



**ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ**

Σχεδιασμός Κινητήρα Εγκάρσιας Ροής για Εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης χρησιμοποιώντας Τρισδιάστατη Προσομοίωση Μαγνητικού Πεδίου

**Design of Transverse Flux Motor for Electric Traction Applications using 3D Magnetic
Field Modeling**

Γεώργιος Άσσι Ευλογιάννης

Επιβλέπων: Αντώνιος Γ. Κλαδάς
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούνιος 2025



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Σχεδιασμός Κινητήρα Εγκάρσιας Ροής για Εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης χρησιμοποιώντας Τρισδιάστατη Προσομοίωση Μαγνητικού Πεδίου

Design of Transverse Flux Motor for Electric Traction Applications using 3D Magnetic
Field Modeling

Γεώργιος Άσσι Ευλογιάννης

Επιβλέπων: Αντώνιος Γ. Κλαδάς
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή τις 7 Ιουλίου 2025.

Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αντώνιος Αντωνόπουλος
Αναπληρωτής Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2025

.....

Γεώργιος Α. Άσσι Ξυλογιάννης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Γεώργιος Α. Άσσι Ξυλογιάννης, 2025
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματεύεται τον σχεδιασμό, την αριθμητική ανάλυση και τη βελτιστοποίηση μιας σύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής εγκάρσιας ροής τύπου τραπεζοειδών πόλων (claw-pole), για χρήση σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Το ενδιαφέρον επικεντρώνεται στην ιδιαίτερη γεωμετρική διαμόρφωση αυτής της τοπολογίας, η οποία παρέχει δυνατότητες υψηλής πυκνότητας ροπής και μηχανικής απλότητας σε σύγκριση με συμβατικές ακτινικές ή αξονικές τοπολογίες. Στόχος είναι η αξιολόγηση της λειτουργικής συμπεριφοράς της μηχανής, μέσα από μια προσέγγιση που συνδυάζει τρισδιάστατη μοντελοποίηση, παραμετρική σχεδίαση, αριθμητική προσομοίωση και μετα-επεξεργασία αποτελεσμάτων με υπολογιστικά εργαλεία.

Η μελέτη πραγματοποιήθηκε με τη χρήση εξειδικευμένου λογισμικού πεπερασμένων στοιχείων (Finite Element Analysis - FEA) για την ακριβή προσομοίωση του μαγνητικού πεδίου και των ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων. Η σχεδίαση υλοποιήθηκε σε τρισδιάστατο περιβάλλον, λαμβάνοντας υπόψη την πλήρη γεωμετρία του στάτη, του δρομέα και των μαγνητών, καθώς και τις κατάλληλες συνοριακές συνθήκες συμμετρίας. Η εργασία περιλαμβάνει επίσης αυτοματοποιημένους υπολογισμούς λειτουργικών μεγεθών όπως η ροπή, η αντι-ηλεκτρεγερτική τάση, οι διάφορες συνιστώσες απωλειών, μέσω εργαλείων μετεπεξεργασίας και ανάλυσης στο περιβάλλον MATLAB.

Επιπλέον, πραγματοποιήθηκε εξαγωγή παραμέτρων ισοδυνάμου κυκλώματος και δημιουργία χαρακτηριστικών χαρτών λειτουργίας σε ανοιχτό και κλειστό βρόγχο, με έμφαση σε τεχνικές βελτιστοποίησης της ροπής μέσω MTPA (Maximum Torque per Ampere). Τα τελικά αποτελέσματα αξιολογούν τη λειτουργική απόδοση της μηχανής, καθώς και τη δυνατότητα ενσωμάτωσής της σε ηλεκτρικά οχήματα της κατηγορίας Αυτοκινήτου Πόλης «Urban Concept», με περιορισμένο διαθέσιμο χώρο και αυξημένες απαιτήσεις ενεργειακής απόδοσης.

Η εργασία συμβάλλει στον τομέα της ηλεκτροκίνησης μέσω της δημιουργίας ενός μεθοδολογικού πλαισίου σχεδίασης και αξιολόγησης τρισδιάστατων μηχανών εγκάρσιας ροής, προσφέροντας χρήσιμα εργαλεία για μελλοντική έρευνα και εξέλιξη σε παρόμοιες εφαρμογές.

Λέξεις-Κλειδιά: Ηλεκτροκίνηση, Μηχανές Εγκάρσιας Ροής, Τραπεζοειδείς Πόλοι, Πεπερασμένα Στοιχεία, Τρισδιάστατη Ανάλυση, Δρομέας Επιφανειακών Μαγνητών, Μέγιστη Ροπή Ανά Ρεύμα, Απόδοση.

Abstract

This diploma thesis deals with the design, numerical analysis, and optimization of a claw-pole transverse flux permanent magnet machine, aimed at electromobility applications. The work focuses on the distinctive geometric topology of this type of machine, which offers high torque density and mechanical simplicity compared to conventional radial or axial flux configurations. The objective is to evaluate the machine's performance through a methodology that combines 3D modeling, parametric design, numerical simulation, and post-processing analysis.

The study is conducted using specialized finite element analysis (FEA) software, enabling accurate simulation of the electromagnetic field and magnetic phenomena. A full 3D model is developed, including the stator, rotor, magnets, and boundary conditions. Post-processing tools in MATLAB are used to extract key operating parameters such as torque, back-EMF, core and copper losses.

Additionally, equivalent circuit parameters are calculated, and performance maps are generated both in open-loop and closed-loop configurations. Maximum Torque per Ampere (MTPA) techniques are applied for efficient machine operation. The results assess the electromagnetic performance and integration potential of the machine in urban electric vehicles, where space and efficiency are critical constraints.

This work contributes to the electromobility field by proposing a complete design and evaluation framework for claw-pole transverse flux machines, offering practical tools and insights for future research and development.

Keywords: Electromobility, Transverse Flux Machines, Claw Pole, Finite Element Method, 3D Modeling, Permanent Magnets Rotor, MTPA, Efficiency.

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, αισθάνομαι την ανάγκη να ευχαριστήσω θερμά όλους όσοι συνέβαλαν με τον δικό τους τρόπο στη διεξαγωγή και την επιτυχή της ολοκλήρωση.

Πρώτα απ' όλα, θα ήθελα να εκφράσω την ειλικρινή μου ευγνωμοσύνη στον επιβλέποντα καθηγητή κ. Αντώνη Κλαδά, ο οποίος μου ανέθεσε το συγκεκριμένο πολύ ενδιαφέρον αντικείμενο, αλλά και αποτέλεσε σταθερό φάρο καθοδήγησης καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου. Η μεταδοτικότητα του, η μεθοδικότητα στη διδασκαλία και η αφοσίωσή του στο αντικείμενο των ηλεκτρικών μηχανών με ενέπνευσαν και διαμόρφωσαν καθοριστικά την ακαδημαϊκή μου πορεία.

Θερμές ευχαριστίες απευθύνω επίσης στον διδάκτορα Γεώργιο Σακκά, ο οποίος είχε τον ρόλο του άμεσου επόπτη της εργασίας. Η υπομονή, η επιστημονική του κατάρτιση και η προθυμία του να συζητά σε βάθος κάθε απορία ή προβληματισμό μου υπήρξαν ανεκτίμητες. Οι αμέτρητες ώρες δημιουργικής συζήτησης γύρω από τις ηλεκτρικές μηχανές και τη μοντελοποίησή τους, πέρα από την πρακτική αξία που είχαν για την εκπόνηση της εργασίας, αποτέλεσαν και εμπνευστική εμπειρία για εμένα.

Ευχαριστώ θερμά τα αξιότιμα μέλη της εξεταστικής επιτροπής, κ. Σταύρο Παπαθανασίου και κ. Αντώνη Αντωνόπουλο, για το ενδιαφέρον, τον χρόνο και την προσοχή με την οποία αξιολόγησαν τη δουλειά μου.

Επιπλέον, θα ήθελα να εκφράσω την εκτίμησή μου προς όλα τα μέλη της ερευνητικής ομάδας *Προμηθέας*, για τη συνεργασία, την καθημερινή αλληλεπίδραση και τις πολύτιμες εμπειρίες που μοιραστήκαμε. Ιδιαίτερες ευχαριστίες οφείλω στον φίλο και συνεργάτη Αντώνιο Σιδέρη, για την αδιάκοπη υποστήριξη, τις τεχνικές του γνώσεις και τη συναδελφικότητά του σε κάθε στάδιο της προσπάθειας.

Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ στους φίλους μου και την οικογένειά μου για την αμέριστη ηθική στήριξη και την πίστη τους σε εμένα καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου. Η παρουσία τους υπήρξε καθοριστική και ενδυναμωτική σε κάθε βήμα.

Περιεχόμενα

Περίληψη	4
Abstract	5
Ευχαριστίες	6
1 Εισαγωγή	9
1.1 Αντικείμενο Εργασίας	9
1.2 Δομή Εργασίας	9
2 Θεωρητικό Υπόβαθρο	11
2.1 Ηλεκτροκίνηση	11
2.1.1 Επισκόπηση του συστήματος κίνησης	12
2.1.2 Πηγή Ηλεκτρικής Ενέργειας (Μπαταρία)	12
2.1.3 Ηλεκτρονικός Μετατροπέας Ισχύος	13
2.1.4 Ηλεκτρικός Κινητήρας	14
2.1.5 Σύστημα Μετάδοσης Κίνησης	14
2.2 Είδη Ηλεκτρικών Μηχανών	14
2.2.1 Ακτινικής Ροής (Radial Flux Permanent Motor - RFPM)	16
2.2.2 Αξονικής Ροής (Segmented Armature Torus - SAT)	16
2.2.3 Εγκάρσιας Ροής (Claw Pole Trasverse Flux Motor-CPTF)	17
2.2.4 Σύγκριση	18
2.3 Τρόπος Ανάλυσης Σύγχρονων Μηχανών Μονίμων Μηχανών	21
2.3.1 Ισοδύναμο Κύκλωμα και Μαθηματικό Μοντέλο Ανάλυσης	21
2.3.2 Η Μέθοδος των Πεπερασμένων Στοιχείων (FEA)	25
2.4 Υλικά κατασκευής Ηλεκτρικών Μηχανών	28
2.4.1 Σιδηρομαγνητικά Υλικά	28
2.4.2 Soft Magnetic Composites (SMCs)	30
3 Ανασκόπηση και Μελέτη Μηχανών Εγκάρσιας Ροής	32
3.1 Ταξινόμηση	33
3.1.1 Ταξινόμηση με Βάση την Διέγερση	33
3.1.2 Ταξινόμηση με Βάση την Δομή του Πυρήνα Στάτη	36
3.1.3 Ταξινόμηση με Βάση την Διάταξη των Φάσεων	38
3.2 Πλεονεκτήματα και Τεχνικές Δυσκολίες	39
3.2.1 Πλεονεκτήματα Μηχανών Εγκάρσιας Ροής	39
3.2.2 Τεχνικές Δυσκολίες Μηχανών Εγκάρσιας Ροής	40
3.3 Επιπλέον Κατασκευαστικά Χαρακτηριστικά	41
3.3.1 Αποφυγή Δινορρευμάτων στην Περιφέρεια	42
3.3.2 Σχεδιασμός με Μαγνητικά Συνδεδεμένες Φάσεις	42
3.3.3 Τμηματοποίηση του Στάτη (Segmentation)	43
3.4 Αναλυτική Προσέγγιση και Προκαταρκτική Σχεδίαση	43
3.5 Συντελεστής Ισχύος	45

4	Σχεδίαση Μοντέλου Μηχανής Εγκάρσιας Ροής σε 3Δ Εργαλείο και Εξαγωγή των Θεμελιώδη Μεγεθών της	48
4.1	Παραμετρική Σχεδίαση Μηχανής Εγκάρσιας Ροής	49
4.1.1	Σχεδίαση Στάτη	49
4.1.2	Βελτιστοποίηση Σχεδίασης Στάτη	52
4.1.3	Σχεδίαση Δρομέα	53
4.1.4	Βελτιστοποίηση Σχεδίασης Πηνίου	55
4.2	Ανάλυση της Μηχανής με Λογισμικό Πεπερασμένων Στοιχείων	57
4.2.1	Οριακές Συνθήκες και Συμμετρία Μηχανής	58
4.2.2	Μοντελοποίηση Μέσω Ανάλυσης Μίας Φάσης	60
4.3	Υπολογισμός Χαρακτηριστικών της Μηχανής κατά την Μετεπεξεργασία	63
4.3.1	Υπολογισμός Ροπής	63
4.3.2	Υπολογισμός Μαγνητικής Ροής και αντι-HEΔ	64
4.3.3	Υπολογισμός Έντασης Ρεύματος	66
5	Συστηματική Ανάλυση Συμπεριφοράς της Μηχανής μέσω Εξειδικευμένων Αλγορίθμων και Τελικά Αποτελέσματα	68
5.1	Ανάλυση Μαγνητικού Πεδίου	68
5.1.1	Ανακατασκευή Δεδομένων Πεδίου $[B, \varphi]$	68
5.1.2	Εξαγωγή Μαγνητικής Ροής και Αντι-HEΔ	73
5.2	Υπολογισμός Απωλειών	75
5.2.1	Απώλειες Πυρήνα	75
5.2.2	Απώλειες Χαλκού	77
5.2.3	Απώλειες Εγγύτητας	78
5.2.4	Απώλειες Μαγνήτη	79
5.3	Υπολογισμός Χαρτών Λειτουργίας Μηχανής	80
5.3.1	Προσδιορισμός Παραμέτρων Ισοδυνάμου Κυκλώματος	81
5.3.2	Αποτελέσματα Ανοικτού Βρόγχου	83
5.3.3	Τεχνική Οδήγησης ΜΤΡΑ	87
5.3.4	Αποτελέσματα Κλειστού Βρόγχου	89
5.4	Αποτελέσματα Παραμετροποίησης	95
5.4.1	Παραμετροποίηση Κυρτότητας Πηνίου	95
5.4.2	Παραμετροποίηση Αριθμού Πόλων	96
6	Συμπεράσματα και Προτάσεις	101
6.1	Εισαγωγή	101
6.2	Σύνοψη	101
6.3	Κύρια Συμπεράσματα	102
6.4	Συνεισφορά της Εργασίας στην Επιστήμη	102
6.5	Προτάσεις για Περαιτέρω Διερεύνηση	103

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Αντικείμενο Εργασίας

Η παρούσα εργασία εστιάζει στον σχεδιασμό και τη μελέτη μιας σύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής μόνιμων μαγνητών τύπου εγκάρσιας ροής με τοπολογία τραπεζοειδών πόλων (claw-pole). Το αντικείμενο της έρευνας εντάσσεται στο πλαίσιο της ηλεκτροκίνησης, και συγκεκριμένα στην ανάπτυξη αποδοτικών κινητήρων κατάλληλων για ενσωμάτωση σε ηλεκτρικά οχήματα τύπου πόλης «Urban Concept». Η εργασία αξιοποιεί τρισδιάστατα υπολογιστικά εργαλεία για την αναπαράσταση της γεωμετρίας και των φυσικών φαινομένων, καθώς και μεθοδολογίες εξαγωγής των λειτουργικών χαρακτηριστικών της μηχανής.

Η ανάλυση καλύπτει όλο το φάσμα, από την παραμετρική γεωμετρική σχεδίαση και την προσομοίωση μέσω της μεθόδου των πεπερασμένων στοιχείων, έως τη μετα-επεξεργασία και τη σύνθεση χαρτών απόδοσης. Ο τελικός στόχος είναι η εξαγωγή χρήσιμων συμπερασμάτων που να αφορούν τόσο τη συμπεριφορά της μηχανής όσο και τη δυνατότητα αξιοποίησής της σε πραγματικές εφαρμογές.

1.2 Δομή Εργασίας

Η εργασία διαρθρώνεται σε έξι βασικά κεφάλαια, το καθένα από τα οποία αναπτύσσει διαφορετική πτυχή της μελέτης:

- **Κεφάλαιο 1 – Εισαγωγή:** Παρουσιάζεται το αντικείμενο της εργασίας, το επιστημονικό και τεχνολογικό υπόβαθρο, η σημασία της μελέτης για τον τομέα της ηλεκτροκίνησης, καθώς και οι στόχοι και η μεθοδολογία που ακολουθήθηκαν.
- **Κεφάλαιο 2 – Θεωρητικό Υπόβαθρο:** Αναλύονται οι βασικές έννοιες της ηλεκτροκίνησης και του συστήματος πρόωσης ενός ηλεκτρικού οχήματος. Παρουσιάζονται οι κατηγορίες ηλεκτρικών μηχανών και εξετάζονται συγκριτικά οι τοπολογίες ακτινικής, αξονικής και εγκάρσιας ροής. Παρέχεται επίσης το απαραίτητο μαθηματικό και φυσικό υπόβαθρο για τη λειτουργία των σύγχρονων μηχανών μόνιμων μαγνητών και τη μέθοδο ανάλυσης με πεπερασμένα στοιχεία (FEA).
- **Κεφάλαιο 3 – Ανασκόπηση και Μελέτη Μηχανών Εγκάρσιας Ροής:** Γίνεται ταξινόμηση των μηχανών εγκάρσιας ροής σύμφωνα με τη διάταξη διέγερσης, τη μορφή του στάτη και τη διαμόρφωση των φάσεων. Αναλύονται τα πλεονεκτήματα, οι τεχνικές δυσκολίες και τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τοπολογιών με τραπεζοειδείς πόλους (claw-pole), με σκοπό την τεκμηριωμένη επιλογή της τοπολογίας για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης.
- **Κεφάλαιο 4 – Σχεδίαση Μοντέλου Μηχανής Εγκάρσιας Ροής σε 3Δ Εργαλείο:** Περιγράφεται η διαδικασία γεωμετρικής παραμετρικής σχεδίασης της μηχανής σε τρισδιάστατο περιβάλλον, η μοντελοποίηση στάτη, δρομέα και πηνίων, και η εφαρμογή συνοριακών συνθηκών και συμμε-

τριών. Παρουσιάζεται η διαδικασία επίλυσης του ηλεκτρομαγνητικού προβλήματος μέσω FEA και η εξαγωγή βασικών μεγεθών (ροπή, αντι-ΗΕΔ, μαγνητική ροή).

