η ανάγκη για χρήση ηλεκτρικών οχημάτων έχει αύξησή λόγω της εξάντλησης των ορυκτών καυσίμων και της παγκόσμιας υπερθέρμανσης. Από τις συνολικές εκπομπές διοξειδίου του άνθρακα παγκοσμίως, το 20% οφείλετε στις καθημερινές μας μεταφορές.



Σχήμα 1.1 Χρήση ηλεκτρικών μηχανών

Έτσι καλούμαστε να κατασκευάσουμε μια υψηλής απόδοσης ηλεκτρική μηχανή η οποία θα αντικαταστήσει τις παραδοσιακές μηχανές εσωτερικής καύσης. Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα έχουν μηδενικές εκπομπές CO₂ και παρουσιάζουν μια μετατροπή ενέργειας από χημική σε μηχανική που είναι σχεδόν τρεις φορές πιο αποδοτική από τις μηχανές εσωτερικής καύσης. Επιπλέον τα κινούμενα μέρη μιας ηλεκτρικής μηχανής προκαλούν λιγότερες δονήσεις και λιγότερους θορύβους αυξάνοντας έτσι την οδηγική μας άνεση.

Υπάρχουν δυο επικρατέστερες κατηγορίες ηλεκτρικών μηχανών, τα οποία χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρικά οχήματα. Στη παρούσα διπλωματική θα αναλυθούν οι τεχνολογίες των ηλεκτρικών μηχανών εντός τροχού. Πιο διαδεδομένη τεχνολογία ωστόσο είναι αυτή της μιας ηλεκτρικής μηχανής τοποθετημένη στο κυρίως μέρος του οχήματος. Παρακάτω δίδονται τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα της χρήσης κινητήρων εντός τροχού :

- Η απουσία ενός μεγάλου αριθμού από βαριούς και περίπλοκους μηχανισμούς μεταξύ της μηχανής και του τροχού (διαφορικά, άξονες κίνησης, συμπλέκτης)

- Οι μηχανές αυτές έχουν μεγάλες δυναμικές δυνατότες αναπτύσσοντας ροπή έως 700 N*m σε πολύ χαμηλές ταχύτητες περιστροφής ενώ η κατασκευή τους είναι ελαφριά και συμπαγής
- Τα οχήματα καθοδηγούμενα από κινητήρες εντός τροχών έχουν μεγαλύτερη ικανότητα ελιγμών καθώς οι τροχοί μπορούν να περιστρέφονται σε διαφορετικές ταχύτητες και το όχημα θα μπορεί να σταθμεύσει ακόμη και στα πιο δύσκολα σημεία
- Η αποθήκευση ενέργειας από την επιβράδυνση του οχήματος γίνεται πιο απλή
- Σε κάθε τροχό βρίσκουν εφαρμογές λογισμικά όπως (traction control , ABS , ESP) αυξάνοντας την ασφάλεια στην οδήγηση
- Χρησιμοποιώντας περισσότερους τροχούς-κινητήρες μειώνεται η δύναμη που παράγει η κάθε μηχανή δίνοντας έτσι τη δυνατότητα για απλούστερα συστήματα ψύξης .

Όπως είναι φυσικό το σύστημα παρουσιάζει και κάποια μειονεκτήματα όπως η αύξηση του βάρους και της αδράνειας του τροχού καθώς και το πρόβλημα της αποδοτικής συνεργασίας αναρτήσεων τροχού. Επιπλέον, όλα αυτά τα συστήματα θα πρέπει να ενσωματωθούν στον πολύ μικρό χώρο του τροχού προσπαθώντας να διατηρηθεί η μάζα του όσο το λιγότερο δυνατό γίνεται. Τέλος θα πρέπει ο τροχός να παραμείνει σε κανονική κατάσταση λειτουργείας ανεξαρτήτως των καιρικών συνθηκών και του οδοστρώματος.

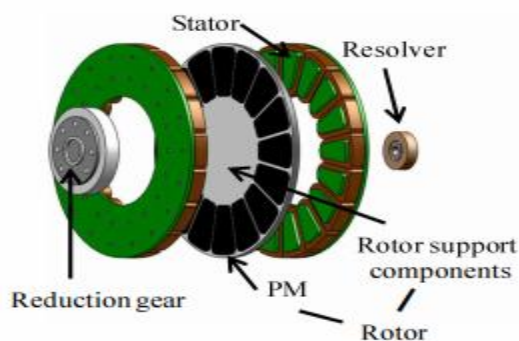
1.2 Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμων Μαγνητών (Permanent Magnet Synchronous Machine PMSM)

Με την εισαγωγή των μόνιμων μαγνητών στην αγορά, δόθηκε η ευκαιρία για τη δημιουργία του επόμενου είδους μηχανών (PM Synchronous Machine). Ο πρωταρχικός στόχος ήταν η αντικατάσταση των “συμβατικών” ηλεκτρομαγνητών στις PM-DC commutator, οι οποίες έχουν τυλίγματα στον δρομέα και ως εκ τούτου απαιτείται σύστημα συλλέκτη-ψηκτρών, από μόνιμους μαγνήτες κατασκευασμένους από σπάνιες γαίες, με βελτιωμένα χαρακτηριστικά [Large electric machines]. Αυτό οδήγησε στην κατάργηση του συστήματος δακτυλίων και ψηκτρών. Επιπρόσθετη έμφαση δόθηκε σ’ αυτές τις μηχανές μετά την έλευση των τρανζίστορ μετάβασης ισχύος (πχ. IGBT, MOSFET), οπότε κατέστη δυνατή η αντικατάσταση του μηχανικού μεταγωγέα με αντιστροφή ισχύος [4].

Η PM Synchronous Machine διακρίνεται από διάφορους κατασκευαστικούς τύπους, ανάλογα με τη θέση του δρομέα και του στάτη, τον σχεδιασμό των περιελίξεων, τη διεύθυνση του μαγνητικού πεδίου, τον τρόπο κίνησης, τον σχεδιασμό του πυρήνα και τη θέση των μαγνητών στον δρομέα [3]. Συγκεκριμένα, ανάλογα με την τοποθέτηση των μαγνητών στον

δρομέα, η μηχανή μπορεί να χωριστεί σε δύο κατηγορίες, εκείνη με μαγνήτες στην επιφάνεια του δρομέα (Surface PMSM, ένθετα ή μη) και σε εκείνη με μαγνήτες στο εσωτερικό του δρομέα (IPMSM, ακτινικής ή εφαπτομενικής μαγνήτισης ή μαγνήτες που είναι τοποθετημένοι σε γωνία π/p άξονες της ακτινικής IPMSM (inclined)). Η PM Synchronous Machine με μαγνήτες προσκολλημένους στην επιφάνεια είναι περισσότερο δημοφιλής σε χαμηλής ισχύος μόνιμου μαγνήτη κινητήρες, εξαιτίας του χαμηλού κόστους κατασκευής τους [5]. Η IPMSM έχει απλή κατασκευή και καλή απόδοση ελέγχου κι ως εκ τούτου μπορεί να εφαρμοστεί σε ποικίλα συστήματα ελέγχου, στα οποία συμπεριλαμβάνονται η ηλεκτροκίνηση, οι βιομηχανικές εφαρμογές και πρόσφατα οι ιατρικές συσκευές [6]. Επιπλέον, έχει τη δυνατότητα γρήγορης απόκρισης ως προς την επιτάχυνση και την επιβράδυνση, διότι ο λόγος ροπής προς αδράνεια που διαθέτει είναι μεγάλος [3]. Συγκρίνοντας τις Surface PMSM και IPMSM εξάγεται το συμπέρασμα ότι η IPMSM είναι πιο κατάλληλη για εφαρμογές αύξησης της ταχύτητας πέραν της ονομαστικής τιμής της, λόγω της τοποθέτησης των μαγνητών στο εσωτερικό του δρομέα κι επειδή ($L_d < L_q$). Στην Surface PMSM ισχύει ($L_d = L_q$) [3]. Η αύξηση της ταχύτητας επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας τη μέθοδο εξασθένησης του πεδίου (Flux Weakening control) και μάλιστα όσο μεγαλύτερος είναι ο λόγος των αυτεπαγωγών μεταξύ των d-q αξόνων (saliency ratio $\lambda_{qd} = \frac{L_q}{L_d}$) τόσο μεγαλύτερα είναι και τα όρια αύξησης της ταχύτητας [7].

Σε αυτό το είδος μηχανών χρησιμοποιούνται υλικά που διατηρούν τη μαγνήτισή τους όπως ο μαγνήτης κράματος Alnico-5, οι φερίττες, το κράμα σαμαριού κοβάλτιου και το κράμα νεοδυμίου-βορίου-κοβάλτιου. Αυτά τα κράματα ονομάζονται υλικά σπάνιας γαίας “rare earth magnets” έχουν καλύτερα στοιχεία από τους απλούς μαγνήτες αλλά και πολύ μεγαλύτερο κόστος. Οι σύγχρονες Μηχανές Μόνιμου μαγνήτη δεν έχουν διέγερση, κάτι που αυξάνει και τη συνολική απόδοση της μηχανής. Εδώ η ροή περνάει από το βόρειο πόλο του μαγνήτη του δρομέα στο στάτη μέσω του διάκενου και στη συνέχεια ολοκληρώνει τη διαδρομή της και περνάει από το στάτη στο νότιο πόλο του δρομέα μέσω του διάκενου.



Σχήμα 1.2

Στους ηλεκτροκινητήρες εντός τροχού μπορεί να χρησιμοποιηθεί εξωτερικός δρομέας. Δηλαδή οι μαγνήτες τοποθετούνται σε ειδικά ανοίγματα μέσα στο πυρήνα του δρομέα η κολλιούνται στην εσωτερική επιφάνεια του δρομέα και συγκρατούνται από ορειχάλκινους δακτυλίους συγκράτησης. Έπειτα ο δρομέας συνδέεται απευθείας στο χείλος του τροχού.

Υπάρχει και η τεχνολογία του εξωτερικού στάτη και εσωτερικού δρομέα στην οποία ο δρομέας βρίσκεται αναμεσά από τους δυο στάτες και είναι κατασκευασμένος από μονίμους μαγνήτες νεοδημίου. Αυτή η δομή έχει δρομέα χωρίς πυρήνα και χρησιμοποιείται για μεγιστοποίηση της μαγνητικής ροπής .

Τα πλεονεκτήματα της χρήσης αυτού του τύπου μηχανής είναι τα εξής:

- Είναι πιθανή η αποφυγή της μη αναστρέψιμης απομαγνητίσεις των μονίμων μαγνητών
- Όταν ο δρομέας είναι στο κέντρο της αξονικής ροής , οι ανισόρροπες ηλεκτρομαγνητικές δυνάμεις που ασκούνται πάνω του περιορίζονται
- Οι απώλειες χαλκού μειώνονται καθώς με αυτή τη δομή υπάρχει μικρότερη πυκνότητα ροής μαγνητικού πεδίου στο στάτη.

Η διεύθυνση του μαγνητικού πεδίου παίζει πολύ μεγάλο ρολό . Υπάρχουν δυο τύποι μηχανών μονίμου μαγνήτη ανάλογα με τη διεύθυνση του μαγνητικού πεδίου. Οι μηχανές ακτινικής ροής και οι μηχανές αξονικής ροής . Λόγω του μικρού αξονικού της μήκους και της ευκολίας στη κατασκευή προτείνονται οι μηχανές αξονικής ροής. Εδώ οι μαγνήτες έχουν επίπεδο σχήμα και δεν απαιτητέ ειδική κατεργασία για να πάρουν τη κυρτή μορφή για να τοποθετηθούν στην επιφάνεια του δρομέα. Επίσης το αξονικό μήκος του διάκενου μπορεί να ρυθμίζεται κατά τη συναρμολόγηση της μηχανής η ακόμη να αυξομειώνεται κατά τη λειτουργία της ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Κάποια από τα μειονεκτήματα τους είναι η “ροπή cogging” και το σχετικά μεγάλο μήκος διάκενου. Θα αναλυθούν σε άλλη παράγραφο τρόποι αντιμετώπισης των προβλημάτων αυτών .

Ως αναφορά τα τυλίγματα μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε δυο τεχνικές. Συγκεντρωμένα και διανεμημένα τυλίγματα. Μετά από έρευνες το συμπέρασμα είναι πως στους ηλεκτροκινητήρες εντός τροχού τα διανεμημένα τυλίγματα παρουσιάζουν πολλά προτερήματα όπως.

- Μειωμένες παρασιτικές αρμονικές που συνεπάγεται σε αυξημένη απόδοση
- Αυξημένη τιμή του παράγοντα πληρώσεως . Δηλαδή του λόγου της επιφάνειας των τυλιγμάτων προς την συνολική επιφάνεια.
- Σημαντική μείωση των δινορευμάτων
- Μειωμένος θόρυβος και δονήσεις .

Από την άλλη πλευρά τα συγκεντρωμένα τυλίγματα μπορούν να υποστηρίξουν μεγάλο αριθμό πόλων για τη μείωση του συνολικού πλάτους με το μειονέκτημα όμως ότι αυξάνεται

το κόστος . Επιπλέον αυξάνουν τον διαθέσιμο χώρο του μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό της μηχανής. Μία περιέλιξη τύπου δοντιού (tooth coil winding) καλύπτει τις προϋποθέσεις πλάτους της αξονικής ροής της μηχανής. Αυτός ο τρόπος περιέλιξης τυλιγμάτων του στάτη επιτρέπει στις μηχανές με μεγάλο διάκενο να αναπτύσσουν μεγάλη αγωγιμότητα και κατά συνέπεια το καλύτερο έλεγχο της μηχανής και τη μείωση των απαιτήσεων στον αντιστροφέα .

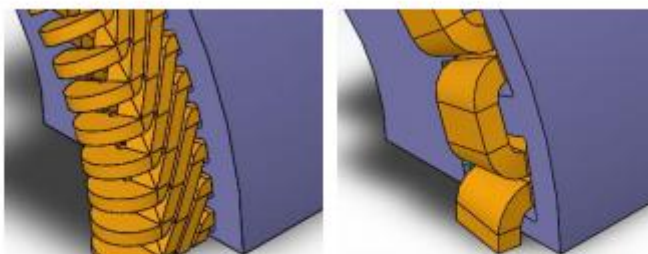


Fig. 1. (a) Distributed winding (b) Concentrated winding

Σχήμα 1.3

Ο αριθμός των πόλων και των αυλακιών επίσης καθορίζει τη ταχύτητα της μηχανής . Ένας μεγάλος αριθμός πόλων οδηγεί σε μειωμένο όγκο λόγω της μικρής μαγνητικής ροής ανά πόλο. Παράλληλα αυξάνεται το διάκενο και η ροπή του δρομέα. Επιπλέον έχοντας μεγάλο αριθμό πόλων μειώνονται οι πιθανότητες απομαγνητίσεις. Ένας κατάλληλος όμως αριθμός πόλων και θυρίδων θα δώσει μειωμένο θόρυβο και δονήσεις και θα μεγαλώσει τη διάρκεια ζωής. Κάθε θυρίδα θα πρέπει να έχει τέτοιο βάθος ώστε να έχει μεγάλη αυτεπαγωγή για το περιορισμό των ρευμάτων.

1.2.1 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της χρήσης PMSM

Η PM Synchronous Machine χρησιμοποιείται ευρέως σε εφαρμογές διότι συγκεντρώνει μια σειρά από σημαντικά πλεονεκτήματα. Πρώτα απ' όλα, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω έχει απλή κατασκευή και χαμηλό κόστος. Επίσης διαθέτει υψηλή απόδοση, υψηλό συντελεστή ισχύος (PF) και υψηλή πυκνότητα ισχύος, κάτι που την καθιστά δημοφιλή σε όλων των ειδών τα ηλεκτρικά οχήματα. Για παράδειγμα, το υβριδικό αυτοκίνητο Prius χρησιμοποιεί ως κύριο κινητήρα PMSM και ως γεννήτρια εκκίνησης PMSG [7]. Επιπλέον αξιοσημείωτο πλεονέκτημα είναι η δυνατότητά της να λειτουργεί χωρίς συντήρηση και η ευρωστία της απέναντι στις αλλαγές του περιβάλλοντος [8].

Ωστόσο η PM Synchronous Machine συνοδεύεται από κάποια μειονεκτήματα που δεν μπορούν να αγνοηθούν. Κύριο μειονέκτημα είναι, ότι μπορεί να προκληθεί απομαγνήτιση των μαγνητών εξαιτίας πολύ υψηλών ρευμάτων ή πολύ υψηλών θερμοκρασιών. Επίσης, για την επίτευξη της υψηλής απόδοσης χρησιμοποιούνται μόνιμοι μαγνήτες από στοιχεία σπάνιων

γαιών (συνήθως NdFeB), τα οποία είναι υπερβολικά ακριβά [8]. Αναμφισβήτητα σοβαρό μειονέκτημα της PM Synchronous Machine είναι, ότι τα χαρακτηριστικά των μαγνητών τείνουν να αλλάζουν με το πέρασμα των χρόνων.

1.2.2 Εφαρμογές της PMSM

Εξαιτίας των ποικίλων πλεονεκτημάτων που συγκεντρώνει, η PM Synchronous Machine καθίσταται διαθέσιμη για μια πληθώρα εφαρμογών. Τέτοιες είναι οι συμπιεστές στη βιομηχανία, οι οικιακές συσκευές, η αυτοκίνηση, η αεροναυπηγική και οι εφαρμογές έλξης. Πιο συγκεκριμένα, στις εφαρμογές έλξης, η PM Synchronous Machine χρησιμοποιείται σε υβριδικά ηλεκτρικά οχήματα (HEVs) και ηλεκτρικά οχήματα (EVs) [8]. Τέλος, ευρεία είναι η χρήση της σε εφαρμογές που περιλαμβάνονται στα εξηλεκτρισμένα αεροσκάφη.

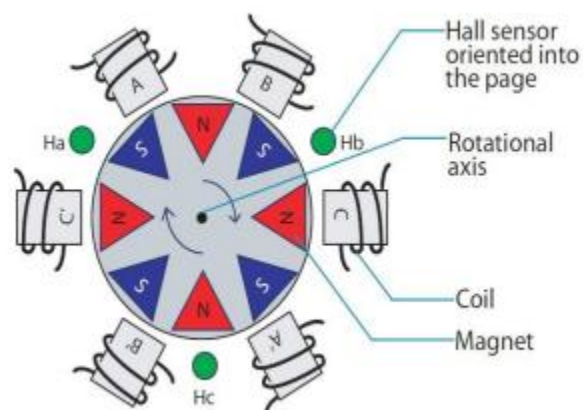
1.3 Περιγραφή της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών χωρίς ψύκτρες (BLDC)

Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος χωρίς ψήκτρες είναι μια άλλη κατηγορία μόνιμων μαγνητών με την ίδια δηλαδή λογική διέγερσης. Η λειτουργία τους προσεγγίζει τις μηχανές συνεχούς ρεύματος. Από την ονομασία των μηχανών αυτών ενδεχόμενος να δημιουργηθεί σύγχυση και να θεωρηθεί ότι είναι μηχανές συνεχούς ρεύματος. Ωστόσο η ονομασία τους προήλθε επειδή μέσω του συστήματος οδήγησης επιτυγχάνεται η ίδια εξίσωση ροπής και χαρακτηριστική ροπής - ταχύτητας με αυτή των μηχανών συνεχούς ρεύματος και έτσι οι μηχανές αυτές συμπεριφέρονται ως μηχανές συνεχούς ρεύματος.

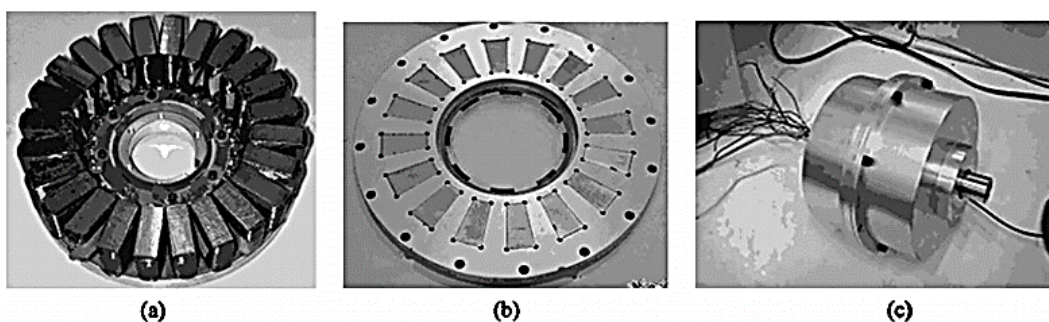
Το πλεονέκτημα μιας τέτοιας διέγερσης είναι το μικρό μέγεθος της διάταξης πεδίου και η εξάλειψη των ωμικών απωλειών στο τύλιγμα διέγερσης. Έτσι η δημιουργία μιας μικρού όγκου ψυχρής με υψηλή απόδοση καθίσταται δυνατή. Ο λόγος όμως για τον οποίο αυτές οι μηχανές είναι περισσότερο δημοφιλείς από άλλες ισοδύναμες είναι η απλότητα του μηχανισμού ελέγχου τους.

Με τη σωστή επιλογή του αριθμού των πόλων και των φάσεων μπορεί να πλησιάσει την απόδοση μια σύγχρονης μηχανής καθώς χρησιμοποιείτε καλύτερα ο σιδερένιος πυρήνας με χρήση τραπεζοειδούς ρεύματος τροφοδοσίας. Επιπλέον η κυκλική περιέλιξη τυλιγμάτων καλύπτει τις απαιτήσεις υψηλής ισχύος. Τέλος, προτιμάται η χρήση μηχανών αξονικής ροής έναντι ακτινικής λόγω της εξισορρόπησης των αντίθετων δυνάμεων στο στατή, της καλύτερης απαγωγής της θερμότητας και του ρυθμιζόμενου διάκενου.

Η κατασκευή τους είναι σχετικά απλή. Οι μόνιμοι μαγνήτες είναι τοποθετημένοι στον δρομέα με διάφορους τρόπους όπως κατά μήκος της επιφάνειας του για παράδειγμα. Ο στάτης περιέχει όλα τα τυλίγματα τα οποία διαρρέει η τάση τροφοδοσίας.



Σχήμα 1.4



Σχήμα 1.5- (α) Στάτης (β) Δρομέας (γ) Πρωτότυπο Μηχανής

1.3.1 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα της BLDC

Το πιο εμφανές πλεονέκτημα της BLDC είναι η απομάκρυνση των ψηκτρών, οι οποίες σχετίζονται με σειρά προβλημάτων. Για παράδειγμα, οι ψήκτρες τείνουν να παράγουν RFI ενώ οι σπινθήρες που σχετίζονται με τις ψήκτρες αποτελούν μία πιθανή πηγή ανάφλεξης σε εύφλεκτες ατμόσφαιρες. Ένα ακόμα πλεονέκτημα της BLDC είναι ότι με το να βρίσκεται ο δρομέας μέσα στον στάτη υπάρχει περισσότερη επιφάνεια εγκάρσιας διατομής διαθέσιμη για τις περιελίξεις του τυλίγματος "οπλισμού". Επίσης, σε μία υποτιθέμενη αύξηση του ηλεκτρικού φορτίου, η BLDC παρέχει μεγαλύτερη ειδική ροπή και έτσι η απόδοση της είναι πιθανό να είναι μεγαλύτερη από ότι μίας DC μηχανής με συμβατικό σύστημα συλλέκτη-ψηκτρών ίδιου μεγέθους. Ως ειδική ροπή ορίζεται η ροπή, η οποία παράγεται στην επιφάνεια του δρομέα. Συνεπώς είναι η ροπή ανά μονάδα μεγέθους δρομέα (TRV). Η αρχική χρήση του TRV ήταν για τον υπολογισμό του μεγέθους του δρομέα, ως αρχική αναφορά για το λεπτομερή σχεδιασμό του. Είναι αρκετά σύνηθες στο σχεδιασμό μηχανών να δίνεται μια συγκεκριμένη απαίτηση σε ροπή φορτίου, ώστε η μηχανή να σχεδιάζεται σύμφωνα μ' αυτή. Επιπλέον, η απουσία του συστήματος συλλέκτη-ψηκτρών μειώνει το μήκος της μηχανής, το οποίο έχει θετικό αντίκτυπο, όχι μόνο στην εξοικονόμηση χώρου αλλά και στη μείωση του μήκους μεταξύ

των εδράνων (bearings). Το όφελος απ' αυτό είναι η επίτευξη μεγαλύτερων ταχυτήτων ή μεγαλύτερης αναλογία μήκους/διαμέτρου [2].

Από την άλλη μεριά, μειονεκτήματα, όπως σε κάθε μηχανή έτσι και στην BLDC, δεν παύουν να υπάρχουν. Τα τρία κύρια μειονεκτήματα είναι [2]:

1. Η ανάγκη ύπαρξης αισθητήρα που θα εντοπίζει τη θέση του άξονα του δρομέα,
2. Η αυξημένη πολυπλοκότητα στους ηλεκτρονικούς ελεγκτές και
3. Το ότι δεν είναι φθηνότερος από άλλες μηχανές που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε παρόμοιες εφαρμογές.

1.3.2 Σύγκριση Επαγωγικού Κινητήρα με BLDC

Είναι πολύ σημαντικό να συγκριθούν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της BLDC σε σχέση με αυτά της επαγωγικής μηχανής, η οποία όχι μόνο δεν έχει ψήκτρες, αλλά διατηρεί και το πλεονέκτημα της απλότητας της βασικής λειτουργίας της, όταν λειτουργεί ως κινητήρας ιδιαίτερα. Αρχικά, αξίζει να αναφερθεί ότι στον ίδιο χώρο υπό τις ίδιες συνθήκες ψύξης, η BLDC παρουσιάζει καλύτερη απόδοση, συντελεστή ισχύος και ως εκ τούτου μεγαλύτερη ισχύ εξόδου [9]. Οι μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούνται και στις δύο μηχανές είναι παρόμοιες τοπολογίες PWM αντιστροφών. Γενικά, η επίδοση της BLDC υπερτερεί από άποψη απόδοσης, σταθερότητας, απόκρισης του συστήματος και ελεγχόμενου εύρους ταχυτήτων [9]. Αξίζει να αναφερθεί ότι η οδήγηση της επαγωγικής μηχανής από τοπολογίες αντιστροφών είναι πολυπλοκότερη. Τέλος, στην επαγωγική μηχανή μπορεί να επιτευχθεί η λειτουργία εξασθένησης πεδίου (field weakening) ώστε να λειτουργεί σε πολύ υψηλές ταχύτητες, παρέχοντας σταθερή ισχύ, το οποίο είναι δύσκολο να επιτευχθεί στην BLDC [9].

1.3.3 Εφαρμογές BLDC

Σήμερα, οι μηχανές BLDC χρησιμοποιούνται σε πληθώρα εφαρμογών. Για παράδειγμα σε οικιακές ηλεκτρικές συσκευές, στον βιομηχανικό έλεγχο, σε αυτοματισμούς, στην αεροπλοΐα (aviation) κ.α. [9]. Οι εφαρμογές της BLDC μπορούν να υπαχθούν σε 3 κατηγορίες: σταθερού φορτίου, μεταβαλλόμενου φορτίου και αυτές που απαιτούν της θέσης του άξονα. Οι εφαρμογές σταθερού φορτίου παρουσιάζουν ακρίβεια του ελέγχου στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της μηχανής σε μια ταχύτητα, απαιτούν χαμηλού κόστους ελεγκτές και ο έλεγχος είναι ανοικτού βρόγχου (open-loop). Σε εφαρμογές μεταβαλλόμενου φορτίου απαιτείται μεγάλη ακρίβεια στον έλεγχο σε υψηλές ταχύτητες, εξαιτίας της ανάγκης για καλή δυναμική απόκριση του συστήματος, οπότε ο έλεγχος γίνεται πολύπλοκος και η χρησιμοποίηση κλειστού βρόγχου ελέγχου (close-loop) είναι αναπόφευκτη, κάτι το οποίο αυξάνει το κόστος του συστήματος. Όσον αφορά τις εφαρμογές εύρεσης της θέσης του άξονα, σε αυτή την κατηγορία ανήκουν κυρίως βιομηχανικές εφαρμογές, όπου η δυναμική απόκριση της ταχύτητας και της ροπής είναι σημαντική. Τέτοια συστήματα λειτουργούν κυρίως με κλειστό

βρόγχο ελέγχου. Ένα παράδειγμα βιομηχανικής εφαρμογής είναι οι Computer Numeric Controlled (CNC) μηχανές [9].

1.4 Εξηλεκτρισμένα Αεροσκάφη (MEA)

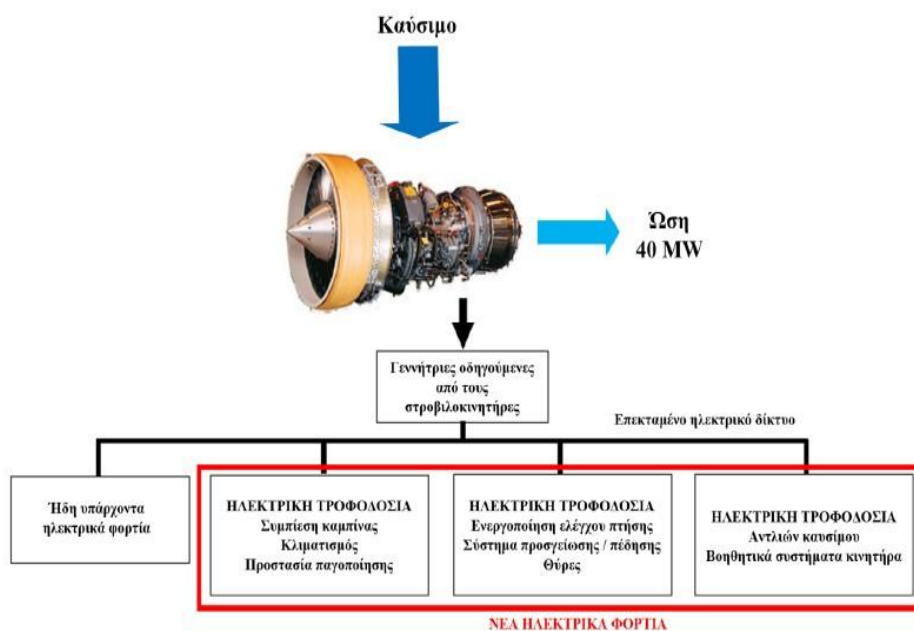
Με το πέρασμα των χρόνων, η έρευνα και η ανάπτυξη εστιάζεται όλο και περισσότερο στην προστασία του περιβάλλοντος. Ιδιαίτερη προσοχή δίδεται στην προσπάθεια μείωση της μόλυνσης του αέρα λόγω των εκπομπών των αεροσκαφών που χρησιμοποιούνται για τις αερομεταφορές, με την προσπάθεια αλλαγής/βελτίωσης των τεχνολογιών των συμβατικών αεροσκαφών. Οι τεχνολογίες αναμένεται να οδηγήσουν σε νέα αεροσκάφη πιο αποδοτικά ως προς το καύσιμο, πιο ασφαλή, αξιόπιστα ως προς την εξυπηρέτηση των αναγκών και ευκολότερα στη συντήρηση. Έτσι οδηγηθήκαμε στην ανάπτυξη της νέας γενιάς αεροσκαφών, τα εξηλεκτρισμένα αεροσκάφη (MEA), στα οποία όλα τα πνευματικά και υδραυλικά συστήματα διαχείρισης ενέργειας που κάλυπταν περίπου το 90% της απαιτούμενης ισχύος του αεροσκάφους έχουν αντικατασταθεί από ηλεκτρικά στοιχεία. Το αποτέλεσμα αυτής της αλλαγής ήταν η αύξηση της αξιοπιστίας σε διάφορες λειτουργίες του αεροσκάφους όπως, στην ώθηση, στην εκκίνηση της κύριας μηχανής εσωτερικής καύσης (ATS), στην προστασία των φτερών από πάγο, στον κλιματισμό της καμπίνας, στον έλεγχο της επιφάνειας κατά την πτήση, στον έλεγχο του περιβάλλοντος και στη βοηθητική παροχή ισχύος [10].

1.4.1 Σύστημα Διανομής στο MEA (Electrical Power Distribution System-EPDS)

Στα συμβατικά αεροσκάφη, η απαραίτητη ενέργεια-ισχύς παράγεται μέσω του καυσίμου και χωρίζεται σε 2 μέρη. Το πρώτο μέρος ονομάζεται πρωτεύουσα ισχύς και μετατρέπεται κατάλληλα για την πρόωση των μηχανών. Το δεύτερο μέρος ονομάζεται δευτερεύουσα ισχύς και χωρίζεται σε τέσσερις επιμέρους κατηγορίες: τη μηχανική ισχύ, την υδραυλική ισχύ, την πνευματική ισχύ και την ηλεκτρική ισχύ. Η δευτερεύουσα ισχύς είναι υπεύθυνη για την τροφοδοσία όλων των ενεργών/παθητικών φορτίων του αεροσκάφους. Το μειονέκτημα αυτής της αρχιτεκτονικής είναι ότι, παρουσιάζει μια περίπλοκη δομή με κάποια μέρη του εξοπλισμού να μειώνουν την απόδοση, καθώς τα πνευματικά και τα υδραυλικά συστήματα παρουσιάζουν διαρροές που είναι δύσκολο να εντοπιστούν και να αντιμετωπιστούν.