- **Κεφάλαιο 5 – Συστηματική Ανάλυση Συμπεριφοράς της Μηχανής και Τελικά Αποτελέσματα:** Εφαρμόζονται εξειδικευμένοι αλγόριθμοι σε περιβάλλον MATLAB για την επεξεργασία των αποτελεσμάτων. Υπολογίζονται οι απώλειες πυρήνα, χαλκού, μαγνήτη και εγγύτητας, προσδιορίζονται οι παράμετροι του ισοδυνάμου κυκλώματος, και αναπτύσσονται χάρτες λειτουργίας (ροπή, απόδοση, ταχύτητα) με τεχνικές Μέγιστης Ροπής Ανά Ρεύμα (MTPA) σε ανοικτό και κλειστό βρόγχο λειτουργίας.
- **Κεφάλαιο 6 – Συμπεράσματα και Προτάσεις:** Γίνεται συνοπτική παρουσίαση των κύριων συμπερασμάτων που προκύπτουν από τη μελέτη. Αξιολογείται η λειτουργική απόδοση της μηχανής, καταγράφεται η συνεισφορά της εργασίας στον τομέα της έρευνας και διατυπώνονται προτάσεις για μελλοντική επέκταση της μελέτης και πειραματική επικύρωση των αποτελεσμάτων.

Η δομή αυτή εξασφαλίζει λογική ροή της πληροφορίας και επιτρέπει στον αναγνώστη να κατανοήσει σταδιακά τα θεωρητικά θεμέλια, τις τεχνολογικές προκλήσεις και τη διαδικασία μοντελοποίησης και ανάλυσης της υπό μελέτη ηλεκτρικής μηχανής.

Κεφάλαιο 2

Θεωρητικό Υπόβαθρο

2.1 Ηλεκτροκίνηση

Ο τομέας της ηλεκτροκίνησης αποτελεί έναν από τους πιο υποσχόμενους και ραγδαία εξελισσόμενους κλάδους της σύγχρονης τεχνολογίας. Τα οφέλη που προσφέρει είναι πολλαπλά, τόσο σε επίπεδο περιβαλλοντικό, όσο και σε επίπεδο καινοτομίας, βιώσιμης ανάπτυξης και δημιουργίας νέων επαγγελματικών ευκαιριών. Η μετάβαση προς τη χρήση ηλεκτρικής ενέργειας στις μεταφορές μπορεί να συμβάλει καθοριστικά στη μείωση των εκπομπών ρύπων και στην απεξάρτηση από τα ορυκτά καύσιμα.

Μέχρι πρόσφατα, η ηλεκτροκίνηση εφαρμοζόταν κυρίως σε υβριδικά οχήματα, στα οποία συνδυάζονται ηλεκτρικός και θερμικός κινητήρας. Ωστόσο, χάρη στις σημαντικές εξελίξεις στην τεχνολογία των μπαταριών και των ηλεκτρικών συστημάτων, τα πλήρως ηλεκτρικά οχήματα γίνονται ολοένα και πιο ανταγωνιστικά, τόσο σε απόδοση όσο και σε αυτονομία.



(α)



(β)

Σχήμα 2.1: Τα πρότυπα οχήματα της Φοιτητικής Ομάδας Προμηθέας: (α)Πυρφόρος II, κατηγορίας Prototype (β)Πυρφόρος III, κατηγορίας Πόλης-Urban. Source: prometheus.ntua.gr

Ιδιαίτερη σημασία έχουν και οι φοιτητικές πρωτοβουλίες, όπου ομάδες από πανεπιστήμια αναλαμβάνουν να σχεδιάσουν και να κατασκευάσουν ηλεκτρικά οχήματα για συμμετοχή σε διεθνείς διαγωνισμούς. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ο διαγωνισμός *Shell Eco Marathon*, στον οποίο οι ομάδες καλούνται να κατασκευάσουν ένα όχημα που θα διανύσει συγκεκριμένη απόσταση καταναλώνοντας όσο το δυνατόν λιγότερη ενέργεια. Οι διαγωνιζόμενοι μπορούν να επιλέξουν ανάμεσα σε δύο τύπους οχημάτων:

- **Prototype:** Ελαφριά και αεροδυναμικά οχήματα με τρεις τροχούς.
- **Urban Concept:** Οχήματα που προσομοιάζουν σε μικρά αυτοκίνητα πόλης.

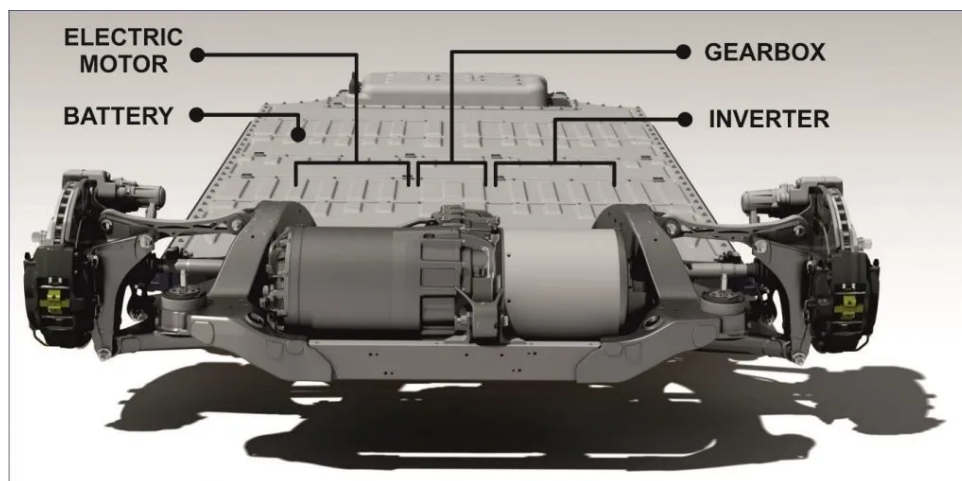
Η ηλεκτροκίνηση, με τέτοιες δράσεις και πρωτοβουλίες, δείχνει τον δρόμο για ένα καθαρότερο και τεχνολογικά εξελιγμένο μέλλον.

Στο Σχήμα 2.1 παρουσιάζονται τα οχήματα «Πυρφόρος», τα οποία έχουν σχεδιαστεί και κατασκευαστεί από την φοιτητική ομάδα «Προμηθέας» του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου και συμμετέχουν στη κατηγορία ηλεκτρικών οχημάτων με συσσωρευτές (plug in prototype). Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας, μελετάται η σχεδίαση της κινητήριας μονάδας για τη κατασκευή ενός οχήματος στα πρότυπα της κατηγορίας πόλης «Urban Concept».

2.1.1 Επισκόπηση του συστήματος κίνησης

Το σύστημα κίνησης ενός ηλεκτρικού οχήματος αποτελεί τον βασικό μηχανισμό που μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια, που είναι αποθηκευμένη στη μπαταρία, σε μηχανική ισχύ για την πρόωση του οχήματος. Σε αντίθεση με τα παραδοσιακά θερμικά οχήματα, η ηλεκτροκίνηση επιτυγχάνεται χωρίς καύση καυσίμου, προσφέροντας υψηλή απόδοση, μειωμένο θόρυβο και μηδενικές εκπομπές ρύπων. Το σύστημα περιλαμβάνει διάφορα κρίσιμα υποσυστήματα, όπως τον ηλεκτροκινητήρα, τον μετατροπέα ισχύος, τη μονάδα ελέγχου, το κιβώτιο μετάδοσης και φυσικά την μπαταρία υψηλής τάσης.

Τα υποσυστήματα αυτά συνεργάζονται στενά μεταξύ τους μέσω ανταλλαγής σημάτων, τόσο σε επίπεδο ελέγχου όσο και πληροφορίας, με την παρέμβαση αισθητήρων, του οδηγού/χειριστή και της μονάδας ελέγχου ECU (Engine Control Unit). Για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται πρωτόκολλα επικοινωνίας, με πιο διαδεδομένο το CAN BUS. Επιπλέον, κάθε κύριο σύστημα περιλαμβάνει επιμέρους υποσυστήματα όπως για παράδειγμα, η μπαταρία συνοδεύεται από σύστημα διαχείρισης μπαταρίας (BMS), ενώ ο ηλεκτροκινητήρας απαιτεί αισθητήρες θέσης δρομέα για την ορθή οδήγηση του μέσω του αντιστροφέα. Σε πολλές περιπτώσεις, η τάση της μπαταρίας δεν είναι κατάλληλη για όλα τα κυκλώματα του οχήματος, γεγονός που καθιστά αναγκαία την ενσωμάτωση μετατροπέα DC-DC, διαχωρίζοντας κυκλώματα χαμηλής και υψηλής ισχύος για λόγους ασφαλείας και ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας. Επιπρόσθετα, η φόρτιση μέσω υπερφορτιστών, καθώς και οι περιβαλλοντικές συνθήκες, απαιτούν συστήματα θερμικής διαχείρισης, όπως προθέρμανση ή ψύξη των μπαταριών.



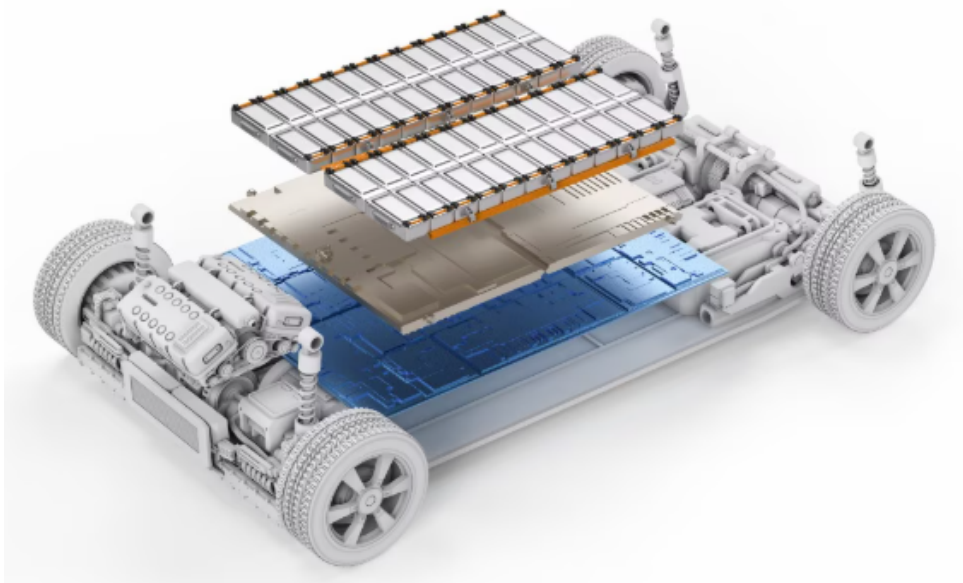
Σχήμα 2.2: Σύστημα Πρόωσης Ηλεκτρικού Οχήματος. Πηγή: Medium.com

2.1.2 Πηγή Ηλεκτρικής Ενέργειας (Μπαταρία)

Το σύστημα αποθήκευσης και παροχής ενέργειας αποτελεί θεμελιώδες υποσύστημα ενός ηλεκτρικού οχήματος, καθώς παρέχει την απαιτούμενη ηλεκτρική ισχύ για τη λειτουργία όλων των επιμέρους μονάδων. Η επικρατέστερη τεχνολογία αποθήκευσης ενέργειας βασίζεται στους ηλεκτροχημικούς συσσωρευτές, με τις κυριότερες κατηγορίες να περιλαμβάνουν τις μπαταρίες μολύβδου-οξέος, τις μπαταρίες νικελίου-μετάλλου-υδριδίου και, κυρίως, τις μπαταρίες ιόντων λιθίου, οι οποίες προσφέρουν αυξημένη ενεργειακή πυκνότητα και καλύτερη απόδοση ως προς το βάρος τους. Η ανάγκη για μεγαλύτερο αριθμό κύκλων φόρτισης και εκφόρτισης, καθώς και για υψηλότερη ενεργειακή πυκνότητα (Wh/kg), παραμένει

ένα από τα κύρια τεχνολογικά ζητούμενα, καθώς συνδέεται άμεσα με την αυτονομία, τη διάρκεια ζωής και την εμπορική βιωσιμότητα των ηλεκτρικών οχημάτων.

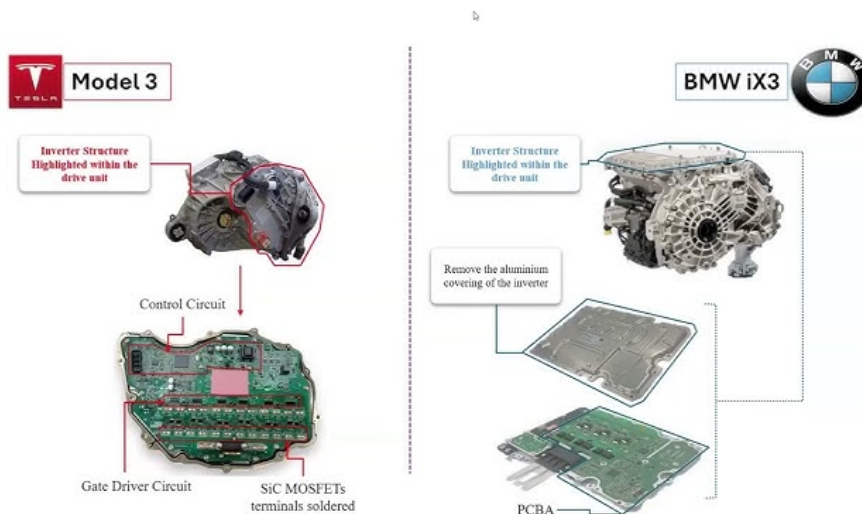
Επιπλέον, σε ορισμένες συνθήκες λειτουργίας, το όχημα είναι ικανό να ανακτά ένα μέρος της ενέργειας που καταναλώνει μέσω της αναγεννητικής πέδησης, δηλαδή της διαδικασίας κατά την οποία η κινητική ενέργεια των τροχών μετατρέπεται ξανά σε ηλεκτρική και αποθηκεύεται στους συσσωρευτές. Η δυνατότητα αυτή ενισχύει την ενεργειακή απόδοση και συμβάλλει στην αύξηση της αυτονομίας, ενώ παράλληλα μειώνει τη χρήση των μηχανικών φρένων, περιορίζοντας έτσι τη θερμική καταπόνησή τους.



Σχήμα 2.3: Συστοιχία Μπαταριών Ηλεκτρικού Οχήματος.

2.1.3 Ηλεκτρονικός Μετατροπέας Ισχύος

Το τμήμα αυτό είναι υπεύθυνο για την κατάλληλη μετατροπή της συνεχούς τάσης της πηγής – μπαταρίας σε εναλλασσόμενη τάση επιθυμητής συχνότητας ώστε να μπορεί να τροφοδοτηθεί ο ηλεκτρικός κινητήρας και να μπορεί να ελεγχθεί η ταχύτητα και η αναπτυσσόμενη ροπή της μηχανής.



Σχήμα 2.4: Αντιστροφές Δύο Βιομηχανικών Μοντέλων Ηλεκτρικού Οχήματος.

Ο μετατροπέας αυτός αποτελείται από μία μονάδα ηλεκτρονικών ισχύος, με κυριότερο εκπρόσωπο τον τριφασικό αντιστροφέα με ημιγέφυρες, που επιτρέπει την αμφίδρομη ροή ισχύος, καθώς και έναν ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP) για τον έλεγχο του.

2.1.4 Ηλεκτρικός Κινητήρας

Ο Ηλεκτροκινητήρας αποτελεί το κεντρικό υποσύστημα του ηλεκτρικού οχήματος, το οποίο μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια που παρέχεται από τους συσσωρευτές σε μηχανική, προκειμένου να επιτευχθεί η κίνηση του οχήματος. Ο τύπος του, καθώς και οι διαστάσεις του, εξαρτώνται από την εκάστοτε εφαρμογή και υπόκεινται σε διαδικασία βελτιστοποίησης ως προς το κόστος, το βάρος, την απόδοση και τις επιδόσεις. Οι συνηθέστερες επιλογές ηλεκτροκινητήρων στη σύγχρονη βιομηχανία είναι οι επαγωγικές μηχανές και οι σύγχρονες μηχανές μόνιμου μαγνήτη. Το υποσύστημα αυτό αποτελεί το βασικό αντικείμενο μελέτης της παρούσας εργασίας.