Προκειμένου να μειωθεί η πολυπλοκότητα των συμβατικών αεροσκαφών και να ενισχυθεί η απόδοση και η αξιοπιστία τους, οι κατασκευαστές έδωσαν έμφαση σε εφαρμογές με σκοπό να μειώσουν τα υπερβολικά κόστη και την κατανάλωση καυσίμου. Οπότε η νέα τάση στράφηκε στη χρήση της ηλεκτρικής ενέργειας για εξαγωγή και διανομή της μη προωθητικής ισχύος, οδηγώντας στα MEA. Η βασική ιδέα των MEA είναι η χρησιμοποίηση όλης της ηλεκτρικής ενέργειας για την οδήγηση των υποσυστημάτων των αεροσκαφών. Αυτό φαίνεται στο Σχήμα 1.1. Επιπλέον, αυξάνοντας τη διαθέσιμη ηλεκτρική ισχύ σε ένα MEA, είναι δυνατή η χρήση ενός συστήματος Εκκινήτη/Γεννήτριας (SG) για την εκκίνηση της κύριας μηχανής

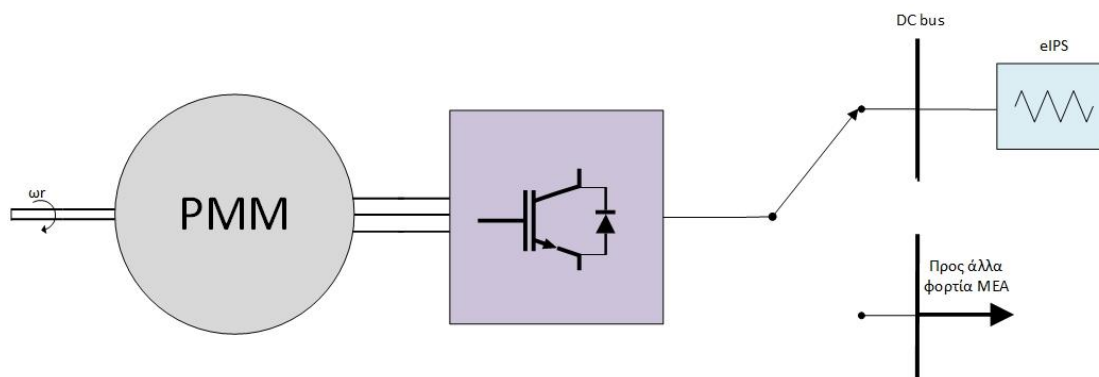
εσωτερικής καύσης. Στην κατάσταση της εκκίνησης, η ηλεκτρική μηχανή συμβάλει στην εκκίνηση της κύριας μηχανής αντικαθιστώντας την τουρμπίνα αέρος (ATS) [11]. Στην κατάσταση γεννήτριας, η ηλεκτρική μηχανή λειτουργεί ως πηγή τροφοδοσίας ηλεκτρικής ενέργειας στο ηλεκτρικό δίκτυο του αεροσκάφους.



Σχήμα 1.6 Κατανομή απαιτήσεων ενέργειας στο ΜΕΑ [12]

1.4.1 1.4.2 Ηλεκτρικό Σύστημα Ισχύος Εξ ηλεκτρισμένου Αεροσκάφους (EPS)

Στο Σχήμα 1.7 απεικονίζεται η βασική ιδέα του ηλεκτρικού συστήματος του ΜΕΑ. Σε αυτό φαίνεται μια ηλεκτρική μηχανή PM, η οποία έχει τον ρόλο της κύριας γεννήτριας και οδηγείται από έναν δικαντευθυντήριο AC-DC μετατροπέα ισχύος. Ο μετατροπέας συνδέεται στον DC ζυγό όπου τροφοδοτεί ποικίλα ηλεκτρικά φορτία ή το eIPS. Το eIPS παράγει θερμότητα για προστασία από τον πάγο γι' αυτό προσομοιώνεται με αντιστάσεις. Στον κύριο ζυγό μπορούν να συνδέονται όλα τα φορτία, τα οποία αποσυνδέονται όταν το eIPS τροφοδοτείται από τη γεννήτρια. Επιπλέον, υποτίθεται ότι τα κρίσιμα φορτία τροφοδοτούνται από άλλες πηγές, όπως συστήματα μπαταριών και βοηθητικές πηγές παροχής ισχύος [12].



Σχήμα 1.7 EPS με πιθανή σύνδεση με Eips [14]

1.4.2 Ηλεκτρικές Μηχανές για ΜΕΑ

Όπως πολλές μελέτες έχουν δείξει, οι μεγάλες ηλεκτρικές μηχανές στα ΜΕΑ είναι δυνατό να κατηγοριοποιηθούν σε δύο κατηγορίες. Αφενός είναι τα κινητήρια συστήματα προώθησης και αφετέρου τα υψηλής ταχύτητας συστήματα γεννητριών. Όσο αφορά τα κινητήρια συστήματα προώθησης, είναι συστήματα που αποτελούνται από έναν κινητήρα προώθησης, ηλεκτρονικά κυκλώματα ισχύος και μια μονάδα μείωσης ταχυτήτων. Η ισχύς εξόδου τους φτάνει τα 1-2 MW ενώ η ταχύτητα εξόδου τους (δηλαδή η ταχύτητα της προπέλας) είναι πιθανό να φτάσει τα 2500-4000 rpm [13]. Από την άλλη μεριά, τα υψηλής ταχύτητας συστήματα προώθησης αποτελούνται από μια ηλεκτρική μηχανή τοποθετημένη στον υψηλής ταχύτητας άξονα της τουρμπίνας, η οποία χρησιμοποιείται από τις προωθητικές προπέλες. Η απαιτούμενη ισχύς που πρέπει να παρέχουν αυτές οι γεννήτριες είναι 5-10 MW. Η τουρμπίνα είναι υπεύθυνη για την περιστροφή της γεννήτριας, με τυπικές τιμές ταχύτητας να κυμαίνονται στην περιοχή των 20-40 krpm. Υποψήφιες τοπολογίες είναι η PMSM, η SRM, η επαγωγική μηχανή, η WFSM και SynRM [13]. Στον πίνακα 1-1 συνοψίζονται κάποια από τα χαρακτηριστικά των μηχανών για προώθηση.

Τοπολογίες	Ταχύτητα, krpm	Ισχύς,kW	Συχνότητα,Hz
<i>IM</i>	15	2000	250
<i>IM</i>	12	8000	200
<i>SynRM</i>	48	60	800
<i>SRM</i>	22	250	2963
<i>WFSM</i>	13.6	2500	680
<i>WFSM</i>	10	1000	-
<i>WFSM</i>	10	2500	1000

Πίνακας 1-1.1 Τοπολογίες και χαρακτηριστικά μηχανών για Προώθηση στο ΜΕΑ.

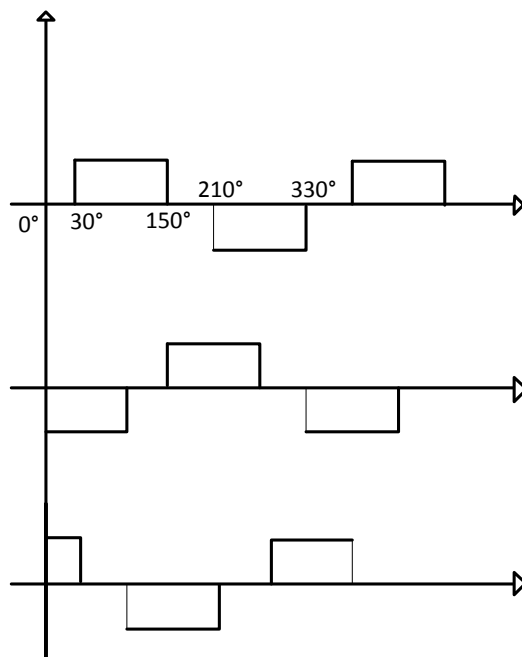
Επιπλέον σημαντικό ρόλο έχουν και οι μηχανές που παρέχουν τη δευτερεύουσα ισχύ σε επιβατικά και στρατιωτικά ΜΕΑ. Υποψήφιες τοπολογίες τέτοιων μηχανών είναι η PMSM, η SRM, η WRSM κ.ά. Η WRSM είναι μια ενοποιημένη μονάδα (και όχι μεμονωμένη μηχανή) που περιλαμβάνει μια ξεχωριστή γεννήτρια μόνιμων μαγνητών, έναν διεγέρτη και μια κύρια γεννήτρια τοποθετημένη στον άξονα της τουρμπίνας. Η WRSM μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως μια γεννήτρια που συνδέεται με τον ζυγό των καταναλωτών (φορτία), του οποίου η τάση διατηρείται σταθερή τάση. Τέτοια για παράδειγμα γεννήτρια χρησιμοποιείται στο A380. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, τέτοιες μηχανές μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για την εκκίνηση της κύριας μηχανής του αεροσκάφους, όπως συμβαίνει στο B787. Η κύρια λειτουργία της WRSM είναι η τροφοδότηση των ενεργών και παθητικών φορτίων του αεροσκάφους. Η γεννήτρια μόνιμων μαγνητών (PMG) παρέχει με συνεχές ρεύμα ενέργεια στα τυλίγματα του κύριου διεγέρτη, μέσω ενός μετατροπέα υποβιβασμού (buck converter). Τα τυλίγματα του δρομέα του διεγέρτη παράγουν ένα AC ρεύμα το οποίο ανορθώνεται μέσω ενός στρεφόμενου ανορθωτή στα τυλίγματα διέγερσης της κύριας γεννήτριας. Τελικά AC ρεύμα αποδίδεται στον AC ζυγό [11].

Κεφάλαιο 2

2. Ανάλυση BLDC Μηχανής – Υλοποίηση του Βασικού Ελέγχου της

2.1 Αρχή λειτουργίας της BLDC

Όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 1, ο όρος brushless εξάγεται από το γεγονός ότι αυτό το είδος της μηχανής δεν έχει ψήκτρες, αφού ο ρόλος των ψηκτρών έχει υποκατασταθεί από τον έλεγχο του συστήματος οδήγησης. Υπάρχουν δύο είδη τέτοιων μηχανών: η μηχανή με πολικό τόξο μαγνήτη 180 ηλεκτρικών μοιρών, όπου οι μαγνήτες καταλαμβάνουν όλη την περιφέρεια του δρομέα και τα τυλίγματα του στάτη είναι συνδεδεμένα σε αστέρα και η μηχανή με πολικό τόξο μαγνήτη που είναι 120 ηλεκτρικών μοιρών, όπου οι μαγνήτες καταλαμβάνουν τα 2/3 της περιφέρειας του δρομέα και τα τυλίγματα του στάτη είναι συνδεδεμένα σε τρίγωνο. Οι brushless μηχανές σχεδιάζονται έτσι ώστε να διεγείρονται από ρεύμα τετραγωνικής μορφής και να παράγουν σχεδόν σταθερή ροπή εξόδου. Στο Σχήμα 2-1 φαίνεται η ακολουθία ρευμάτων μιας τέτοιας μηχανής.



Σχήμα 2.1 Ακολουθία τριφασικών ρευμάτων BLDC

2.2 Μαθηματικό Μοντέλο της BLDC μηχανής

Η BLDC μηχανή έχει 3 τυλίγματα στάτη και μόνιμους μαγνήτες στον δρομέα. Επειδή η κατανομή της ροής αυτής της μηχανής είναι τραπεζοειδής, η ανάλυση των ρευμάτων του

στάτη σε d-q πλαίσιο αναφοράς – όπως γίνεται στις περισσότερες φορές στα υπόλοιπα είδη μηχανών που αναφέρθηκαν στο Κεφάλαιο 1 – δεν προσφέρει κάποιο πλεονέκτημα ως προς την απλοποίηση του δυναμικού μοντέλου της, οπότε είναι αναγκαίο να εξαχθεί ένα μοντέλο από τις φασικές μεταβλητές. Για την εξαγωγή του μοντέλου δεν λαμβάνονται υπόψη οι απώλειες σιδήρου και οι λοιπές κατανεμημένες απώλειες διασποράς. Θεωρούμε ότι οι ταλαντώσεις στα ρεύματα και τις τάσεις της μηχανής που προκαλούνται από τις μεταβατικές καταστάσεις υπολογίζονται στη βαθμίδα του αντιστροφέα, οπότε στην ανάλυση δεν λαμβάνονται υπόψη τα τυλίγματα απόσβεσης της μηχανής. Ως εκ τούτου, οι εξισώσεις των τριών τυλιγμάτων του στάτη είναι:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

, όπου R_s είναι η αντίσταση ανά φάση του στάτη η οποία όπως φαίνεται από την εξίσωση είναι ίδια σε κάθε φάση, e_{as}, e_{bs}, e_{cs} οι επαγόμενες ΗΕΔ με E_p να είναι η μέγιστη τιμή της κυματομορφής τους, τα i_a, i_b, i_c είναι τα ρεύματα των τριών φάσεων της BLDC και R_s είναι η αντίσταση του στάτη.

Ισχύει ότι:

$$E_p = N\varphi_\alpha = \lambda_p \omega_m \quad (2.2)$$

, όπου N ο αριθμός των ανά φάση αγωγών σε σειρά, φ_α η ανά φάση μαγνητική ροή, λ_p η ανά φάση πεπλεγμένη μαγνητική ροή και ω_m η γωνιακή ταχύτητα. Η φ_α είναι ευθέως ανάλογη με τη ροή διακένου φ_g :

$$\varphi_g = \frac{1}{\pi} \varphi_\alpha \quad (2.3)$$

Θεωρούμε ότι η ανά φάση αυτεπαγωγή του δρομέα δεν μεταβάλλεται με την αλλαγή της γωνίας κατά την περιστροφή λόγω της χρήσης δρομέα χωρίς έκτυπους – προεξέχοντες πόλους. Αν υποθέσουμε ότι υπάρχουν τρεις συμμετρικές φάσεις, εξάγουμε τα ακόλουθα:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L, L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M(H) \quad (2.4)$$

, όπου L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} είναι οι αυτεπαγωγές των φάσεων a,b,c αντίστοιχα και $L_{ac}, L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$ είναι αμοιβαίες αυτεπαγωγές μεταξύ των φάσεων a,b,c.

Επιπλέον, για τα φασικά ρεύματα του στάτη ισχύει $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$ και με την αντικατάσταση των εξισώσεων (2.4) στην εξίσωση (2.1) προκύπτει:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L-M) & 0 & 0 \\ 0 & (L-M) & 0 \\ 0 & 0 & (L-M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix}$$

(2.5)

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή δίνεται από την έκφραση:

$$T_e = [e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs}] \frac{1}{\omega_m} (N \cdot m)$$

(2.6)

Η στιγμιαίες ΗΕΔ μπορούν να γραφούν λόγω της εξίσωσης (2.2) ως:

$$e_{as} = f_{as}(\theta_r) \lambda_p \omega_m$$

(2.7)

$$e_{bs} = f_{bs}(\theta_r) \lambda_p \omega_m$$

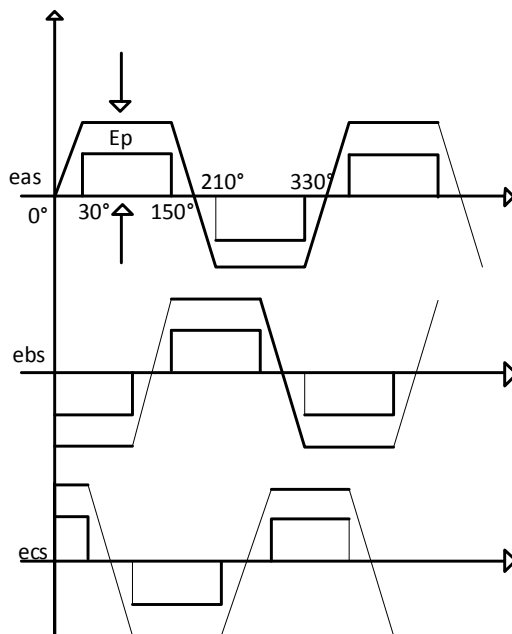
(2.8)

$$e_{cs} = f_{cs}(\theta_r) \lambda_p \omega_m$$

(2.9)

, όπου οι συναρτήσεις $f_{as}(\theta_r)$, $f_{bs}(\theta_r)$ και $f_{cs}(\theta_r)$ έχουν την ίδια μορφή με τις e_{as} , e_{bs} και

e_{cs} με μέγιστο πλάτος ± 1 όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-2.



Σχήμα 2.2 ΗΕΔ σε τριφασικό BLDC.

Είναι σημαντικό να παρατηρήσουμε ότι η εξίσωση της φασικής τάσης είναι ίδια με την εξίσωση της τάσης τυμπάνου μιας μηχανής DC. Αυτός είναι και ένας από τους λόγους που η μηχανή ονομάζεται DC μηχανή PM. Η εξίσωση της κίνησης για ένα απλό σύστημα με αδράνεια J , συντελεστή τριβής B , ροπή φορτίου T_l είναι:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m = (T_e - T_l) \quad (2.10)$$

Η ηλεκτρική ταχύτητα και η θέση του δρομέα συνδέονται με τη σχέση:

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \frac{P}{2} \omega_m$$

(2.11)

, όπου ω_m είναι η μηχανική ταχύτητα του δρομέα, θ_m η ηλεκτρική γωνία της μηχανής και P οι πόλοι της μηχανής.

Συνδυάζοντας όλες τις παραπάνω εξισώσεις εξάγεται το σύστημα εξισώσεων σε μορφή κατάστασης χώρου (state-space form):

$$\dot{X} = Ax + Bu$$

(2.12)

, όπου τα διανύσματα x, u και οι πίνακες A, B περιγράφονται στις εξισώσεις (2.13)-(2.17):

$$X = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \quad \omega_m \quad \theta_r]^2$$

(2.13)

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_l} & 0 & 0 & -\frac{\lambda_p}{L_l} f_{as}(\theta_r) & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_l} & 0 & -\frac{\lambda_p}{L_l} f_{bs}(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_l} & -\frac{\lambda_p}{L_l} f_{cs}(\theta_r) & 0 \\ \frac{\lambda_p}{J} f_{as}(\theta_r) & \frac{\lambda_p}{J} f_{bs}(\theta_r) & \frac{\lambda_p}{J} f_{cs}(\theta_r) & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P}{2} & 0 \end{bmatrix}$$

(2.14)

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_l} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_l} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(2.15)

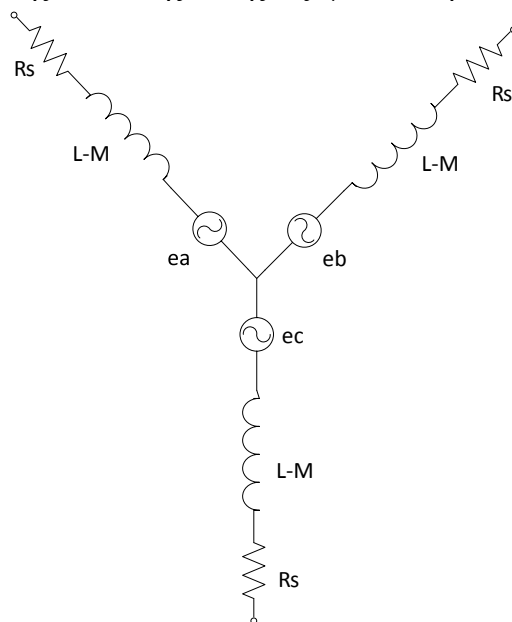
$$L_l = L - M$$

(2.16)

$$u = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs} \quad T_l]^t$$

(2.17)

Απαραίτητη για την κατασκευή των συναρτήσεων $f_{as}(\theta_r)$, $f_{bs}(\theta_r)$ και $f_{cs}(\theta_r)$ είναι η γωνία θέσης του δρομέα θ_r . Βάσει της ανάλυσης αυτής εξάγεται το ηλεκτρικό ισοδύναμο του BLDC.

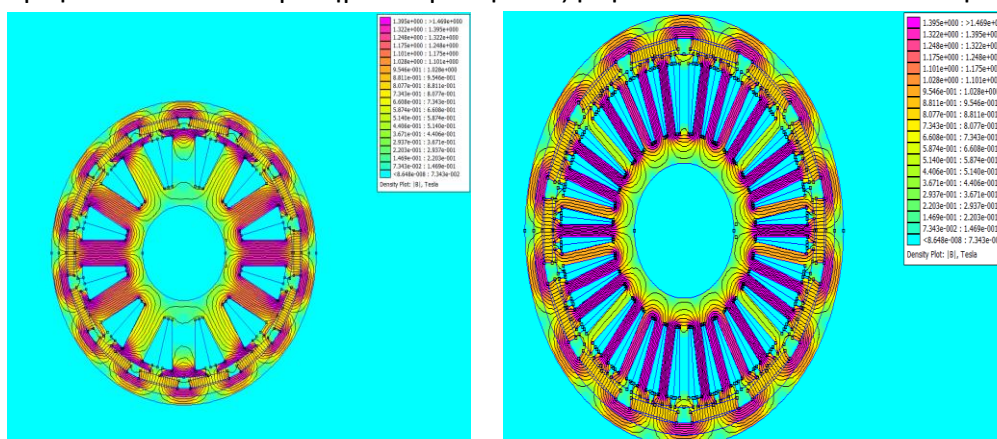


Σχήμα 2.3 Ηλεκτρικό ισοδύναμο BLDC

2.3 Μαγνητική Ανάλυση του BLDC

2.3.1 Κατανομή της πυκνότητας ροής

Στο Σχήμα 2.4 παρουσιάζεται η κατανομή πυκνότητας ροής της μηχανής μόνιμων μαγνητών τραπεζοειδούς ΗΕΔ ως προς τη θέση του δρομέα. επίσης, αλλαγή στην κατανομή του μαγνητικού πεδίου παρατηρείται με την αύξηση των “δοντιών” στον στάτη.



Σχήμα 2.4 Κατανομή πυκνότητας ροής BLDC (α) Ns=12 (β) Ns=36

, όπου N_s είναι ο αριθμός των δοντιών στα οποία τυλίγονται οι φάσεις στον στάτη. Στο Σχήμα 2-4 μπορεί να παρατηρηθεί ότι οι έντονα μοβ περιοχές είναι οι περιοχές υψηλού μαγνητικού πεδίου, οι οποίες αυξάνονται με την αύξηση των δοντιών, επειδή οι δυναμικές γραμμές πυκνώνουν στα δόντια, όπου υπάρχουν τα τυλίγματα. Οι ανοιχτόχρωμες περιοχές συμβολίζουν τις περιοχές με χαμηλότερη ένταση μαγνητικού πεδίου και αυτό φαίνεται από την αραιώση των δυναμικών γραμμών. Τέλος, οι περιοχές με γαλάζιο χρώμα συμβολίζουν τον αέρα, όπου λόγω της μικρής μαγνητικής διαπερατότητάς, του δεν αφήνει τις δυναμικές γραμμές να διαφύγουν και τις αναγκάζει να εκτελέσουν κυκλική πορεία μέσα στον πυρήνα της μηχανής.

2.3.2 Μαγνητική Ανάλυση

Για την ανάλυση του μαγνητικού πεδίου χρησιμοποιείται το μαγνητικό κύκλωμα. Το πρώτο βήμα είναι η αναγνώριση της κύριας διαδρομής της μαγνητικής ροής και η σημείωση των μαγνητικών αντιστάσεων. Κάθε μαγνήτης αναπαρίσταται από ένα Norton ισοδύναμο κύκλωμα που αποτελείται από μία πηγή μαγνητικής ροής παράλληλα συνδεδεμένη με την εσωτερική διαπερατότητα.

$$\Phi_r = B_r A_m, P_{mo} = \frac{\mu_0 \mu_{rec} A_m}{l_m} \quad (2.17)$$

, όπου A_m είναι η περιοχή των μαγνητών, l_m είναι το μήκος του μαγνήτη στην κατεύθυνση της μαγνήτισης, B_r η παραμένουσα πυκνότητα μαγνητικής ροής και μ_{rec} η σχετική διαπερατότητα, η οποία είναι και η κλίση της γραφικής παράστασης της καμπύλης μαγνήτισης διαιρούμενη με μ_0 . Επιπλέον, το διάκενο μεταξύ των μαγνητών εκφράζεται με μία μαγνητική αντίσταση διακένου R_g .

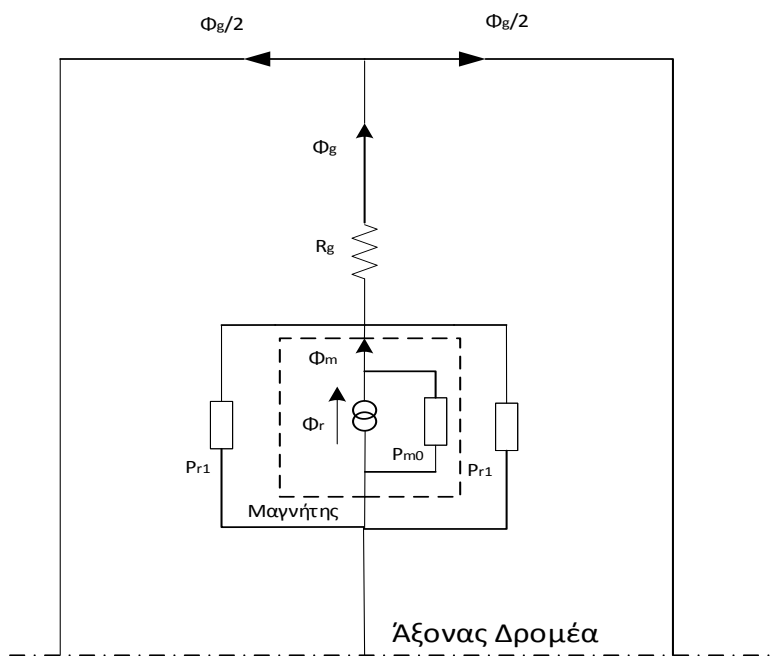
$$R_g = \frac{g'}{\mu_0 A_g} \quad (2.18)$$

, όπου το g' είναι το ισοδύναμο μήκος διακένου για την εκάστοτε θέση και A_g η επιφάνεια που περνάει η μαγνητική ροή και συναντάει το διάκενο.

$$g' = K_c g \quad (2.19)$$

$$A_g = \left[\frac{2}{3} \pi \left(r_l - \frac{g}{2} \right) + 2g \right] (l + 2g) \quad (2.20)$$

Καθοριστικό ρόλο στη διαδρομή που θα ακολουθήσει η μαγνητική ροή έχει η παραμένουσα διαπερατότητα στον δρομέα, που αναπαριστά τη διαδρομή διαμέσου του διακένου και συμβολίζεται με P_{r1} .



Σχήμα 2.5 Μαγνητικό κύκλωμα BLDC [2]

Εξισώνοντας τη Μ.Μ.Φ κατά μήκος του μαγνήτη και τη Μ.Μ.Φ κατά μήκος του διακένου προκύπτει:

$$P_m = P_{m0} + P_{r1} \quad (2.21)$$

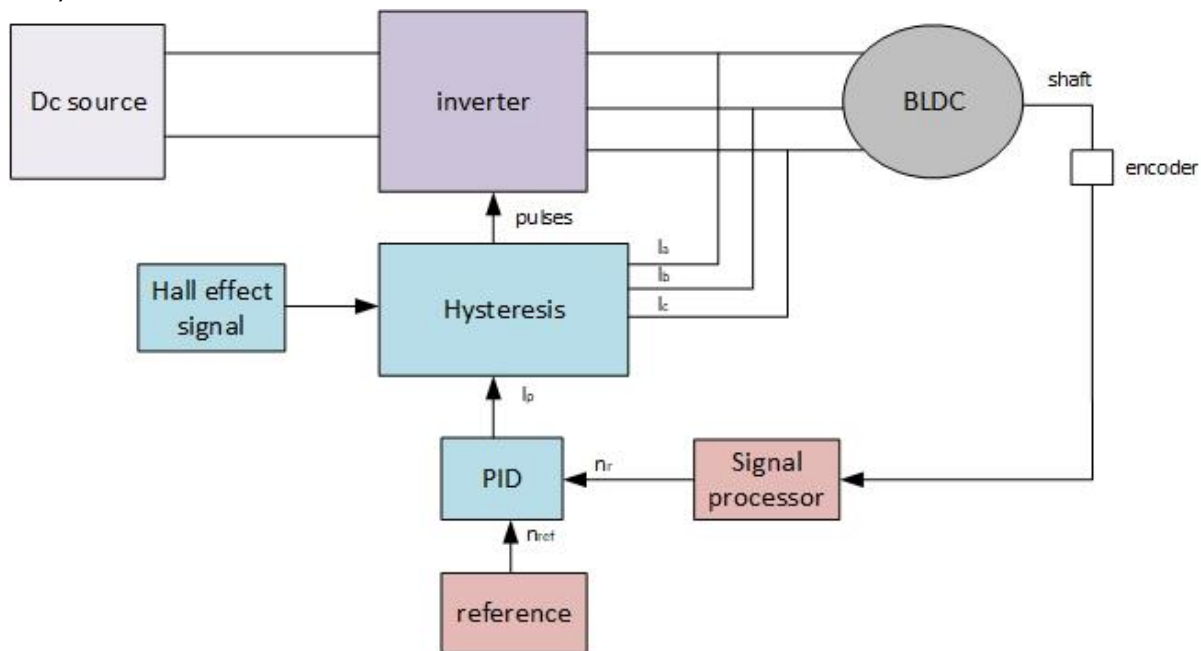
$$\Phi_g = \frac{\Phi_r}{(1 + P_m R_g)} \quad (2.22)$$

, όπου P_m είναι η τροποποιημένη παραμένουσα διαπερατότητα των μαγνητών και Φ_g η ροή του διακένου.

2.4 Παραδείγματα υλοποίησης του βασικού ελέγχου της BLDC στο περιβάλλον Matlab/Simulink

2.4.1 Έλεγχος PWM μέσα σε ζώνη υστέρησης

Δεν είναι λίγες οι εφαρμογές όπου το φορτίο μεταβάλλεται συνεχώς και η ύπαρξη ενός συστήματος με καλή δυναμική απόκριση είναι απαραίτητη. Σ' αυτήν την περίπτωση η χρήση ενός κλειστού βρόγχου ελέγχου είναι μονόδρομος για τη διατήρηση της ταχύτητας του άξονα της μηχανής σταθερή, με όσο το δυνατό λιγότερες διακυμάνσεις. Μία από τις μεθόδους που χρησιμοποιούνται για την επίτευξη αυτού είναι η PWM με ζώνη υστέρησης (hysteresis band PWM).



Σχήμα 2.6 6 Block διάγραμμα ελέγχου BLDC με Hysteresis PWM

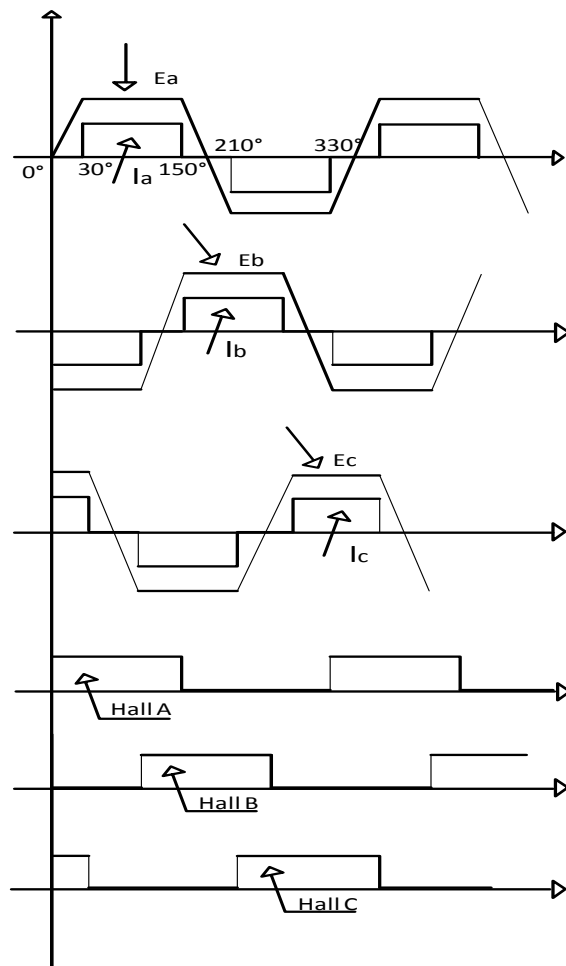
Η μηχανή μόνιμων μαγνητών τετραγωνικής ΗΕΔ ελέγχεται μέσω μιας τριφασικής γέφυρας ημιαγωγικών διακοπών και λειτουργεί ως κινητήρας. Ο έλεγχος απαιτεί τη χρησιμοποίηση ενός αισθητήρα θέσης, πρώτα απ' όλα για την εκκίνησή του αλλά και για να παρέχει τους κατάλληλως συγχρονισμένους παλμούς στους ημιαγωγικούς διακόπτες ισχύος του αντιστροφέα.. Σύμφωνα με τη θέση του δρομέα, οι κατάλληλοι διακόπτες ισχύος

ενεργοποιούνται κάθε 60° . Αυτό συμβαίνει για τη δημιουργία της κυματομορφής ρευμάτων του Σχήματος 2.1, όπου εκεί φαίνεται ότι τα ρεύματα στον στάτη πρέπει να είναι τετραγωνικού παλμού με αγωγή 120°

Η υλοποίηση του κλειστού βρόγχου ελέγχου απαιτεί την ανάδραση από τον κινητήρα σήματος ροπής, ταχύτητας ή/και ρεύματος και τάσης. Αυτά τα σήματα σε συνδυασμό με ένα σήμα αναφοράς, διαμορφώνουν τους παλμούς των ημιαγωγικών διακοπών. Το τελευταίο στάδιο του ελέγχου είναι ο κλάδος Hysteresis-PWM, όπου δημιουργούνται τα ρεύματα αναφοράς, συγκρίνονται με τα μετρούμενα ρεύματα και το σφάλμα τους περνάει μέσα από το HBCC όπου δημιουργούνται και οι παλμοί.

2.4.1.1 Αισθητήρες Ανίχνευσης της θέσης δρομέα

Οι αισθητήρες Hall παρέχουν την πληροφορία που είναι αναγκαία για τον συγχρονισμό της διέγερσης του κινητήρα με τη θέση του δρομέα, προκειμένου να παραχθεί σταθερή ροπή ή ταχύτητα. Οι μαγνήτες του κινητήρα διεγείρουν τους αισθητήρες. Υπάρχουν τρεις αισθητήρες Hall τοποθετημένοι ανά 120° γύρω από την επιφάνεια του στάτη. Μόλις αντιληφθούν τη θέση του δρομέα, στέλνουν ψηφιακό σήμα το οποίο είτε μεταφράζεται σε ταχύτητα είτε χρησιμοποιείται για τη δημιουργία των ρευμάτων αναφοράς, όπως γίνεται εμφανές στη συνέχεια.



Σχήμα 2.7 ΗΕΔ, κυματομορφή ρεύματος και αισθητήρες Hall για BLDC [20]

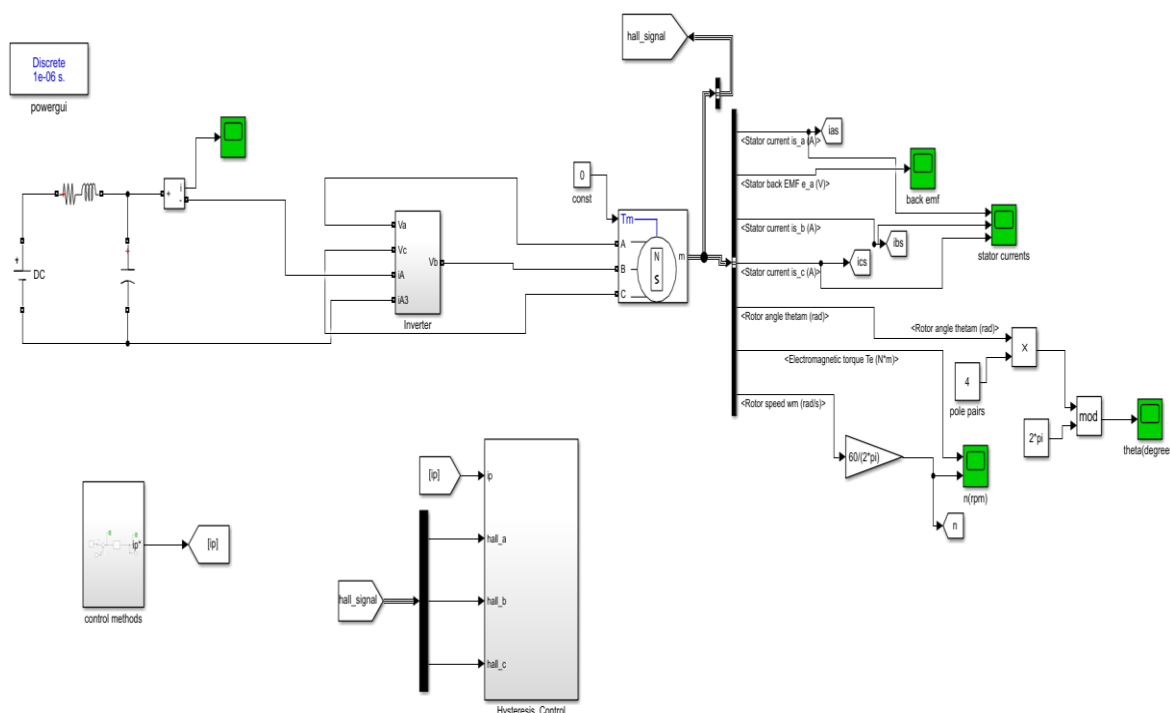
<i>Θέση Δρομέα</i> θ_r	<i>Hall phase A</i>	<i>Hall phase B</i>	<i>Hall phase C</i>
$0-30^\circ$	<i>0</i>	<i>0</i>	<i>1</i>
$30-60^\circ$	<i>1</i>	<i>0</i>	<i>1</i>
$60-90^\circ$	<i>1</i>	<i>0</i>	<i>1</i>
$90-120^\circ$	<i>1</i>	<i>0</i>	<i>0</i>
$120-150^\circ$	<i>1</i>	<i>0</i>	<i>0</i>
$150-180^\circ$	<i>1</i>	<i>1</i>	<i>0</i>
$180-210^\circ$	<i>1</i>	<i>1</i>	<i>0</i>
$210-240^\circ$	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>0</i>
$240-270^\circ$	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>0</i>
$270-300^\circ$	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>1</i>
$300-330^\circ$	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>1</i>
$330-360^\circ$	<i>0</i>	<i>0</i>	<i>1</i>

Πίνακας 2.1 Σήματα Hall σε συνάρτηση με τη γωνία δρομέα

2.4.1.2 Υλοποίηση στο Matlab/Simulink

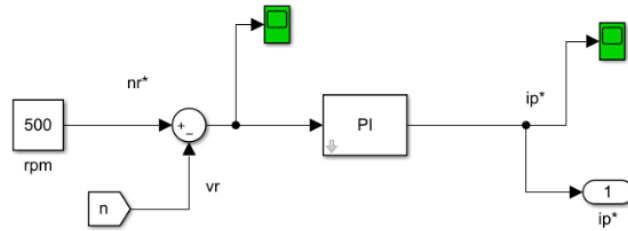
Για την υλοποίηση στο Matlab/Simulink χρησιμοποιήθηκε αντιστροφέας VSI με διακόπτες IGBT, μοντέλο μηχανής BLDC και ένας PI ελεγκτής. Ο PI ελεγκτής χρησιμοποιείται για τη διόρθωση του σφάλματος ανάμεσα στη μετρούμενη από τον κινητήρα τιμή και στην επιθυμητή τιμή αναφοράς. Η proportional λειτουργία καθορίζει την αντίδραση στο σφάλμα ρεύματος του κινητήρα, δηλαδή αυξάνει την είσοδο με μια τιμή ανάλογη του σφάλματος που παρατηρείται, αλλά αντιδρά μόνο σε στιγμιαία σφάλματα και όσο δρα ο ελεγκτής το σφάλμα θα ελαττώνεται, έως ότου ο ελεγκτής να μην είναι σε θέση να το αντιληφθεί. Το τελευταίο μειονέκτημα έρχεται να λύσει η integral λειτουργία, με το να φτάσει το σφάλμα όσο το δυνατό κοντά στο 0. Ο PI είναι ιδανικός ελεγκτής για την προσέγγιση της τιμής αναφοράς σε μικρό χρόνο. Η έξοδος που προκύπτει από τον PI είναι η εξής:

$$\text{έξοδος} = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d(\tau) \quad (2.21)$$

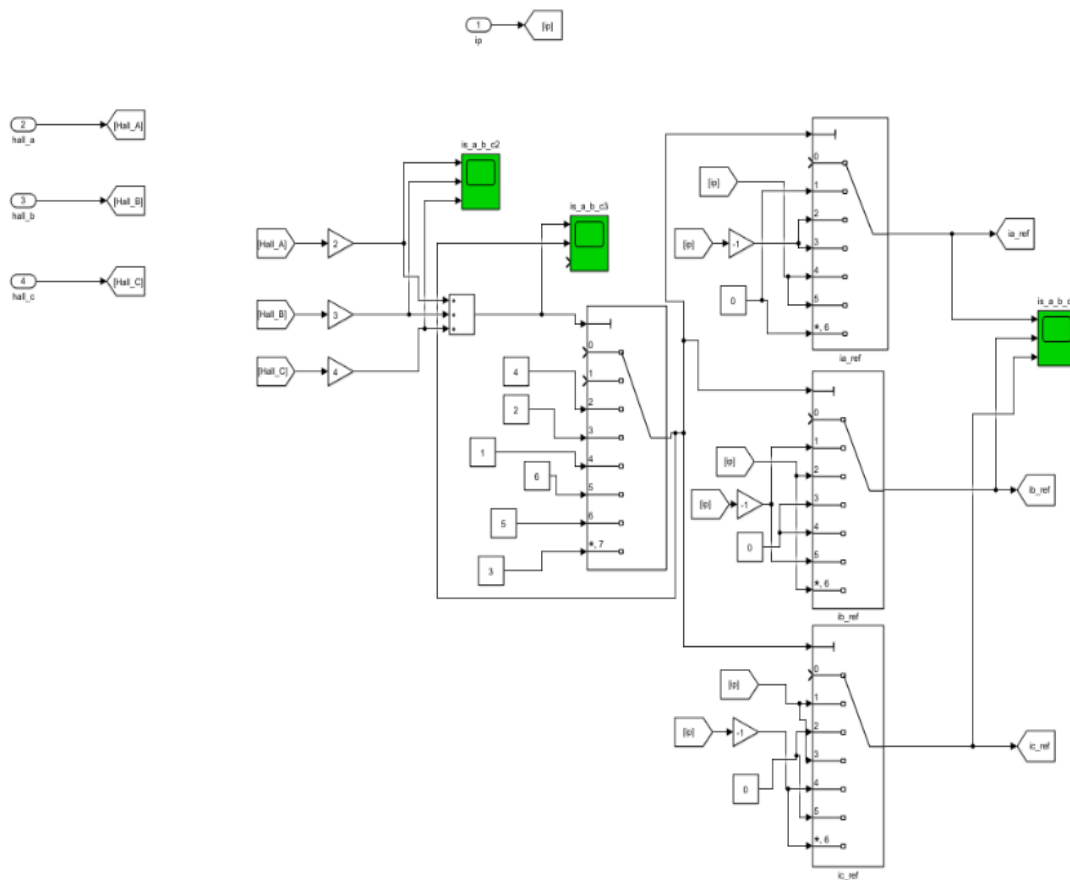


Σχήμα 2.8 Υλοποίηση ελέγχου Hysteresis στο Matlab/Simulink

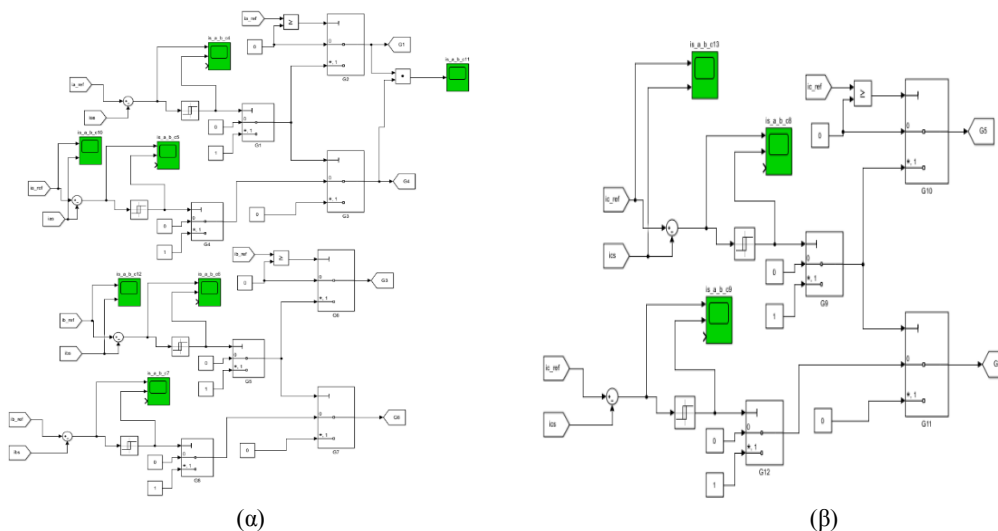
Μέσω του PI ελεγκτή δημιουργείται το ρεύμα αναφοράς I_p^* , το οποίο εισέρχεται στον βρόχο της Hysteresis.



Σχήμα 2.9 Παραγωγή ρεύματος αναφοράς



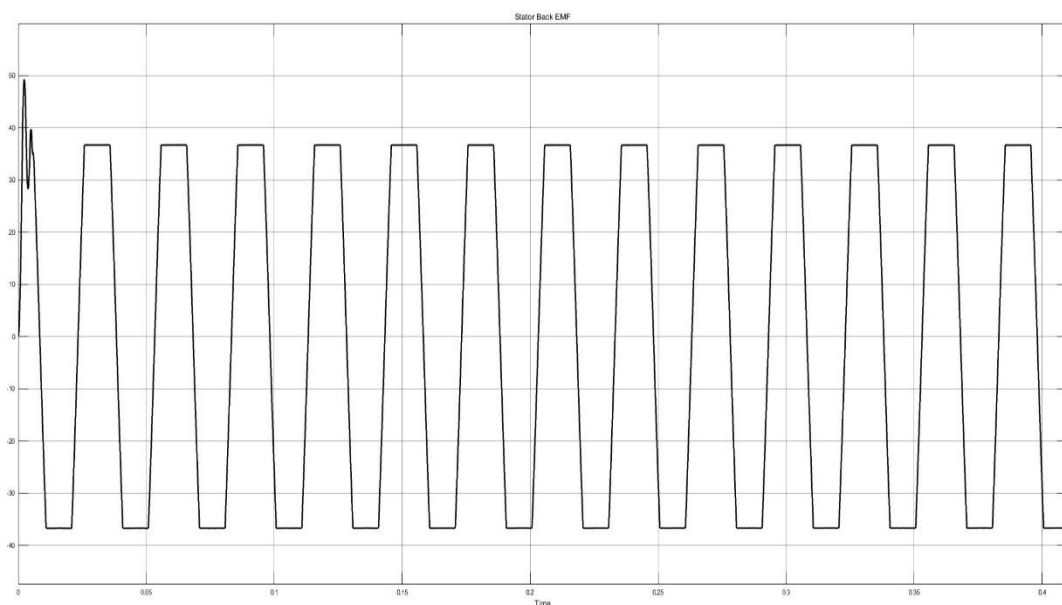
Σχήμα 2.10 Δημιουργία τριφασικών ρευμάτων αναφοράς



Σχήμα 2.11 (α) Παλμοί για G1,G4,G3,G6 και (β) Παλμοί για G2,G5

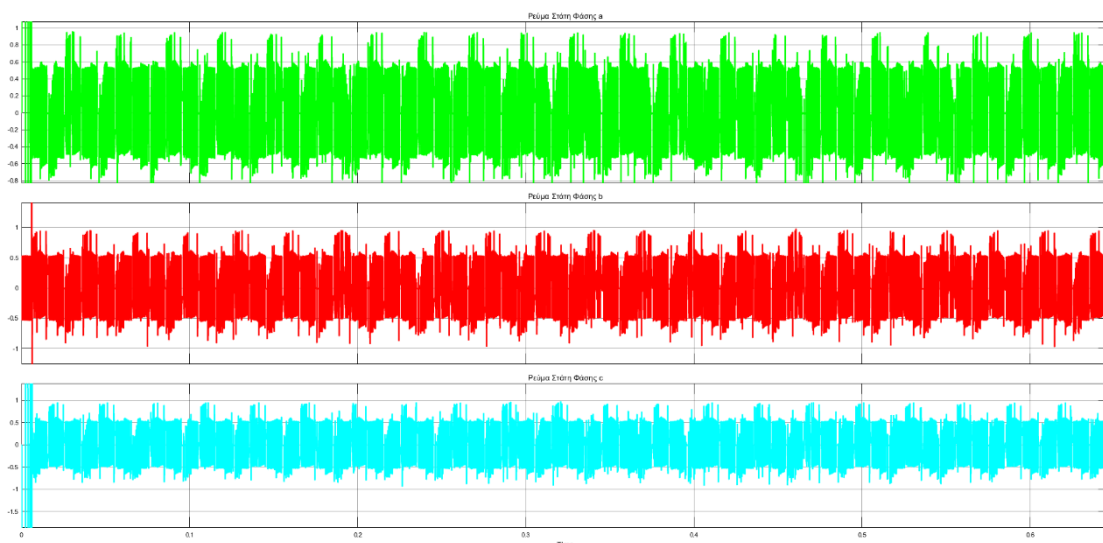
2.4.1.3 Αποτελέσματα ελέγχου υστέρησης στο Matlab/Simulink

Στο Σχήμα 2-12 φαίνεται, η ΑΗΕΔ του κινητήρα BLDC, η οποία επαληθεύει τη θεωρητική ανάλυση και είναι τραπεζοειδούς κυματομορφής. Επειδή η ΑΗΕΔ είναι μη ημιτονοειδής εξαγεται ότι η αμοιβαία αυτεπαγωγή μεταξύ του δρομέα και του στάτη είναι μη ημιτονοειδής.



Σχήμα 2.12 ΑΗΕΔ BLDC

Στο Σχήμα 2-13 φαίνονται τα ρεύματα και στις τρεις φάσεις του στάτη (a,b,c). Επειδή η αυτεπαγωγή στα τυλίγματα του στάτη είναι μη μηδενική, τα πραγματικά ρεύματα δεν είναι ικανά να πάρουν την επιθυμητή τετραγωνική κυματομορφή.



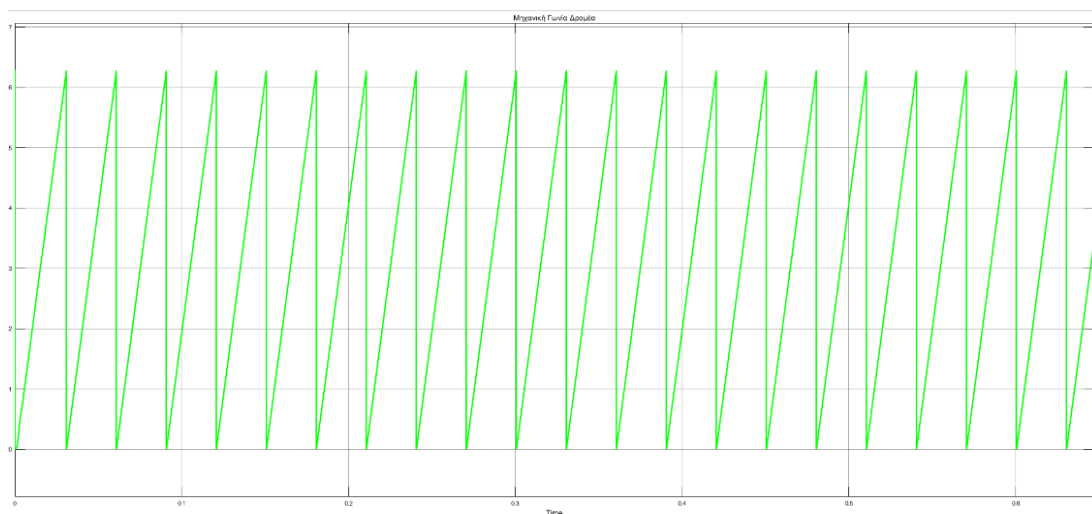
Σχήμα 2.13 Ρεύματα στάτη στις 3 φάσεις (a,b,c)

Στο Σχήμα 2-14 φαίνονται οι στροφές της μηχανής BLDC. Σύμφωνα με τον έλεγχο η αναφορά ορίστηκε στα 500 rpm, η οποία επιτυγχάνεται καθώς ο κινητήρας όπως φαίνεται σταθεροποιείται σε αυτήν την ταχύτητα.



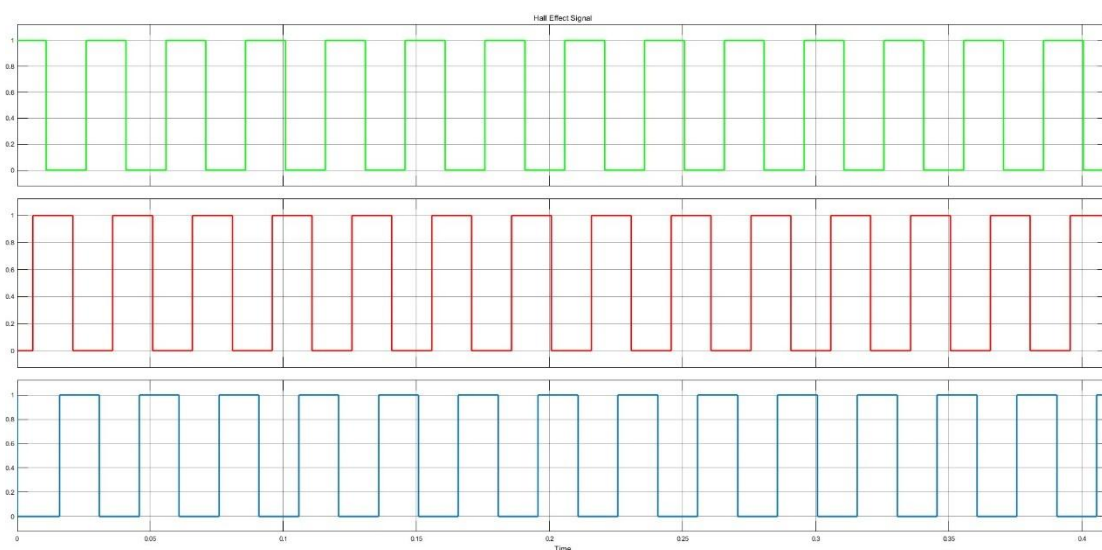
Σχήμα 2.14 Στροφές BLDC

Στο Σχήμα 2-15 φαίνεται η γωνία του δρομέα της μηχανής, η οποία με τη βοήθεια της συνάρτησης του Matlab/Simulink (mod), κανονικοποιήθηκε έτσι ώστε η κυματομορφή να δείχνει ότι ο δρομέας εκτελεί έναν πλήρη κύκλο από 0-2π rad.



Σχήμα 2.15 Γωνία θέσης δρομείας

Στο Σχήμα 2-16 φαίνεται η κυματομορφή των παλμών του αισθητήρα Hall, ο οποίος στέλνει παλμό κάθε ηλεκτρικές 60°, με διαδοχική ακολουθία σε κάθε φάση.



Σχήμα 2.16 Hall effect signal

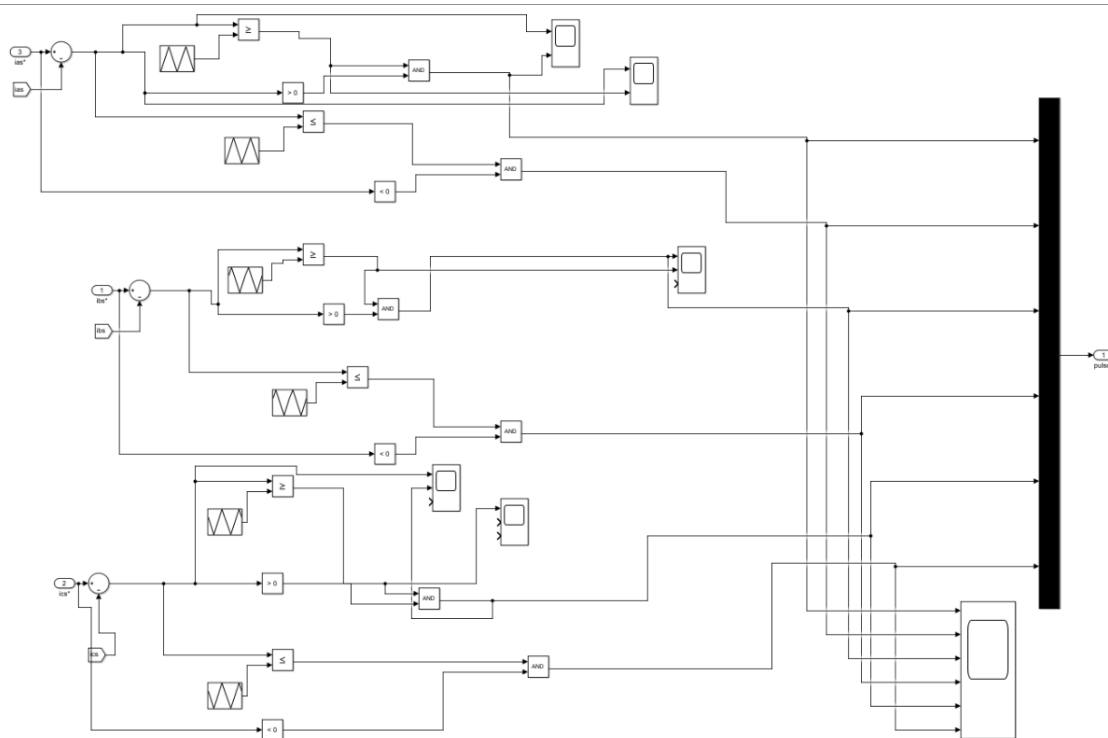
2.4.1.4 Έλεγχος με PWM

Για τον έλεγχο με PWM χρησιμοποιείται μία γεννήτρια παραγωγής ρευμάτων, όπου τα τριφασικά ρεύματα αναφοράς μπορούν να παραχθούν είτε απευθείας από το σήμα του αισθητήρα Hall είτε χρησιμοποιώντας τη γωνία της θέσης του δρομέα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-18. Τα ρεύματα αναφοράς διαμορφώνονται ανάλογα με το διάστημα γωνιών που βρίσκεται ο δρομέας, όπως φαίνεται στον Πίνακα 2.2.

Θέση δρομέα θ_r	I_a^*	I_b^*	I_c^*
$0-60^\circ$	I_p^*	$-I_p^*$	0
$60-120^\circ$	I_p^*	0	$-I_p^*$
$120-180^\circ$	0	I_p^*	$-I_p^*$
$180-240^\circ$	$-I_p^*$	I_p^*	0
$240-300^\circ$	$-I_p^*$	0	I_p^*
$300-360^\circ$	0	$-I_p^*$	I_p^*

Σχήμα 2.17 Τριφασικά ρεύματα αναφοράς συνάρτηση της θέσης δρομέα

, όπου το I_p^* είναι η τιμή του ρεύματος που παράγεται από τον βρόχο του Σχήματος 2-18. Αφού δημιουργηθούν τα ρεύματα αναφοράς, συγκρίνονται με τα πραγματικά και το σφάλμα τροφοδοτεί τον PWM ελεγκτή.



Σχήμα 2.18 PWM ελεγκτής

Η λογική ελέγχου της παραπάνω PWM υλοποίησης είναι ότι όταν το σφάλμα του ρεύματος είναι θετικό και μεγαλύτερο από την τριγωνική κυματομορφή αναφοράς (sawtooth reference) με την οποία συγκρίνεται, τότε η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα γίνεται θετική, ενώ αν το σφάλμα του ρεύματος είναι θετικό και μικρότερο από την τριγωνική κυματομορφή αναφοράς τότε η τάση γίνεται αρνητική.

Το πλεονέκτημα του PWM ελεγκτή ρεύματος σε σχέση με την hysteresis PWM είναι ότι η διακοπτική συχνότητα είναι προεπιλογή, έτσι καθίσταται εύκολο να διασφαλιστεί ότι η διακοπτική ικανότητα του αντιστροφέα δεν υπερβαίνεται. Στον ελεγκτή της hysteresis PWM η διακοπτική συχνότητα εξαρτάται από την HBCC και η πραγματική διακοπτική συχνότητα που απαιτείται από τον αντιστροφέα είναι μεταβαλλόμενη. Αυτό μας οδηγεί στη χρήση της διαδικασίας trial-and-error. Αντίστοιχα, το πλεονέκτημα της hysteresis PWM έναντι της PWM από την πλευρά του ελέγχου είναι ότι δεν υπάρχει καθυστέρηση μεταφοράς ή υστέρηση του συστήματος.

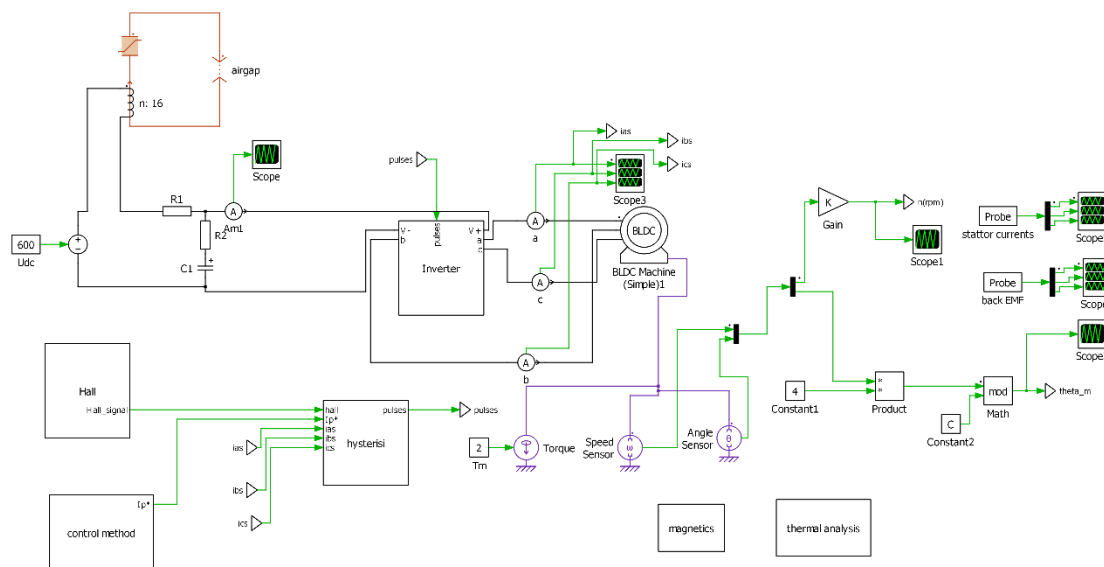
2.5 Υλοποίηση τεχνικών ελέγχου με το λογισμικό PLECs

2.5.1 Πλεονεκτήματα του PLECs

Το PLECs είναι ένα πρόγραμμα προσομοίωσης που χρησιμοποιείται για υψηλής ταχύτητας προσομοιώσεις συστημάτων ηλεκτρονικών ισχύος. Τα πλεονεκτήματα που το συνοδεύουν είναι σημαντικά. Πρώτα απ' όλα είναι αρκετά πιο ελαφρύ λογισμικό (συνεπώς

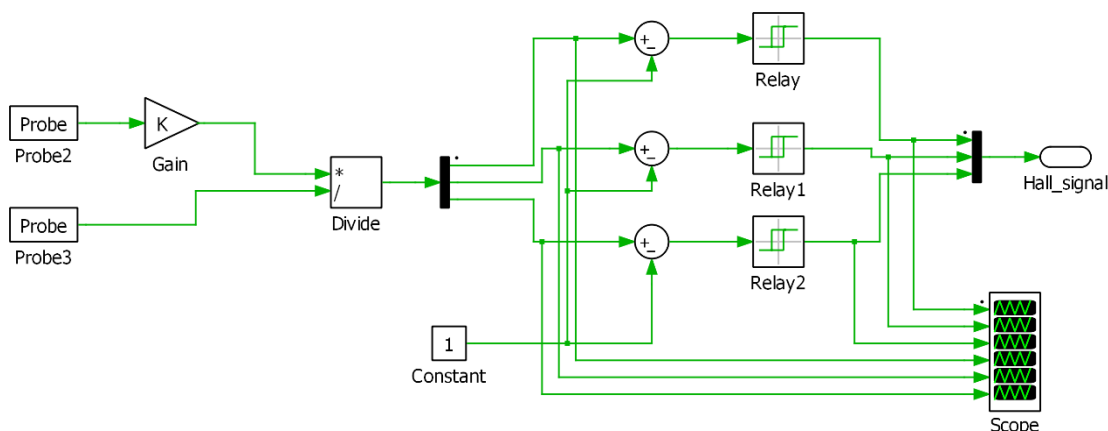
λειτουργεί ταχύτερα) σε σύγκριση με άλλα προγράμματα που υλοποιούν παρόμοια συστήματα (όπως το Matlab/Simulink), διατηρώντας παράλληλα το πλεονέκτημα της προσθήκης κώδικα και της παραμετροποίησης των στοιχείων. Επιπλέον, δίνει τη δυνατότητα για ρεαλιστική αντιμετώπιση των προβλημάτων με φιλικό στον χρήστη τρόπο, παρέχοντας τη δυνατότητα να γίνει θερμική ανάλυση σε ημιαγωγικά στοιχεία αλλά και σε άλλα στοιχεία που το επιτρέπουν. Ένα ακόμα θετικό είναι ότι επιτρέπει την προσθήκη μαγνητικών χαρακτηριστικών, όπως μαγνητικούς πυρήνες σε πηνία και μετασχηματιστές, καθώς και την εξαγωγή καμπύλων κορεσμού. Οι προαναφερθείσες δυνατότητες υπάρχουν ασφαλώς και σε άλλα προγράμματα, ωστόσο με λιγότερο απλή χρήση τους.

2.5.2 Υλοποίηση Hysteresis PWM στο PLECs



Σχήμα 2.19 Κύκλωμα ελέγχου Hysteresis στο PLECs

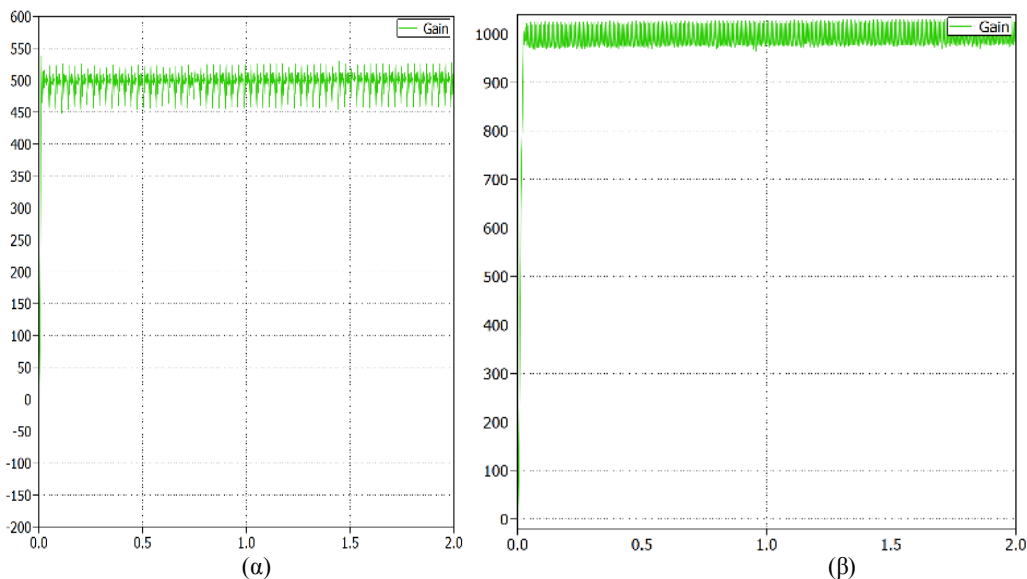
Το κύκλωμα του Σχήματος 2-20 φαίνεται πανομοιότυπο με αυτό του Σχήματος 2-8. Καταρχάς, το PLECs δεν δίνει τη δυνατότητα της απευθείας εξαγωγής των σημάτων Hall, οπότε πρέπει να προβλεφθεί η εξαγωγή αυτών των σημάτων μέσω της ΗΕΔ.

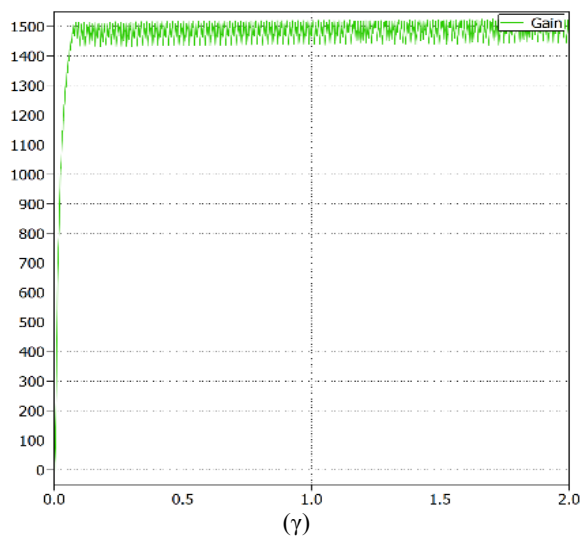


Σχήμα 2.20 Εξαγωγή σημάτων Hall [21]

Από τις εξισώσεις (2.7)-(2.9) φαίνεται ότι η ΗΕΔ είναι ανάλογη με την περιστροφική ταχύτητα. Προκειμένου να εξαχθεί το σήμα Hall, η επίδραση της ΗΕΔ πρέπει να εξαλειφθεί. Έτσι διαιρώντας με την περιστροφική ταχύτητα είναι δυνατό η ΗΕΔ να κανονικοποιηθεί από την περιστροφική ταχύτητα, έτσι ώστε οι στιγμιαίες τιμές να ανεξαρτητοποιηθούν από την ταχύτητα.