Σχήμα 2.5: Ηλεκτρικός Κινητήρας Οχήματος

2.1.5 Σύστημα Μετάδοσης Κίνησης

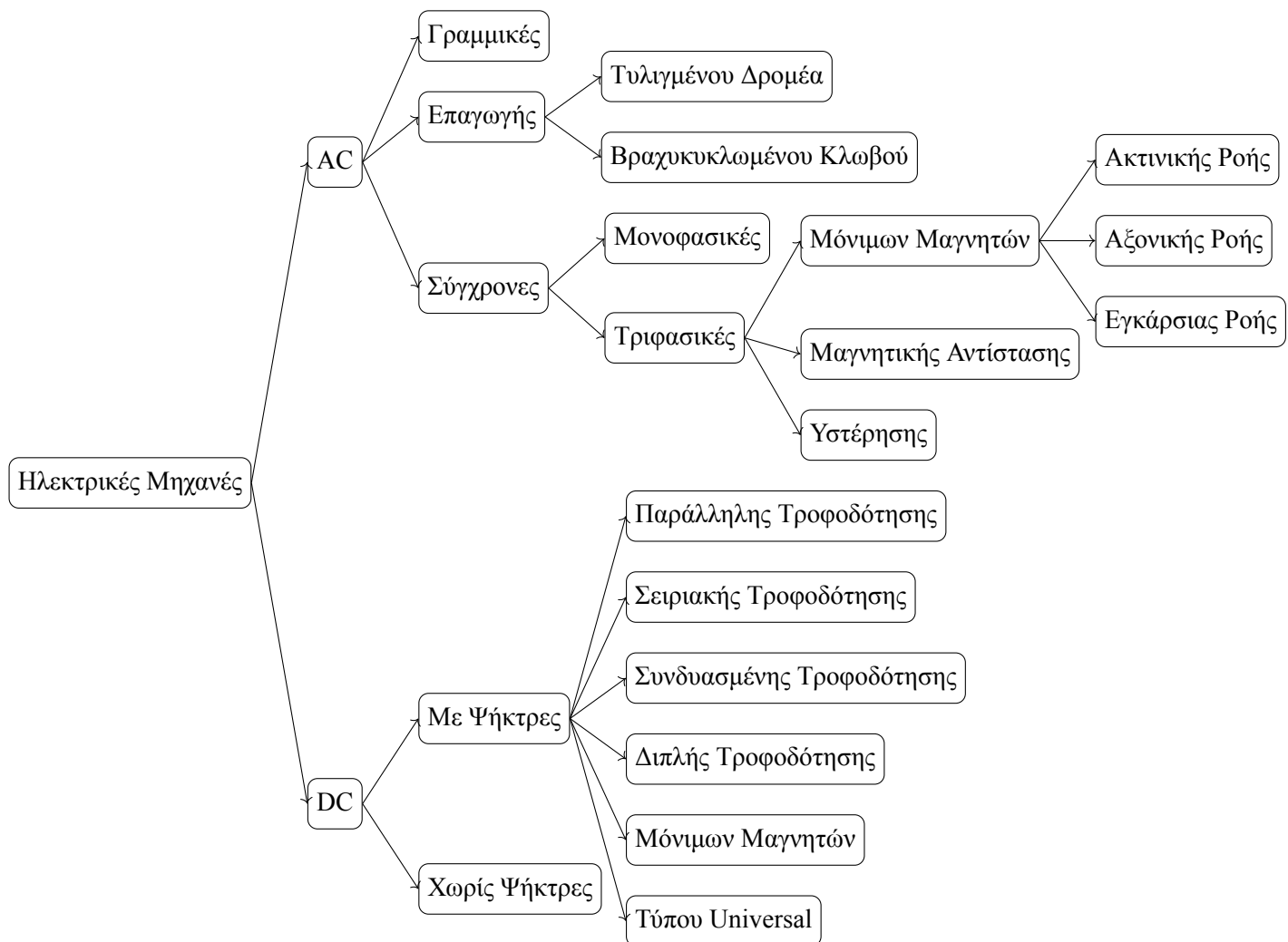
Το μηχανολογικό αυτό τμήμα του οχήματος είναι υπεύθυνο για την αποδοτική μετάδοση της κίνησης από τον κινητήρα στον άξονα των τροχών μετά από κατάλληλη προσαρμογή της ταχύτητας και της ροπής. Σημειώνεται πως το ηλεκτρικό όχημα δεν απαιτεί μεταβλητό κιβώτιο ταχυτήτων και κατά συνέπεια σύστημα πλήρους αποσύμπλεξης του κινητήρα, καθώς ο ηλεκτρικός κινητήρας δεν παρουσιάζει κάποιο τεχνικό ελάχιστο στρωφών λειτουργίας και μπορεί να πραγματοποιήσει εκκίνηση από μηδενική ταχύτητα περιστροφής. Το σύστημα αυτό περιλαμβάνει συνήθως ένα κιβώτιο ταχυτήτων με συγκεκριμένο λόγο μετάδοσης, έτσι ώστε η απαίτηση σε ροπή στον κινητήρα να είναι μικρότερη από ότι στους τροχούς και να μπορεί να επιτευχθεί μικρότερη διαστασιολόγηση της μηχανής. Επιπλέον ενδέχεται να υπάρχει κάποιο διαφορικό το οποίο μεταδίδει την κίνηση στους δύο τροχούς του αυτοκινήτου.

2.2 Είδη Ηλεκτρικών Μηχανών

Η ραγδαία πρόοδος των ηλεκτρονικών ισχύος έχει επιτρέψει τον ακριβή και αποδοτικό έλεγχο ισχυρών ρευμάτων και υψηλών τάσεων σε μεγάλες συχνότητες, καθιστώντας δυνατή την υλοποίηση πηγών τροφοδοσίας με έλεγχο σε πραγματικό χρόνο. Ως αποτέλεσμα, σύγχρονα συστήματα αντιστροφών επιτρέπουν τον ολοκληρωμένο σχεδιασμό κινητήρων και αντιστροφών ως ενιαίο σύστημα υψηλής απόδο-

σης. Οι προδιαγραφές ενός κινητήρα εξαρτώνται από την εκάστοτε εφαρμογή και περιλαμβάνουν μεταξύ άλλων την απόδοση, την ροπή, την ποιότητα ροπής, την Αντιηλεκτρεγερτική Τάση (Back EMF), τον θόρυβο, το βάρος και το κόστος.

Αρχικά, στην ηλεκτροκίνηση χρησιμοποιήθηκαν κινητήρες συνεχούς ρεύματος (DC) λόγω της απλής σύνδεσης με τις μπαταρίες και του εύκολου ελέγχου. Ωστόσο, η εξέλιξη στα ηλεκτρονικά ισχύος επέτρεψε τη μετάβαση σε πιο αποδοτικές τοπολογίες, όπως οι κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος (AC). Σήμερα, η επιλογή κινητήρα διαφέρει ανάλογα με τις απαιτήσεις και μπορεί να περιλαμβάνει ακόμα και συνδυασμό διαφορετικών τεχνολογιών στο ίδιο όχημα.



Σχήμα 2.6: Βασική Κατηγοριοποίηση Ηλεκτρικών Μηχανών σύμφωνα με [1].

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, οι ηλεκτρικές μηχανές κατηγοριοποιούνται πρωτίστως με βάση το είδος της τροφοδοσίας τους σε Συνεχούς Ρεύματος (DC) και Εναλλασσόμενου Ρεύματος (AC). Για εφαρμογές υψηλών επιδόσεων, προτιμώνται οι ΕΡ (AC) μηχανές, με κυριότερους τύπους τις ασύγχρονες (επαγωγής) και τις σύγχρονες μηχανές. Οι σύγχρονες μηχανές διακρίνονται περαιτέρω ανάλογα με την διεύθυνση της μαγνητικής ροής, σε τρεις κατηγορίες: α)Ακτινικής Ροής, β)Αξονικής Ροής και γ)Εγκάρσιας Ροής [2]. Η παρούσα διπλωματική ασχολείται εκτενώς με την ανάλυση και μοντελοποίηση της Τριφασικών Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμων Μαγνητών Εγκάρσιας Ροής.

2.2.1 Ακτινικής Ροής (Radial Flux Permanent Motor - RFPM)

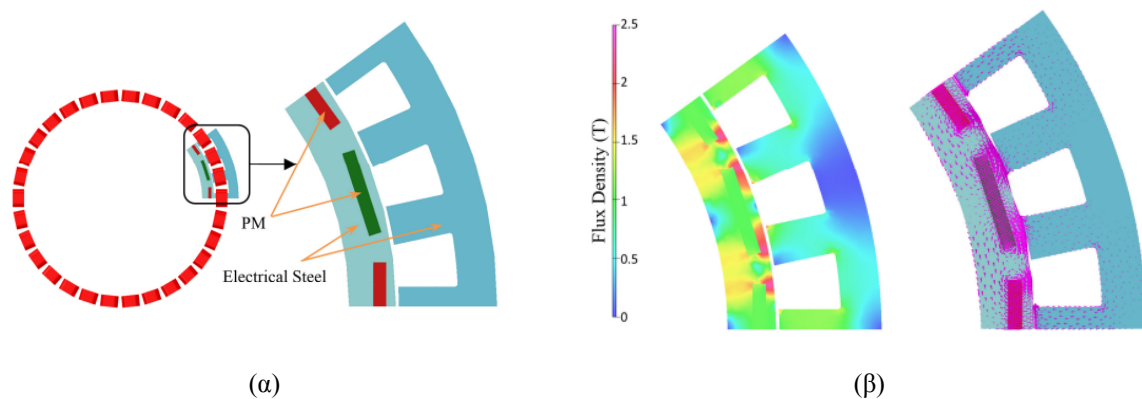
Οι σύγχρονες μηχανές ακτινικής ροής (Radial Flux Machines) αποτελούν τη διαχρονικά πιο διαδεδομένη επιλογή σε εφαρμογές βιομηχανίας, ηλεκτροκίνησης και γενικότερα σε συστήματα που απαιτούν υψηλή πυκνότητα ισχύος και αξιοπιστία. Ο όρος *ακτινική ροή* αναφέρεται στη διεύθυνση του κύριου μαγνητικού πεδίου (ϕ), η οποία εκτείνεται ακτινικά, δηλαδή κάθετα προς τον άξονα περιστροφής της μηχανής.

Η βασική κατηγοριοποίηση των ακτινικών μηχανών περιλαμβάνει δύο κύριους τύπους:

- **Μηχανές με εσωτερικούς μόνιμους μαγνήτες (IPM):** Οι μαγνήτες είναι ενσωματωμένοι στο εσωτερικό του δρομέα, προσφέροντας τη δυνατότητα παραγωγής πρόσθετης συνιστώσας μαγνητικής ροπής λόγω της ανομοιομορφίας της μαγνητικής διαπερατότητας.
- **Μηχανές με επιφανειακούς μαγνήτες (SPM):** Οι μαγνήτες τοποθετούνται στην επιφάνεια του δρομέα, επιτρέποντας απλούστερη κατασκευή και καλή απόδοση σε συγκεκριμένα εύρη ταχυτήτων.

Κάθε τύπος παρουσιάζει διαφορετικά χαρακτηριστικά επίδοσης, ιδιαίτερα όσον αφορά το φάσμα ταχυτήτων στο οποίο αποδίδει βέλτιστα, την ικανότητα παραγωγής ροπής, τόσο μέσω της *κύριας μαγνητικής ροπής* όσο και μέσω της συνιστώσας της *ροπής εκτυπότητας* (reluctance torque), καθώς και την αντοχή στη απομαγνήτιση ή σε θερμικές και μηχανικές καταπονήσεις.

Στην πράξη, υλοποιούνται συχνά υβριδικές διαμορφώσεις που συνδυάζουν χαρακτηριστικά από διαφορετικούς τύπους ακτινικών μηχανών. Σκοπός τους είναι η βελτιστοποίηση των επιδόσεων ανάλογα με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής (π.χ. αυξημένη ροπή σε χαμηλές στροφές ή βελτιωμένη απόδοση).



Σχήμα 2.7: 2D Τομή Μηχανής Ακτινικής Ροής Εγκάρσια στον Άξονα Περιστροφής: α) Γεωμετρία Ανάλυσης, β) Αποτέλεσμα Ηλεκτρομαγνητικής Ανάλυσης όπου γίνεται εμφανής η ακτινική διεύθυνση της μαγνητικής ροής. Πηγή: [2]

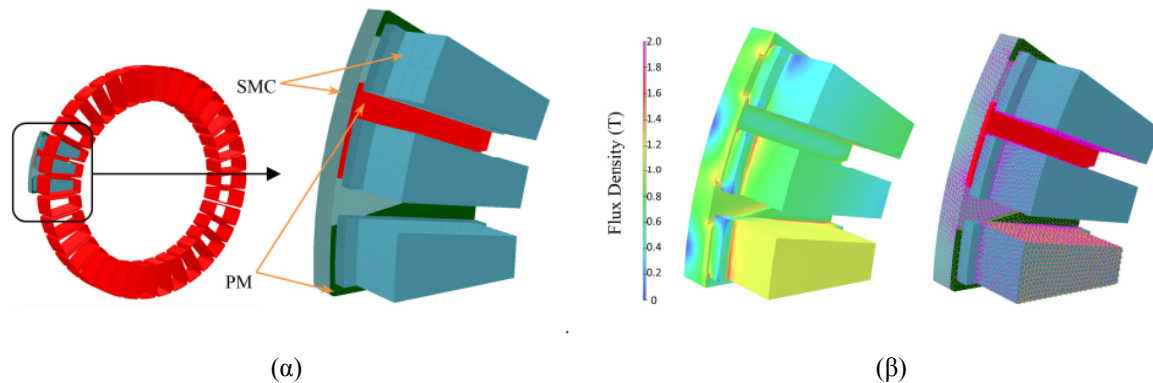
2.2.2 Αξονικής Ροής (Segmented Armature Torus - SAT)

Οι μηχανές αξονικής ροής (Axial Flux Machines) αποτελούν μια εναλλακτική γεωμετρία σε σχέση με τις παραδοσιακές ακτινικές μηχανές, με το ιδιαίτον χαρακτηριστικό τους να είναι η διεύθυνση της μαγνητικής ροής, η οποία εκτείνεται παράλληλα προς τον άξονα περιστροφής. Αυτό επιτρέπει μια επίπεδη, δισκοειδή γεωμετρία, η οποία προσφέρει συγκεκριμένα πλεονεκτήματα σε εφαρμογές όπου ο περιορισμός του όγκου και του βάρους είναι κρίσιμος παράγοντας, όπως σε ηλεκτρικά οχήματα ή ιπτάμενα μέσα.

Οι μηχανές αξονικής ροής μπορούν να υλοποιηθούν είτε με σταθερό στάτη και κινητό δρομέα είτε με συμμετρικές διατάξεις διπλού δρομέα/στάτη και είναι συχνά εξοπλισμένες με μόνιμους μαγνήτες. Η κα-

τασκευή τους απαιτεί υψηλή ακρίβεια και ευθυγράμμιση, ειδικά όσον αφορά την παράλληλη απόσταση μεταξύ στάτη και δρομέα.

Κάθε διάταξη παρουσιάζει διαφορετικά λειτουργικά χαρακτηριστικά, όπως αυξημένη πυκνότητα ροπής ανά μονάδα όγκου, υψηλή απόδοση λόγω μικρότερου μήκους του μαγνητικού κυκλώματος και δυνατότητα ενσωμάτωσης σε συμπαγείς ή μη συμβατικές γεωμετρικές διαμορφώσεις. Αντίστοιχα, προκλήσεις εμφανίζονται σε θέματα θερμικής διαχείρισης, ψύξης και μηχανικής αντοχής σε φυγόκεντρες δυνάμεις.



Σχήμα 2.8: 2D Τομή Μηχανής Αξονικής Ροής Εγκάρσια στον Άξονα Περιστροφής: α) Γεωμετρία Ανάλυσης, β) Αποτέλεσμα Ηλεκτρομαγνητικής Ανάλυσης όπου γίνεται εμφανής η αξονική διεύθυνση της μαγνητικής ροής. Πηγή: [2]

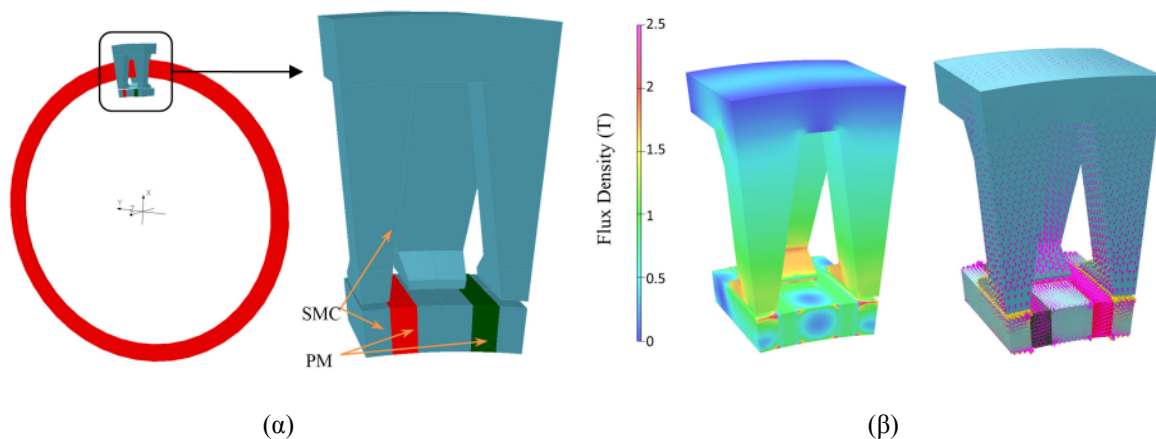
2.2.3 Εγκάρσια Ροής (Claw Pole Transverse Flux Motor-CPTF)

Οι μηχανές με αξονική ροή και οι παραδοσιακές μηχανές με ακτινική ροή αποτελούν δύο βασικές γεωμετρικές κατηγορίες ηλεκτρικών μηχανών, όπου η κατεύθυνση της μαγνητικής ροής διαφοροποιείται ως προς τον άξονα περιστροφής. Σε αντίθεση με αυτές, οι μηχανές με εγκάρσια ροή (Transverse Flux Machines, TFM) παρουσιάζουν μια εναλλακτική και πολλά υποσχόμενη αρχιτεκτονική, όπου η μαγνητική ροή κινείται κατά τρόπο συνδυαστικό προς τον άξονα περιστροφής.

Για εφαρμογές με υψηλές απαιτήσεις ροπής, συχνά χρησιμοποιούνται κυβώτια ταχυτήτων (gearboxes) για τη μετατροπή της ροπής και της ταχύτητας, ώστε να επιτευχθούν επιθυμητές τιμές των συγκεκριμένων μεγεθών. Ωστόσο, η χρήση γραναζιών προκαλεί πρόσθετες απώλειες, αύξηση κόστους, ακρίβειας, συντήρησης και θορύβου [2]. Η ανάγκη εξάλειψης αυτών των μηχανικών μετατροπών καθιστά τις μηχανές με εγκάρσια ροή ιδιαίτερα ελκυστική επιλογή, χάρη στην υψηλή πυκνότητα ροπής που προσφέρουν.

Το βασικό χαρακτηριστικό των TFM, που προτάθηκε ήδη από το 1896 από τους Weh και May, είναι η διέλευση της μαγνητικής ροής σε διαδρομή κάθετη προς τη φορά περιστροφής. Αυτό επιτρέπει την αποσύμπλεξη των ηλεκτρικών και μαγνητικών φορτίσεων, καθώς και τη σχεδίαση μηχανών με μεγάλο αριθμό πόλων. Επιπλέον, η ανεξαρτησία των φάσεων των TFM και η απουσία μαγνητικής σύζευξης μεταξύ τους καθιστούν ευκολότερη την κατασκευή πολυφασικών μηχανών.