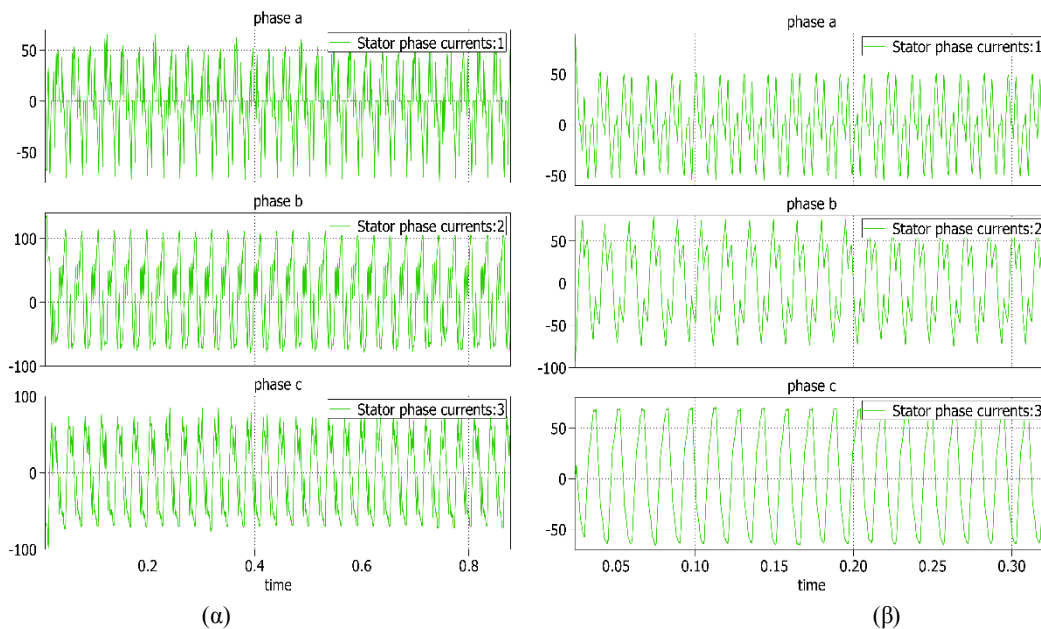
Στο Σχήμα 2-21 φαίνεται φαίνονται οι στροφές της μηχανής για διάφορες αναφορές του ελέγχου. Επιπλέον, παρατηρείται ότι με την αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα μειώνεται ελάχιστα η διακύμανση γύρω από την αναφορά, το οποίο αφορά την απόκριση του ελέγχου στην εκάστοτε αναφορά στροφών.

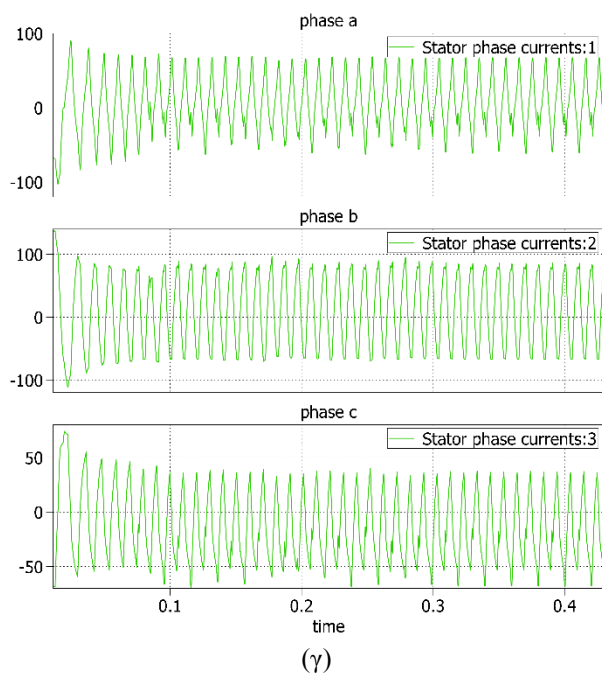




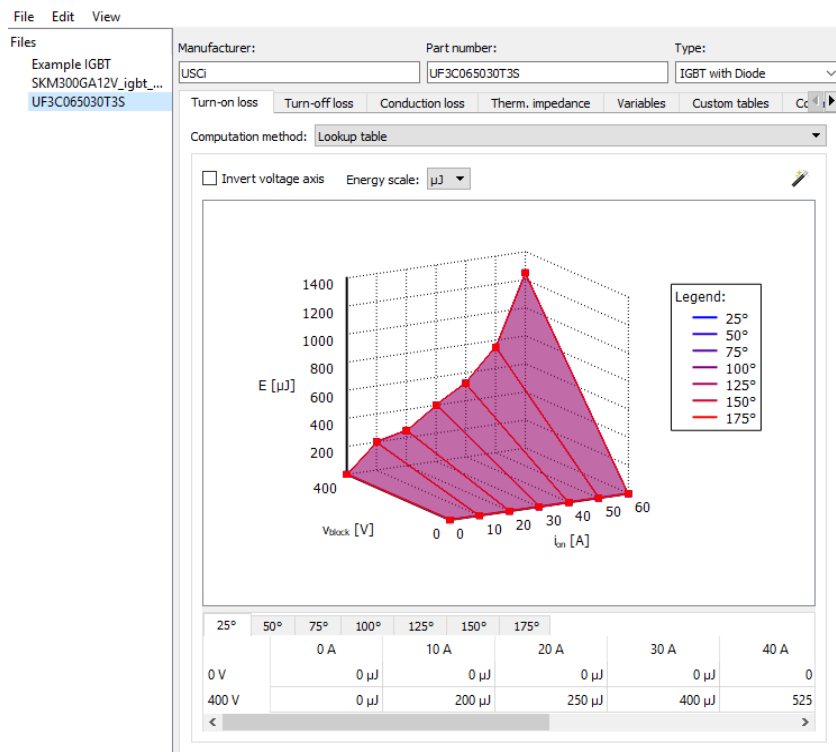
Σχήμα 2.21 Αποτελέσματα PLECs για τις στροφές n (rpm) του BLDC ανάλογα με την αναφορά (α) 500 rpm , (β) 1000 rpm, (γ) 1500 rpm

Στο Σχήμα 2-21 φαίνονται τα ρεύματα του στάτη για τις τρεις ταχύτητες 500 , 1000 και 1500 rpm και για τις τρεις φάσεις (a,b,c). Παρατηρείται ότι οι κυματομορφές είναι πανομοιότυπες.



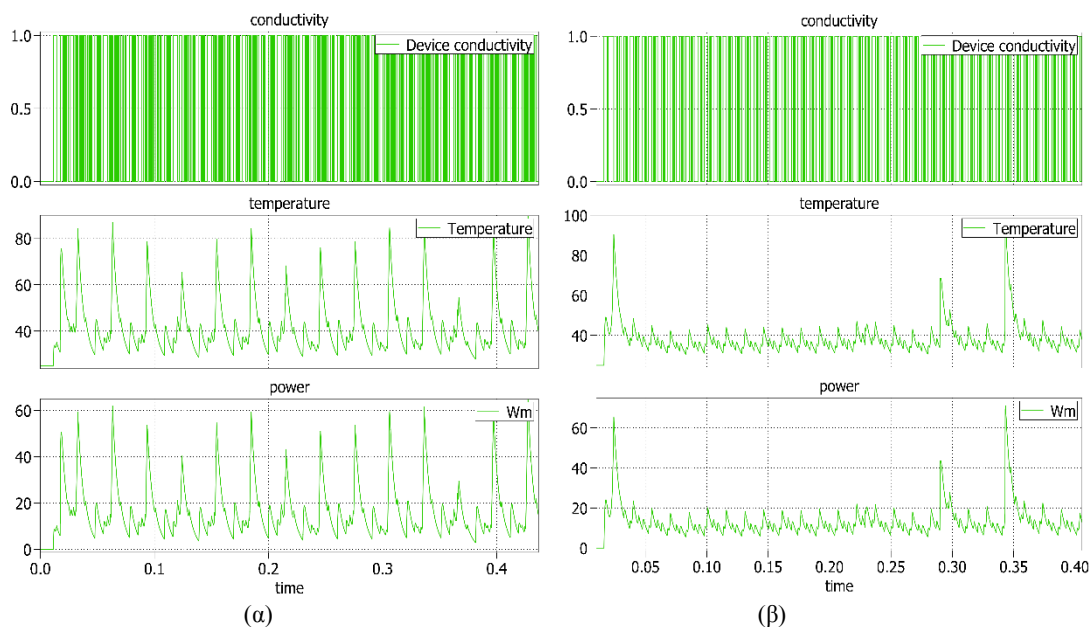


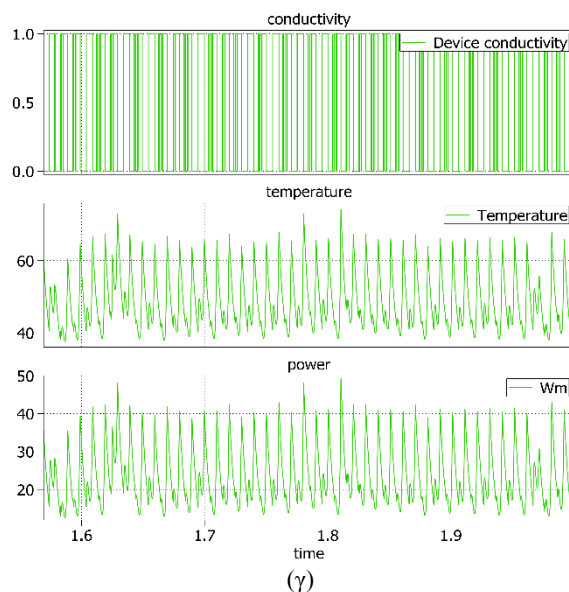
Η θερμική ανάλυση περιλαμβάνει την εξαγωγή γραφικών παραστάσεων μεταβολής της θερμοκρασίας της μηχανής, των θερμικών απωλειών του εξεταζόμενου στοιχείου κ.ά. Στην παρούσα περίπτωση εξετάζονται τα IGBT του αντιστροφέα. Το πρώτο στάδιο είναι η εύρεση κάποιου datasheet από IGBT που να καλύπτει τις ανάγκες της εφαρμογής. Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής χρησιμοποιήθηκε το IGBT της USCi (κωδικός στοιχείου: UF3C065030T3S). Το δεύτερο στάδιο είναι η εισαγωγή όλων των στοιχείων από το datasheet στο PLECs.



Σχήμα 2.22 Βιβλιοθήκη πληροφοριών για την θερμική ανάλυση

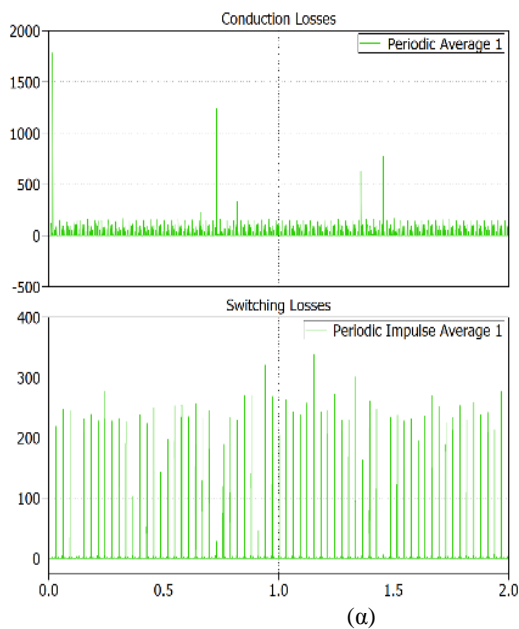
Στο Σχήμα 2-23 φαίνονται οι κυματομορφές της αγωγιμότητας, θερμοκρασίας και ισχύος του IGBT G1. Παρατηρούμε ότι οι διακυμάνσεις στην κυματομορφή της ισχύος μειώνονται δραστικά όσο αυξάνεται η ταχύτητα του κινητήρα.



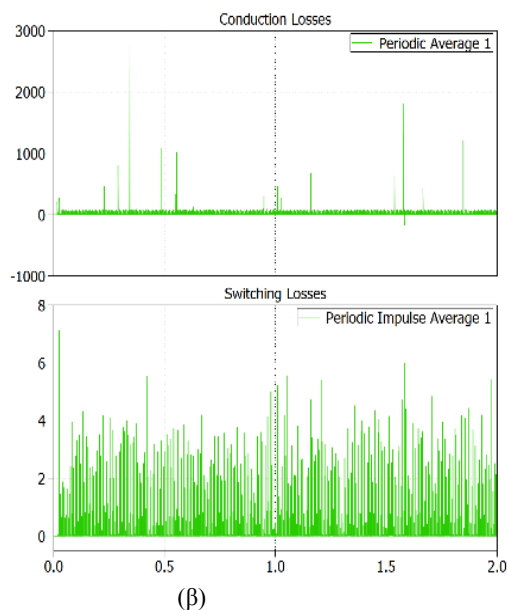


Σχήμα 2.23 Κυματομορφές αγωγιμότητας, θερμοκρασίας και ισχύος του transistor G1 (a) 500 rpm

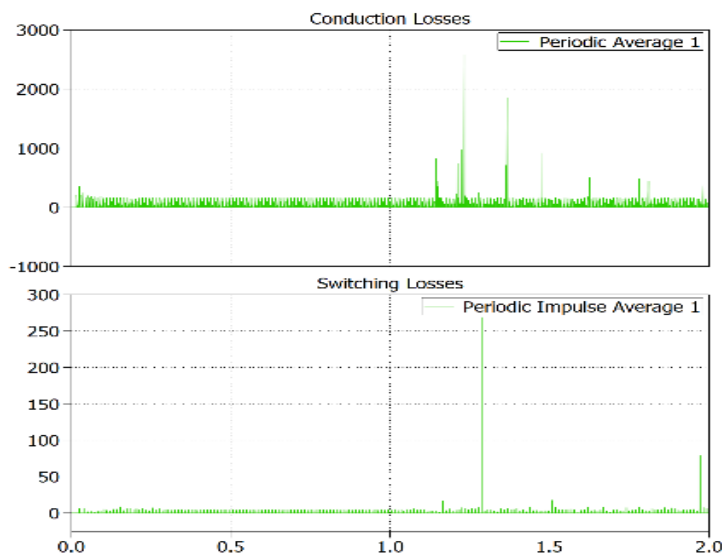
Ακόμη, ένα επιπρόσθετο χαρακτηριστικό του PLECs είναι η απευθείας εξαγωγή των απωλειών ισχύος, δηλαδή των απωλειών αγωγής και των διακοπτικών απωλειών, των ημιαγωγικών διακοπών IGBT που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του αντιστροφέα. Στο Σχήμα 2-25 φαίνονται οι κυματομορφές των προαναφερθέντων απωλειών για τις τρεις αναφορές 500,1000 και 1500 rpm.



(α)



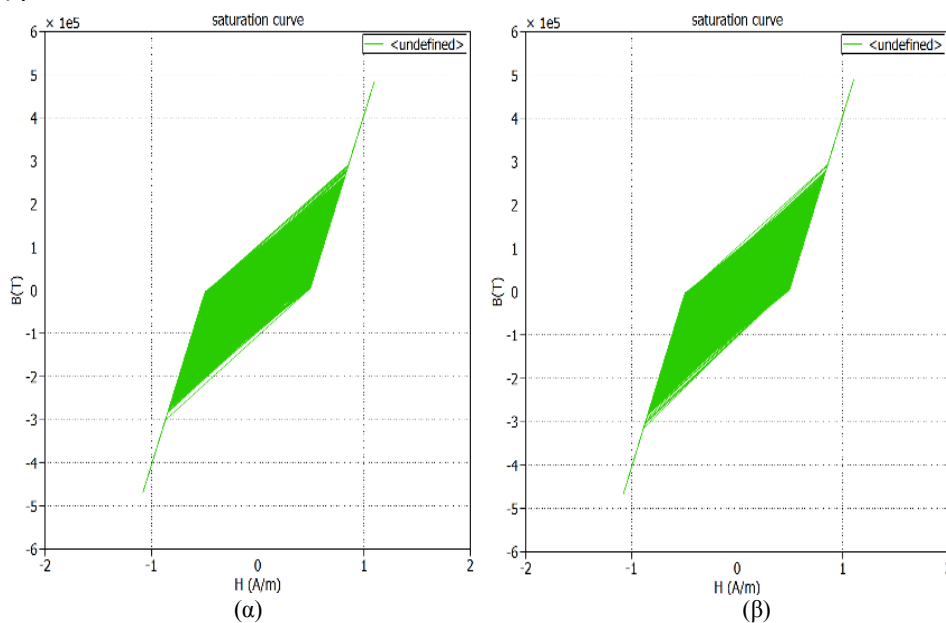
(β)

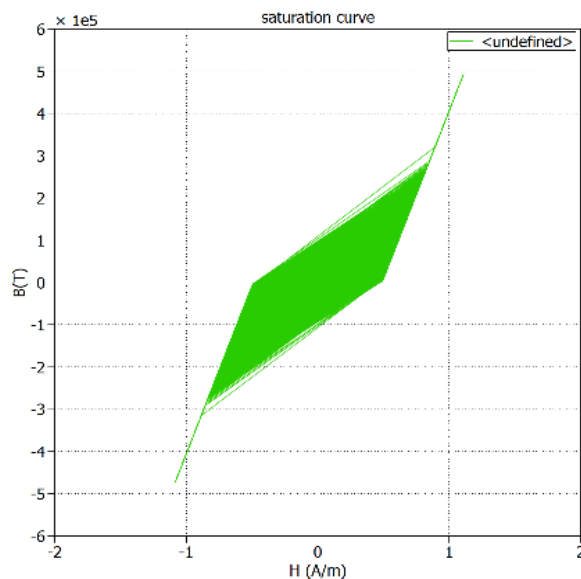


(γ)

Σχήμα 2.24 Απώλειες αγωγιμότητας και διακοπτικές απώλειες του transistor G1 (α) 500 rpm

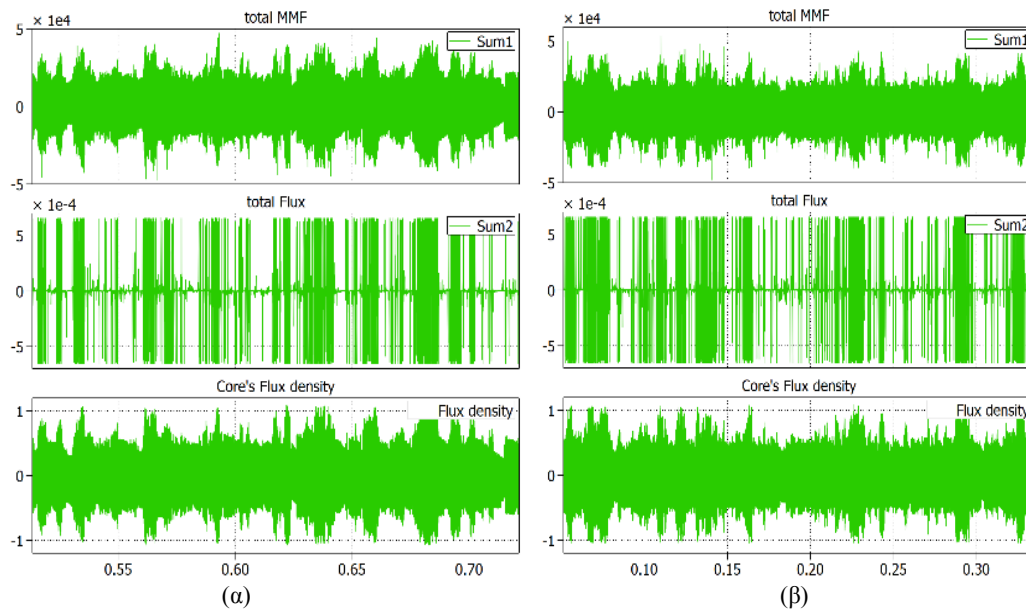
Η μαγνητική ανάλυση στο συγκεκριμένο μοντέλο επικεντρώνεται στην εισαγωγή πυρήνα και διακένου στο αρχικό πηνίο του Σχήματος 2-18, το οποίο χρησιμοποιείται για τη μαγνητική ανάλυση της μηχανής. Τα αποτελέσματα που λαμβάνονται, είναι η καμπύλη κορεσμού του πυρήνα του πηνίου στο Σχήμα 2-26 τις τρεις ταχύτητες 500,1000 και 1500 rpm, καθώς και η μαγνητική ροή μέσα σ' αυτό.

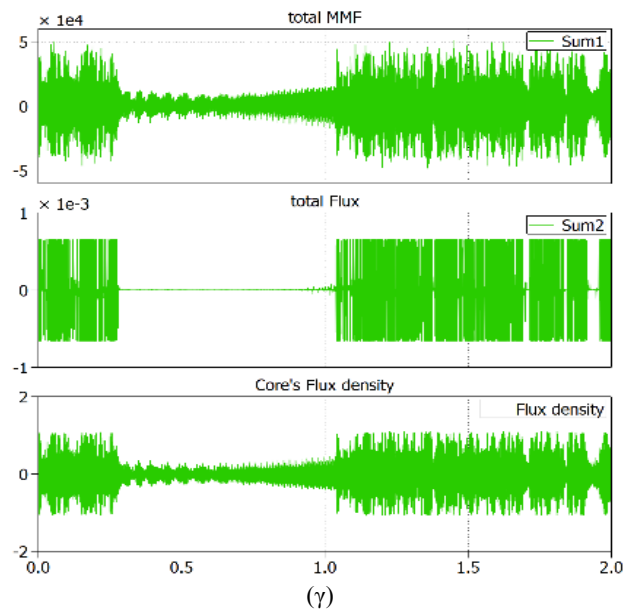




(γ)

Από τα κύρια πλεονεκτήματα του PLECs είναι η δυνατότητα που προσφέρει για εισαγωγή μαγνητικών στοιχείων σε ηλεκτρικό κύκλωμα. Ένα τέτοιο παράδειγμα φαίνεται στο Σχήμα 2-27, όπου έγινε δυνατή η μέτρηση της συνολικής Μαγνητεγερτικής δύναμης, της συνολικής ροής και της πυκνότητας ροής στον πυρήνα του πηνίου του Σχήματος 2-18.





Σχήμα 2.25 Κυματομορφές συνολικής μαγνητεγερτικής δύναμης, συνολικής μαγνητικής ροής και πυκνότητα ροής στον πυρήνα (α) 500 rpm (β) 1000 rpm (γ) 1500 rpm

Κεφάλαιο 3

3. Ανασκόπηση της θεωρίας της Διανυσματικής Ανάλυσης – Εφαρμογή στις Σύγχρονες Ηλεκτρικές Μηχανές Μόνιμων Μαγνητών

3.1 Εισαγωγή

Η αρχή λειτουργίας του διανυσματικού ελέγχου των Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμων Μαγνητών έγκειται στον διαχωρισμό του ελέγχου της ροής και της ροπής.. Αυτή η τεχνική αποσκοπεί στην προσέγγιση της συμπεριφοράς της Μηχανής Συνεχούς Ρεύματός Ανεξάρτητης Διέγερσης, καθώς στις μηχανές αυτές η ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσεται είναι ανάλογη της ροής διέγερσης (Ψ_f), η οποία μπορεί να παράγεται από ένα ανεξάρτητο κύκλωμα, μέσω του ρεύματος πεδίου i_f . Στις Σύγχρονες Μηχανές Μόνιμων Μαγνητών αυτή η ροή παράγεται από τους Μόνιμους Μαγνήτες στον δρομέα.

Η κατανόηση της λειτουργίας καθώς και ο σχεδιασμός των μονάδων ελέγχου που βασίζονται στον διανυσματικό έλεγχο, προκύπτουν από τη θεωρία των διανυσμάτων χώρου (Space Vector Theory). Σύμφωνα με αυτήν τη θεωρία, όλα τα ηλεκτρικά και μαγνητικά μεγέθη της μηχανής είναι δυνατό να παρασταθούν ως χωρικά διανύσματα σε διάφορα συστήματα αναφοράς, ανάλογα με τον εκάστοτε έλεγχο. Επιπλέον, μέσω των χωρικών διανυσμάτων είναι δυνατός ο υπολογισμός της ροπής, της οποίας ο τρόπος παραγωγής είναι κοινός για όλες τις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος, καθότι οφείλεται στη διακριτή παρουσία του ρεύματος διέγερσης και του ρεύματος ροπής. Συνεπώς, η γρήγορη δυναμική συμπεριφορά και ο σχεδιασμός ενός αξιόπιστου συστήματος ελέγχου επιτυγχάνονται όταν το ρεύμα πεδίου και το ρεύμα ροπής ελέγχονται ανεξάρτητα. Η επίτευξη αυτού απαιτεί πολύπλοκες μαθηματικές αναλύσεις και μετασχηματισμούς σε διάφορα συστήματα αξόνων.

3.2 Ανάλυση Διανυσμάτων Χώρου – Συσχετισμός του πεδίου συχνότητας με το πεδίο χρόνου

Ένα χρονικά μεταβαλλόμενο και όχι στρεφόμενο σήμα μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$x(t) = \cos(\omega t + \varphi) \quad (3.1)$$

Μπορεί να γραφτεί ως το πραγματικό μέρος ενός μιγαδικού μεγέθους:

$$x(t) = \text{Re}\{Xe^{\pm j(\omega t + \varphi)}\} \quad (3.2)$$

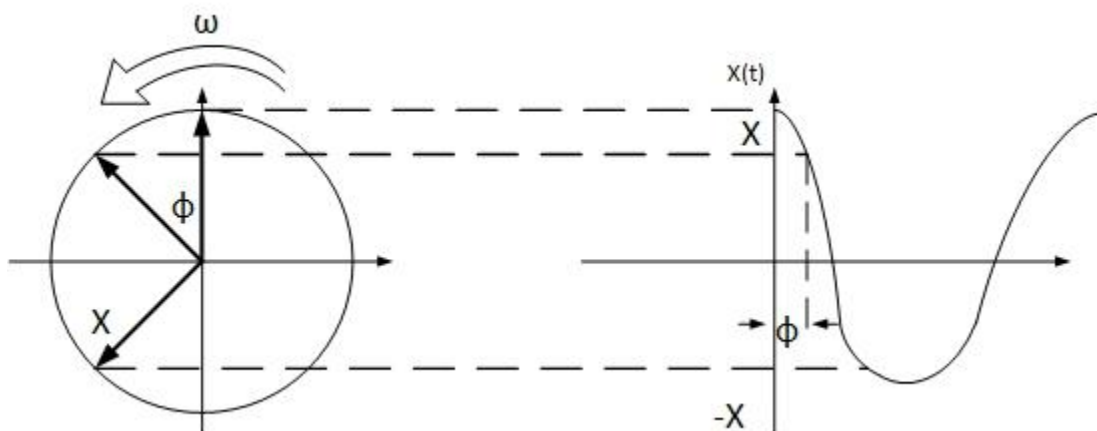
, σύμφωνα με τον τύπο του Euler το $e^{\pm j\omega t}$ μπορεί να παρασταθεί ως στρεφόμενο διάνυσμα (στην ελληνική βιβλιογραφία ονομάζονται επίσης παραστατικοί μιγάδες) να αναλυθεί ως εξής:

$$e^{\pm j\omega t} = \cos \omega t \pm j \sin \omega t \quad (3.3)$$

Από την εξίσωση (3.3) συμπεραίνουμε ότι το $e^{\pm j\omega t}$ αναλύεται σε έναν μιγαδικό αριθμό με πραγματικό μέρος $\text{Re}(e^{\pm j\omega t}) = \cos \omega t$ και φανταστικό μέρος $\text{Im}(e^{\pm j\omega t}) = \sin \omega t$. Οπότε το $Xe^{\pm j(\omega t + \varphi)}$ είναι μια μιγαδική ποσότητα που μπορεί να παρασταθεί ως διάνυσμα στο μιγαδικό επίπεδο, ως εξής:

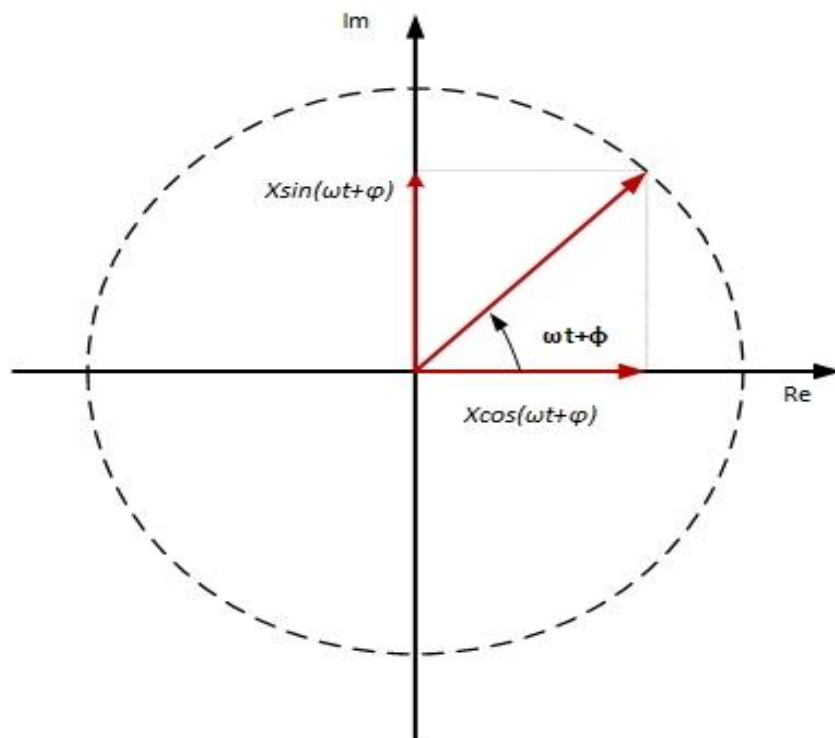
$$\vec{x} = Xe^{\pm j(\omega t + \varphi)} \quad (3.4)$$

Άρα το ημιτονοειδές σήμα μπορεί να θεωρηθεί ως μια προβολή του διανύσματος \vec{x} στον πραγματικό άξονα του μιγαδικού επιπέδου όπως φαίνεται στο Σχήμα 3-1.



Σχήμα 3.1 Προβολή του ημιτονοειδούς σήματος ως στρεφόμενο διάνυσμα

Το διάνυσμα \vec{x} έχει μέτρο $|\vec{x}| = X$ και όρισμα $(\omega t + \varphi)$. Επειδή η γωνία ωt μεταβάλλεται με τον χρόνο, το διάνυσμα στρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ω και γ' αυτόν τον λόγο ονομάζεται *στρεφόμενο διάνυσμα χρόνου* (*time phasor* ή *time vector*). Επίσης, επειδή το πλάτος του διανύσματος είναι σταθερό, το πέρας του διανύσματος διαγράφει έναν κύκλο όπως φαίνεται στο Σχήμα 3-2. Γ' αυτό πολλές φορές ονομάζεται *κυκλικό διάνυσμα χρόνου* (*time circular vector*) [3].



Σχήμα 3.2 Στρεφόμενο διάνυσμα και η σχέση του με το ημιτονοειδές σήμα [3]

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι, δύο χρονικά μεταβαλλόμενα ημιτονοειδή σήματα ίδιας συχνότητας αλλά διαφορετικής φασικής γωνίας, όπως συμβαίνει με τις χρονικές συναρτήσεις της τάσεως και του ρεύματος ενός ηλεκτρικού κυκλώματος, μπορούν να παρασταθούν ως εξής:

$$u(t) = U \cos(\omega t + \varphi) \quad (3.5)$$

και

$$i(t) = I \cos(\omega t + \theta) \quad (3.6)$$

Θεωρώντας έναν ακίνητο παρατηρητή, ο οποίος αντιλαμβάνεται τα διανύσματα να στρέφονται, οι εξισώσεις των διανυσμάτων εκφράζονται ως εξής:

$$\vec{u} = U e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (3.7)$$

και

$$\vec{i} = Ie^{j(\omega t + \theta)}$$

(3.8)

Αξίζει να σημειωθεί ότι αν ο παρατηρητής στρεφόταν με την ίδια γωνιακή ταχύτητα ω , τότε θα έβλεπε τα διανύσματα ακίνητα και θα παρατηρούσε την διαφορά φάσης σε σχέση με αυτόν, τελικά τα διανύσματα αυτά θα έχουν τις εξής εξισώσεις στο πεδίο της συχνότητας:

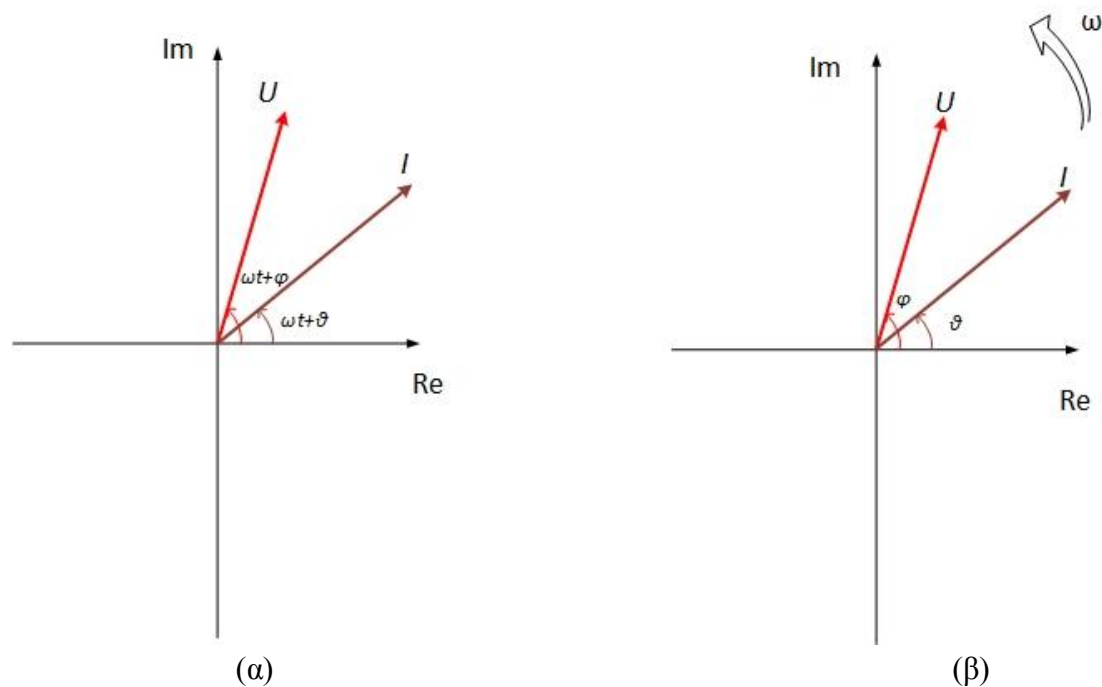
$$\vec{u} = Ue^{j\varphi}$$

(3.9)

και

$$\vec{i} = Ie^{j\theta}$$

(3.10)



Σχήμα 3.3 Στρεφόμενα Διανύσματα (α) στο πεδίο του χρόνου και (β) στο πεδίο της συχνότητας [3]

Έτσι, όταν ο παρατηρητής στρέφεται με γωνιακή συχνότητα ω , βλέπει τα δύο διανύσματα και μετατοπισμένα το ένα ως προς το άλλο κατά τη γωνία $\varphi - \theta$. Επιπλέον, όταν ο παρατηρητής είναι ακίνητος βλέπει τις προβολές των διανυσμάτων στον πραγματικό άξονα να είναι χρονικά μεταβαλλόμενες, ενώ ο στρεφόμενος παρατηρητής τις βλέπει χρονικά αμετάβλητες.

Τελικά, παρατηρείται ότι η μετάβαση από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας παραλείπει τη μεταβλητή t από τα στρεφόμενα διανύσματα (Σχήμα 3-3). Στο πεδίο του χρόνου οι άξονες συντεταγμένων είναι στατικοί (λόγου χάρη ένα διφασικό στατικό σύστημα αξόνων α - β , όπως αναλύεται στη συνέχεια) και η γωνία του διανύσματος μεταβάλλεται με γωνιακή ταχύτητα ω , ενώ στο πεδίο της συχνότητας οι άξονες στρέφονται με γωνιακή ταχύτητα ω και η γωνία του διανύσματος είναι σταθερή ως προς τους άξονες αυτούς (λόγου χάρη ένα διφασικό περιστρεφόμενο σύστημα αξόνων d - q , όπως αναλύεται στη συνέχεια).

Στις στρεφόμενες ηλεκτρικές μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος τα φυσικά μεγέθη (πυκνότητα μαγνητικής ροής \vec{B} , μαγνητική ροή $\vec{\Phi}$, μαγνητεγερτική δύναμη \vec{F}) μπορούν να αναλυθούν σε μια σειρά ημιτονοειδών αρμονικών συνιστωσών (σειρά Fourier). Όπως παριστάνονται τα ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενα μεγέθη στον χρόνο με διανύσματα χρόνου, μπορούν να παρασταθούν και τα ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενα μεγέθη στον χώρο με διανύσματα χώρου (*space vectors*).

Συνοψίζοντας, για την ευκολότερη κατανόηση και αναπαράσταση είναι δυνατό να αναπαρασταθούν τα ημιτονοειδή χρονικά μεταβαλλόμενα σήματα με παραστατικούς μιγάδες στο πεδίο της συχνότητας με τη μορφή διανύσματος χώρου (σε χωρικό πλαίσιο δύο αξόνων, χρονικά αμετάβλητο).

3.3 Εφαρμογή της θεωρίας των δύο αξόνων στο τριφασικό σύστημα abc- Μετασχηματισμοί πλαισίου αναφοράς

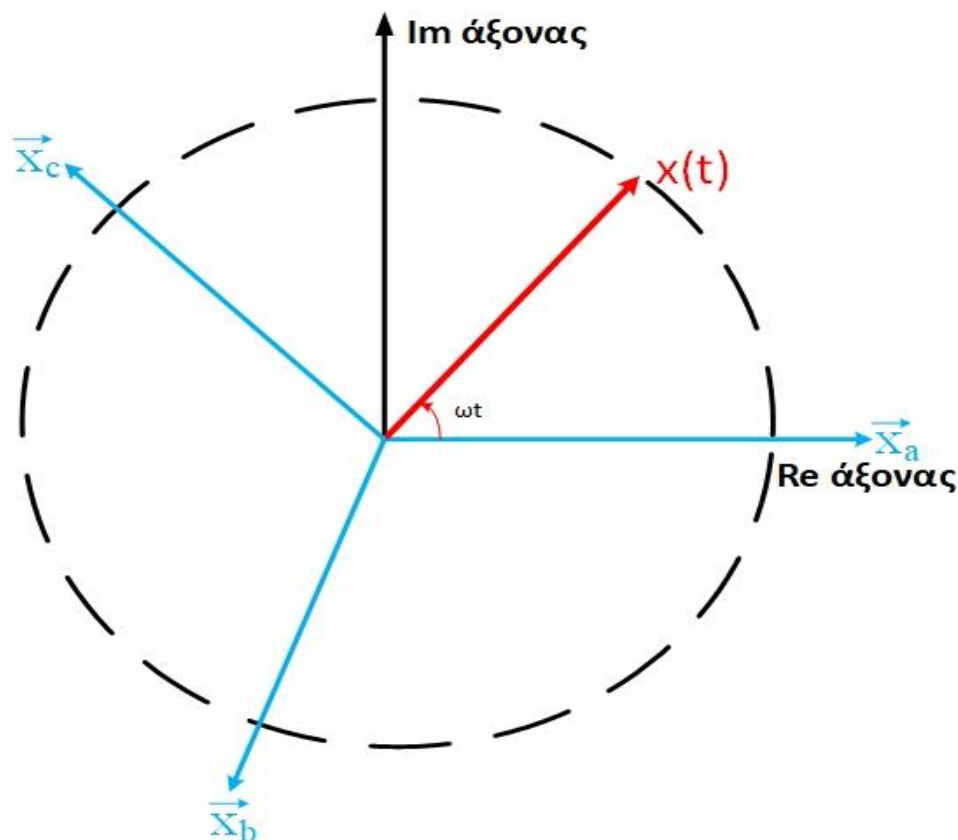
3.3.1 Μετασχηματισμός Clarke (a-b-c τριφασικό, στατικό, χρονικό πλαίσιο αναφοράς σε α-β διφασικό, μη περιστρεφόμενο, χωρικό πλαίσιο αναφοράς)

Για την κατανόηση των μετασχηματισμών μπορούμε να θεωρήσουμε τρεις οποιεσδήποτε συναρτήσεις χρόνου (τάσης ή ρεύματος) οι οποίες πληρούν την σχέση [14]:

$$x_a(t) + x_b(t) + x_c(t) = 0$$

(3.11)

Άρα είναι συμμετρικές μεταξύ τους, με διαφορά φάσης 120° και μπορούν να παρασταθούν στον χώρο μέσω χωρικών διανυσμάτων δύο διαστάσεων στο χώρο, πάνω σε άξονες x και y . Οι άξονες x και y τοποθετούνται στο μιγαδικό επίπεδο βάσει των τριών αξόνων a-b-c ως εξής: το διάνυσμα $\vec{x}_a = [x_a \ 0 \ 0]^T$ τοποθετείται στον άξονα x και τα άλλα δυο διανύσματα $\vec{x}_b = [0 \ x_b \ 0]^T$ και $\vec{x}_c = [0 \ 0 \ x_c]^T$ έχουν μια διαφορά φάσης με το πρώτο 120° και 240° αντίστοιχα όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3-4.



Σχήμα 3.4 Τριφασικές συντεταγμένες διανυσμάτων και ένα τυχαίο στρεφόμενο χωρικό διάνυσμα $x(t)$ [22]

Υπό συνθήκες τριφασικής συμμετρίας, οι φασικές τάσεις του φορτίου μπορούν να παρασταθούν με ένα μοναδικό διάνυσμα ως ακολούθως:

$$\vec{u}_{abc} = [U_{an} + U_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + U_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}}]$$

(3.12)

, ενώ οι φασικές τάσεις δίνονται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$\begin{aligned} u_{an}(t) &= U_{an} \cos(\omega_e t + \varphi_s) = \sqrt{2} U_{an, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u) \\ u_{bn}(t) &= U_{bn} \cos(\omega_e t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}) = \sqrt{2} U_{bn, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u + \frac{2\pi}{3}) \\ u_{cn}(t) &= U_{cn} \cos(\omega_e t + \varphi_s + \frac{4\pi}{3}) = \sqrt{2} U_{cn, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u + \frac{4\pi}{3}) \end{aligned}$$

(3.13)

Ο μετασχηματισμός αυτός, που επιτρέπει το τριφασικό χωρικό διάνυσμα σε διφασικό χωρικό διάνυσμα (ο οποίος είναι απαραίτητος για την δημιουργία του σήματος αναφοράς για το space vector PWM [14]) ονομάζεται μετασχηματισμός Clarke και μπορεί να δοθεί σε πινακοποιημένη μορφή ως εξής:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix}$$

(3.14)

Η εξίσωση (3.14) είναι διαμορφωμένη έτσι ώστε ο άξονας α του α-β πλαισίου αναφοράς να επιλέγεται να συμπίπτει με τον άξονα α του τριφασικού a-b-c πλαισίου αναφοράς.

Γενικά, για μια οποιαδήποτε μεταβλητή ο μετασχηματισμός Clarke δίνεται από την ακόλουθη σχέση [14]:

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

(3.15)

και αντίστροφα

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

(3.16)

Όταν ισχύει

$$f_\alpha + f_b + f_c = 0$$

(3.17)

Από την άλλη μεριά, στη γενική περίπτωση όπου οι τρεις συναρτήσεις δεν είναι συμμετρικές, όπως για παράδειγμα στην περίπτωση ενός ασύμμετρου σφάλματος, στις εξισώσεις (3.15) και (3.16) εισάγεται η συνιστώσα μηδενική ακολουθίας και τελικά ο μετασχηματισμός Clarke παίρνει την εξής μορφή:

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

(3.18)

και αντίστροφα

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

(3.21)

Από την εξίσωση (3.18) για την περίπτωση ενός συμμετρικού τριφασικού συστήματος εξάγονται οι φασικές τάσεις [1]:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(u_{an}(t) - \frac{1}{2} u_{bn}(t) - \frac{1}{2} u_{cn}(t) \right) \\ u_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\sqrt{2} U_{an, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u) - \frac{1}{2} \sqrt{2} U_{bn, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \sqrt{2} U_{cn, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u - \frac{4\pi}{3}) \right) \\ u_\alpha &= \sqrt{3} U_{an, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u) \end{aligned} \quad (3.22)$$

, αναλόγως για τη συνιστώσα u_β ισχύει:

$$\begin{aligned} u_\beta &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(0 \cdot u_{an}(t) + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{bn}(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{cn}(t) \right) \\ u_\beta &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{2} U_{bn, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u - \frac{2\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{2} U_{cn, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u - \frac{4\pi}{3}) \right) \\ u_\beta &= \left(U_{bn, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u - \frac{2\pi}{3}) - U_{cn, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u - \frac{4\pi}{3}) \right) \end{aligned} \quad (3.23)$$

, οπότε η σύνθετη μιγαδική τάση που προκύπτει είναι η εξής:

$$\vec{u}_{\alpha\beta} = u_\alpha + j u_\beta$$

(3.24)

Για τον υπολογισμό του περιστρεφόμενου διανύσματος στον χώρο αρκεί η αντικατάσταση των χρονικών εξισώσεων των φασικών τάσεων στην εξίσωση (3.12), οπότε προκύπτει [15]:

$$\begin{aligned} \vec{u}_{abc} &= \sqrt{2} U_{an, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u) + \sqrt{2} U_{bn, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2} U_{cn, rms} \cos(\omega_e t + \varphi_u - \frac{4\pi}{3}) \\ \Rightarrow \vec{u}_{abc} &= \frac{3\sqrt{2}}{2} U_{\varphi, rms} (\cos(\omega_e t + \varphi_u) + j \sin(\omega_e t + \varphi_u)) \\ \Rightarrow \vec{u}_{abc} &= \frac{3\sqrt{2}}{2} U_{\varphi, rms} e^{j(\omega t + \varphi_u)} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Το διάνυσμα της τάσης μπορεί να μετασχηματιστεί στο πλαίσιο α-β ως εξής:

$$\vec{u}_{\alpha\beta} = \sqrt{3}U_{\phi, rms} (\cos(\omega t + \varphi_u) + j \sin(\omega t + \varphi_u)) = \sqrt{3}U_{\phi, rms} e^{j(\omega t + \varphi_u)} \quad (3.26)$$

3.3.1 Μετασχηματισμός Park (α-b-c τριφασικό, στατικό, χρονικό πλαίσιο αναφοράς σε d-q διφασικό, περιστρεφόμενο, χωρικό πλαίσιο αναφοράς ή α-β σε d-q διφασικό, περιστρεφόμενο, χωρικό πλαίσιο αναφοράς)

Πέραν του μετασχηματισμού Clarke υπάρχει και ο μετασχηματισμός Park, ο οποίος ένα τριφασικό, στατικό, χρονικό πλαίσιο αναφοράς (α-b-c) ή ένα διφασικό, στατικό στον χώρο πλαίσιο αναφοράς (α-β) σε ένα στρεφόμενο στον χώρο πλαίσιο d-q. Το αναντίρρητο πλεονέκτημα αυτού του μετασχηματισμού είναι ότι τα ημιτονοειδή σήματα (τάσεις και ρεύματα) μετασχηματίζονται σε dc ποσότητες διευκολύνοντας με αυτό το τρόπο την λειτουργία των PI ελεγκτών σε συστήματα εναλλασσόμενου ρεύματος, αποφεύγοντας την επιπλέον εισαγωγή διαφοράς φάσης ανάμεσα στην αναφορά και στη πραγματική τιμή του ελεγχόμενου μεγέθους. Ο μετασχηματισμός Park δίνεται από την ακόλουθη σχέση [14], [1]:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \cos(\omega_e t - 120^\circ) & \cos(\omega_e t - 240^\circ) \\ -\sin \omega_e t & -\sin(\omega_e t - 120^\circ) & -\sin(\omega_e t - 240^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

και ο αντίστροφος μετασχηματισμός

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & -\sin \omega_e t & \frac{1}{2} \\ \cos(\omega_e t - 120^\circ) & -\sin(\omega_e t - 120^\circ) & \frac{1}{2} \\ \cos(\omega_e t - 240^\circ) & -\sin(\omega_e t - 240^\circ) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

, όπου f_0 είναι η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας και ω_e είναι η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς. Για ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα η σχέση (3.27) απλοποιείται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \cos(\omega_e t - 120^\circ) & \cos(\omega_e t - 240^\circ) \\ -\sin \omega_e t & -\sin(\omega_e t - 120^\circ) & -\sin(\omega_e t - 240^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

, όταν

$$f_a + f_b + f_c = 0 \quad (3.29)$$

Επίσης, ο μετασχηματισμός Park από το α-β πλαίσιο αναφοράς στο d-q δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \sin \omega_e t \\ -\sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

και αντίστροφα

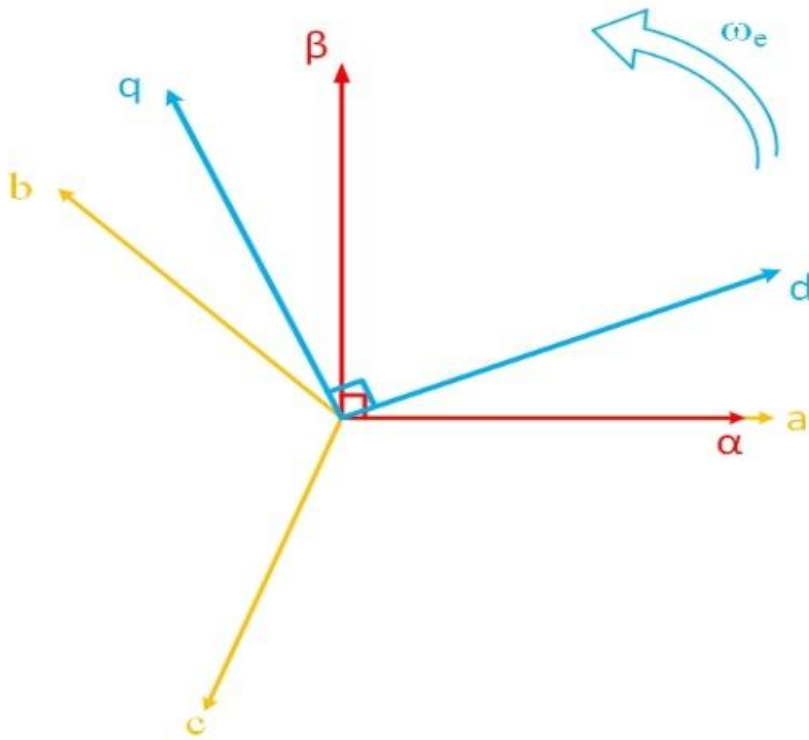
$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & -\sin \omega_e t \\ \sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

, όταν

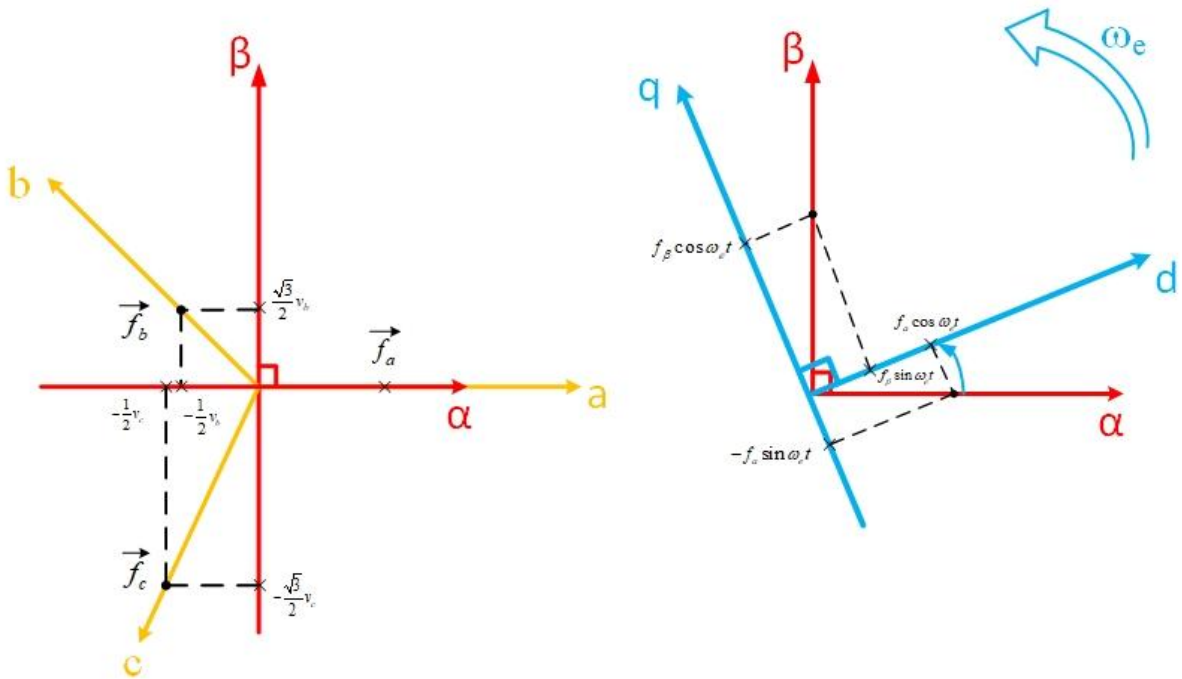
$$f_a + f_b + f_c = 0 \quad (3.32)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι οι άξονες d-q στρέφονται στον χώρο, ως εκ τούτου οι ποσότητες f_d και f_q είναι συνεχείς (dc). Επιπλέον η ανάλυση των εξισώσεων (3.27)-(3.32) ισχύει όταν ο άξονας d είναι ευθυγραμμισμένος με τον άξονα α του τριφασικού συστήματος abc. Ωστόσο είναι δυνατό ο προσανατολισμός του άξονα d να διαφέρει κατά 90° με αυτόν του άξονα α οπότε σ' αυτήν την περίπτωση οι εξισώσεις διαφοροποιούνται, όμως αυτό δεν εξετάζεται στην παρούσα διπλωματική εργασία. Σε κάθε περίπτωση, το αποτέλεσμα των μετασχηματισμών προκύπτει το ίδιο [3].

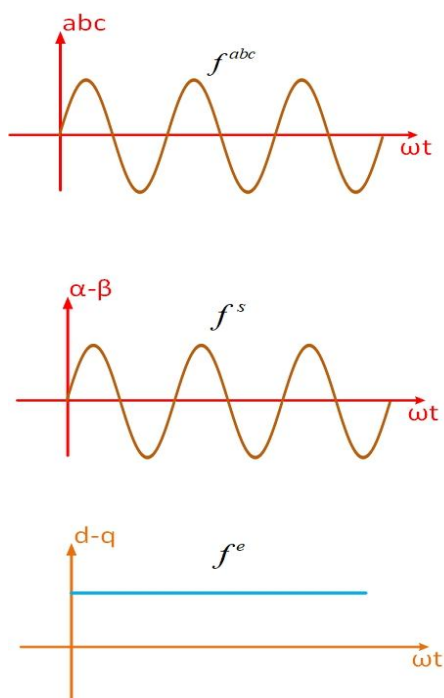
Στο Σχήμα 3-5 παρουσιάζονται παραστατικά και συγκεντρωτικά οι μετασχηματισμοί που συζητήθηκαν στην παράγραφο 3.3. Στο Σχήμα 3.5 (α) φαίνεται το χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα a-b-c, το διφασικό σταθερό σύστημα αξόνων α-β και το διφασικό ορθογώνιο στρεφόμενο σύστημα d-q, το οποίο περιστρέφεται με ταχύτητα ω_e . Στο Σχήμα 3-5 (β) απεικονίζονται σε διανυσματική μορφή οι συνιστώσες της τάσεως σε κάθε σύστημα. Στο Σχήμα 3-5 (γ) απεικονίζονται τα στρεφόμενα διανύσματα ανηγμένα στο πεδίο του χρόνου (χρονικές συναρτήσεις) [1], [15].



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 3.5 α) a-b-c: τριφασικό, στατικό σύστημα αξόνων, α-β: διφασικό, στατικό σύστημα αξόνων, d-q: διφασικό, στρεφόμενο σύστημα αξόνων β) μετασχηματισμοί Clarke (αριστερά) και Park (δεξιά) σε διανυσματική μορφή και γ) στον χρόνο [1], [23]

Κεφάλαιο 4 ,

4. Ανάλυση και παραδείγματα εφαρμογής του διανυσματικού ελέγχου των Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμου Μαγνήτη (PMSM)

4.1 Έλεγχος ταχύτητας εφαρμόζοντας Διανυσματικό Έλεγχο (Vector Control)

Η σημαντικότητα της ηλεκτροκίνησης αυξάνεται μέρα με τη μέρα λόγω της πληθώρας των πλεονεκτημάτων της, όπως χαμηλός θόρυβος, υψηλή απόδοση και μηδενικές εκπομπές αερίων [16]. Συνεπώς, η μελέτη και η ανάλυση του πλέον χρησιμοποιούμενου σε αυτές τις εφαρμογές κινητήρα καθώς και του ελέγχου του είναι υψίστης σημασίας. Η Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμων Μαγνητών με την πληθώρα των πλεονεκτημάτων έναντι άλλων ηλεκτρικών μηχανών αποτελεί μια πολύ καλή λύση για τέτοιες εφαρμογές.

Παρότι έχουν αναπτυχθεί πολλές στρατηγικές ελέγχου για τις PMSM, ο διανυσματικός έλεγχος είναι αυτός που χαρακτηρίζεται από υψηλή ακρίβεια, γρήγορη δυναμική απόκριση και μεγάλο εύρος ταχυτήτων. Ωστόσο, ένα από τα κυριότερα του μειονεκτήματά του είναι ότι η απόδοση του ελέγχου εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από τη μεταβολή των παραμέτρων του κινητήρα. Το σύστημα του διανυσματικού ελέγχου του Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμων Μαγνητών ημιτονοειδούς ΑΗΕΔ βασίζεται στην τεχνική του προσανατολισμένου πεδίου του δρομέα και ως σύστημα αξόνων αναφοράς χρησιμοποιείται το στρεφόμενο σύστημα αξόνων (d-q) του δρομέα. Συνεπώς, το διάνυσμα της ροής διέγερσης των μαγνητών του δρομέα καθορίζει τον άξονα πάνω στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα του ρεύματος πεδίου [3].

Στο Σχήμα 4-1 φαίνεται διανυσματική αναπαράσταση του ρεύματος του στάτη ως προς το στρεφόμενο σύστημα αναφοράς του δρομέα. Η γωνία του ρεύματος του στάτη είναι:

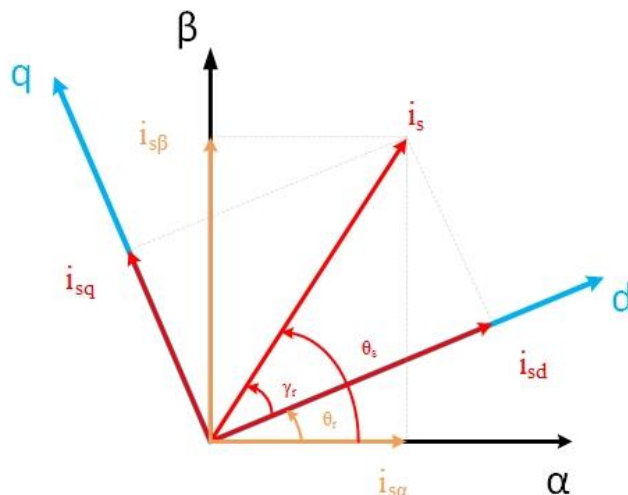
$$\gamma_r = \tan^{-1} \left(\frac{i_{sq}}{i_{sd}} \right) \quad (4.1)$$

Η γωνία του πεδίου του δρομέα είναι θ_r και τελικά η γωνία του ρεύματος του στάτη ως προς το ακίνητο σύστημα αναφοράς είναι:

$$\theta_s = \theta_r + \gamma_r \quad (4.2)$$

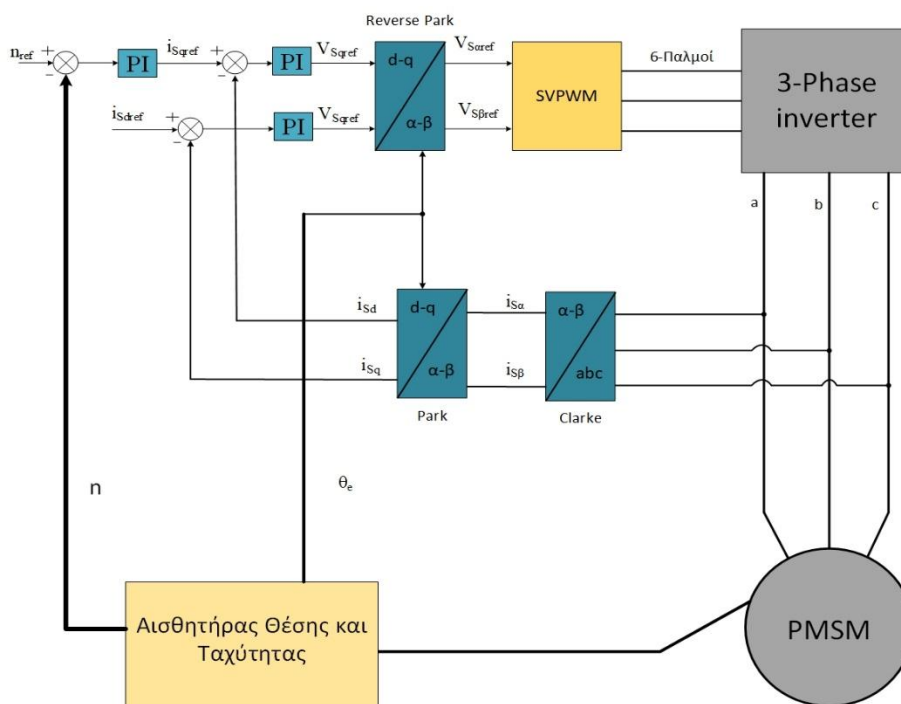
, οπότε το τριφασικό σύστημα αναφοράς ρευμάτων προκύπτει:

$$\begin{aligned} i_{sa} &= \hat{i}_s \cos(\theta_s) \\ i_{sb} &= \hat{i}_s \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sc} &= \hat{i}_s \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.3)$$



Σχήμα 4.1 Διανυσματικό διάγραμμα στο ακίνητο σύστημα αναφοράς και στο στρεφόμενο σύστημα αναφοράς [3]

Στο Σχήμα 4-2 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα του διανυσματικού ελέγχου για τον έλεγχο ταχύτητας σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Επίσης φαίνεται ότι αυτό το σύστημα ελέγχου υλοποιείται με δύο κλειστούς βρόχους ελέγχου της ταχύτητας και του ρεύματος. Επιπλέον, για την παραγωγή των παλμών ελέγχου στον εσωτερικό βρόχο χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος της τεχνικής SVPWM.



Σχήμα 4.2 Σχηματικό διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου της PMSM [24]

Η τεχνική του άμεσου ελέγχου ροπής επιτυγχάνει τον ανεξάρτητο έλεγχο της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και της μαγνητικής ροής στον στάτη της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη, με απευθείας επιλογή των βέλτιστων καταστάσεων για τους διακόπτες του αντιστροφέα ισχύος. Μία κατηγορία στρατηγικών ελέγχου είναι οι γραμμικοί ελεγκτές [14].

Οι γραμμικοί ελεγκτές ροπής (PI) χρησιμοποιούν την τεχνική διαμόρφωσης PWM για τη διαμόρφωση των παλμών στους διακόπτες του αντιστροφέα. Αρχικά πρέπει να υπολογιστεί το διάνυσμα αναφοράς σε μία περίοδο. Το διάνυσμα συντίθεται συνήθως από μία SVM· αυτό βοηθάει τους γραμμικούς ελεγκτές να λειτουργούν με μειωμένες τιμές δειγματοληψίας, π.χ. 2-5 kHz [14]. Ο άμεσος έλεγχος ροπής είναι διαφορετικός από τον συμβατικό διανυσματικό έλεγχο ως προς το ότι αυτή η τεχνική περιλαμβάνει έλεγχο σφαλμάτων, σε μία ζώνη υστέρησης, όπως αναλύεται στις διάφορες στρατηγικές ελέγχου στη συνέχεια. Μερικές από τις πιο δημοφιλείς τεχνικές άμεσου ελέγχου ροπής με γραμμικούς ελεγκτές είναι ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (DTC-FOC), ο άμεσος έλεγχος ροπής με SVM με τεχνική διαμόρφωσης τάσης (DTC-SVM) και ο διακριτός άμεσος έλεγχος ροπής (DDTC).

Πλεονεκτήματα του άμεσου ελέγχου ροπής έναντι του συμβατικού διανυσματικού ελέγχου είναι [1]:

- Η γρήγορη απόκριση της ροπής, αφού το άμεσα ελεγχόμενο μέγεθος είναι η ροπή.
- Η εξάλειψη των ελεγκτών ρεύματος, που είναι μετασχηματισμένα στο στρεφόμενο πλαίσιο (d-q) για τη χρήση των PI ελεγκτών.
- Ο μικρότερος αριθμός ελεγκτών.
- Δεν απαιτείται ανάδραση της θέσης και της ταχύτητας της μηχανής (sensorless).
- Η απλούστερη υλοποίηση.

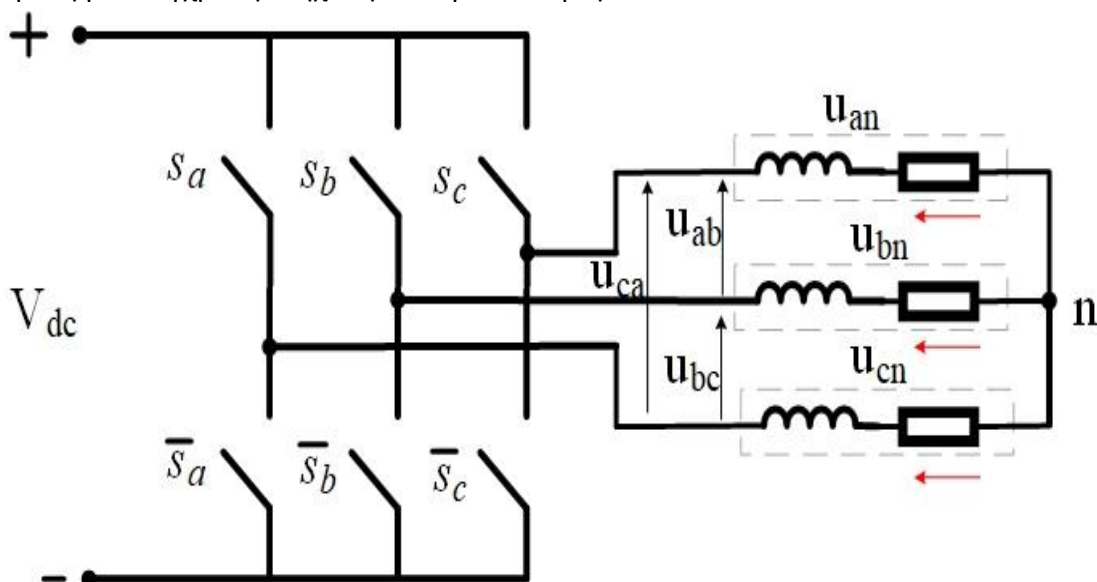
Από την άλλη μεριά, η χρήση της ζώνης υστέρησης εισάγει κάποια μειονεκτήματα τα οποία είναι [17]:

- Η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα.
- Η εγγενής κυμάτωση της ροπής και του ρεύματος (λόγω της αλλαγής των τομέων).
- Η ανάγκη μεγάλης δειγματοληπτικής συχνότητας όταν χρησιμοποιούνται στενά όρια στους συγκριτές υστέρησης.
- Η ευαισθησία στις μεταβολές των παραμέτρων της μηχανής, καθώς ο έλεγχος στηρίζεται στην εκτίμηση της ροής και της ροπής μέσω των εκτιμώμενων ή μετρούμενων παραμέτρων της μηχανής.

4.1.1 Αντιστροφέας δύο επιπέδων

Από τις σχέσεις (3.25) και (3.26), για κάθε δυνατό συνδυασμό διακοπτικών καταστάσεων του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων του Σχήματος 4-3, προκύπτει ο Πίνακας 4-1 των οκτώ δυνατών διακοπτικών διανυσμάτων και των αντίστοιχων διανυσμάτων τάσης του

τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων. Στην έξοδο του αντιστροφέα μπορεί να θεωρηθεί συνδεδεμένη μία Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμων Μαγνητών.