Παρά τα πλεονεκτήματα αυτά, οι μηχανές εγκάρσιας ροής παρουσιάζουν προκλήσεις, όπως η σύνθετη δομή τους με τρισδιάστατα μαγνητικά πεδία που δυσκολεύει τη μοντελοποίηση και ανάλυση. Επίσης, απαιτούν υπερδιαστασιολογημένους μετατροπείς ισχύος (inverters) λόγω του χαμηλού συντελεστή ισχύος, ο οποίος οφείλεται στη μεγάλη επαγωγικότητα της μηχανής.



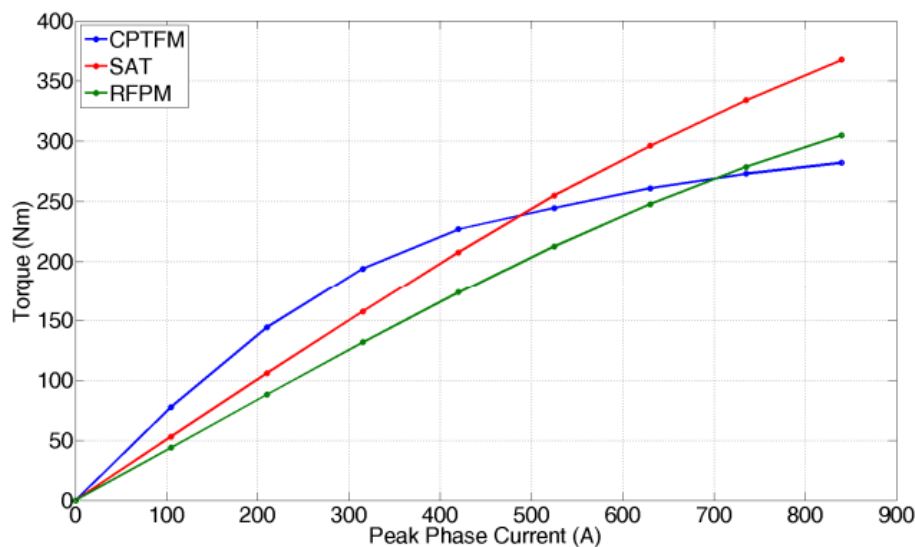
Σχήμα 2.9: 2D Τομή Μηχανής Συνδυαστικής Ροής Εγκάρσια στον Άξονα Περιστροφής: α) Γεωμετρία Ανάλυσης, β) Αποτέλεσμα Ηλεκτρομαγνητικής Ανάλυσης όπου γίνεται εμφανής η συνδυαστική διεύθυνση της μαγνητικής ροής. Πηγή: [2]

2.2.4 Σύγκριση

Αφού παρουσιάστηκαν οι τρεις βασικές τοπολογίες των σύγχρονων μηχανών μόνιμου μαγνήτη, στη συνέχεια παρατίθεται συγκριτική αξιολόγηση βασισμένη σε κοινά τεχνικά κριτήρια, με σκοπό την εξαγωγή τεκμηριωμένων συμπερασμάτων για την καταλληλότητά τους σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Αναλυτική διερεύνηση των αποτελεσμάτων που θα παρουσιαστούν συνοπτικά παρακάτω βρίσκεται στην εργασία [2].

Ροπή και Συμπεριφορά Υπό Φόρτιση

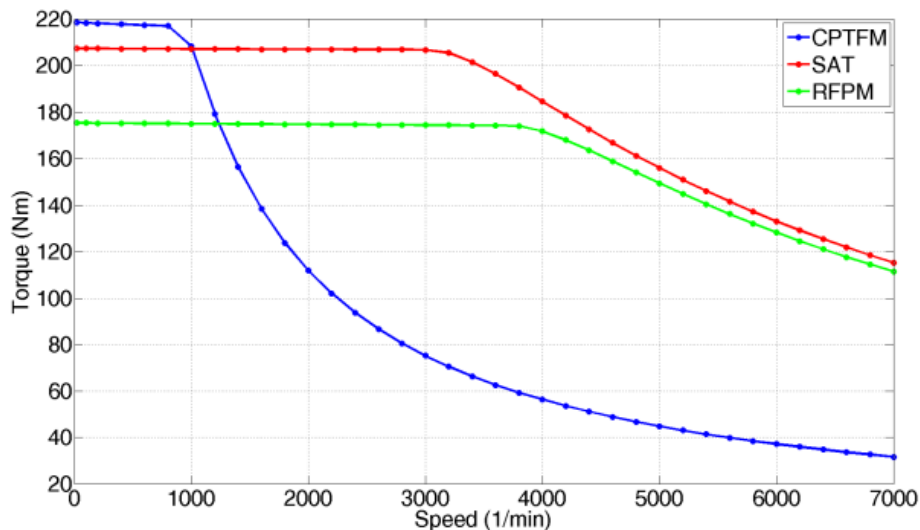
Η μηχανή εγκάρσιας ροής (CPTFM) επιδεικνύει αυξημένη ροπή σε χαμηλά ρεύματα, κυρίως λόγω της συγκέντρωσης μαγνητικής ροής που παρουσιάζει η τοπολογία της. Ωστόσο, οι επιδόσεις της επιδεινώνονται με την αύξηση της πυκνότητας ρεύματος εξαιτίας του έντονου κορεσμού στο μαγνητικό υλικό. Η Αξονικής Ροής (SAT) διατηρεί αυξημένα επίπεδα ροπής σε μεγάλο εύρος φορτίου, γεγονός που την κρίνει κατάλληλη για απαιτητικές εφαρμογές. Αντίθετα, η μηχανή ακτινικής ροής (RFPM), αν και αρχικά αποδίδει χαμηλότερη ροπή, τελικά υπερτερεί της CPTFM σε υψηλότερα ρεύματα, χάρη στα υψηλότερα όρια κορεσμού του λαμιναρισμένου ηλεκτρικού χάλυβα.



Σχήμα 2.10: Μέση τιμή Ροπής των CPTFM, SAT and RFPM.

Συμπεριφορά σε Ταχύτητα και Εξασθένηση πεδίου

Η μηχανή Τραπεζοειδών Πόλων (Claw Pole-CPTFM) παρουσιάζει υψηλή ροπή σε χαμηλές ταχύτητες, ωστόσο η απόδοσή της μειώνεται ραγδαία στη ζώνη εξασθένησης πεδίου λόγω του μεγάλου αριθμού ζευγών πόλων, που οδηγεί σε αυξημένη αντί-ΗΕΔ (back EMF). Αντίθετα, η Ακτινικής Ροής SAT εμφανίζει την πιο ισορροπημένη συμπεριφορά, διατηρώντας υψηλή ροπή σε εκτεταμένο φάσμα ταχυτήτων και υπό συνθήκες εξασθένησης πεδίου. Από την άλλη πλευρά, η Ακτινικής Ροής RFPM εμφανίζει τη χαμηλότερη ροπή σε χαμηλές ταχύτητες, διατηρεί όμως σταθερή λειτουργία έως και σε υψηλές στροφές.

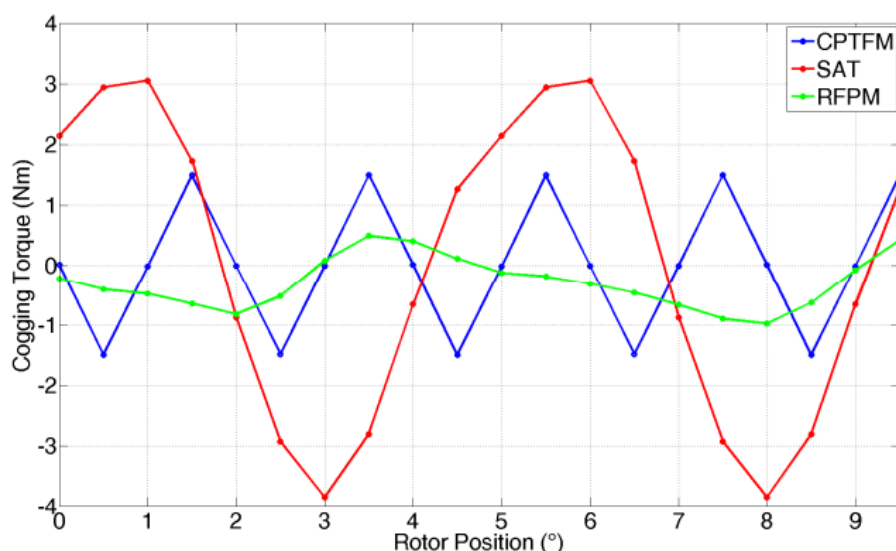


Σχήμα 2.11: Καμπύλη Ροπής Ταχύτητας των CPTFM, SAT και RFPM για σταθερή Πυκνότητα Ρεύματος J .

Ροπή Κυμάτωσης και Κατασκευαστική Πολυπλοκότητα

Η Ακτινικής Ροής (RFPM) εμφανίζει τη χαμηλότερη ροπή κυμάτωσης (cogging torque), γεγονός που αποδίδεται στη βελτιστοποιημένη τμηματοποίηση του δρομέα (skewed rotor). Παρά τη χρήση λοξά τοποθετημένων μόνιμων μαγνητών (skewed PMs), η Αξονικής Ροής SAT εξακολουθεί να παρουσιάζει σημαντικές κυματώσεις ροπής, κυρίως λόγω της έντονης αλληλεπίδρασης μεταξύ των επιφανειακά τοποθετημένων μαγνητών και των δοντιών του στάτη. Η Claw Pole CPTFM κατατάσσεται ενδιάμεσα, επηρεαζόμενη από την τρισδιάστατη διαδρομή της μαγνητικής ροής και τη δομή claw-pole.

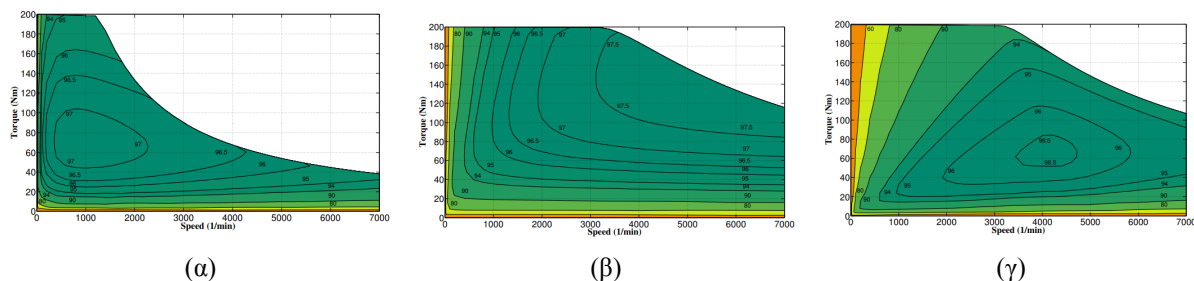
Από κατασκευαστική άποψη, η Claw Pole (CPTFM) αποτελεί την πιο πολύπλοκη τοπολογία, απαιτώντας ακριβή συναρμολόγηση και τη χρήση τρισδιάστατων διαδρομών μαγνητικής αγωγιμότητας. Η Αξονικής Ροής (SAT), αν και αρθρωτή, απαιτεί υψηλή ακρίβεια κατασκευής λόγω του τμηματοποιημένου στάτη της. Η Ακτινικής Ροής (RFPM) είναι η απλούστερη στην υλοποίηση, βασιζόμενη σε καθιερωμένες γεωμετρίες και συμβατικά υλικά.



Σχήμα 2.12: Διακύμανση Ροπής των CPTFM, SAT και RFPM.

Απόδοση

Η SAT συγκριτικά επιτυγχάνει τη μεγαλύτερη συνολική απόδοση, με ευρύ λειτουργικό φάσμα υψηλής απόδοσης. Η CPTFM παρουσιάζει πολύ καλή συμπεριφορά σε χαμηλές στροφές και ροπές, αλλά μειωμένη απόδοση σε αυξανόμενη ταχύτητα. Η RFPM διατηρεί καλή και σταθερή απόδοση σε όλο το εύρος λειτουργίας.



Σχήμα 2.13: Χάρτης Απόδοσης για: (α) CPTFM, (β) SAT, (γ) RFPM.

Πίνακας 2.1: Σύγκριση βασικών χαρακτηριστικών των τριών τοπολογιών

Κριτήριο	CPTFM	SAT	RFPM
Ροπή σε χαμηλό φορτίο	Υψηλή	Μέτρια	Χαμηλή
Ροπή σε υψηλό φορτίο	Περιορισμένη	Υψηλή	Καλή
Απόδοση	Καλή (σε χαμηλές ταχύτητες)	Άριστη	Καλή
Συμπεριφορά σε field weakening	Αδύναμη	Άριστη	Καλή
Cogging torque	Μέτριο	Υψηλό	Χαμηλό
Κατασκευαστική πολυπλοκότητα	Υψηλή	Μέτρια	Χαμηλή
Καταλληλότητα για περιορισμένο χώρο	Μέτρια	Υψηλή	Χαμηλή
Βέλτιστη χρήση	Χαμηλή ταχύτητα, υψηλή ροπή	Περιορισμένο αξονικό μήκος	Γενικές εφαρμογές

Συμπεράσματα

Η επιλογή της κατάλληλης τοπολογίας εξαρτάται από τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής. Για αυτόν τον λόγο η CPTFM είναι κατάλληλη για εφαρμογές χαμηλής ταχύτητας και υψηλής ροπής, με

περιορισμένο ηλεκτρικό φορτίο. Η SAT, από την άλλη, προσφέρεται σε περιπτώσεις όπου υπάρχει περιορισμένος χώρος στον άξονα περιστροφής και απαιτείται υψηλή απόδοση. Τέλος, η RFPM παραμένει μια σταθερή και δοκιμασμένη λύση για γενικές περιπτώσεις ηλεκτροκίνησης, με χαμηλό σχεδιαστικό ρίσκο και καλή συνολική απόδοση.

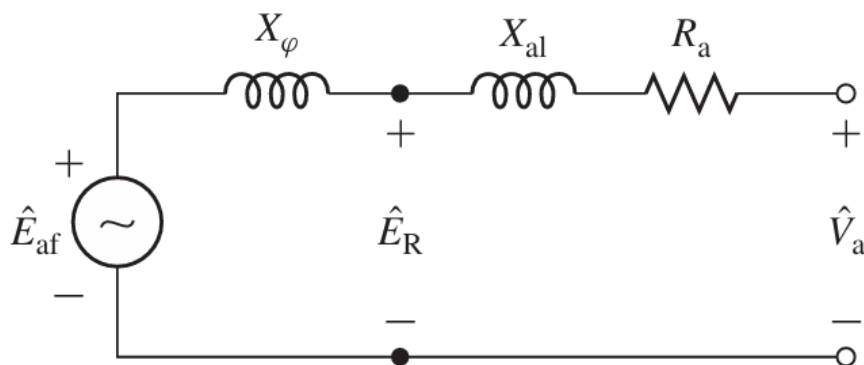
2.3 Τρόπος Ανάλυσης Σύγχρονων Μηχανών Μονίμων Μηχανών

Η Σύγχρονη Μηχανή χαρακτηρίζεται από εναλλασσόμενα ρεύματα που διαρρέουν τα τυλίγματα τυμπάνου καθώς και από χρονοσταθερή ροή στον δρομέα, η οποία παράγεται από διέγερση ΣΡ (DC) ρεύματος, είτε από μόνιμους μαγνήτες. Το τύλιγμα τυμπάνου σχεδόν πάντα είναι τριφασικό και τοποθετημένο στον στάτη της μηχανής. Η περίπτωση των μόνιμων μαγνητών, πρωτίστως εξαλείφει την ανάγκη τροφοδότησης ρεύματος της διέγερσης του δρομέα, οδηγώντας σε υψηλότερους βαθμούς απόδοσης, αλλά επίσης διευκολύνει τη μαθηματική ανάλυση της μηχανής καθώς δεν υπάρχει τύλιγμα διέγερσης ή τύλιγμα απόσβεσης. Παρ' όλη την απλοποίηση που εισάγει η χρήση μόνιμων μαγνητών, η μαθηματική ανάλυση του τριφασικού τυλίγματος εισάγει μεγάλο αριθμό εξισώσεων και μεταβλητών με αποτέλεσμα την έντονη πολυπλοκότητα της μοντελοποίησης των φαινομένων.

Σε αυτό το πλαίσιο, σημαντική είναι η συμβολή του μετασχηματισμού Park ο οποίος επιτρέπει τη μετάβαση από τις τριφασικές μεταβλητές σε ένα συμμετρικό σύστημα αναφοράς με δύο συνιστώσες, μία κατά μήκος του άξονα d (ορθό) και μία κατά τον άξονα q (κάθετο). Με αυτόν τον τρόπο μειώνεται ο αριθμός των μεταβλητών και απλοποιείται σημαντικά η ανάλυση και ο έλεγχος της σύγχρονης μηχανής. Πλέον, με την εξέλιξη των υπολογιστών καθοριστική είναι και η ανάλυση του μαγνητικού πεδίου της μηχανής που εκτελείται με τη χρήση πεπερασμένων στοιχείων (Finite Analysis Method).

2.3.1 Ισοδύναμο Κύκλωμα και Μαθηματικό Μοντέλο Ανάλυσης

Την απλούστερη μέθοδο μοντελοποίησης ηλεκτρικών μηχανών αποτελεί η Ανάλυση Μόνιμης Κατάστασης μέσω Ισοδύναμου Κυκλώματος, η οποία αναλύεται στην παρούσα υποενότητα σύμφωνα με τη βιβλιογραφία [3].



Σχήμα 2.14: Ισοδύναμο Κύκλωμα Σύγχρονης Μηχανής όπου φαίνονται οι επιμέρους συνιστώσες της σύγχρονης αντίδρασης.