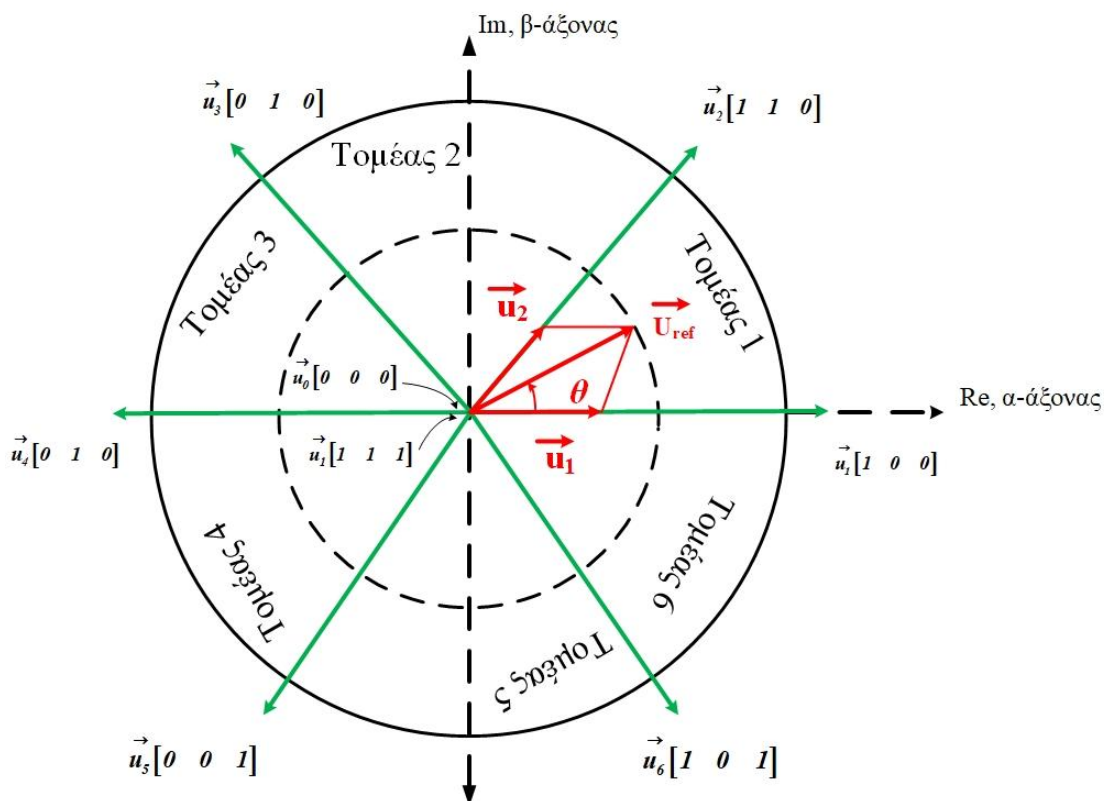
Σχήμα 4.3 Τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων [22]

Διανύσματα Τάσης	Διακοπτικά Διανύσματα S_a S_b S_c	u_a	u_b	$u_{\alpha+j\mu\beta}$	θ
\vec{u}_0	0 0 0	0	0	0	0°
\vec{u}_5	0 0 1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{3} - j\frac{1}{\sqrt{3}}$	240°
\vec{u}_3	0 1 0	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{3} + j\frac{1}{\sqrt{3}}$	120°
\vec{u}_4	0 1 1	$-\frac{2}{3}$	0	$-\frac{2}{3}$	-180°

\vec{u}_1	1	0	0	$\frac{2}{3}$	0	1	0°
\vec{u}_6	1	0	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3} - j\frac{1}{\sqrt{3}}$	-60°
\vec{u}_2	1	1	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3} + j\frac{1}{\sqrt{3}}$	60°
\vec{u}_7	1	1	1	0	0	0	0°

Πίνακας 4.1 Οκτώ διακοπτικά διανύσματα και οι αντίστοιχες κανονικοποιημένες (ως προς Vdc) τιμές των φασικών και πολικών τάσεων στο α-β σταθερό πλαίσιο αναφοράς [22]

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα του Πίνακα 4-1, δημιουργείται το Σχήμα 4-4, όπου απεικονίζονται τα χωρικά διανύσματα της φασικής τάσης φορτίου του αντιστροφέα δύο επιπέδων στο πλαίσιο αναφοράς a-b-c. Τα χωρικά διανύσματα της τάσης του αντιστροφέα δημιουργούν έξι χωρικούς τομείς, όπου ο καθένας διαρκεί για 60° . Η διανυσματική απεικόνιση των χωρικών διανυσμάτων της τάσης χρησιμοποιείται στην τεχνική παλμοδότησης SVPWM όπου αναλύεται στη συνέχεια [14].



Σχήμα 4.4 Αναπαράσταση χωρικών διανυσμάτων τάσης και του διανύσματος αναφοράς, που προκύπτει από το άθροισμα δύο γειτονικών διανυσμάτων [3]

Επιπλέον, στο Σχήμα 4-4 βασίζεται και η λειτουργία της τεχνικής διαμόρφωσης παλμών SVPWM, όπου διαβάζονται τρία σήματα αναφοράς και μετασχηματίζονται στο διφασικό σταθερό πλαίσιο αναφοράς (Μετασχηματισμός Clarke). Στη συνέχεια, μέσω των διανυσμάτων των τάσεων υπολογίζεται το μέτρο του διανύσματος αναφοράς καθώς και η γωνία του, σύμφωνα με τις Εξισώσεις (4.4) και (4.5)

$$\vec{U}_{ref} = \sqrt{(u_a)^2 + (u_b)^2} \quad (4.4)$$

Και

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{u_b}{u_a} \right) \quad (4.5)$$

Σύμφωνα με τη γωνία του διανύσματος αναφοράς εξάγεται ο τομέας στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα αναφοράς. Τέλος, υπολογίζονται οι χρόνοι παραμονής του διανύσματος σε κάθε τομέα μέσα σε μία περίοδο, σύμφωνα με τις Εξισώσεις (4.6).

$$T_1 = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} |U_{ref}^{\rightarrow}| \sin(60 - \theta)}{\frac{2}{3} V_{dc}}$$

$$T_2 = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} |U_{ref}^{\rightarrow}| \sin(\theta)}{\frac{2}{3} V_{dc}} \quad (4.6)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2$$

, όπου T_s η διακοπτική συχνότητα.

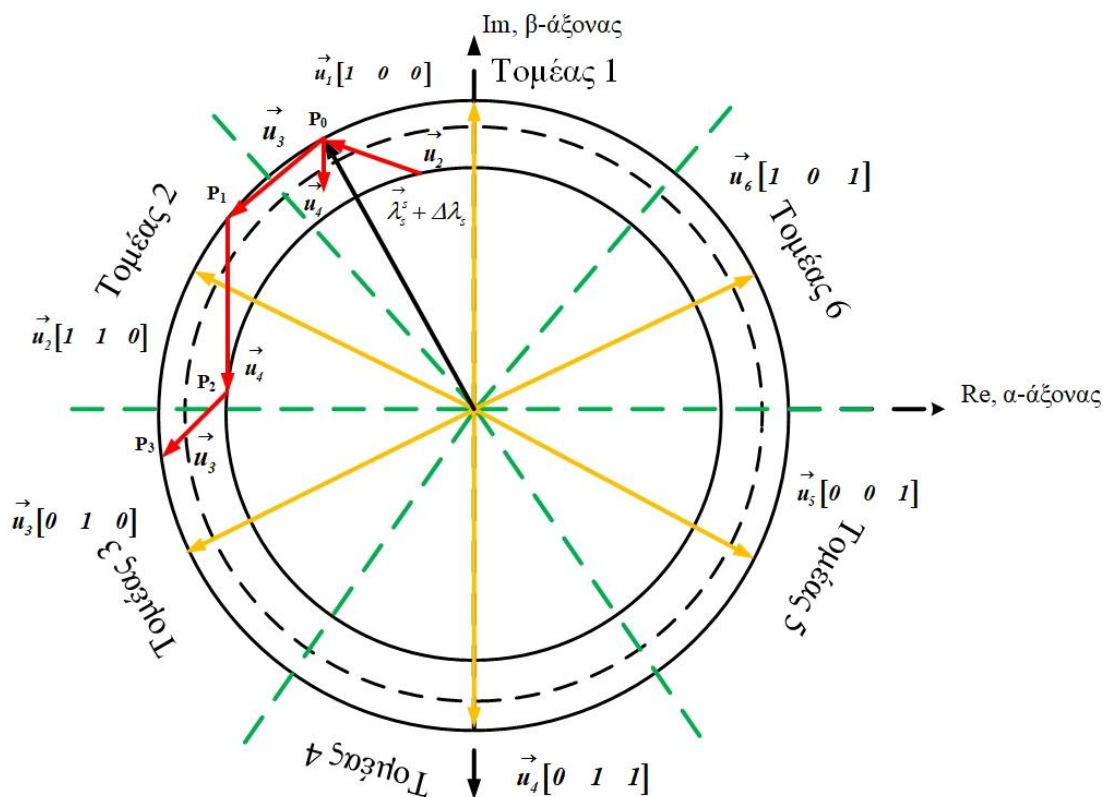
Σημαντική παράμετρο κατά την εφαρμογή της παλμοδότησης αποτελεί η εξασφάλιση της ελάχιστης δυνατής καταπόνησης των ημιαγωγικών διακοπών, αλλά και η βέλτιστη αρμονική συμπεριφορά του αντιστροφέα. Αυτό επιτυγχάνεται με την επιλογή της βέλτιστης δυνατής αλληλουχίας διανυσμάτων στον αντιστροφέα.

4.1.2 Συμβατικός άμεσος έλεγχος ροπής (CDTC)

Στον άμεσο έλεγχο ροπής ο Σύγχρονος κινητήρας Μόνιμων μαγνητών τροφοδοτείται από έναν αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI) και τα σφάλματα της τάσης και της ροής περιορίζονται μέσα στα όρια που καθορίζονται από τους αντίστοιχους βρόχους υστέρησης του σφάλματος. Η μαγνητική ροή του στάτη μπορεί να υπολογιστεί από τις τάσεις και τα ρεύματα στον στάτη και δίνεται από την εξίσωση (4.7).

$$\frac{d\lambda_s^s}{dt} = \overline{u_s^s} - \overline{i_s^s} R_s \quad (4.7)$$

Οι διακοπτικές καταστάσεις των ηλεκτρονικών διακοπών του αντιστροφέα προσδιορίζονται μέσω των αποτελεσμάτων των συγκριτών ροής και ροπής σε συνδυασμό με τον υπολογισμό της θέσης του διανύσματος της ροής στον στάτη (δηλαδή τον υπολογισμό της γωνίας της ροπής). Η κεντρική ιδέα του άμεσου ελέγχου ροπής προέρχεται από την διαμόρφωση ενός διανύσματος χώρου (αυτού της ροής). Η τεχνική αυτή υλοποιείται διατηρώντας το πλάτος του διανύσματος χώρου της ροής του στάτη ($|\overline{\lambda_s^s}|$) μέσα στον βρόχο υστέρησης του σφάλματος πλάτους $2\Delta\lambda_s$ [3]. Τα όρια του βρόχου υστέρησης του σφάλματος προσδιορίζονται από τους δύο ομόκεντρους κύκλους που περικλείουν τον κύκλο που διαγράφει το άκρο του διανύσματος χώρου της ροής αναφοράς, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4-5.



Σχήμα 4.5 Αναπαράσταση ελέγχου ροής του στάτη μέσω του βρόγχου υστέρησης σφάλματος ροής και των βέλτιστων διανυσμάτων τάσης που επιβάλλονται από τον αντιστροφέα [3]

Έστω ότι το διάνυσμα της ροής του στάτη κινείται αριστερόστροφα και βρίσκεται αρχικά στη θέση P_0 , δηλαδή στον τομέα 1. Σ' αυτό το σημείο, οι συγκριτές ροής και ροπής θα συγκρίνουν την υπολογιζόμενη ροή και ροπή με αυτή που τίθεται ως αναφορά. Επομένως, καθώς το διάνυσμα της ροής του στάτη $\bar{\lambda}_s^s$ βρίσκεται στο ανώτερο όριο του βρόγχου υστέρησης του σφάλματος ($|\bar{\lambda}_s^s| + \Delta\lambda_s$) και θα πρέπει να μειωθεί. Έτσι, η έξοδος του συγκριτή θα είναι $d\lambda_s = -1$. Η αναφερόμενη μείωση μπορεί να επιτευχθεί με δύο διανύσματα τάσης, το \bar{u}_3 και το \bar{u}_5 (των οποίων οι καταστάσεις φαίνονται στον Πίνακα 4-1). Το διάνυσμα \bar{u}_3 οδηγεί σε αύξηση της ροπής επειδή δείχνει προς την φορά κίνησης του διανύσματος χώρου της ροής $\bar{\lambda}_s^s$ του στάτη, ενώ το διάνυσμα \bar{u}_5 οδηγεί σε μείωση της ροπής, επειδή είναι αντίθετο προς τη φορά κίνησης του διανύσματος της ροής. Η επιλογή του βέλτιστου διανύσματος της τάσης θα καθοριστεί και από τον συγκριτή ροπής. Αν η υπολογιζόμενη ροπή είναι πιο μικρή από τη ροπή αναφοράς, ο συγκριτής θα έχει έξοδο $dT_e = 1$, αν όμως ίσχυε το αντίθετο, τότε η έξοδος του συγκριτή της ροπής θα ήταν $dT_e = -1$ και θα επιλεγόταν τέτοιο διάνυσμα ικανό να μειώσει τη ροπή. Αν η διαφορά της υπολογιζόμενης ροπής από τη ροπή αναφοράς είναι ανάμεσα στα όρια του βρόγχου υστέρησης σφάλματος, τότε θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα από τα δύο

μηδενικά διανύσματα $\vec{u}_0[0 \ 0 \ 0]$ και $\vec{u}_1[1 \ 1 \ 1]$. Στο Σχήμα 4-5, έστω ότι το διάνυσμα της ροής βρίσκεται στο σημείο P_1 , το οποίο βρίσκεται στο ανώτερο όριο του βρόχου υστέρησης του σφάλματος, τότε ο συγκριτής ροής θα επιβάλει μείωση της ροής και ανάλογα με το αποτέλεσμα του συγκριτή ροπής, επιλέγονται τα διανύσματα \vec{u}_4 ή \vec{u}_6 . Αν επιβληθεί αύξηση της ροπής, τότε ενεργεί το διάνυσμα \vec{u}_4 και έτσι το διάνυσμα της ροής θα βρεθεί στο σημείο P_2 , που βρίσκεται στον τομέα 2. Έτσι, επιλέγοντας τα βέλτιστα διανύσματα τάσης ελέγχονται άμεσα και ανεξάρτητα μεταξύ τους η ροή και η ροπή του κινητήρα [3]. Η παραπάνω ανάλυση συνοψίζεται και γενικεύεται για όλους τους τομείς στον Πίνακα 4-2.

$d\lambda_s$	dT_e	Τομέας 1	Τομέας 2	Τομέας 3	Τομέας 4	Τομέας 5	Τομέας 6
1	1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5
0	1	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2
	0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4

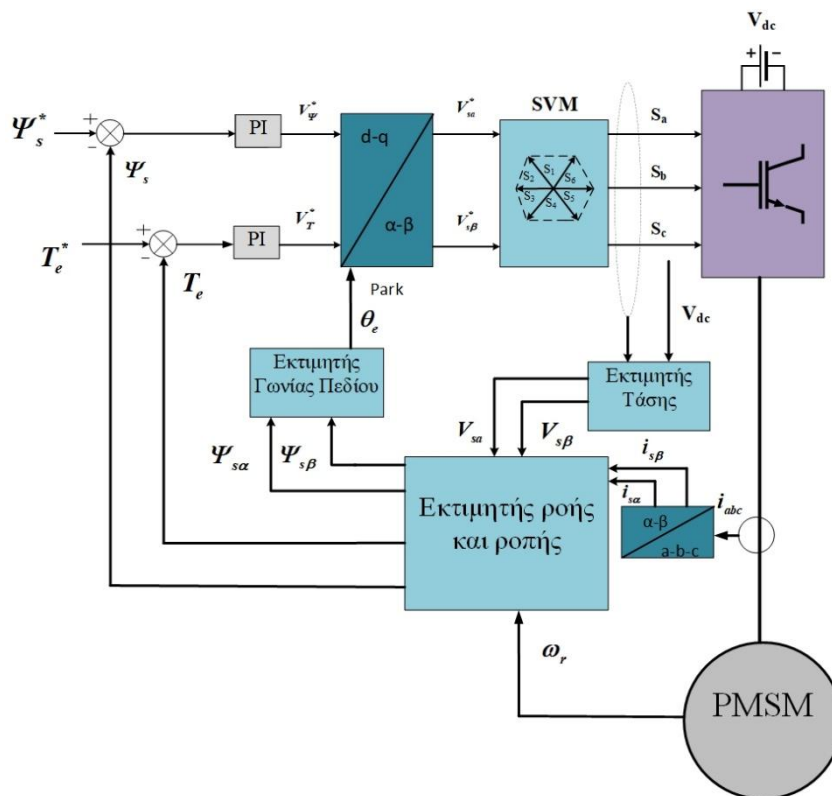
Πίνακας 4.2 Επιλογή βέλτιστων διανυσμάτων τάσης [3]

4.1.3 Άμεσος έλεγχος ροπής με την τεχνική με διαμόρφωση χωρικού διανύσματος (DTC-SVM)

Παρόλο που ο συμβατικός άμεσος έλεγχος ροπής χρησιμοποιείται ευρέως στις βιομηχανικές εφαρμογές, για κάποιες εφαρμογές καθίσταται ακατάλληλος, διότι ενώ βελτιώνει τη δυναμική απόκριση σε σχέση με τον διανυσματικό έλεγχο, οι ελεγκτές υστέρησης που χρησιμοποιούνται παράγουν μία μεταβαλλόμενη διακοπτική συχνότητα, προκαλώντας ταλαντώσεις στην ηλεκτρομαγνητική ροπή. Επίσης, η διακοπτική συχνότητα ποικίλει ανάλογα με την ταχύτητα.

Με την αντικατάσταση των ελεγκτών υστέρησης και των πινάκων επιλογής διανυσμάτων με PI ελεγκτές και με χρήση SVM, καταλήγουμε στον έλεγχο της PMSM με την τεχνική DTC-SVM. Το πλεονέκτημα της DTC-SVM είναι ότι με τη σταθερή διακοπτική συχνότητα μειώνονται οι κυματώσεις της ροής και της ροπής [18]. Όμως το μειονέκτημα της είναι ότι χρησιμοποιείται

μέτρηση της γωνιακής ταχύτητας άρα υπάρχει εξάρτηση από τις παραμέτρους της μηχανής. Το σχηματικό διάγραμμα αυτής της τεχνικής φαίνεται στο Σχήμα 4-6.

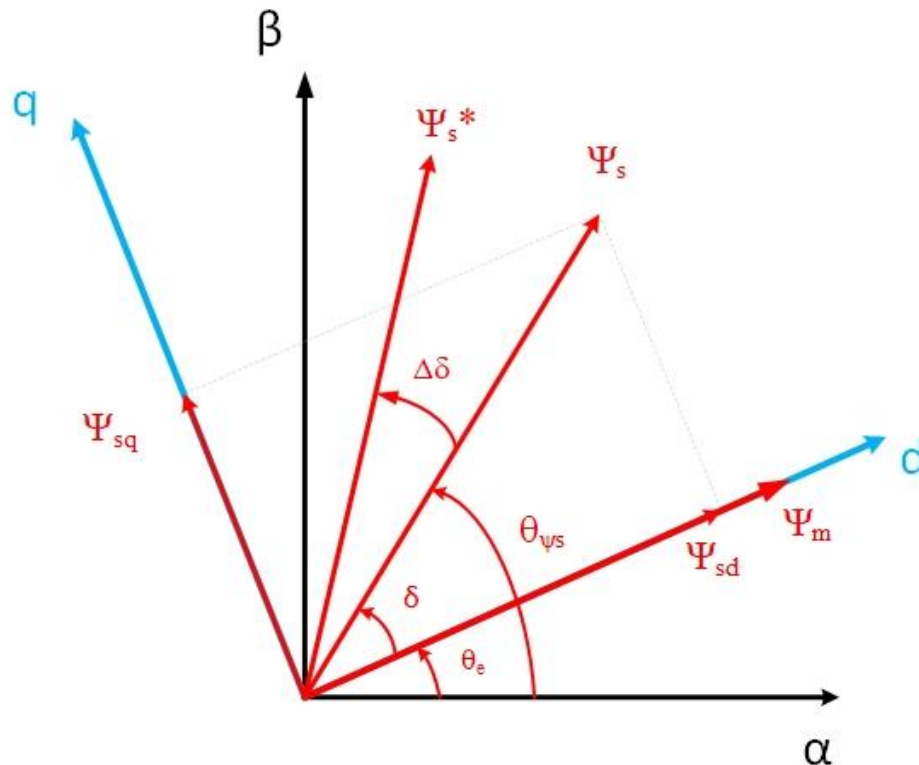


Σχήμα 4.6 Σχηματικό διάγραμμα της DTC-SVM [22]

Στο Σχήμα 4-6 φαίνεται ένας PI ελεγκτής ο οποίος δημιουργεί την προσαύξηση $\Delta\delta_\psi$ που χρειάζεται για να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα της ροπής και ένας PI ελεγκτής που δημιουργεί το σφάλμα της ροπής. Με βάση αυτά τα σήματα καθώς και τα σήμα αναφοράς της μαγνητικής ροής του στάτη Ψ_s^* και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e^* , υπολογίζονται οι αναφορές των διανυσμάτων τάσης στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς α-β (όπου η V_τ^* είναι το διάνυσμα τάσης του α άξονα ενώ η V_ψ^* το διάνυσμα τάσης του β άξονα). Η εξίσωση της ροπής είναι:

$$T_e = \frac{3}{2} \times \frac{P}{2} \times \frac{\Psi_s \Psi_m}{L_s} \times \sin(\delta) \quad (4.8)$$

, υποθέτοντας ότι $L_s = L_q = L_d$, Ψ_s η υπολογιζόμενη μαγνητική ροή του στάτη και Ψ_m η ροή των μόνιμων μαγνητών. Η ποσότητα Ψ_s/L_s είναι το μέγιστο ρεύμα του στάτη (σε οποιαδήποτε από τις φάσεις του) Στο Σχήμα 4-7 αναπαρίστανται οι γωνίες της ροής στο στρεφόμενο και στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς.



Σχήμα 4.7 Διανυσματικό διάγραμμα DTC-SVM [22]

Από το Σχήμα 4-7 εξάγεται ότι η γωνία δ , που είναι η γωνία μεταξύ της ροής του στάτη και της ροής που παράγουν οι μαγνήτες του δρομέα, δίνεται από την Εξίσωση (4.9):

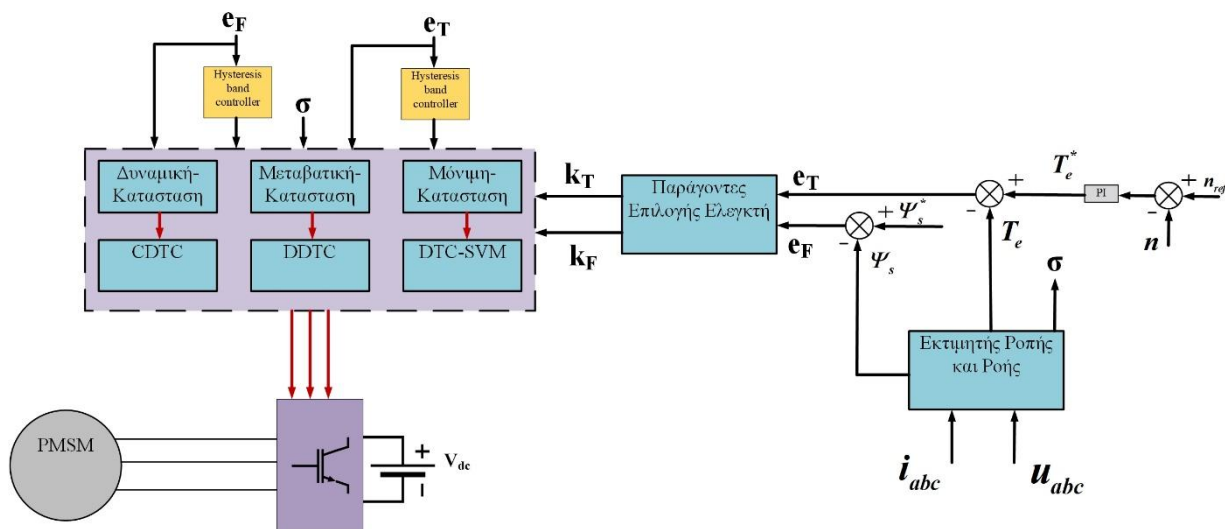
$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_{sq}}{\Psi_{sd}} \right) \quad (4.9)$$

4.1.4 Συνδυασμός τεχνικών ελέγχου PMSM

Μια βελτιωμένη τεχνική σε σχέση με τις CDTC και DTC-SVM είναι η DDTC. Στην CDTC τα ενεργά διανύσματα που θα εφαρμοστούν στον αντιστροφέα εξαρτώνται από τις χαρακτηριστικές των σφαλμάτων της ροπής και της ροής λόγω των μαγνητών του δρομέα και εφαρμόζονται για όλη την περίοδο ελέγχου. Συνεπώς, η αντιστάθμιση της ροπής και της ροής που παρέχεται από τα ενεργά διανύσματα είναι διαφορετική σε κάθε περίοδο ελέγχου, με αποτέλεσμα είτε την υπεραντιστάθμιση του σφάλματος, δίνοντας παραπάνω ροπή απ' ό, τι χρειάζεται, είτε την υποαντιστάθμιση, δηλαδή να μην προλαβαίνει το σφάλμα να αντισταθμιστεί σε μία περίοδο ελέγχου. Αυτό το πρόβλημα λύθηκε με την εισαγωγή της DDTC, η οποία διατηρεί το πλεονέκτημα της γρήγορης δυναμικής απόκρισης, αλλά σκοπός της είναι η ρύθμιση του χρόνου εφαρμογής των ενεργών διανυσμάτων σ' έναν τομέα [19].

Η αρχή λειτουργίας της DDTC βασίζεται στον ακριβή υπολογισμό ενός παράγοντα κατάτμησης (d) που ρυθμίζει με ακρίβεια τη λειτουργία των διακοπών του αντιστροφέα. Για την παραγωγή του παράγοντα κατάτμησης και την εφαρμογή των σωστών ενεργών διανυσμάτων για τον απαραίτητο χρόνο, οι τομείς του σχήματος 4-5 χωρίζονται σε υποτομείς και δημιουργείται ένας νέος διακοπτικός πίνακας για την εφαρμογή των ενεργών διανυσμάτων.

Όμως ο τελικός σκοπός των τεχνικών ελέγχου της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών είναι ο συνδυασμός των πλεονεκτημάτων της κάθε μιας τεχνικής, που οδηγεί στη βελτίωση της απόδοσης τόσο της μόνιμης κατάστασης όσο και της δυναμικής απόκρισης. Προκειμένου να μειωθούν οι κυματώσεις της ροπή και της ροής της μηχανής και να διατηρηθεί η γρήγορη δυναμική απόκριση του συστήματος, απαιτείται η σωστή επιλογή μίας εκ των τριών τεχνικών, με βάση την κατάσταση λειτουργίας της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών. Σύμφωνα με το Σχήμα 4-8, στη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας χρησιμοποιείται η DDTC, διότι ενώ σ' αυτήν την κατάσταση λειτουργίας το σφάλμα της ροπής μπορεί να αντισταθμιστεί πλήρως από ένα ενεργό διάνυσμα u_n με τις τεχνικές ελέγχου CDTC και DTC-SVM, αντίθετα το σφάλμα της ροής δεν μπορεί να αντισταθμιστεί αποδοτικά. Επιπλέον, επειδή η CDTC όπως προαναφέρθηκε στην παράγραφο (4.1.2.3) διατηρεί το πλεονέκτημα της γρήγορης δυναμικής απόκρισης (με κόστος βέβαια τη μεταβαλλόμενη διακοπτική συχνότητα), χρησιμοποιείται στη δυναμική κατάσταση λειτουργίας της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών. Η DTC-SVM χρησιμοποιείται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας λόγω της σταθερής διακοπτικής συχνότητας που χρησιμοποιεί η τεχνική διαμόρφωσης χωρικών διανυσμάτων (Space Vector Modulation).



Σχήμα 4.8 Συνδυασμός τεχνικών ελέγχου Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών [28]

4.2 Παραδείγματα ελέγχου Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών

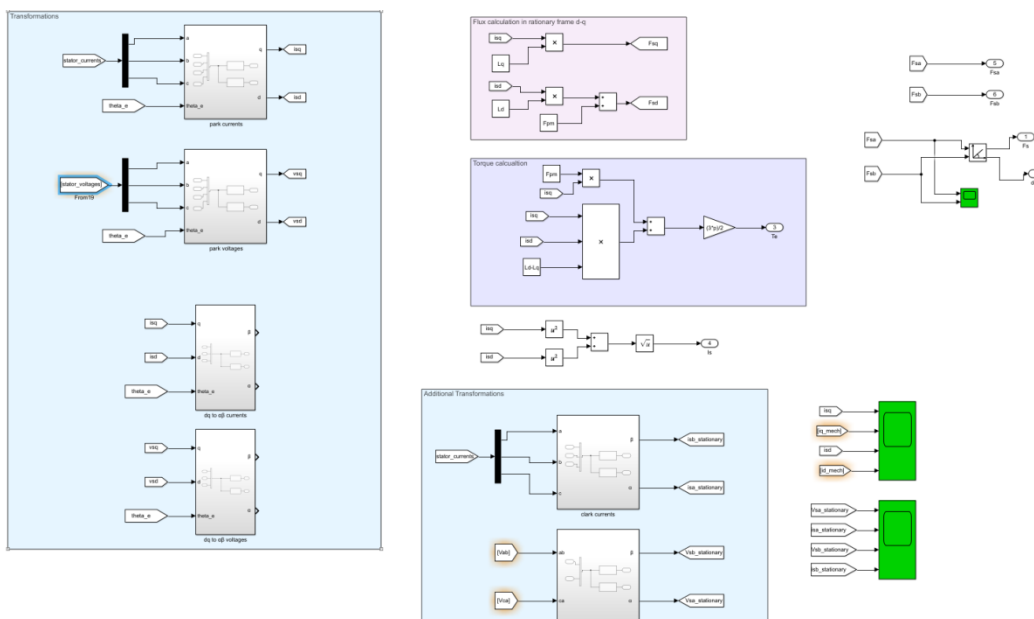
4.2.1 Διανυσματικός έλεγχος

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του διανυσματικού ελέγχου που αναλύθηκε παραπάνω. Η προσομοίωση υλοποιήθηκε στο περιβάλλον Matlab/Simulink. Ως μοντέλο κινητήρα για την προσομοίωση χρησιμοποιήθηκε ένας Σύγχρονος Κινητήρας Μόνιμων Μαγνητών ημιτονοειδούς ΑΗΕΔ, με κυλινδρικούς πόλους. Στον Πίνακα 4-3 παρουσιάζονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά του κινητήρα. Επιπλέον, στο μοντέλο αυτό δεν λαμβάνονται υπόψη οι διακοπτικές απώλειες και οι απώλειες αγωγής, καθώς σκοπός της προσομοίωσης είναι η επίδειξη του διανυσματικού ελέγχου.

<i>Ονομαστική Ισχύς</i>	<i>1 kW</i>
<i>Τάση</i>	<i>220 V</i>
<i>Φασική Αντίσταση Στάτη R_s</i>	<i>0.2 Ω</i>
<i>Φασική Αυτεπαγωγή d-άξονα L_d</i>	<i>8.5 mH</i>
<i>Φασική Αυτεπαγωγή q-άξονα L_q</i>	<i>8.5 mH</i>
<i>Ροή Μόνιμων Μαγνητών (Flux Linkage) Ψ_m</i>	<i>0.175 V*s/rad</i>
<i>Αριθμός ζευγαριών Πόλων p</i>	<i>4</i>
<i>Αδράνεια J</i>	<i>0.0027 kg*m²</i>

Σχήμα 4.9 Τεχνικά χαρακτηριστικά κινητήρα

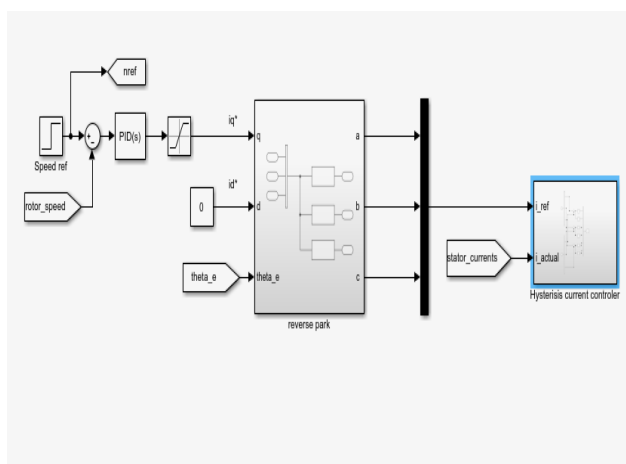
Στο Σχήμα 4-9 φαίνεται το γενικό κυκλωματικό μοντέλο στο περιβάλλον Matlab/Simulink, που αποτελείται από το κύκλωμα του κινητήρα με τον αντιστροφέα, το κύκλωμα ελέγχου και τους μετασχηματισμούς πλαισίου αναφοράς. Η τάση τροφοδότησης του αντιστροφέα είναι 400 Vdc.