Η τερματική τάση της φάσης- a είναι το άθροισμα της πτώσης τάσης πάνω στο τύλιγμα τυμπάνου $R_a i_a$ και της επαγόμενης τάσης. Η τάση e_{af} που επάγεται από το πεδίο διέγερσης (συχνά αναφέρεται ως *Εσωτερική Τάση της Μηχανής* ή *internal voltage*) μπορεί να βρεθεί από την χρονική παράγωγο της μαγνητικής ροής του πηνίου της φάσης- a , θέτοντας ως ρεύμα πηνίου μηδέν.

$$e_{af} = \frac{d}{dt}(L_{af}i_f) = -\omega_e L_{af} I_f \sin(\omega_e t + \delta_0) \quad (2.1)$$

όπου L_{af} είναι η αλληλεπαγωγή τυλίγματος δρομέα και φάσης-α και I_f το ρεύμα διέγερσης. Χρησιμοποιώντας την εξίσωση 2.1 η τάση ακροδεκτών μπορεί να εκφραστεί ως:

$$v_a = R_a i_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (2.2)$$

$$= R_a i_a + L_s \frac{di_a}{dt} + e_{af} \quad (2.3)$$

Η Επαγόμενη Τάση e_{af} βρίσκεται σε συχνότητα ω_e , ίση με την ηλεκτρική συχνότητα της τερματικής τάσης. Η rms τιμή της μπορεί να βρεθεί ως:

$$E_{af} = \frac{\omega_e L_{af} I_f}{\sqrt{2}} \quad (2.4)$$

Σε αυτές τις συνθήκες σύγχρονης περιστροφής, όλα τα μεγέθη του τυλίγματος τυμπάνου (ρεύματα και ροές) θα μεταβάλλονται ημιτονικά στον χρόνο σε αυτή τη συχνότητα. Έτσι, η τάση ακροδεκτών μπορεί να γραφεί ως εξίσωση με μιγαδικούς όρους των rms τιμών ως:

$$\hat{V}_a = R_a \hat{I}_a + jX_s \hat{I}_a + \hat{E}_{af} \quad (2.5)$$

όπου $X_s = \omega_e L_s$ είναι γνωστή ως *Σύγχρονη Αντίδραση* ή *Synchronous Reactance*.

Το σχήμα 2.14 δείχνει τη σχηματική απεικόνιση της εξίσωσης 2.5 με την σύγχρονη αντίδραση χωρισμένη στις συνιστώσες της.

$$\begin{aligned} X_s &= \omega_e L_s = \omega_e L_{al} + \omega_e \left(\frac{3}{2} L_{aa0} \right) \\ &= X_{al} + X_\varphi \end{aligned} \quad (2.6)$$

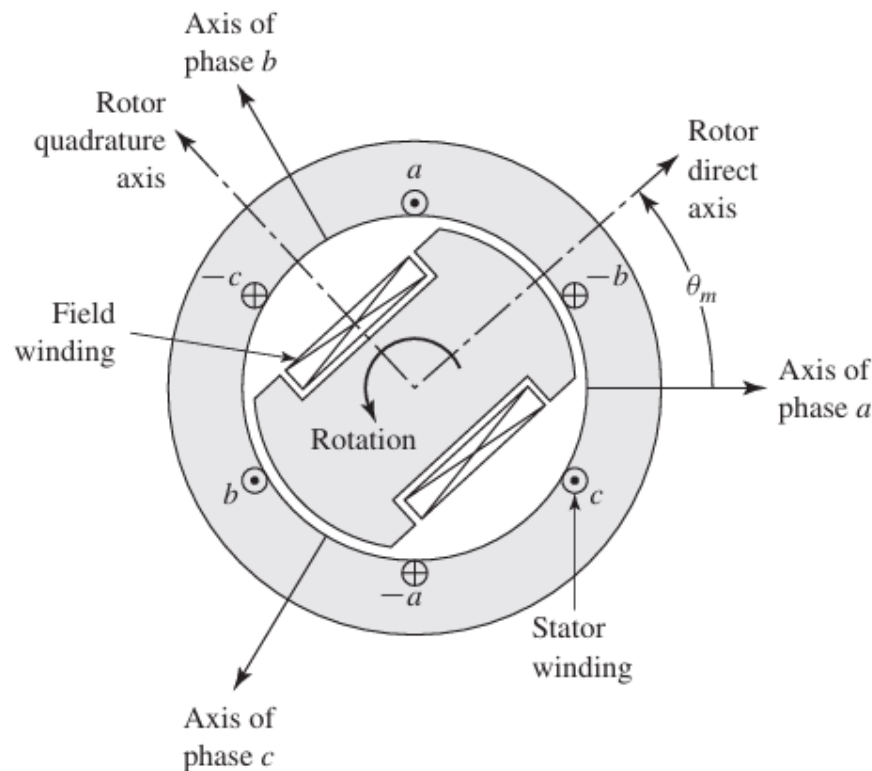
όπου $X_{al} = \omega_e L_{al}$ είναι η *Αντίδραση Σκέδασης* και $X_\varphi = \omega_e \left(\frac{3}{2} L_{aa0} \right)$ είναι η αντίδραση που οφείλεται στην στρεφόμενη θεμελιώδη χωρική συνιστώσα μαγνητικής ροής στο διάκενο παραγόμενη από τα τριφασικά ρεύματα του τυμπάνου. Η αντίδραση X_φ ονομάζεται *αντίδραση μαγνήτισης* του τυλίγματος τυμπάνου σε συνθήκες συμμετρικών τριφασικών ρευμάτων. Η rms τιμή τάσης $\hat{E}_R$ δηλώνει την εσωτερική τάση που οφείλεται στην παραγόμενη ροή διακένου και συνήθως αναφέρεται ως *Τάση Διακένου* η τάση "πίσω από" την αντίδραση σκέδασης.

Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ 2.14 είναι μονοφασικό, γραμμής-προς-ουδέτερο για τριφασική μηχανή που λειτουργεί υπό ισορροπημένες, τριφασικές συνθήκες. Συνεπώς, μόλις προσδιοριστούν οι τάσεις και τα ρεύματα της φάσης-α, είτε από το ισοδύναμο κύκλωμα είτε απευθείας από τις εξισώσεις τάσης, τα ρεύματα και οι τάσεις των φάσεων b και c μπορούν να προσδιοριστούν απλώς με μετατόπιση φάσης αυτών της φάσης-α κατά -120° και 120° αντίστοιχα. Ομοίως, η ολική τριφασική ισχύς της μηχανής μπορεί να υπολογιστεί με τον πολλαπλασιασμό της φάσης-α επί τρία, εκτός εάν η ανάλυση εκτελείται σε ανά μονάδα.

Μετασχηματισμός Park Τριφασικών Μεταβλητών σε Ορθό και Κάθετο άξονα (πλαίσιο dq)

Η ιδέα του μετασχηματισμού των τριφασικών μεγεθών του τυμπάνου της σύγχρονης μηχανής σε δύο στρεφόμενες συνιστώσες, μία ευθυγραμμισμένη με το πεδίο διέγερσης, ορθός άξονας, και μία κάθετη στο πεδίο διέγερσης, κάθετος άξονας, εισήχθη αρχικά σαν μέσο ανάλυσης των μηχανών έκτυπων πόλων. Η χρησιμότητα του έγκειται στο γεγονός ότι ενώ ο στάτης "βλέπει" χρονικά μεταβαλλόμενη αυτεπαγωγή λόγω της εκτυπότητας του δρομέα, η μετασχηματισμένη ποσότητα περιστρέφεται με τον δρομέα και επομένως "βλέπει" σταθερές μαγνητικές διαδρομές.

Παρομοίως, ο μετασχηματισμός είναι χρήσιμος για την ανάλυση της αλληλεπίδρασης των κυμάτων ΜΕΔ (Μαγνητεργετική Δύναμη - MMF) αλλά και μαγνητικής ροής των στάτη και δρομέα, ασχέτως της παρουσίας φαινομένων εκτυπότητας. Μετασχηματίζοντας τα μεγέθη του στάτη σε ισοδύναμα μεγέθη που περιστρέφονται συγχρονισμένα με τον δρομέα, υπό συνθήκες μόνιμης κατάστασης, αυτές οι αλληλεπιδράσεις μετατρέπονται σε σταθερά κύματα mmf και ροής που χωρίζονται από μια σταθερή χωρική γωνία. Αυτή είναι, στην ουσία, η οπτική γωνία ενός παρατηρητή στο σύστημα αναφοράς του δρομέα.



Σχήμα 2.15: Σύγχρονη Μηχανή Έκτυπων Πόλων. Πηγή: [3]

Ο ίδιος ο μετασχηματισμός, γνωστός ως $dq\theta$ μετασχηματισμός, μπορεί να παρασταθεί με άμεσο τρόπο ως προς τη ηλεκτρική γωνία θ_{me} (η οποία ισούται με τον αριθμό των ζεύγων πόλων επί τη μηχανική γωνία θ_m) μεταξύ του άξονα d του δρομέα και του άξονα της φάσης-a του στάτη, όπως ορίζεται στον πίνακα 2.7.

Το μέγεθος S αναπαριστά το μέγεθος του στάτη που θα μετασχηματιστεί (ρεύμα, τάση ή ροή). Έτσι, ο πίνακας μετασχηματισμού γράφεται ως:

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me}) & \cos(\theta_{me} - 120^\circ) & \cos(\theta_{me} + 120^\circ) \\ -\sin(\theta_{me}) & -\sin(\theta_{me} - 120^\circ) & -\sin(\theta_{me} + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

και ο αντίστροφος μετασχηματισμός:

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me}) & -\sin(\theta_{me}) & 1 \\ \cos(\theta_{me} - 120^\circ) & -\sin(\theta_{me} - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta_{me} + 120^\circ) & -\sin(\theta_{me} + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Εδώ οι δείκτες d and q αντιπροσωπεύουν τον ορθό και τον κάθετο άξονα, αντίστοιχα, συμπεριλαμβανομένης επίσης και μιας τρίτης συνιστώσας, της *Συνιστώσα Μηδενικής Ακολουθίας - zero-sequence component*, που υποδεικνύεται από τον δείκτη 0. Η συγκεκριμένη συνιστώσα είναι απαραίτητη για τον ντετερμινιστικό μετασχηματισμό των τριφασικών μεγεθών, και αντιστοιχεί στις συνιστώσες του ρεύματος στάτη, που δεν συμμετέχουν στην μαγνητική ροή διακένου και επομένως δεν συνδέουν μαγνητικά τα κυκλώματα του δρομέα. Σε ισορροπημένες τριφασικές συνθήκες δεν παράγεται συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας.

Να σημειωθεί ότι ο Μετασχηματισμός $dq0$ εφαρμόζεται στις στιγμιαίες τιμές των μεγεθών, όχι στις *rms*.

Ισοδύναμο Κύκλωμα Σύγχρονης Μηχανής σε dq Πλαίσιο

Μετασχηματίζοντας τις αναλυτικές σχέσεις της σύγχρονης μηχανής σε πλαίσιο dq προκύπτουν οι παρακάτω ισοδύναμες σχέσεις, καθώς και τα ισοδύναμα κυκλώματα των δύο συνιστωσών [1].

$$u_d = R i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_r \lambda_q \quad (2.9)$$

$$u_q = R i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_r \lambda_d \quad (2.10)$$

Όπου:

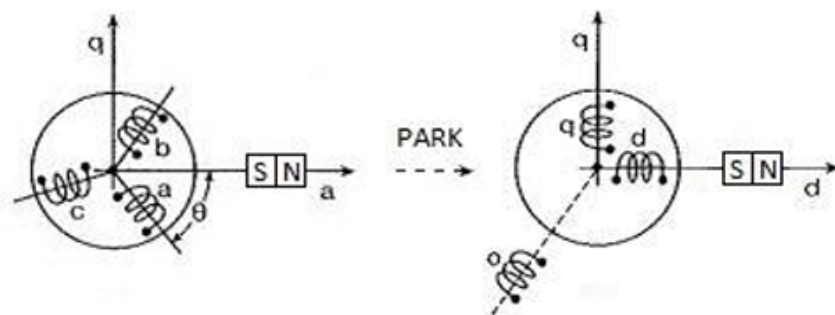
$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{Mag} \quad (2.11)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (2.12)$$

Υποθέτοντας ότι η ροή του μαγνήτη στον άξονα d δεν μεταβάλλεται με το χρόνο, προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις των κυκλωμάτων της μηχανής.

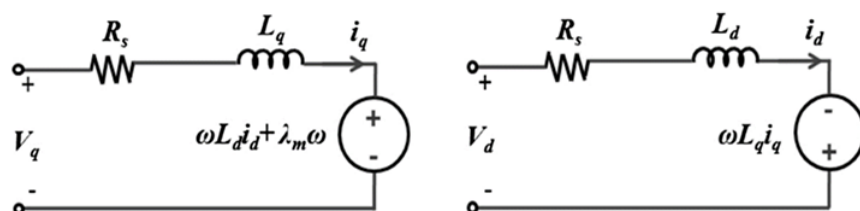
$$u_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r \cdot L_q i_q \quad (2.13)$$

$$u_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r \cdot (\lambda_{Mag} + L_d i_d) \quad (2.14)$$



Σχήμα 2.16: Μετασχηματισμός Park στα τυλίγματα μιας Σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών. Στο σχήμα ο άξονας a είναι ο άξονας της 'διέγερσης', μετά τον Μετασχηματισμό Park μετατρέπεται σε άξονα d .

Στην συνέχεια δίνονται σχηματικά τα δύο αυτά κυκλώματα:



Σχήμα 2.17: Ισοδύναμο Κύκλωμα Σύγχρονης Μηχανής στο πλαίσιο dq .

Για να ολοκληρωθεί η ανάλυση της μηχανής είναι αναγκαίο να προσδιοριστεί και η ικανότητα παραγωγής ροπής. Στην παρακάτω εξίσωση είναι εμφανής και η συνιστώσα της ροπής εκτυπότητας (Reluctance). Οι αυτεπαγωγές που εμφανίζονται στους άξονες d και q της μηχανής είναι χαρακτηριστικό της μαγνητικής αντίστασης και συνεπώς της γεωμετρίας. Έτσι, η διαφορά των αυτεπαγωγών των αξόνων, αντιπροσωπεύει εκτυπότητα και δίνει την επίδραση της μαγνητικής ροπής στην επίδοση της μηχανής. Ωστόσο, σε αυτού του είδους τις μηχανές, η κύρια συνεισφορά στην ροπή γίνεται από την αλληλεπίδραση του πεδίου του μαγνήτη με το κάθετο σε αυτό πεδίο του στάτη, για την παραγωγή του οποίου οφείλεται το ρεύμα του άξονα q . Ο τύπος που συνδέει τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά της μηχανής και τον αριθμό των πόλων (P) δίνεται παρακάτω:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} [(L_d - L_q)i_d i_q + \lambda_{Mag} i_q] \quad (2.15)$$

2.3.2 Η Μέθοδος των Πεπερασμένων Στοιχείων (FEA)

Προκειμένου να επιτευχθεί λεπτομερής βελτιστοποίηση γεωμετρίας και ανάλυση των ηλεκτρομαγνητικών χαρακτηριστικών της μηχανής, η οριστική σχεδίαση πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των Πεπερασμένων Στοιχείων (Finite Element Analysis - FEA), για την επίλυση των εξισώσεων του μαγνητικού πεδίου. Η ανάλυση αυτή επιτρέπει εξαιρετικά λεπτομερή αναπαράσταση του μαγνητικού πεδίου, λαμβάνοντας υπόψη την πολυπλοκότητα της γεωμετρίας και τη μη γραμμική συμπεριφορά των μαγνητικών υλικών. Αποτέλεσμα της μεθοδολογίας αυτής είναι ο υπολογισμός της κατανομής του μαγνητικού πεδίου στο μαγνητικό κύκλωμα της μηχανής και μέσω αυτής, με κατάλληλη μετεπεξεργασία των αποτελεσμάτων, ο υπολογισμός με ακρίβεια όλων των λειτουργικών μεγεθών όπως η ροπή, οι

απώλειες, η επαγόμενη ΗΕΔ, η κυμάτωση ροπής, οι αυτεπαγωγές d και q άξονα, καθώς και ο εντοπισμός των περιοχών του πυρήνα που βρίσκονται σε μαγνητικό κορεσμό.

Η επίλυση προβλημάτων σε πολύπλοκες γεωμετρίες που περιλαμβάνουν μη γραμμικά υλικά οδήγησε στην ανάπτυξη αριθμητικών μεθόδων επίλυσης του μαγνητικού πεδίου. Η μέθοδος, λοιπόν, των Πεπερασμένων Στοιχείων επιτυγχάνει τη μετατροπή των διαφορικών εξισώσεων με μερικές παραγώγους σε αλγεβρικές, διακριτοποιώντας το συνεχές πρόβλημα σε ένα μεγάλο αριθμό περιοχών απλής γεωμετρίας. Αν η αρχική γεωμετρία χωρισθεί σε αρκετά μεγάλο αριθμό τέτοιων υποπεριοχών, το υπολογιζόμενο μέγεθος μπορεί να προσεγγισθεί με την επιθυμητή ακρίβεια.

Η διακριτοποίηση του χώρου πραγματοποιείται συνήθως με τρίγωνα στην περίπτωση διδιάστατης γεωμετρίας, ή με τετράεδρα στην περίπτωση τρισδιάστατης γεωμετρίας, αντίστοιχα. Στην παρούσα διπλωματική, εξαιτίας της τρισδιάστατης δομής του μαγνητικού κυκλώματος της Εγκάρσιας Μηχανής με Τραπεζοειδή Πόλους (Claw Pole Transverse Flux Machine) θα εφαρμοστεί ανάλυση σε τρισδιάστατη γεωμετρία με χρήση τετραέδρων. Με αυτόν τον τρόπο ένα συνεχές φυσικό πρόβλημα μετατρέπεται σε διακριτό, στο οποίο οι άγνωστοι απαρτίζονται από τις τιμές του πεδίου στις κορυφές των διαδοχικών τετραέδρων. Το πρόβλημα που προκύπτει με τη χρήση της μεθόδου είναι ένα αλγεβρικό σύστημα εξισώσεων όπου οι τιμές του πεδίου στο εσωτερικό των στοιχείων μπορούν να υπολογισθούν χρησιμοποιώντας τις τιμές των αντίστοιχων κορυφών τους.