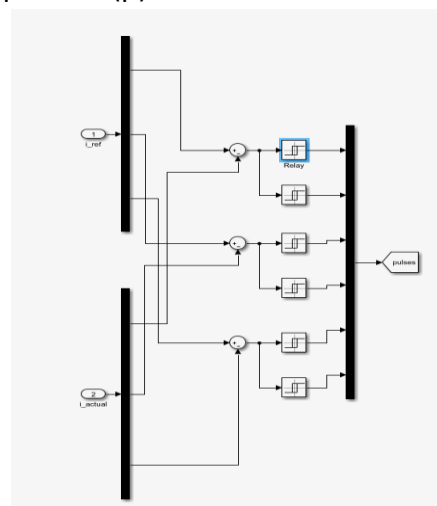
(β)

Σχήμα 4.11 (α) Μετασχηματισμοί στα διάφορα πλαίσια αναφοράς (β) επιπρόσθετοι μετασχηματισμοί και υπολογισμοί ροής και ροπής

Στο Σχήμα 4-11 (α) φαίνεται το κύκλωμα του διανυσματικού ελέγχου όπου παράγονται δύο ρεύματα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q. Το ρεύμα i_q παράγεται με την εισαγωγή του σφάλματος της ταχύτητας του δρομέα σε έναν PI ελεγκτή. Μέσω του PI ελεγκτή ενισχύεται η ευρωστία του συστήματος. Το ρεύμα i_d τίθεται 0 (δηλαδή δεν έχουμε ρεύμα μαγνήτισης/απομαγνήτισης της μηχανής). Για την παραγωγή των παλμών χρησιμοποιείται ένας Hysteresis Band Controller, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4-11 (β).



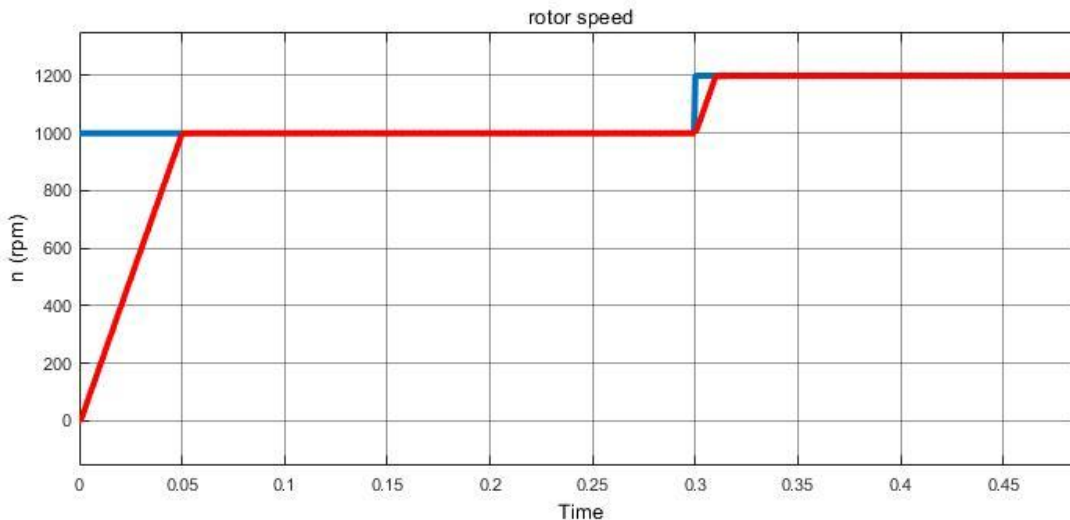
(α)



(β)

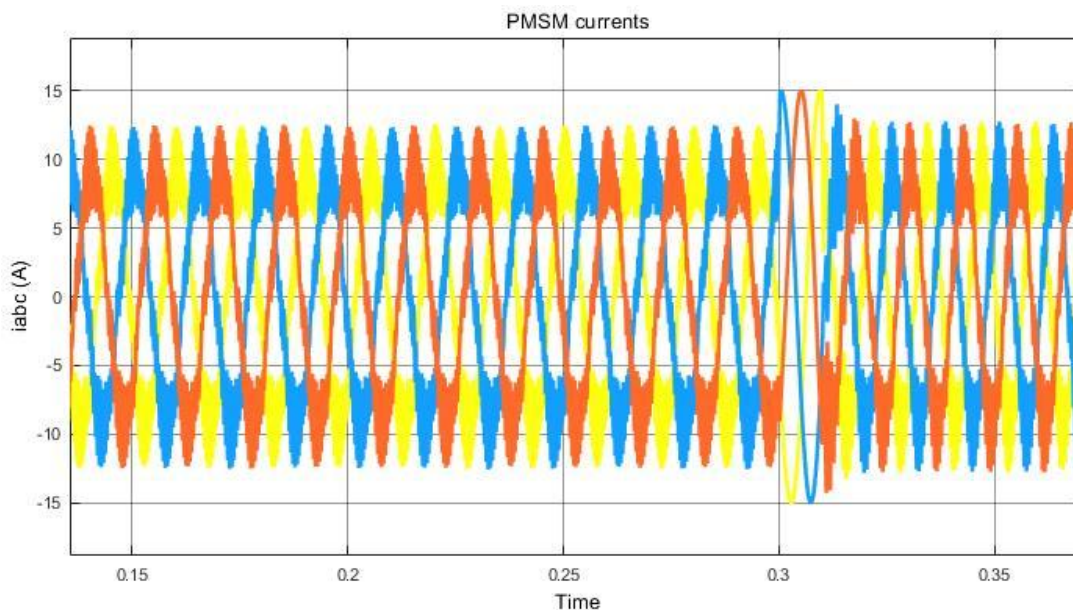
Σχήμα 4.12 (α) Κύκλωμα Διανυσματικού ελέγχου, (β) Υλοποίηση Hysteresis Band Controller

Στο Σχήμα 4-12 παρουσιάζεται η ταχύτητα του δρομέα n (rpm), όπου όπως φαίνεται, ανταποκρίνεται στη μεταβολή της αναφοράς.



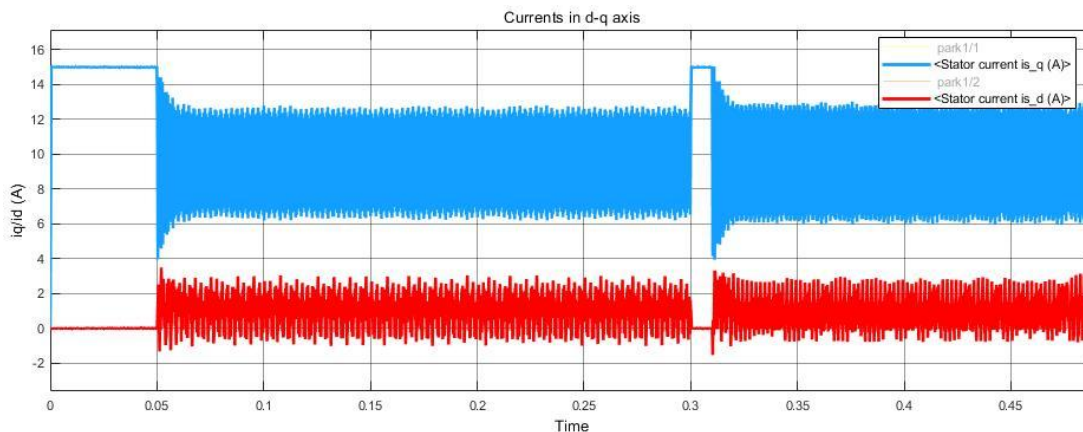
Σχήμα 4.13 Απόκριση του συστήματος σε μεταβολή της ταχύτητας, πραγματική μηχανική γωνιακή ταχύτητα (rpm)

Στο Σχήμα 4-13 φαίνονται τα ρεύματα του στάτη στο τριφασικό a-b-c σύστημα συντεταγμένων. Παρατηρείται μία διατάραξη κυματομορφής μετά τα 0.3 sec, λόγω του ότι κινητήρας βρίσκεται στη μεταβατική κατάσταση, προσπαθώντας να πιάσει την καινούργια ταχύτητα. Όταν σταθεροποιείται ο κινητήρας στην καινούργια κατάσταση, η κυματομορφή του ρεύματος επανέρχεται στη μορφή της κανονικής μόνιμης κατάστασης.



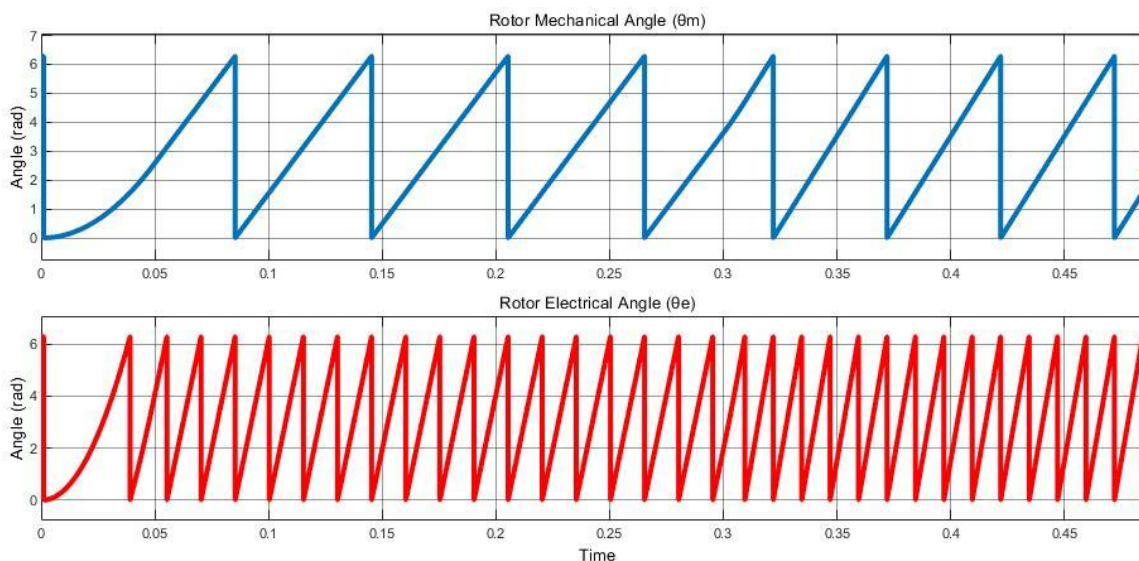
Σχήμα 4.14 Ρεύματα στάτη στο τριφασικό σύστημα a-b-c.

Στο Σχήμα 4-14 φαίνεται η αναπαράσταση των ρευμάτων στο στρεφόμενο σύστημα αξόνων d-q. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, επειδή στα 0.3 sec έχουμε αλλαγή κατάστασης ο κινητήρας λειτουργεί στη μεταβατική κατάσταση από 0.3 έως 0.31 sec, γι' αυτό παρατηρείται η αλλαγή στην κυματομορφή στη συγκεκριμένη χρονική στιγμή.

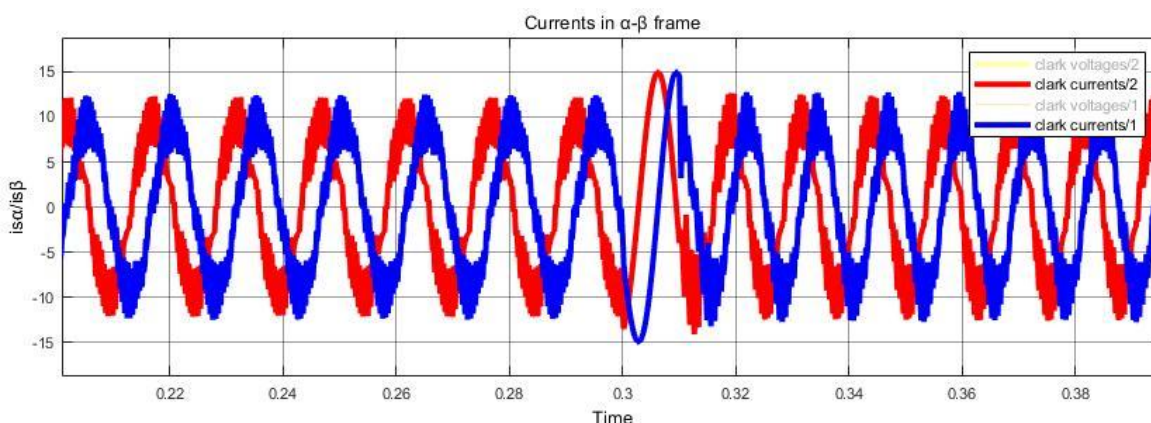


Σχήμα 4.15 Ρεύματα στο στρεφόμενο σύστημα συντεταγμένων d-q

Στο Σχήμα 4-15 διακρίνεται πως η ηλεκτρική γωνία πεδίου του στάτη είναι τετραπλάσια από τη μηχανική γωνία του δρομέα. Επίσης, αφού η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας, το πεδίο του στάτη και του δρομέα και ο ίδιος ο άξονας της μηχανής στρέφονται με την ίδια φορά, όπως φαίνεται και από τις γωνίες στο Σχήμα 4-15.



Σχήμα 4.16 Μηχανική και Ηλεκτρική γωνία κινητήρα



Σχήμα 4.17 Ρεύματα στάτη στο διφασικό στατικό πλαίσιο αναφοράς α-β

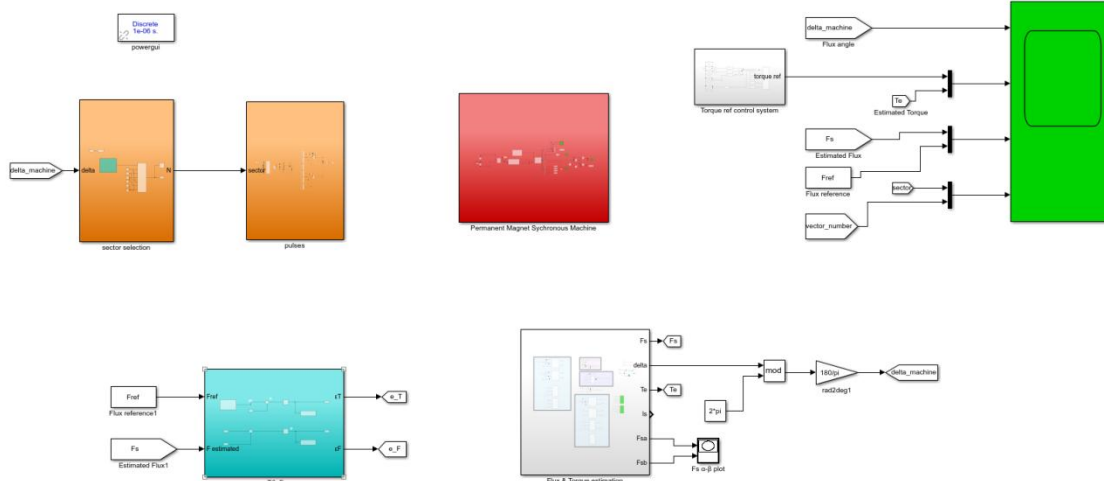
4.2.2 Άμεσος έλεγχος ροπής (CDTC)

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του άμεσου ελέγχου ροπής που αναλύθηκε παραπάνω. Η προσομοίωση υλοποιήθηκε στο περιβάλλον Matlab/Simulink. Ως μοντέλο κινητήρα για την προσομοίωση χρησιμοποιήθηκε ένας Σύγχρονος Κινητήρας Μόνιμων Μαγνητών ημιτονοειδούς ΑΗΕΔ, με έκτυπου τύπου διέγερση. Στον Πίνακα 4-4 παρουσιάζονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά του κινητήρα. Επιπλέον, στο μοντέλο αυτό δεν λαμβάνονται υπόψη οι διακοπτικές απώλειες και οι απώλειες αγωγής, καθώς σκοπός της προσομοίωσης είναι η επίδειξη του άμεσου ελέγχου ροπής.

<i>Ονομαστική Ισχύς</i>	<i>4 kW</i>
<i>Τάση</i>	<i>220 V</i>
<i>Φασική Αντίσταση Στάτη R_s</i>	<i>18.7 Ω</i>
<i>Φασική Αυτεπαγωγή d-άξονα L_d</i>	<i>25.47 mH</i>
<i>Φασική Αυτεπαγωγή q-άξονα L_q</i>	<i>28.16 mH</i>
<i>Ροή Μόνιμων Μαγνητών (Flux Linkage) Ψ_m</i>	<i>0.1716 V*s/rad</i>
<i>Αριθμός ζευγαριών Πόλων p</i>	<i>2</i>
<i>Αδράνεια J</i>	<i>260 $\mu\text{kg}\cdot\text{m}^2$</i>

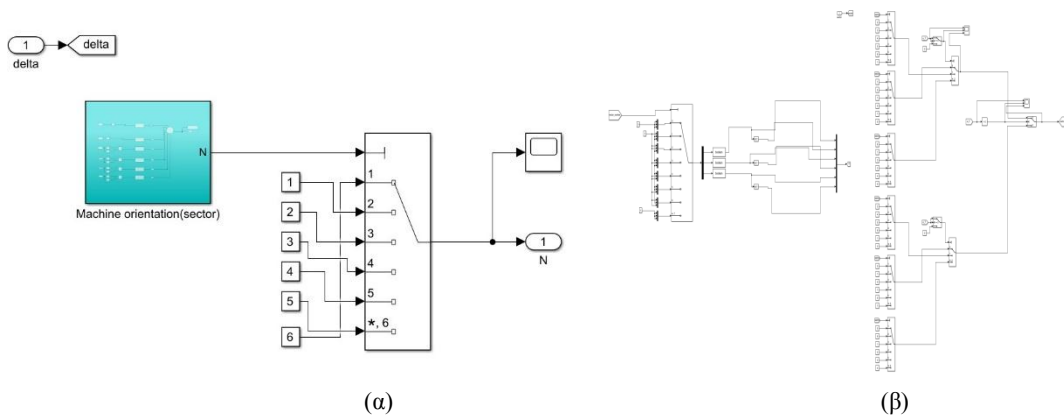
Πίνακας 4.3 Τεχνικά χαρακτηριστικά του κινητήρα μόνιμων μαγνητών ημιτονοειδούς ΑΗΕΔ

Στο Σχήμα 4-17 φαίνεται το γενικό κυκλωματικό μοντέλο στο περιβάλλον Matlab/Simulink, που αποτελείται από το κύκλωμα του κινητήρα με τον αντιστροφέα, το κύκλωμα ελέγχου και τους μετασχηματισμούς πλαισίου αναφοράς. Η τάση τροφοδότησης του αντιστροφέα είναι 600 Vdc.



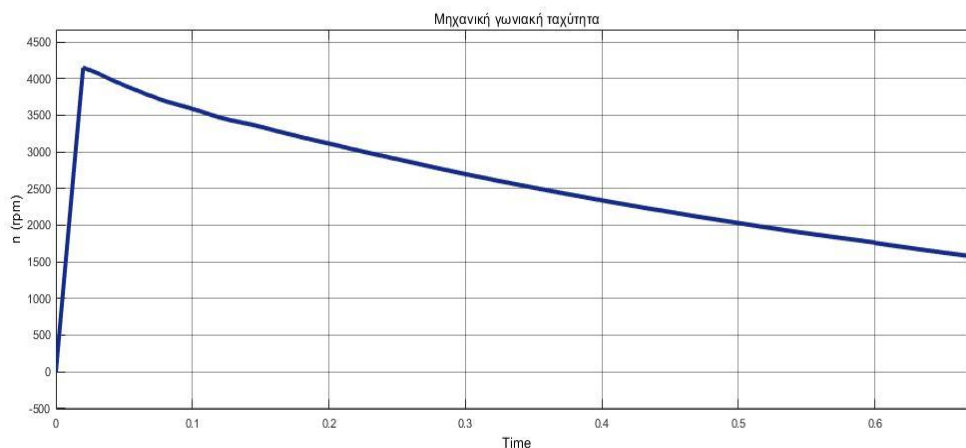
Σχήμα 4.18 Κυκλωματικό Μοντέλο άμεσου ελέγχου ροπής στο Matlab/Simulink

Στο Σχήμα 4-18 απεικονίζεται ο έλεγχος της προσομοίωσης, δηλαδή η επιλογή των βέλτιστων διανυσμάτων που θα εφαρμοστούν στον αντιστροφέα, προκειμένου να γίνει έλεγχος ροπής με τον βέλτιστο τρόπο (απουσία κυματώσεων, καλή δυναμική απόκριση κ.ά.). Στο Σχήμα 4-18 (α) απεικονίζεται ο τρόπος επιλογής του τομέα ανάλογα με τη γωνία περιστροφής του διανύσματος της ροής. Στο σχήμα 4-18 (β) απεικονίζεται ο τρόπος παραγωγής των παλμών ανάλογα με τον τομέα που βρίσκεται το διάνυσμα της ροής καθώς και οι παλμοί που εφαρμόζονται, σύμφωνα με τον Πίνακα 4-2.

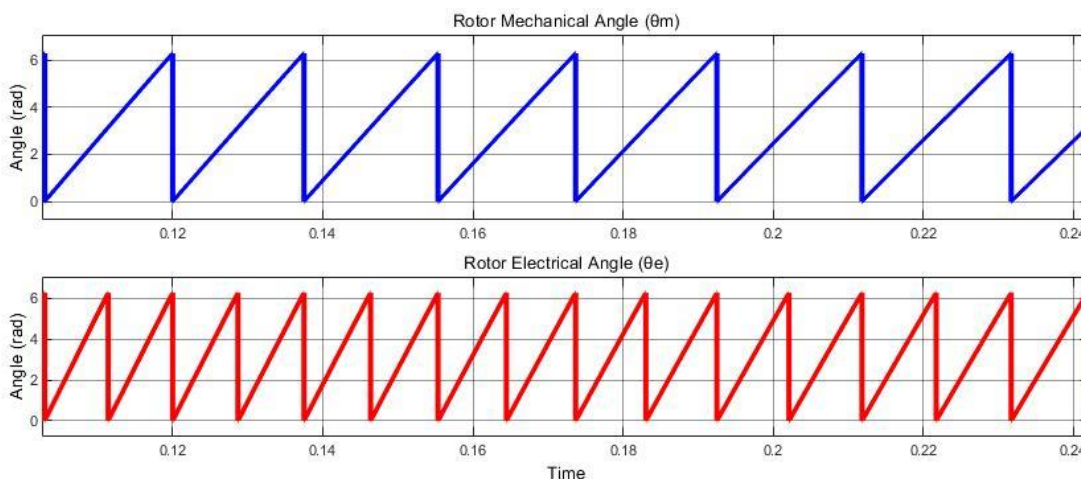


Σχήμα 4.19 Έλεγχος επιλογής βέλτιστων διανυσμάτων

Στο Σχήμα 4-20 παρουσιάζεται η μηχανική γωνιακή ταχύτητα, η οποία μειώνεται με την αύξηση του φορτίου (δηλαδή της ροπής στον άξονα του κινητήρα). Επίσης, στο Σχήμα 4-21 παρουσιάζεται η ηλεκτρική και η μηχανική γωνία του κινητήρα μόνιμων μαγνητών ημιτονοειδούς ΑΗΕΔ, όπου φαίνεται πως η μηχανική γωνία είναι διπλάσια της ηλεκτρικής.

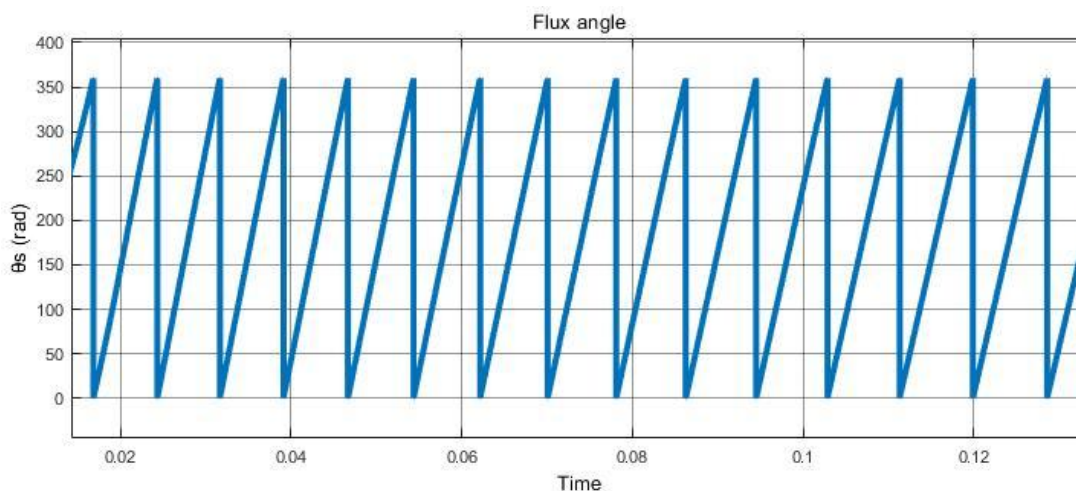


Σχήμα 4.20 Μηχανική γωνιακή ταχύτητα Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμων Μαγνητών ημιτονοειδούς ΑΗΕΔ



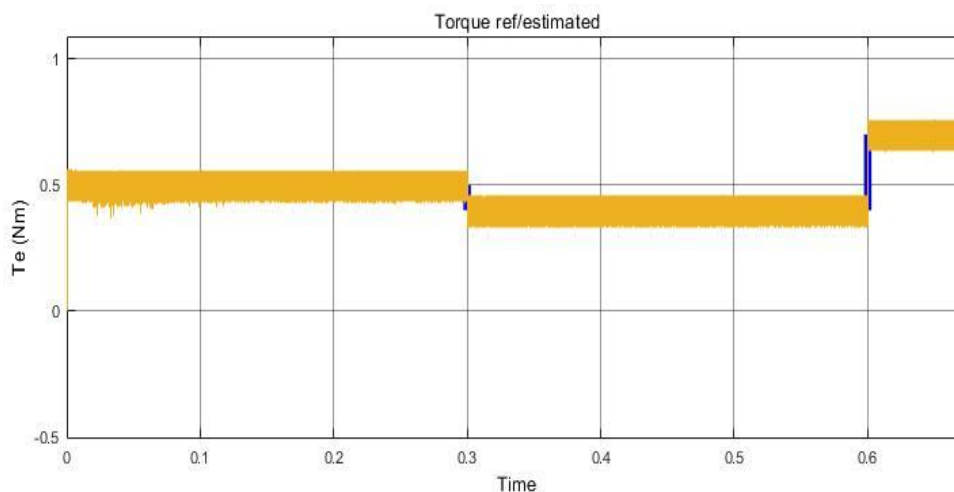
Σχήμα 4.21 Μηχανική και Ηλεκτρική γωνία δρομέα

Στο Σχήμα 4-22 φαίνεται η γωνία της ροής, η οποία έχει την ίδια φορά με αυτή του δρομέα, εφόσον το διάνυσμα της ροής περιστρέφεται με τη φορά του δρομέα.

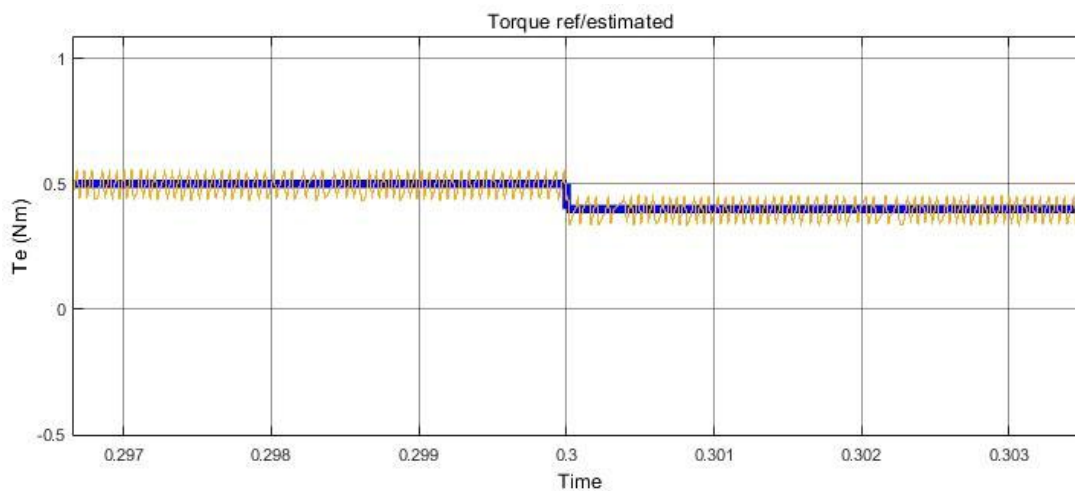


Σχήμα 4.22 Γωνία περιστροφή του διανύσματος της ροής

Στο Σχήμα 4-23 παρουσιάζεται η κυματομορφή της ροπής. Παρατηρείται ότι το μέτρο του διανύσματος της ροπής ακολουθεί με μεγάλη ακρίβεια την αναφορά και αξίζει να σημειωθεί ότι δεν ξεφεύγει από το όριο ανοχής της υστέρησης, που είναι 0.05 Nm. Τα διαστήματα αλλαγής της αναφοράς είναι τα εξής: 0-0.3 sec, όπου η ροπή αναφοράς είναι 0.5 Nm, 0.3-0.6, όπου η ροπή αναφοράς είναι 0.4 Nm και 0.6-0.7, όπου η ροπή αναφοράς είναι 0.7 Nm. Επιπροσθέτως, στο Σχήμα 4-23 φαίνεται η μεταβολή της ροής στη μεταβολή του χρόνου, η οποία ακολουθεί την αναφορά της, που είναι 0.3 Wb και αφού δεν αλλάζει καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης, δεν αλλάζει και το υπολογιζόμενο μέτρο της ροής.

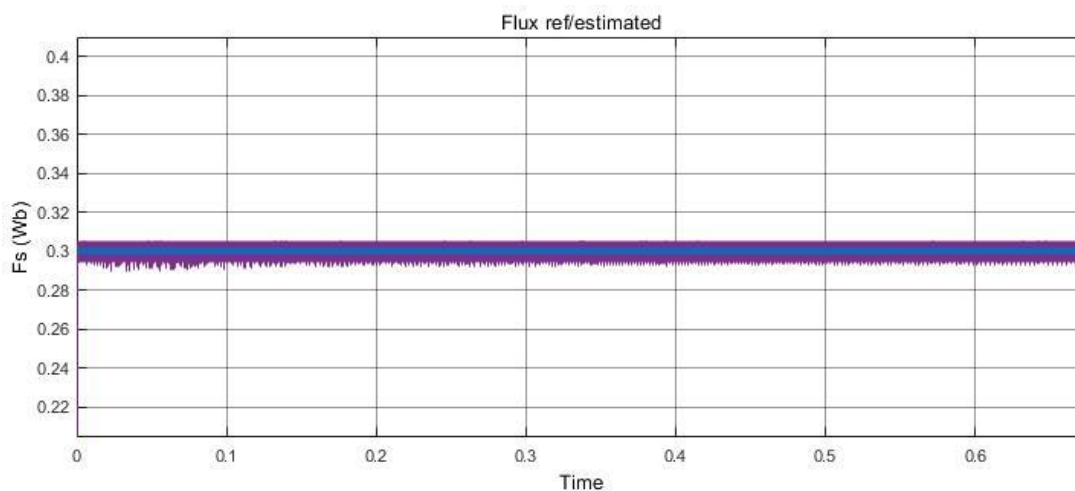


(α)



(β)

Σχήμα 4.23 (α) Η υπολογιζόμενη ροπή και η αναφορά της καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης, (β) επίδειξη της μορφής της ροπής μέσα στα όρια της υστέρησης με κεντρική τιμή την αναφορά της



Σχήμα 4.24 Η υπολογιζόμενη ροή και η αναφορά της

επίσης, στο Σχήμα 4-25 φαίνεται η διαδοχική αλληλουχία των τομέων καθώς περιστρέφεται το διάνυσμα της ροής.

4.3 Ανάλυση Σύγχρονης Γεννήτριας Μόνιμων Μαγνητών PMSG

Η παγκόσμια τάση σήμερα κυμαίνεται σε περιβαλλοντικά υπεύθυνες αερομεταφορές, με το αποτέλεσμα να αποτυπώνεται με αλλαγές σε πολλά συστήματα συμβατικών τεχνολογιών των αεροσκαφών. Τα εξ' ηλεκτρισμένα αεροσκάφη (ΜΕΑ) είναι μία αποτελεσματική λύση από περιβαλλοντικής σκοπιάς όσον αφορά τα επιβατηγά αεροσκάφη, επειδή όλα τα παραδοσιακά πνευματικά, υδραυλικά και μηχανικά συστήματα ισχύος αντικαθίστανται από ηλεκτρικά συστήματα ισχύος τα οποία διαχειρίζονται πιο "πράσινη" ενέργεια, είναι πιο αξιόπιστα και έχουν υψηλότερη απόδοση. Η υψηλή απόδοση έχει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα [20]:

Όσον αφορά στην μέγιστη ισχύ, επιτρέπει χαμηλότερη ονομαστική ισχύ στα ανάντι συστήματα, τα οποία περιλαμβάνουν την παραγωγή και διανομή της ενέργειας καθώς και το κιβώτιο ταχυτήτων του κινητήρα. Επιπλέον, η ψύξη της ατράκτου και η εξαγωγή της ισχύος του κινητήρα έχει ως αποτέλεσμα μικρότερα και ελαφρύτερα συστήματα, το οποίο μεταφράζεται σε εξοικονόμηση καυσίμου.

Ελαχιστοποιεί την κατανάλωση καυσίμου που προκαλούνται από συστήματα επί του σκάφους και μειώνει το συνολικό κόστος της κατανάλωσης καυσίμου ενός αεροσκάφους.