Επίλυση Μαγνητοστατικών Προβλημάτων

Μαγνητοστατικά ονομάζονται τα προβλήματα στα οποία το μαγνητικό πεδίο είναι αμετάβλητο ως προς το χρόνο ή μεταβάλλεται με πολύ μικρή συχνότητα [4]. Στην περίπτωση αυτή, ενώ υπάρχουν τόσο το ηλεκτρικό όσο και το μαγνητικό πεδίο, οι εξισώσεις παύουν να είναι συζευγμένες και μπορούν να αντιμετωπιστούν χωριστά. Η ένταση του μαγνητικού πεδίου $\vec{H}$ και η μαγνητική επαγωγή $\vec{B}$ ικανοποιούν τις παρακάτω εξισώσεις του Maxwell:

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \vec{D} &= \rho \\ \nabla \cdot \vec{B} &= 0\end{aligned}$$

όπου $\vec{E}$ είναι το ηλεκτρικό πεδίο, $\vec{D}$ η πυκνότητα του ηλεκτρικού πεδίου, $\vec{J}$ η πυκνότητα ρεύματος και ρ η πυκνότητα ηλεκτρικού φορτίου. Σύμφωνα με το νόμο του Ampere και θεωρώντας χαμηλές συχνότητες λειτουργίας, προκύπτει:

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \approx 0$$

και συνεπώς:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}$$

Σύμφωνα με τη θεμελιώδη συντακτική σχέση μεταξύ των μεγεθών B και H για κάθε υλικό, προκύπτει:

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

όπου μ είναι η μαγνητική διαπερατότητα του υλικού. Στην περίπτωση των μόνιμων μαγνητών, η καταστατική εξίσωση έχει τη γενική μορφή:

$$\vec{B} = \mu_r \vec{H} + \vec{M}$$

όπου $\vec{M}$ είναι η μαγνήτιση του υλικού του μόνιμου μαγνήτη. Αν το υλικό είναι μη γραμμικό, όπως για παράδειγμα κορεσμένος σίδηρος, τότε η μαγνητική διαπερατότητα είναι στην πραγματικότητα μία συνάρτηση του μέτρου του $\vec{B}$:

$$\mu(B) = \frac{B}{H(B)}$$

Η εύρεση του μαγνητικού πεδίου σε κάθε σημείο του χώρου μπορεί να επιτευχθεί υπολογίζοντας το μαγνητικό διανυσματικό δυναμικό $\vec{A}$. Το μαγνητικό πεδίο γράφεται ως συνάρτηση του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού, ως εξής:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$$

Αυτός ο ορισμός του $\vec{B}$ ικανοποιεί πάντα την εξίσωση $\nabla \cdot \vec{B} = 0$. Η εξίσωση $\nabla \times \vec{H} = \vec{J}$, διατυπώνεται ως εξής:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}$$

Για ένα γραμμικό ισотροπικό μέσο, υπό την παραδοχή πως ισχύει η συνθήκη του Coulomb $\nabla \cdot \vec{A} = 0$, έχουμε:

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 \vec{A} = -\vec{J}$$

Στη γενική περίπτωση, το μαγνητικό διανυσματικό δυναμικό είναι ένα διάνυσμα τριών συνιστωσών. Στη θεώρηση καρτεσιανής γεωμετρίας δύο διαστάσεων, όμως, οι δύο από αυτές τις τρεις συνιστώσες μπορούν να μηδενιστούν, και μεταβάλλεται μόνο η A_z . Δυστυχώς όμως, η τρισδιάστατη μορφή του μαγνητικού κυκλώματος της γεωμετρίας που θα αναλυθεί δεν επιτρέπει αυτήν την απλοποίηση. Εάν είναι γνωστό το $\vec{A}$, τότε τα $\vec{B}$ και $\vec{H}$ προκύπτουν από κατάλληλη επεξεργασία του. Συνεπώς έχουμε:

$$\vec{A} = A_x \hat{e}_x + A_y \hat{e}_y + A_z \hat{e}_z$$

Αντίστοιχα, η πυκνότητα ρεύματος εκφράζεται ως εξής:

$$\vec{J} = J_x \hat{e}_x + J_y \hat{e}_y + J_z \hat{e}_z$$

Για την πυκνότητα μαγνητικής ροής, η ανάλυση εκτείνεται στις τρεις διαστάσεις και εν προκειμένω:

$$\vec{B} = B_x \hat{e}_x + B_y \hat{e}_y + B_z \hat{e}_z$$

2.4 Υλικά κατασκευής Ηλεκτρικών Μηχανών

Στον σχεδιασμό και την κατασκευή μιας σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών, η επιλογή των υλικών βασίζεται σε παραμέτρους όπως η μηχανική αντοχή, η ενίσχυση του μαγνητικού πεδίου και η ελαχιστοποίηση των απωλειών. Η μηχανική αντοχή διασφαλίζει την σταθερή στήριξη της μηχανής και επιτρέπει την αξιόπιστη μετάδοση της ροπής στα κινητήρια υποσυστήματα, τα οποία καταλήγουν στους τροχούς. Παράλληλα, για τη μείωση των απωλειών χαλκού, επιλέγονται υλικά με χαμηλή ηλεκτρική αντίσταση για τα τυλίγματα των πηνίων, όπως είναι ο χαλκός, ενώ σε πιο εξειδικευμένες εφαρμογές μπορεί να εξεταστεί και η χρήση υπεραγώγιμων υλικών.

Εξίσου σημαντική είναι η επιλογή σιδηρομαγνητικών υλικών, τα οποία συντελούν στην ενίσχυση του μαγνητικού πεδίου και στον περιορισμό των απωλειών δινορρευσμάτων και υστέρησης. Τα υλικά αυτά διακρίνονται σε μαλακά και σκληρά, ανάλογα με την ικανότητά τους να διατηρούν την παραμένουσα μαγνήτιση, και επιλέγονται ανάλογα με τη λειτουργία που καλούνται να εξυπηρετήσουν.

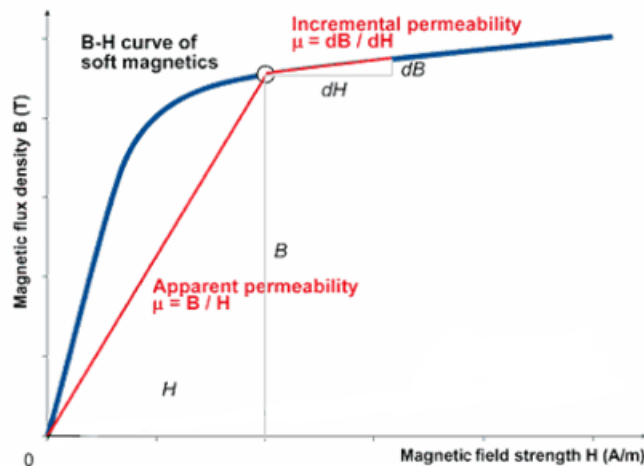
2.4.1 Σιδηρομαγνητικά Υλικά

Τα σώματα του στάτη και του δρομέα κατασκευάζονται από σιδηρομαγνητικά υλικά. Η επιλογή των υλικών αυτών οφείλεται κυρίως στην υψηλή μαγνητική διαπερατότητα που εμφανίζει ο σίδηρος ως υλικό. Σε εφαρμογές χαμηλών απαιτήσεων απόδοσης, είναι δυνατό να χρησιμοποιείται συμπαγής σίδηρος για το σώμα της μηχανής. Όμως σε πιο απαιτητικές εφαρμογές, ο σίδηρος ελασματοποιείται και το σώμα της μηχανής κατασκευάζεται από πολλά λεπτά φύλλα σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας, με σκοπό τη μείωση της αγωγικής διαδρομής των επαγόμενων δινορρευσμάτων που προκαλούν θερμικές απώλειες στον πυρήνα.

Τα σιδηρομαγνητικά υλικά διακρίνονται σε δύο βασικές κατηγορίες: τα μαλακά και τα σκληρά. Τα μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά μαγνητίζονται και απομαγνητίζονται εύκολα, ενώ αντίθετα, τα σκληρά, όπως για παράδειγμα το κράμα νεοδυμίου, σιδήρου και βαρίου (NdFeB), δεν απομαγνητίζονται εύκολα, και διατηρούν τις μαγνητικές τους ιδιότητες σχηματίζοντας μόνιμους μαγνήτες. Ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά των μαλακών σιδηρομαγνητικών υλικών είναι [5]:

- Υψηλή μαγνητική διαπερατότητα, δηλαδή χαμηλή μαγνητική αντίσταση η οποία ελαχιστοποιεί την μείωση της πεπλεγμένης ροής στο μαγνητικό κύκλωμα της μηχανής.
- Υψηλή μαγνητική επαγωγή κορεσμού, έτσι ώστε να διέρχεται όσο το δυνατό περισσότερη μαγνητική ροή ανά μονάδα όγκου και να ελαχιστοποιούνται οι διαστάσεις και το βάρος της μηχανής.
- Μικρό εμβαδό βρόχου υστέρησης και σχετικά μεγάλη ηλεκτρική αντίσταση

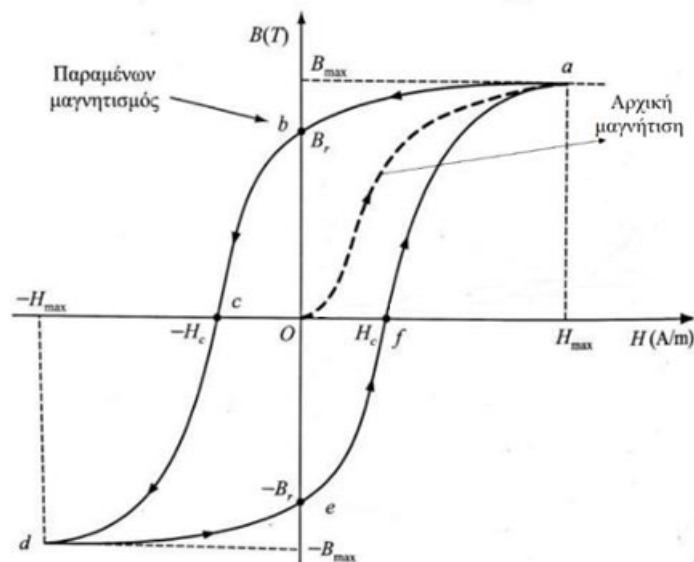
Οι ιδιότητες αυτές εξασφαλίζουν μειωμένες ειδικές απώλειες πυρήνα και περιορισμένη αύξηση της θερμοκρασίας. Έτσι διευκολύνεται σημαντικά η ψύξη της μηχανής, και μειώνεται το λειτουργικό της κόστος. Παρακάτω φαίνεται η καμπύλη μαγνήτισης ενός μαλακού σιδηρομαγνητικού υλικού, καθώς και οι επιμέρους περιοχές που την αποτελούν.



Σχήμα 2.18: Καμπύλη αρχικής μαγνήτισης ή καμπύλη B-H ενός μαλακού σιδηρομαγνητικού υλικού.

Με την εφαρμογή εξωτερικού μαγνητικού πεδίου H σε ένα αρχικά αμαγνήτιστο υλικό, η μαγνητική επαγωγή B αυξάνεται γραμμικά σύμφωνα με τη σχέση $B = \mu H$, έως ότου το υλικό φτάσει στο σημείο κορεσμού. Από εκεί και πέρα, η περαιτέρω αύξηση του πεδίου δεν αυξάνει σημαντικά τη μαγνητική επαγωγή και η διαπερατότητα ορίζεται τοπικά ως $\mu = \frac{dB}{dH}$. Τυχόν επιπλέον διέγερση αυξάνει μόνο τις απώλειες χαλκού, χωρίς ουσιαστική επίδραση στο B .

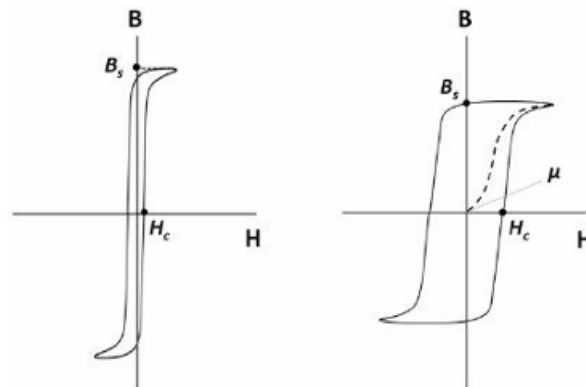
Η καμπύλη που περιγράφει τη μαγνήτιση του υλικού από μηδενικό πεδίο έως το κορεσμό ονομάζεται καμπύλη αρχικής μαγνήτισης. Εάν η διέγερση διακοπεί στο μέγιστο σημείο $B_{\max}$, το υλικό διατηρεί μια υπολειπόμενη μαγνήτιση B_r , η οποία για να μηδενιστεί απαιτεί εφαρμογή αντίθετης ΜΕΔ, γνωστής ως απομαγνητίζουσα δύναμη. Το φαινόμενο της υστέρησης, δηλαδή η διαφορετική πορεία απομαγνήτισης, αποτυπώνεται στον βρόχο υστέρησης, το εμβαδόν του οποίου συνδέεται με τις απώλειες υστέρησης του υλικού.



Σχήμα 2.19: Καμπύλη υστέρησης μαλακού σιδηρομαγνητικού υλικού.

Στα μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά, η καμπύλη μαγνήτισης έχει μεγάλη κλίση και ο βρόχος υστέρησης μικρό εμβαδό, γεγονός που καθιστά τα υλικά αυτά κατάλληλα για μετασχηματιστές και ηλεκτρικές μηχανές. Η πιο διαδεδομένη επιλογή πυρήνα σε ηλεκτρικές μηχανές αποτελεί ο πυριτιούχος σίδηρος

χωρίς κατευθυνόμενους κόκκους (NO SiFe). Ωστόσο, σε εξειδικευμένες εφαρμογές χρησιμοποιούνται φερρίτες, κράματα Co-Fe, Ni-Fe, καθώς και άμορφα ή νανοκρυσταλλικά υλικά.



Σχήμα 2.20: Καμπύλες υστέρησης μαλακού σιδηρομαγνητικού υλικού (αριστερά) και σκληρού σιδηρομαγνητικού υλικού (δεξιά). Η «στενότητα» της καμπύλης του μαλακού σιδηρομαγνητικού υλικού εκφράζει την μικρότερη μαγνητική αντίσταση που εμφανίζει.

Οι βασικοί παράγοντες που λαμβάνονται υπόψη κατά την επιλογή σιδηρομαγνητικού υλικού είναι:

- Το σημείο μαγνητικού κορεσμού
- Η μαγνητική διαπερατότητα
- Η ηλεκτρική αντίσταση
- Οι ειδικές απώλειες πυρήνα
- Οι κατασκευαστικοί περιορισμοί και το κόστος
- Η τιμή του υλικού

Η επιλογή του κατάλληλου υλικού είναι κρίσιμη για τη βελτιστοποίηση της απόδοσης της μηχανής. Υλικά με υψηλό σημείο κορεσμού και διαπερατότητα επιτρέπουν λειτουργία σε ακόρεστες συνθήκες, μειώνοντας τις απαιτήσεις σε ρεύμα και συνεπώς τις συνολικές απώλειες. Αυτό οδηγεί σε μικρότερη ενεργειακή κατανάλωση, που στις βιομηχανικές εφαρμογές αντιστοιχεί στο μεγαλύτερο μέρος του κόστους ζωής της μηχανής.

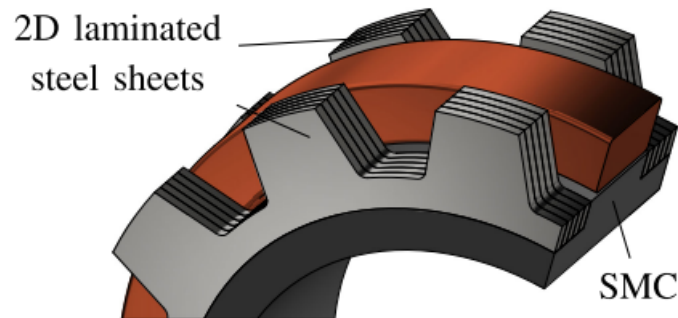
2.4.2 Soft Magnetic Composites (SMCs)

Ο Ηλεκτρικός Χάλυβας κατέχει κύριο ρόλο στην παραγωγή ηλεκτρικών μηχανών και γενικώς σε εφαρμογές εναλλασσομένου ρεύματος. Συγκεκριμένα, το 95% των μαλακών μαγνητικών υλικών που χρησιμοποιούνται στην βιομηχανία κατασκευάζονται από ηλεκτρικό χάλυβα [6], ωστόσο παρουσιάζουν κάποια ελαττώματα. Ο Ηλεκτρικός Χάλυβας εμπεριέχει κυρίως σίδηρο, με αποτέλεσμα η ηλεκτρική αγωγιμότητά του να είναι σημαντικά υψηλή και κατά συνέπεια εμφανίζονται υψηλά δινορρεύματα (eddy currents), αν και στην κατεύθυνση αυτή η κοπή σε λεπτές λαμαρίνες μειώνει ως έναν βαθμό το φαινόμενο. Επιπλέον, ο Λαμιναρισμένος Ηλεκτρικός Χάλυβας μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο σε δισδιάστατες μαγνητικές διαδρομές, επομένως κρίνεται ακατάλληλος για την εφαρμογή σε Μηχανές Εγκάρσιας Ροής, όπως αυτή που θα μελετηθεί στην παρούσα διπλωματική. Τέλος, παράγεται μεγάλη ποσότητα υλικού προς απόρριψη κατά την κοπή των ελασμάτων του στάτη και του δρομέα από την πρώτη ύλη.

Σαν εναλλακτική λύση προσφέρονται τα SMCs τα οποία αποτελούνται από σωματίδια σιδηρού σε μορφή σκόνης, που χωρίζονται μεταξύ τους με ένα μονωτικό στρώμα. Έτσι αυξάνεται η ηλεκτρική αντίσταση, μειώνοντας τα δινορρεύματα σε σχέση με τον Ηλεκτρικό Χάλυβα, και παράλληλα, καθώς τα

SMCs μπορούν να συμπιεστούν σε οποιοδήποτε σχήμα, γίνεται πλήρης αξιοποίηση της πρώτης ύλης. Η ισοτροπία που χαρακτηρίζει το υλικό σε όλες τις διευθύνσεις μαγνήτισης, καθιστά την συγκεκριμένη τεχνολογία κατάλληλη για την Μηχανή Εγκάρσιας Ροής, η οποία εμφανίζει μαγνητική ροή και στις τρεις διαστάσεις. Περισσότερες λεπτομέρειες σχετικά με τα SMCs και τις εφαρμογές τους, μπορούν να βρεθούν στο άρθρο [7].

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται μια υβριδική προσέγγιση, η οποία χρησιμοποιεί φύλλα σιδήρου για τα κομμάτια της μαγνητικής διαδρομής που χαρακτηρίζονται από δύο διαστάσεις (2d plane), και SMCs για την υπόλοιπη διαδρομή.

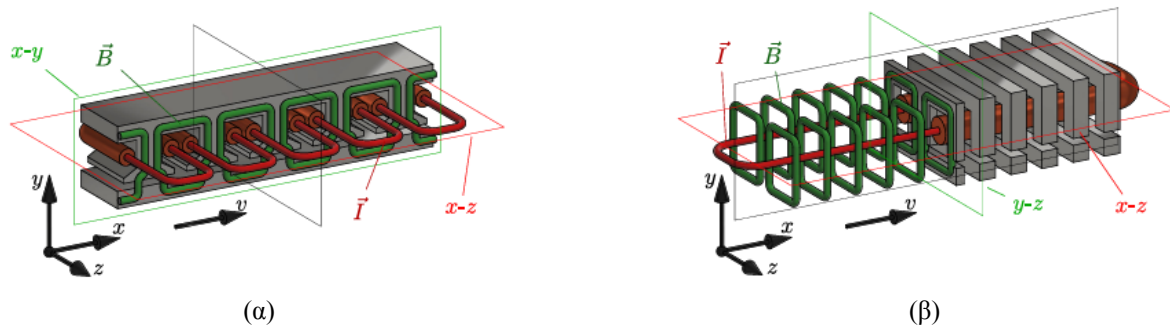


Σχήμα 2.21: Υβριδική ιδέα διαστρωμάτωσης με συνδυασμό από ελασματοποιημένο χάλυβα και σύνθετο μαγνητικό υλικό (SMC), εδώ με ελασματοποιημένα δόντια (ανοιχτό γκρι) και πυρήνα (yoke) από SMC (σκούρο γκρι).

Κεφάλαιο 3

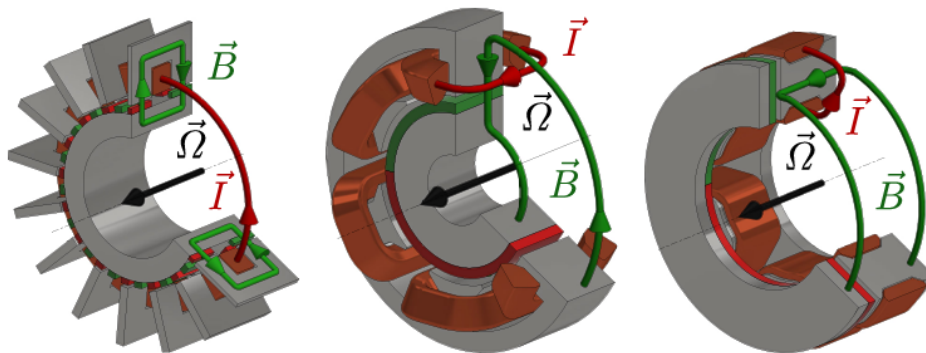
Ανασκόπηση και Μελέτη Μηχανών Εγκάρσιας Ροής

Οι Μηχανές Εγκάρσιας Ροής, όπως έχει προαναφερθεί, παρουσιάζουν υψηλή πυκνότητα ισχύος και βελτιωμένη απόδοση στις χαμηλές στροφές, κάτι που τις καθιστά κατάλληλες για εφαρμογές χωρίς κιβώτιο ταχυτήτων (direct drive). Ως αποτέλεσμα, χρησιμοποιήθηκαν ευρέως σε εφαρμογές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας — όπως ανεμογεννήτριες χωρίς κιβώτιο [8], γεννήτριες κυματικής ενέργειας [9] και υδροηλεκτρικά συστήματα [10] — καθώς και σε ρομποτικές αρθρώσεις, γραμμικές μηχανές και διάφορα βιομηχανικά συστήματα αυτοματισμού [11].



Σχήμα 3.1: Ορισμός μιας (α) συμβατικής και μιας (β) μηχανής εγκάρσιας ροής με γραμμική αρχή λειτουργίας και κίνηση προς την κατεύθυνση του άξονα x σύμφωνα με την [12]. Τομή με απεικόνιση των μαλακών μαγνητικών υλικών (γκρι), των ηλεκτρικών αγωγών (χαλκός), της διαδρομής της μαγνητικής ροής (πράσινο) και του ηλεκτρικού ρεύματος (κόκκινο).

Η θεμελιώδης αρχή λειτουργίας των TFMs βασίζεται στη διεύθυνση της μαγνητικής ροής, η οποία ρέει κυρίως σε ένα επίπεδο κάθετο προς τη διεύθυνση της κίνησης. Σε αντίθεση με τις συμβατικές μηχανές, όπου η μαγνητική ροή ευθυγραμμίζεται με την κίνηση, οι TFMs χαρακτηρίζονται από κάθετο προσανατολισμό της ροής. Το ηλεκτρικό ρεύμα ρέει συνήθως σε επίπεδο κάθετο προς τη μαγνητική ροή, επιτρέποντας αποδοτική ηλεκτρομαγνητική αλληλεπίδραση. Για την παραγωγή ροπής, η γραμμική δομή της TFM περιτυλίσσεται γύρω από έναν κεντρικό άξονα, σχηματίζοντας μια περιστροφική μηχανή. Αυτή η διάταξη αυξάνει την ενεργή επιφάνεια για μετατροπή ενέργειας και επιτρέπει διατάξεις με εργονομικό σχεδιασμό και ενισχυμένη ενεργειακή απόδοση.



Σχήμα 3.2: Αρχές λειτουργίας περιστροφικών (α) μηχανών εγκάρσιας ροής (TFM), (β) μηχανών ακτινικής ροής (RFM) και (γ) μηχανών αξονικής ροής (AFM) με άξονα περιστροφής (μαύρο), κύρια μαγνητική ροή B (πράσινο) και ρεύμα I (κόκκινο)

3.1 Ταξινόμηση

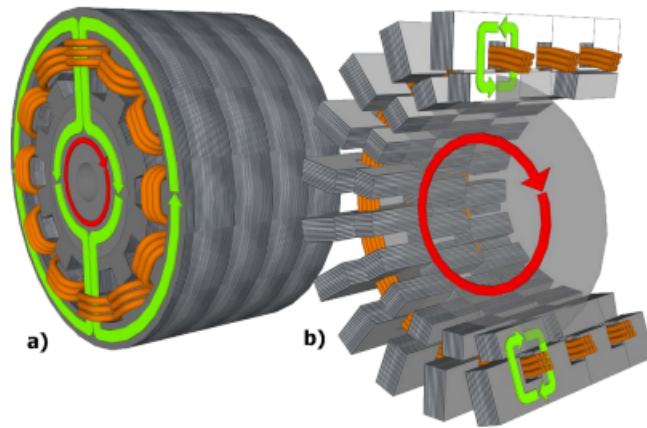
Στη δημοσίευση [13] γίνεται εκτενής κατηγοριοποίηση των Μηχανών Εγκάρσιας Ροής, η οποία παρουσιάζεται σε δένδροειδή δομή. Λόγω της διαρκώς διευρυνόμενης αυτής δένδροειδούς δομής που προκύπτει από τις διάφορες δυνατότητες διάταξης αυτών των μηχανών και των επιμέρους στοιχείων τους, οι μηχανές εγκάρσιας ροής (TFMs) ταξινομούνται σε αυτήν την εργασία βάσει συγκεκριμένων χαρακτηριστικών.

3.1.1 Ταξινόμηση με Βάση την Διέγερση

Οι βασικές ιδέες των Μηχανών Εγκάρσιας Ροής (Transverse Flux Machines) σχετικά με τη διέγερση, εκτός από αυτήν που επιτυγχάνεται μέσω του τυλίγματος του στάτη, διακρίνονται σε τρεις κατηγορίες: Μηχανή Παθητικού Δρομέα Εκτυπότητας, Παθητικού Δρομέα με Διέγερση Στάτη και Μόνιμων Μαγνητών στην Επιφάνεια του Δρομέα [14]. Στην παρούσα διερεύνηση θα μελετηθεί επιπλέον η Μηχανή Εγκάρσιας Ροής με πηνίο στον δρομέα για εξασφάλιση της διέγερσης.

Παθητικού Δρομέα Μεταβλητής Αντίστασης (Switched Reluctance Passive Rotor Machines)

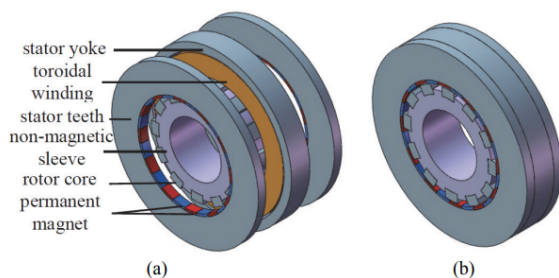
Ο όρος *παθητικός δρομέας* προκύπτει από την έλλειψη πηνίου ή μόνιμων μαγνητών στο τμήμα του δρομέα, επομένως η μαγνητική του διέγερση προκαλείται από το τύλιγμα του στάτη. Η κατασκευή ενός μονοφασικού TFRM (Transverse Flux Reluctance Motor) μπορεί να απεικονιστεί ως ένα σύνολο ηλεκτρομαγνητών με κοινό τύλιγμα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.3β. Φυσικά, όλα τα κινητά καθώς και τα σταθερά τμήματα του πυρήνα πρέπει να είναι μηχανικά ενωμένα, ώστε να σχηματίζουν αντίστοιχα τον δρομέα και το στάτη. Αυτή η απλή κατασκευή καθιστά το TFRM μια εξαιρετικά αξιόπιστη και οικονομικά αποδοτική λύση για κινητήρες με μεγάλο βήμα πόλων. Σε αντίθεση με τον ευρέως γνωστό σύγχρονο κινητήρα με μεταβλητή μαγνητική αντίσταση (Switched Reluctance Synchronous Motor), που φαίνεται στο Σχήμα 3.3α, η διεύθυνση της μαγνητικής ροής στο TFRM είναι εγκάρσια ως προς το επίπεδο περιστροφής, από όπου και προέρχεται η ονομασία του [15].



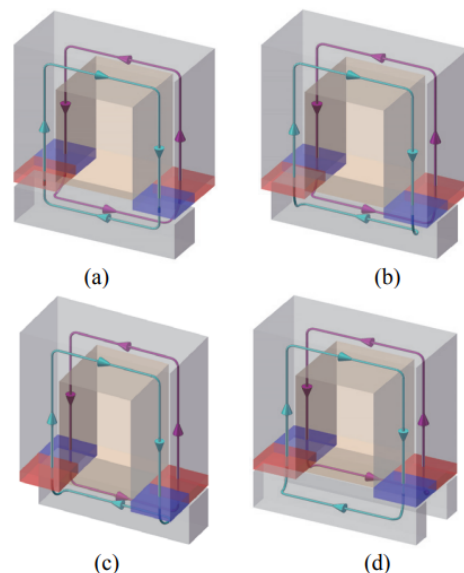
Σχήμα 3.3: Μηχανή Μεταβλητής Αντίστασης α) Ακτινικής Ροής β) Εγκάρσιας Ροής. Με κόκκινο βέλος δηλώνεται η Διεύθυνση Κίνησης και με πράσινο της Μαγνητικής Ροής

Παθητικού Δρομέα Με Αντίστροφη Ροή (Transverse-flux Flux Reversal Motor)

Μια εναλλακτική τοπολογία παθητικού δρομέα, αποτελεί η Μηχανή Εγκάρσιας Ροής με Αντίστροφη Ροή (TF-FRM), όπου οι μόνιμοι μαγνήτες και οι περιελίξεις βρίσκονται στον στάτη, ενώ ο δρομέας αποτελείται μόνο από πυρήνα [16]. Και οι δύο πυρήνες, στάτη και δρομέα, κατασκευάζονται από φύλλα σιδήρου, καθιστώντας την κατασκευή απλή και οικονομική. Ο TF-FRM έχει πιο απλή δομή και χρησιμοποιεί λιγότερους μόνιμους μαγνήτες σε σχέση με τους παραδοσιακούς Transverse Flux Permanent Magnets, μειώνοντας το κόστος και αυξάνοντας την πυκνότητα ροπής. Επίσης, αποτελείται από m μονοφασικές μονάδες κατά την περιφέρεια ή τον άξονα, όπως και οι παραδοσιακοί εγκάρσιοι κινητήρες ροής, και οι ακτινικά μαγνητισμένοι μόνιμοι μαγνήτες τοποθετούνται στις εσωτερικές επιφάνειες των δοντιών, με αντίθετη μαγνήτιση ανά ζεύγος. Το βήμα των δοντιών του δρομέα είναι διπλάσιο από το βήμα των πόλων των μαγνητών.



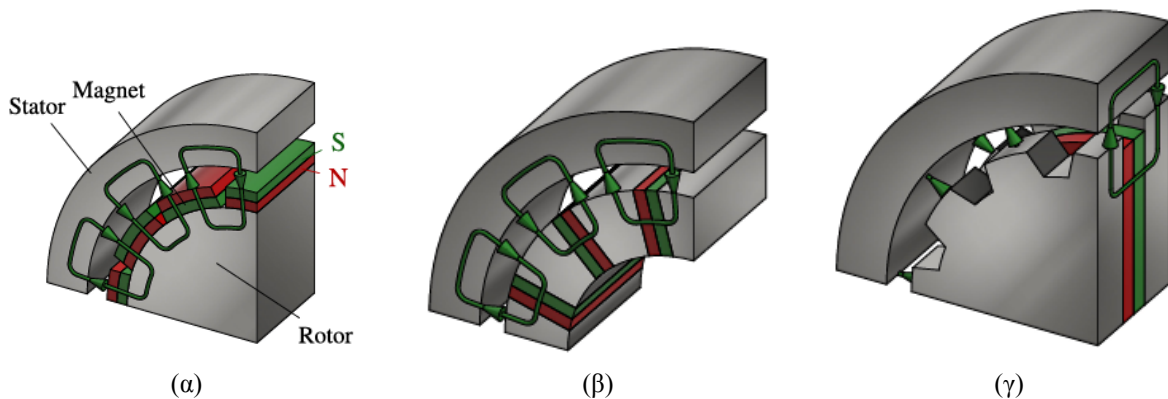
Σχήμα 3.4: Διάταξη μιας φάσης TF-FRM. (α) Διακριτή, (β) Ολοκληρωμένη.



Σχήμα 3.5: Κύριες μαγνητικές ροές της TF-FRM σε διάφορες θέσεις δρομέα. Ηλεκτρική γωνία: α) 0° , β) 90° , γ) 180° , δ) 270° .

Μηχανές Διέγερσης με Μόνιμους Μαγνήτες

Τυπικά, οι Μηχανές Εγκάρσιας Ροής με χρήση Μόνιμων Μαγνητών κατηγοριοποιούνται περαιτέρω σε 3 τοπολογίες: Επιφανειακών Μαγνητών (surface mounted), Συγκεντρωτικής Ροής (flux-concentrating) και Αξονικής Μαγνήτισης (axially magnetized). Στις μηχανές SM, οι μόνιμοι μαγνήτες είναι τοποθετημένοι στην επιφάνεια του δρομέα (Σχήμα 3.6a), ενώ στις τοπολογίες FC (3.6b) η κύρια ροή διαπερνά κομμάτια του πόλου του μαλακού μαγνητικού υλικού. Σε σύγκριση με τις Μηχανές Εγκάρσιας Ροής (TFMs) σε διαμόρφωση SM, οι TFMs σε διαμόρφωση FC έχουν τη δυνατότητα να προσφέρουν υψηλότερη ροπή, αλλά συνοδεύονται και από αυξημένη διακύμανση ροπής. Στην [17] παρουσιάζονται δομές με αξονικά τοποθετημένους μαγνήτες (Σχ. 3γ), είτε με κυβοειδείς μαγνήτες μεταξύ των πόλων, είτε με μαγνήτες σε μορφή δακτυλίου ή δίσκου, κατάλληλους για περιστρεφόμενες μηχανές.

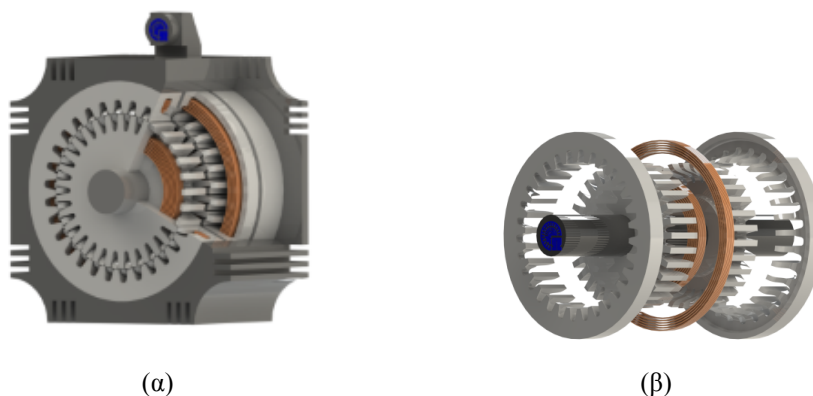


Σχήμα 3.6: Δομή Δρομέων Επιφανειακών Μαγνητών Μηχανής TFM (a) surface-mounted (SM), (b) flux-concentrating (FC), and (c) axially magnetized (AX)

Μηχανές με Πηνίο Διέγερσης (Wound Field Transverse Flux - WFTF)

Η τοπολογία της σύγχρονης μηχανής με διέγερση πηνίου (WFSM) χρησιμοποιείται σε συγκεκριμένες περιπτώσεις στις γεννήτριες μεγάλων σταθμών παραγωγής ενέργειας [18]. Σε αυτήν την τοπολογία, η ρυθμιζόμενη μαγνητεργετική δύναμη (mmf) του δρομέα επιτρέπει την προσαρμογή της φασικής γωνίας των παραγόμενων τάσεων και, συνεπώς, τον έλεγχο της έγχυσης άεργου ισχύος στο δίκτυο.