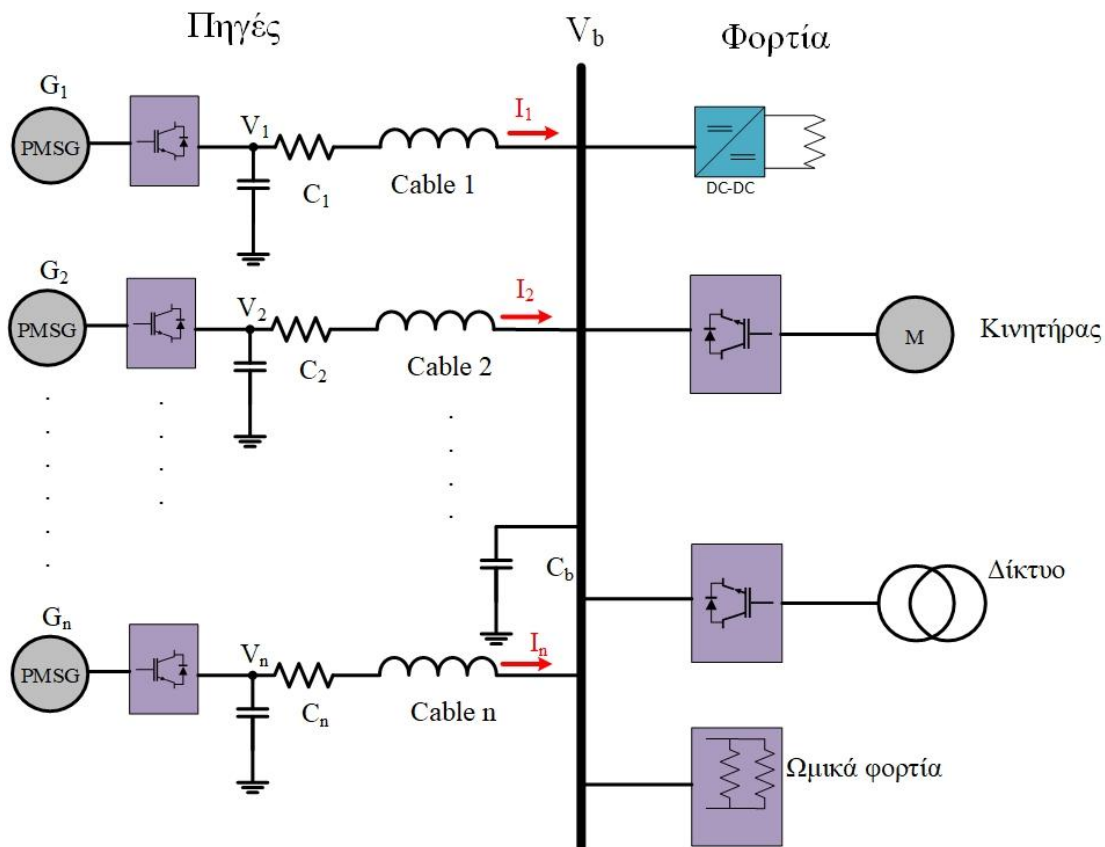
Τα ΜΕΑ χρησιμοποιούν ένα σύστημα Εκκινητή/Γεννήτριας (S/G), το οποίο μπορεί να μειώσει σημαντικά τον θόρυβο και το βάρος των μηχανικών συσκευών και είναι ένα από τα πιο σημαντικά μέρη του εξ' ηλεκτρισμένου αεροσκάφους [21]. Το σημερινό σύστημα Εκκινητή/Γεννήτριας (S/G) εφαρμόζει μία τριών επιπέδων WFSG. Αυτή η μηχανή έχει χρησιμοποιηθεί εκτεταμένα σε εφαρμογές περιστροφής του πτερυγίου και έχει αποδειχθεί εξαιρετικά αξιόπιστη και ασφαλής, χρησιμοποιώντας έλεγχο τάσης και μεταβάλλοντας το ρεύμα διέγερσης. Ωστόσο, η χρήση της ως εκκινητής απαιτεί πρόσθετα τυλίγματα, το οποίο αυξάνει το βάρος και την πολυπλοκότητα του συστήματος, οπότε αυτή η λύση δεν θεωρείται βέλτιστη. Συνεπώς, η έρευνα στράφηκε στην υλοποίηση του Εκκινητή/Γεννήτριας (S/G) με βάση τη Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμων Μαγνητών, η οποία βασίζεται στον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου (FOC) [21].

Επιπλέον, τα υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (HVDC) συστήματα είναι αρκετά ελκυστικά για εφαρμογές διαμοιρασμού ισχύος σε εξ' ηλεκτρισμένα αεροσκάφη, λόγω του χαμηλού βάρους, της υψηλής απόδοσης και της χαμηλής κατανάλωσης ισχύος. Το πιο σημαντικό πλεονέκτημα των HVDC είναι η αδιάλειπτη παροχή ισχύος με την αρχιτεκτονική της παράλληλης σύνδεσης διαφορετικών πηγών. Στο ηλεκτρικό σύστημα των αεροσκαφών μπορούν να συνδεθούν πολλές γεννήτριες HVDC, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5-1 για να αυξήσουν τη δυνατότητα παροχής ισχύος του συστήματος και να εξαλείψουν την περίπτωση διακοπής παροχής της ισχύος αν μία απ' αυτές παρουσιάσει σφάλμα [21]. Συνεπώς, είναι αναγκαίο να υλοποιηθεί ένα σύστημα Εκκινητή/Γεννήτριας με υψηλή πυκνότητα ισχύος και με HVDC σύστημα διαμοιρασμού ισχύος. Μία πολλά υποσχόμενη μηχανή σε αυτήν την κατεύθυνση είναι Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμων Μαγνητών, χάρις στην εξαιρετικά υψηλή

πυκνότητα ισχύος που διαθέτει, που την καθιστά ασυναγώνιστη για λειτουργία σε υψηλές ταχύτητες και ισχύ.

Θεωρώντας το σύστημα του Σχήματος 5-1, δηλαδή το ηλεκτρικό σύστημα παροχής ισχύος ενός εξ' ηλεκτρισμένου αεροσκάφους, για τον διαμοιρασμό του συνολικού ρεύματος μπορεί να εφαρμοστεί ένας κλασικός πλέον πρωτεύων έλεγχος, αυτός του droop control. Μία άλλη μέθοδος που θα μπορούσε να εφαρμοστεί είναι αυτή του αναφερόμενου ως «master-slave», με την οποία εξασφαλίζεται σταθερότητα (stability) στο σύστημα, αλλά απαιτείται σύστημα επικοινωνίας μεταξύ των παράλληλων μονάδων παραγωγής ενέργειας, η οποία δεν είναι πάντα εύκολο να υλοποιηθεί σε διεσπαρμένα συστήματα παροχής ισχύος

270 V DC Bus

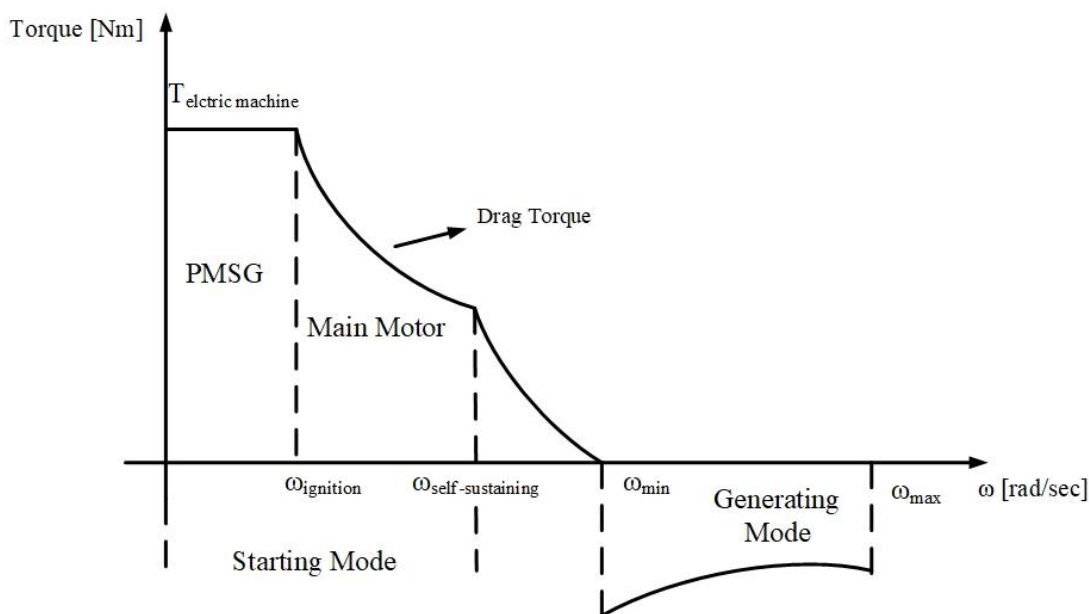


Σχήμα 4.26 Αρχιτεκτονική ηλεκτρικού συστήματος παροχής ισχύος εξ' ηλεκτρισμένου αεροσκάφους, με πολλαπλούς κλάδους γεννητριών [31]

4.4 Βασική Δομή και αρχή της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμων Μαγνητών ως S/G

Η χαρακτηριστική Ροπής-Ταχύτητας μίας Σύγχρονης Γεννήτριας Μόνιμων Μαγνητών (PMSG) ενός εξ' ηλεκτρισμένου αεροσκάφους φαίνεται στο Σχήμα 4-27. Η PMSG λειτουργεί ως κινητήρας κατά τη διάρκεια εκκίνησης του κύριου κινητήρα (εσωτερικής καύσης) του εξ' ηλεκτρισμένου αεροσκάφους μέχρι μία ταχύτητα, την ω_{\min} [22]. Η ταχύτητα ανάφλεξης

(ignition speed) είναι η ταχύτητα που έχει η PMSG όταν ο κύριος κινητήρας βρίσκεται στη φάση της ανάφλεξής του και αρχίζει να επιταχύνεται απότομα. Η PMSG συνεχίζει να βοηθά τον κύριο κινητήρα, προσφέροντας μηχανική ροπή στον άξονά του και πέραν της ταχύτητας αυτοσυντήρησής του (self-sustaining speed). Από την ταχύτητα ανάφλεξης μέχρι την ταχύτητα αυτοσυντήρησης η PMSG παρουσιάζει τη λεγόμενη drag torque, δηλαδή την ροπή που έχει ο κινητήρας όταν αφαιρούνται όλα τα εμπόδια (π.χ. φρένα) και αρχίζει να αυξάνει απότομα τις στροφές του. Από την ταχύτητα αυτοσυντήρησης μέχρι την ελάχιστη ταχύτητα (ω_{min}), η PMSG μειώνει τη ροπή της, αυξάνοντας τις στροφές της για να μπει στη φάση της γεννήτριας. Τελικά, όταν η PMSG φτάσει στην ταχύτητα ω_{min} , μπαίνει στη φάση της γεννήτριας, όπου είναι ικανή να τροφοδοτήσει τα εκάστοτε φορτία του αεροσκάφους. Σε αυτήν την περιοχή, είτε με αύξηση των στροφών της είτε με άλλες τεχνικές διανυσματικού ελέγχου, επιτυγχάνεται η παροχή της απαιτούμενης ισχύος στο μικροδίκτυο.



Σχήμα 4.27 Χαρακτηριστική Ροπής-Ταχύτητας του S/G σύστημα

4.5 Ανάλυση της αρχιτεκτονικής του Μικροδικτύου Συνεχούς Τάσης του εξηλεκτρισμένου Αεροσκάφους

4.5.1 Περιγραφή Βασικού μοντέλου Μικροδικτύου

Στο Σχήμα 4.28 απεικονίζεται το βασικό μοντέλο ενός Μικροδικτύου Συνεχούς τάσης του εξηλεκτρισμένου αεροσκάφους. Όπως φαίνεται το σύστημα απαρτίζεται από το υποσύστημα της Σύγχρονης Γεννήτριας Μόνιμων Μαγνητών (PMSG) και τον δικαντευθυντήριο μετατροπέα, αποτελούμενο από ελεγχόμενους με την τεχνική εύρους παλμού (PWM) διακόπτες IGBT, δύο

ελεγκτές για την παραγωγή των τάσεων αναφοράς στο στατικό πλαίσιο αναφοράς και έναν επιπλέον ελεγκτή που ρυθμίζει την κατάσταση λειτουργίας της μηχανής καθώς και τις κύριες λειτουργίες του ελέγχου. Τα δύο είδη ελέγχων που χρησιμοποιούνται είναι ο έλεγχος της εξασθένησης του πεδίου (flux weakening control) και ο πρωτεύων έλεγχος (droop control).

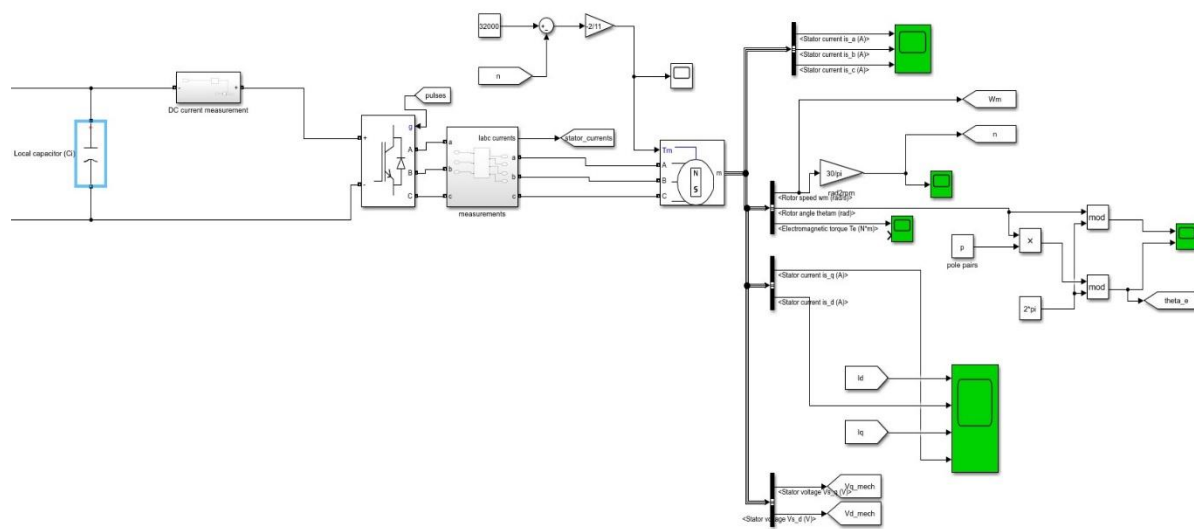
Αρχικά, η Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμων Μαγνητών λειτουργεί ως κινητήρας για να συμβάλει στην εκκίνηση του κύριου κινητήρα του εξ' ηλεκτρισμένου αεροσκάφους. Συνεπώς, η ταχύτητα σ' αυτήν τη φάση είναι ελεγχόμενο μέγεθος, γι' αυτό χρησιμοποιείται ο συμβατικός διανυσματικός έλεγχος στις χαμηλές ταχύτητες στη φάση της εκκίνησης, υποθέτοντας ότι το ρεύμα αναφοράς στον άξονα d είναι 0, δηλαδή $i_d=0$. Ενώ στις υψηλές ταχύτητες, δηλαδή όταν η μηχανή μπαίνει στη φάση της γεννήτριας, ο έλεγχος υλοποιείται με τη μέθοδο εξασθένησης του πεδίου (flux weakening control), όπου πρέπει $i_d<0$. Ο κύριος ζυγός του ηλεκτρικού συστήματος παροχής ισχύος (EPS) του εξ' ηλεκτρισμένου αεροσκάφους είναι 270 V DC και περιλαμβάνει έναν πυκνωτή C_b . Τα φορτία του ηλεκτρικού συστήματος παροχής ισχύος μπορούν να περιλαμβάνουν και συσκευές ηλεκτρονικών ισχύος για τη μετατροπή της ενέργειας είτε σε άλλο επίπεδο συνεχούς τάσης είτε σε εναλλασσόμενη τάση.

4.6 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων της σύνδεσης PMSG σε Μικροδίκτυο εξηλεκτρισμένου αεροσκάφους

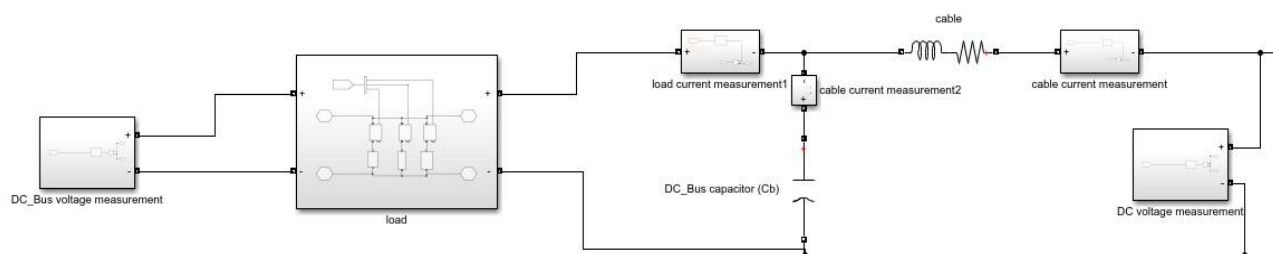
Τα μοντέλα των προσομοιώσεων αναπτύχθηκαν στο περιβάλλον Matlab/Simulink. Στον Πίνακα 4-4 φαίνονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά του συστήματος της Σύγχρονης Γεννήτριας Μόνιμων Μαγνητών. Η Σύγχρονη Γεννήτρια Μόνιμων Μαγνητών είναι τύπου κυλινδρικών πόλων (Round type) και οι στροφές που φτάνουν σε κάθε μοντέλο στον άξονα της είναι 32.000 rpm. Η τάση στον ζυγό σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά του συστήματος πρέπει να διατηρείται στα 270 VDC. Η δειγματοληπτική περίοδος T_s είναι 1 μ s. Στην παρούσα Διπλωματική Εργασία, για λόγους μικρότερης πολυπλοκότητας του ελέγχου, μελετώνται και αναλύονται τα αποτελέσματα της τροφοδότησης των φορτίων με έναν κλάδο γεννήτριας-μετατροπέα. Επιπλέον, για λόγους ευκολίας στην ανάλυση, τα φορτία που χρησιμοποιούνται είναι ωμικά, ενώ σε πραγματικές συνθήκες η πλειονότητα των φορτίων είναι ωμικό-επαγωγικά.

R_s (Αντίσταση Στάτη Γεννήτριας)	1,1 m Ω
L_s (Αυτεπαγωγή Στάτη Γεννήτριας)	98 μ H
p (Ζεύγη πόλων Γεννήτριας)	3
Ψ_m (Μαγνητική Ροή από τους μαγνήτες του δρομέα)	0,035 V*s/rad
V_{dc_ref} (Τάση αναφοράς ζυγού)	270 VDC
K_{droop} (Κέρδος του πρωτεύοντος ελέγχου)	10
C_i (Local Capacitor)	1 mF
C_b (Bus Capacitor)	0.5 mF
R_i (Αντίσταση καλωδίου γραμμής)	3 m Ω
L_i (Αυτεπαγωγή καλωδίου γραμμής)	1 μ H

Πίνακας 4.4 Τεχνικά χαρακτηριστικά του Μικροδικτύου Συνεχούς τάσης



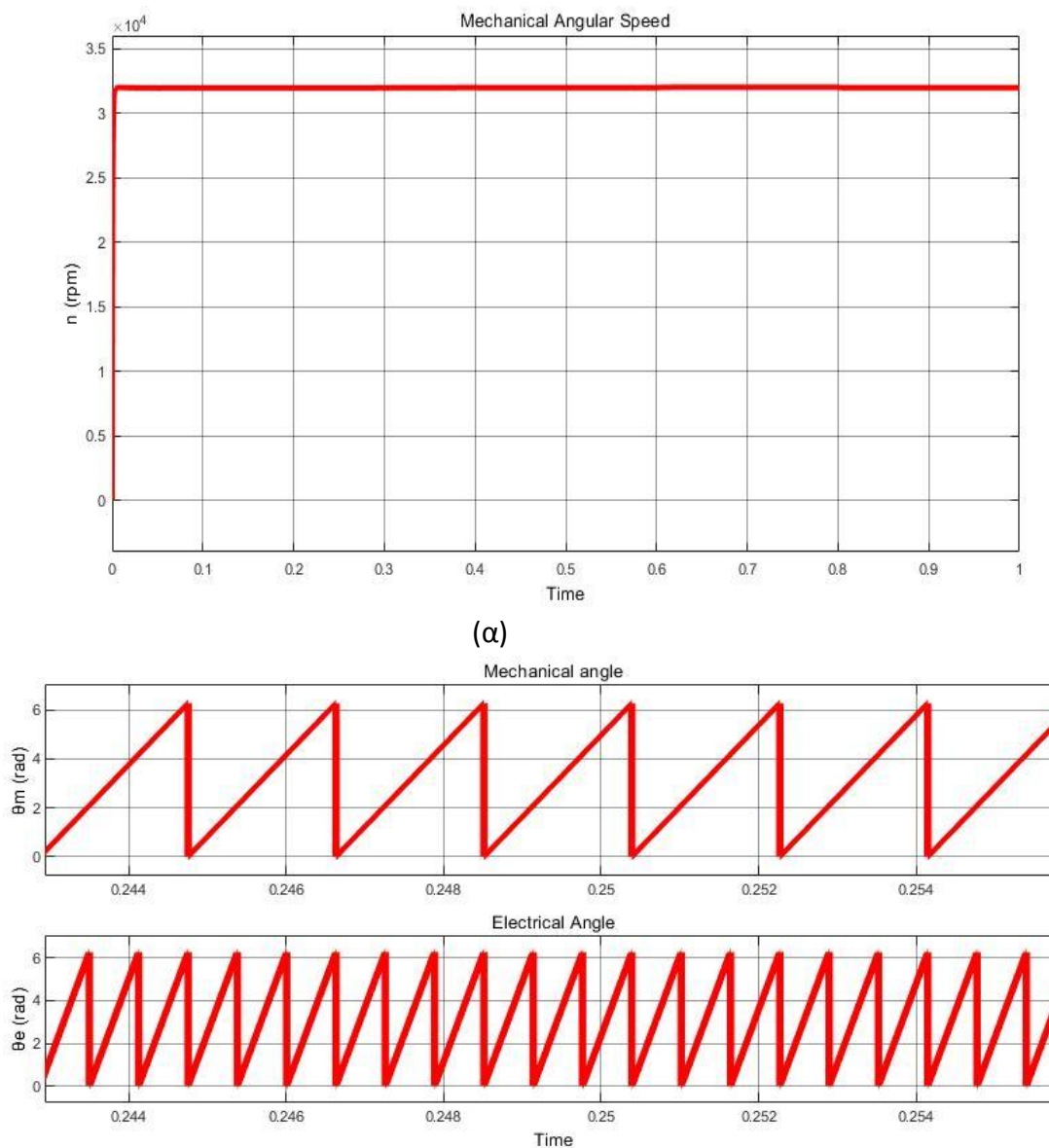
(α)



(β)

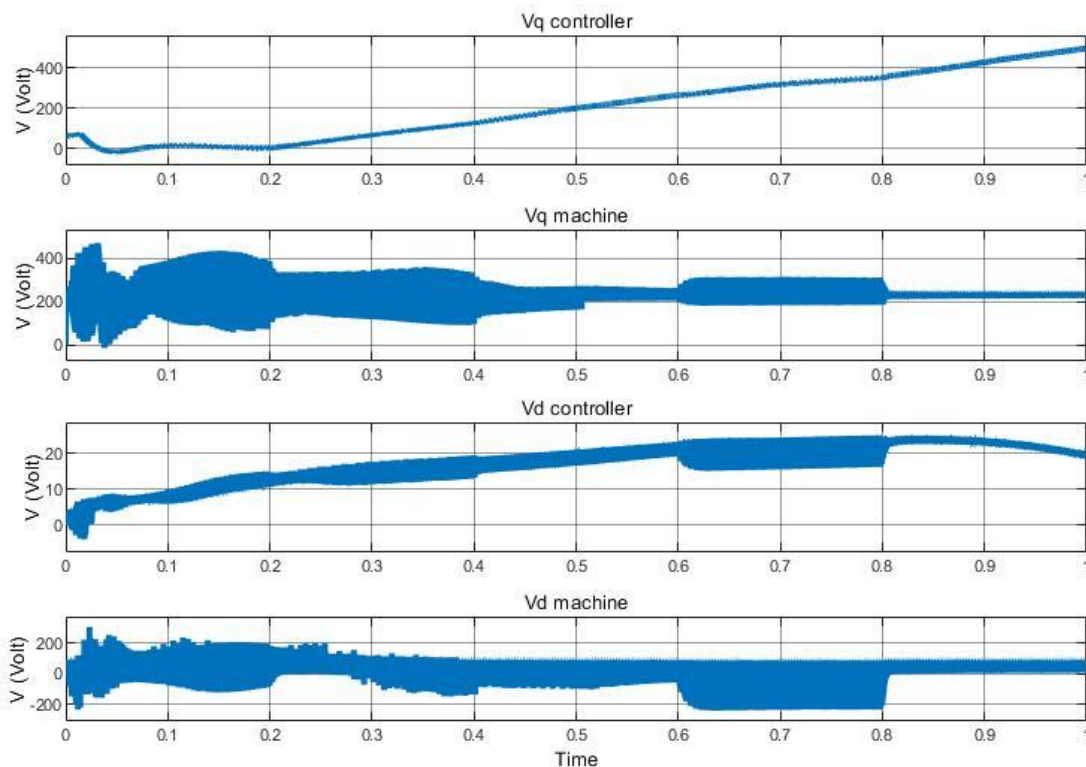
Σχήμα 4.30 Κύκλωμα Μικροδικτύου Συνεχούς Τάσης, (α) PMSG-Converter (β) ζυγός με τα φορτία

Στο Σχήμα 4-32 φαίνονται η γωνιακή ταχύτητα της γεννήτριας που όπως αναφέρθηκε είναι 32000 rpm καθώς και η μηχανική και ηλεκτρική γωνία της γεννήτριας.



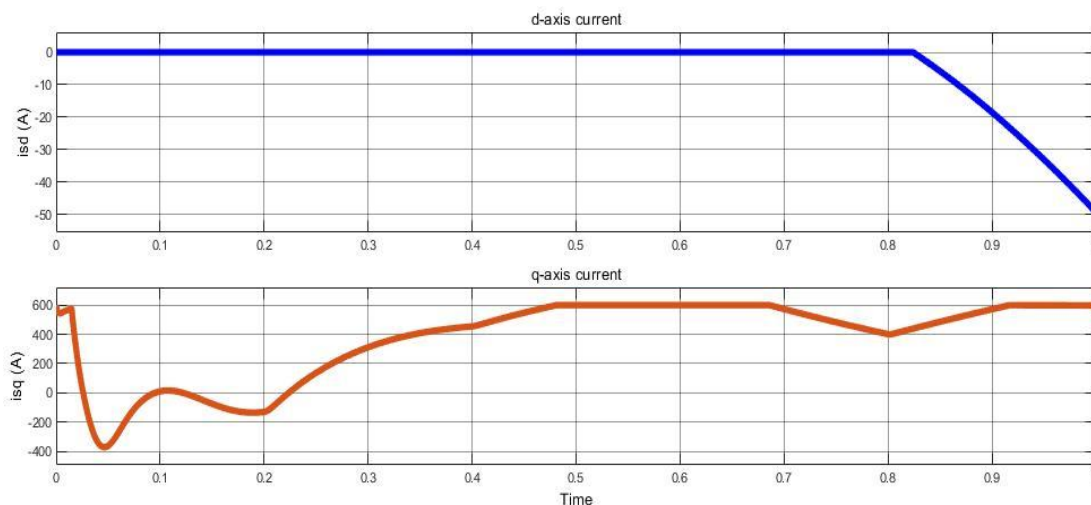
Σχήμα 4.31 (α) Μηχανική γωνιακή ταχύτητα (β) Μηχανική και ηλεκτρική γωνία της μηχανής(β) Μηχανική και ηλεκτρική γωνία της μηχανής.

Επιπροσθέτως, στο Σχήμα 4-33 φαίνονται οι τάσεις της μηχανής και αυτές που εξάγονται μέσω του διανυσματικού ελέγχου στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q. Οι τάσεις της μηχανής όπως φαίνεται είναι DC ποσότητες, ωστόσο, επειδή δεν εφαρμόζεται η μέθοδος απόζευξης των συνιστωσών (decoupling), οι συνιστώσες που εξάγονται από τον έλεγχο δεν ακολουθούν ακριβή DC συμπεριφορά.



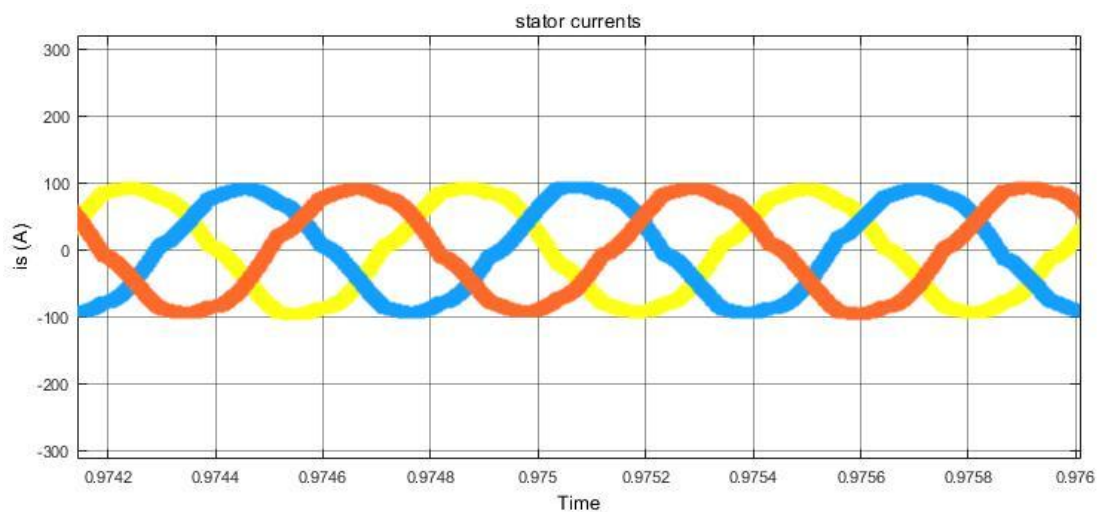
Σχήμα 4.32 Κυματομορφές των τάσεων της μηχανής και του ελέγχου στο d-q στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς

Για τα d-q ρεύματα που φαίνονται στο Σχήμα 4-34 ισχύει ότι το i_d θα πρέπει να διατηρεί πολύ χαμηλές τιμές όπως εξηγήθηκε και σε προηγούμενη παράγραφο, αλλά το i_q παίρνει υψηλές τιμές διότι είναι αυτό που ρυθμίζει την ηλεκτρομαγνητική ροπή και τη ροή στον στάτη.



Σχήμα 4.33 Ρεύματα που προκύπτουν απ' τον έλεγχο στο d-q πλαίσιο αναφοράς

Στο Σχήμα 5-20 απεικονίζονται τα ρεύματα του στάτη, τα οποία όπως αναμένεται μετά την απόζευξη των σημάτων είναι ημιτονοειδή.



Σχήμα 4.34 Ρεύματα στάτη με απόζευξη d-q συνιστωσών

Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ότι η επιτυχία του δευτερεύοντος ελέγχου έγκειται στον σωστό σχεδιασμό βάσει της ανάλυση μικρού σήματος γύρω από το επιθυμητό σημείο ισορροπίας, το οποίο στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι τα 270 VDC.

5. Αναφορές

- [1] Π. Αποστολίδου, Οδήγηση ηλεκτροκίνητων λεωφορείων με αντιστροφείς δύο και τριών επιπέδων, Ξάνθη, 2018.
- [2] T. Miller, Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives, Glasgow: CLARENDON PRESS - OXFORD, 1989.
- [3] X. Μαδεμλής, ΣΕΡΒΟΚΙΝΗΤΗΡΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ, Επαγωγικοί κινητήρες και Σύγχρονοι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη, Θεσσαλονίκη: ΤΖΙΟΛΑ, 2016.
- [4] R. Krishnan, Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control, Virginia, 2001.
- [5] J. Mengjia, S. Cenwei, Q. Jianqi και L. Ruiguang, Stator Flux Estimation for Direct Torque Controlled Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Drives over Wide Speed Region, China.
- [6] T. YUAN, D. WANG, X. WANG, X. WANG, Y. LI, X. YAN, S. TAN και S. ZHOU, Duty Ratio Modulation Strategy to Minimize Torque and Flux Linkage Ripples in IPMSM DTC Systems, China, 2017.
- [7] S. Dong, Q. Zhang, H. Ma και R. Wang, Design for the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System Based on the Z-Source Inverter, China: Energies, 2019.
- [8] S. Morimoto, Y. Asano, T. Kosaka και Y. Enomoto, Recent Technical Trends in PMSM, Japan, 2014.
- [9] S. Rambabu, Modeling and Control of a Brushless DC Motor, Rourkela, 2007.
- [10] S. Bozhko, S. S. Yeoh και C. Hill, Aircraft Starter-Generator System based on Permanent-Magnet Machine fed by Active Front-End Rectifier, Nottingham, 2014.
- [11] Z. Zhang, J. Li, Y. Liu, Y. Xu, . Y. Xu και Y. Yan, Overview and Development of Variable Frequency AC Generators for More Electric Aircraft Generation System, China, 2017.
- [12] S. S. Yeoh, . M. Rashed και . S. Bozhko, Variable DC Bus Voltage Control Scheme for the More Electric Aircraft Power Generation System, Nottingham, 2018.
- [13] X. Zhang, C. L. Bowman, T. C. O'Connell και K. S. Haran, Large electric machines for

- aircraft electric propulsion, 2017.
- [14] Μ. Στέφανος, Ηλεκτρονικά Ισχύος, Αθήνα: ΣΥΜΕΩΝ, 2017.
- [15] H. Akagi, E. Watanabe και M. Aredes, Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, Institute of Electricals and Electronics Engineers, 2007.
- [16] L. Tingting , C. Guojin και L. Shigang , Application of Vector Control Technology for PMSM Used in Electric Vehicles, China, 2014.
- [17] D. SWIERCZWI, S. M. I. P. KAZMIERKOWSKI και F. BLAABJERG, DSP Based Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM), Aalborg, 2002.
- [18] K. Chikh, A. Saad, M. Khafallah και D. Yousfi, A Novel Implementation for PMSM By using Direct Torque Control with Space Vector Modulation.
- [19] T. Yuan, D. Wang, X. Wang, X. Wang, L. Yunlu, X. Yan, S. Tan και S. Zhou, Duty Ratio Modulation Strategy to Minimize Torque and Flux Linkage Ripples in IPMSM DTC Systems, China, 2017.
- [20] S. Bozhko, T. Yang, J.-M. Le Peuedic, P. Arumugam, M. Degano, A. La Rocca, Z. Xu, M. Rashed, W. Fernando, C. I. Hill, C. Eastwick, S. Pickering, C. Gerada και P. Wheeler, Development of Aircraft Electric Starter–Generator System Based on Active Rectification Technology, 2018.
- [21] F. Liu, L. Xu, Y. Li, Y. Kang και Z. Wu, Permanent Magnet Synchronous Machine Starter/Generator based high-Voltage DC Parallel electric Power System for the More Electric Aircraft, China, 2017.
- [22] Z. Zhang, J. Huang, Y. Jiang, W. Geng και Y. Xu, Overview and Analysis of PM Starter/Generator for Aircraft Electrical Power Systems, China, 2017.
- [23] Ε. Καραμπάσης, Ανάλυση της Αξιοπιστίας Ηλεκτρονικών Διατάξεων Ισχύος που χρησιμοποιούνται ως Ενεργά Φίλτρα σε Συστήματα Ανάκτησης Ενέργειας Αεροσκαφών, Ξάνθη, 2017.
- [24] S. Yeoh, M. Rashed, B. Serhiy και M. Sanders, Variable DC Bus Voltage Control Scheme for the More Electric Aircraft Power Generation System.