Το βασικό μειονέκτημα σε σύγκριση με τις σύγχρονες μηχανές με μόνιμους μαγνήτες (PMSM) είναι οι απώλειες χαλκού στον δρομέα και η ανάγκη για μετάδοση τάσης στον μηχανικά περιστρεφόμενο δρομέα. Ωστόσο, το πλεονέκτημα των μηχανών με διεγέρτη πηνίου είναι ότι η mmf του δρομέα μπορεί να ρυθμιστεί ή να απενεργοποιηθεί σε περίπτωση βλάβης.



Σχήμα 3.7: (α) Σχηματική Αναπαράσταση Τριφασικής WFTF (β) Αναλυτική όψη ενός τμήματος φάσης μιας WFTF

3.1.2 Ταξινόμηση με Βάση την Δομή του Πυρήνα Στάτη

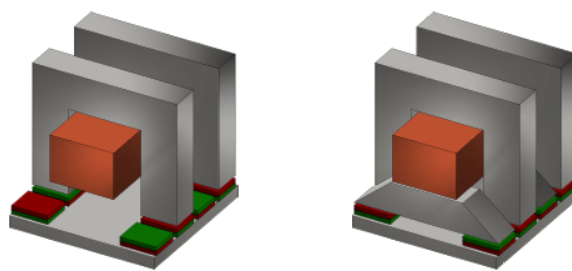
Οι Μηχανές Εγκάρσιας Ροής (Transverse Flux Machines - TFMs) μπορούν να ταξινομηθούν με βάση τη δομή του πυρήνα τους, η οποία επηρεάζει σημαντικά την απόδοση, την πολυπλοκότητα κατασκευής και την καταλληλότητα για διάφορες εφαρμογές. Ο σχεδιασμός του πυρήνα του στάτη καθορίζει τη διαδρομή της μαγνητικής ροής, τον μηχανισμό παραγωγής ροπής και τα συνολικά χαρακτηριστικά της μηχανής. Σε αυτή την ενότητα, εξετάζονται οι κύριες δομές πυρήνα που χρησιμοποιούνται στις TFMs, σύμφωνα με [19].

Δομή U-Πυρήνα

Η σχεδίαση του U-πυρήνα αντιπροσωπεύει μια από τις απλούστερες διαμορφώσεις των TFMs, με πυρήνες σχήματος U, κατασκευασμένους από μαλακό μαγνητικό υλικό και τοποθετημένους με βήμα διπλού πόλου. Στις περιστρεφόμενες TFMs, οι πυρήνες τοποθετούνται περιφερειακά γύρω από τον άξονα περιστροφής, με χαρακτηριστική την απλότητα κατασκευής. Ωστόσο, παρουσιάζουν ορισμένα μειονεκτήματα, όπως την απαίτηση για την υψηλής ακρίβειας τοποθέτηση κατά τη συναρμολόγηση, την ανάγκη για πρόσθετη δομή φορέα και την υψηλή ποσοστιαία παρουσία μη μαγνητικού υλικού στον πυρήνα. Επιπλέον, χρησιμοποιούνται μόνο οι μαγνήτες από κάθε δεύτερο πόλο για την παραγωγή ροπής σε οποιαδήποτε θέση του δρομέα. Πρόσφατες εξελίξεις έχουν αντιμετωπίσει αυτούς τους περιορισμούς μέσω διπλών σχεδιασμών στάτη και τροποποιημένων σχημάτων U-πυρήνα που διευρύνονται και κλίνουν προς το διάκενο αέρος.

Δομή U-Πυρήνα με I-Γέφυρα (UI-Πυρήνας)

Η διαμόρφωση UI-πυρήνα προσθέτει μια γέφυρα σχήματος I στον βασικό σχεδιασμό U-πυρήνα, δημιουργώντας ένα πλήρες μαγνητικό κύκλωμα. Αυτή η τροποποίηση προσδίδει αρκετά πλεονεκτήματα, όπως μείωση της διακύμανσης ροπής μέσω της χρήσης προηγούμενως αδρανών μόνιμων μαγνητών, τη μειωμένη ροή σκέδασης λόγω της πρόσθετης διαδρομής επιστροφής και δυνατότητα διαχωρισμού του πυρήνα του δρομέα σε δύο μέρη λόγω της εφαπτομενικής κατεύθυνσης της κύριας ροής. Το σχήμα του I-πυρήνα βελτιστοποιείται συχνά για να ελαχιστοποιήσει τη ροή σκέδασης μεταξύ των U- και I-πυρήνων. Όπως και ο βασικός U-πυρήνα, αυτός ο σχεδιασμός μπορεί να υλοποιηθεί σε διπλές διαμορφώσεις για βελτιωμένη απόδοση.



Σχήμα 3.8: TFM μηχανή που δείχνει τα πηνία (καφέ), τους μαγνήτες (πράσινο/κόκκινο) και το μαλακό μαγνητικό υλικό (γκρι) όπου Αριστερά: Δομή U-πυρήνα Δεξιά: Δομή UI-πυρήνα με πρόσθετη διαδρομή επιστροφής.

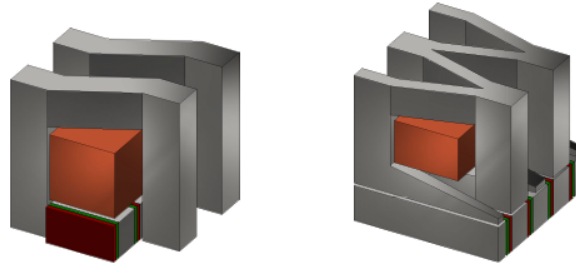
Δομή C-Πυρήνα

Παρόλο που εμφανισιακά μοιάζουν με τους U-πυρήνες, οι C-πυρήνες διακρίνονται από τη γεωμετρία του διακένου αέρος τους. Οι U-πυρήνες δημιουργούν ένα ενιαίο επίπεδο (γραμμικό) ή μια ενιαία κυλινδρική επιφάνεια (περιστροφική) στο διάκενο αέρος, ενώ οι C-πυρήνες απαιτούν τουλάχιστον δύο επίπεδα, δύο κυλινδρικές επιφάνειες ή συνδυασμό αυτών στη διαμόρφωση του διακένου αέρος. Αυτή η διαφορά στη δομή επηρεάζει τις διαδρομές της ροής και τα χαρακτηριστικά απόδοσης της μηχανής.

καθιστώντας σημαντική τη σωστή ταξινόμηση, παρά το γεγονός ότι μερική βιβλιογραφία χρησιμοποιεί τους όρους εναλλακτικά.

Δομή Τραπεζοειδών Πόλων - Claw-Pole (CP-Πυρήνας)

Ο σχεδιασμός Τραπεζοειδών Πόλων (Claw-Pole - CP) ή Ο-πυρήνα χαρακτηρίζεται από την κατεύθυνση της κύριας ροής που βρίσκεται κυρίως σε ένα ενιαίο επίπεδο, επιτρέποντας τη χρήση στρωμάτων στον πυρήνα του δρομέα. Τα "νύχια-claw" καλύπτουν το μεγαλύτερο ή το σύνολο του πλάτους του διακένου αέρος, καθοδηγώντας αποτελεσματικά τις εγκάρσιες συνιστώσες της ροής. Η συγκεκριμένη δομή στάτη θα μοντελοποιηθεί και θα διερευνηθεί στην παρούσα διπλωματική.



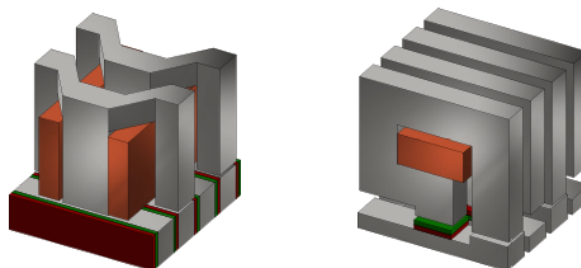
Σχήμα 3.9: Αριστερά: Δομή C-πυρήνα που δείχνει τη διακριτή διαμόρφωση του διακένου αέρος και Δεξιά: Δομή claw-pole πυρήνα με χαρακτηριστικό προσανατολισμό επιπέδου ροής.

Δομή E-Πυρήνα

Η διαμόρφωση E-πυρήνα παρουσιάζει μοναδικά μαγνητικά χαρακτηριστικά, με την κατεύθυνση της ροής στο διάκενο αέρος στις εξωτερικές περιοχές να είναι αντίθετη από αυτή στη μεσαία περιοχή. Συνήθως χρησιμοποιεί δύο πηνία με αντίθετη φορά ρεύματος και είναι κατάλληλη τόσο για γραμμικές όσο και για περιστροφικές TFMs με περιφερειακά διατεταγμένες φάσεις. Υπάρχουν παραλλαγές που περιλαμβάνουν σχεδιασμούς με ένα πηνίο και υβριδικές κατασκευές που συνδυάζουν C-πυρήνες με πρόσθετα στοιχεία γέφυρας.

Δομή Z-Πυρήνα και Εναλλακτικές Δομές

Ο σχεδιασμός Z-πυρήνα και άλλες εναλλακτικές δομές προσφέρουν εξειδικευμένες λύσεις. Ο Z-πυρήνας χαρακτηρίζεται από αξιοσημείωτα χαρακτηριστικά ροής σκέδασης, με πρόσφατη έρευνα να εστιάζει σε διπλές διαμορφώσεις FC-PM. Άλλες παραλλαγές περιλαμβάνουν πυρήνες τύπου "9", "H" και διάφορους σωληνοειδείς τύπους, καθένας από τους οποίους προσφέρει μοναδικά πλεονεκτήματα για συγκεκριμένες εφαρμογές.



Σχήμα 3.10: Αριστερά: Δομή E-πυρήνα με αντίθετες κατευθύνσεις ροής στις εξωτερικές και μεσαίες περιοχές, Δεξιά: Δομή Z-πυρήνα με αξιοσημείωτα χαρακτηριστικά διασκορπισμένης ροής.

Συγκριτική Ανάλυση και Συμπέρασμα

Ο Πίνακας 3.1 συνοψίζει τα κύρια χαρακτηριστικά των διαφορετικών δομών πυρήνα των TFMs.

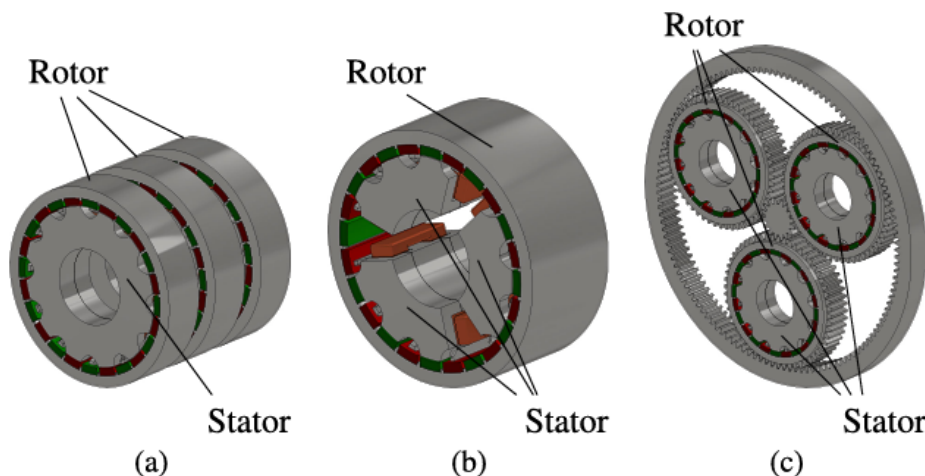
Πίνακας 3.1: Σύγκριση Δομών Πυρήνα TFMs

Τύπος Πυρήνα	Κύριο Χαρακτηριστικό	Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
U-πυρήνας	Απλός σχεδιασμός σχήματος U	Εύκολη κατασκευή	Περιορισμένη χρήση ροπής
UI-πυρήνας	Πρόσθετη γέφυρα επιστροφής	Μειωμένη διακύμανση ροπής	Αυξημένη πολυπλοκότητα
C-πυρήνας	Πολλαπλές επιφάνειες διακένου αέρος	Ευέλικτος σχεδιασμός	Πιθανή σύγχυση με U-πυρήνα
CP-πυρήνας	Επίπεδος προσανατολισμός ροής	Συμβατό με στρώματα	Πολύπλοκη Δομή
E-πυρήνας	Αντίθετες διαδρομές ροής	Εργονομικός σχεδιασμός	Σύνθετη διάταξη πηνίων
Z-πυρήνας	Μοναδικά μοτίβα διασκορπισμένης ροής	Εξειδικευμένες εφαρμογές	Απαιτεί προσεκτικό σχεδιασμό

Η δομή του πυρήνα αποτελεί μια θεμελιώδη παράμετρο ταξινόμησης για τις TFMs, επηρεάζοντας άμεσα την ηλεκτρομαγνητική τους απόδοση, τις απαιτήσεις κατασκευής και την καταλληλότητα για διάφορες εφαρμογές. Από τον βασικό U-πυρήνα έως τους πιο εξελιγμένους σχεδιασμούς UI, CP και E-πυρήνα, κάθε διαμόρφωση προσφέρει διακριτά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Πρόσφατες μελέτες συνεχίζουν να εξελίσσουν αυτές τις δομές πυρήνα, ιδιαίτερα στην αντιμετώπιση περιορισμών που σχετίζονται με την αποτελεσματικότητα παραγωγής ροπής, την ροπή διακύμανσης και τη ροή σκέδασης. Η επιλογή της δομής του πυρήνα εξαρτάται τελικά από τις συγκεκριμένες απαιτήσεις της εφαρμογής, τους στόχους απόδοσης και τους περιορισμούς κατασκευής.

3.1.3 Ταξινόμηση με Βάση την Διάταξη των Φάσεων

Όπως έχει επισημανθεί, οι Μηχανές Εγκάρσιας Ροής (TFMs) χαρακτηρίζονται από αποσυμπλεγμένες μαγνητικές τις ηλεκτρικές φάσεις. Αυτή η θεμελιώδης ιδιότητα εγείρει τον κεντρικό προβληματισμό σχετικά με τον τρόπο μηχανικής σύζευξης των επιμέρους φάσεων, οι οποίες στην πλειονότητα των εφαρμογών είναι τρεις. Η επίλυση αυτού του ζητήματος αποτελεί καίριο σημείο σχεδιασμού, καθώς καθορίζει τόσο τις δυναμικές χαρακτηριστικές της μηχανής όσο και τις δυνατότητες εφαρμογής της.



Σχήμα 3.11: Μηχανική διάταξη φάσεων: (α) αξονική διάταξη, (β) περιφερειακή διάταξη, (γ) χωρικά κατανεμημένη διάταξη.

Στην πράξη, υπάρχουν τρεις βασικές προσεγγίσεις για την επίτευξη της μηχανικής σύζευξης. Η πρώτη βασίζεται σε άκαμπτες δομικές συνδέσεις, όπου οι φάσεις συνδέονται μέσω κοινού άξονα ή άκαμπτων πλαισίων [20]. Αυτή η μέθοδος, αν και απλή κατασκευαστικά, μπορεί να οδηγήσει σε αυξημένες μηχανικές τάσεις λόγω των ανομοιογενών ροπών που αναπτύσσονται σε κάθε φάση. Η δεύτερη προσέγγιση

αξιοποιεί ελαστικά στοιχεία σύζευξης, τα οποία απορροφούν τις διαφορές στις στιγμιαίες ροπές και εξασφαλίζουν πιο ομαλή λειτουργία. Ωστόσο, αυτό εισάγει πρόσθετη μηχανική πολυπλοκότητα και μειώνει ελαφρώς την απόδοση [21].

Η πιο προηγμένη τεχνική περιλαμβάνει την εφαρμογή διαφορικών μηχανισμών ή ειδικών σχημάτων γραναζιών που επιτρέπουν την ανεξάρτητη κίνηση κάθε φάσης, διατηρώντας όμως τη συνολική συμπεριφορά του συστήματος [22]. Αυτή η λύση, παρόλο που αυξάνει σημαντικά την πολυπλοκότητα και το κόστος κατασκευής, προσφέρει βέλτιστη απόδοση και έλεγχο, ιδιαίτερα σε εφαρμογές υψηλής ακρίβειας.

Κρίσιμο παράγοντα στην επιλογή της κατάλληλης μεθόδου σύζευξης αποτελεί η απαίτηση συγχρονισμού των φάσεων. Σε εφαρμογές όπου απαιτείται απόλυτος συγχρονισμός, όπως σε συστήματα αυτόματου ελέγχου, προτιμούνται οι άκαμπτες συνδέσεις. Αντίθετα, σε εφαρμογές με μεταβλητές απαιτήσεις φορτίου, οι ελαστικοί ή διαφορικοί μηχανισμοί προσφέρουν σημαντικά πλεονεκτήματα.

Η εξέλιξη των υλικών και των μεθόδων κατασκευής αναμένεται να επηρεάσει σημαντικά αυτόν τον τομέα. Νέοι σύνθετοι υλικά με βελτιωμένες μηχανικές και θερμικές ιδιότητες μπορούν να επιτρέψουν πιο αποδοτικές λύσεις σύζευξης, ενώ η πρόοδος στις τεχνικές τρισδιάστατης εκτύπωσης μπορεί να μειώσει το κόστος των πολύπλοκων μηχανισμών σύζευξης.

3.2 Πλεονεκτήματα και Τεχνικές Δυσκολίες

Στην παρούσα ενότητα θα αναλυθούν με περισσότερη λεπτομέρεια τα πλεονεκτήματα καθώς και οι τεχνικές δυσκολίες, ώστε να δοθεί μια ολοκληρωμένη εικόνα των δυνατοτήτων και των περιορισμών τους.

3.2.1 Πλεονεκτήματα Μηχανών Εγκάρσιας Ροής

Υψηλή Πυκνότητα Ισχύος

Η υψηλή πυκνότητα ροπής των TFMs αποτελεί το σημαντικότερο πλεονέκτημα που αναφέρεται σε πολλαπλές δημοσιεύσεις. Σε μια σύγκριση [23], οι TFMs είναι σε θέση να παρέχουν υψηλή ειδική εφαιπτομενική δύναμη σε σύγκριση με τις συμβατικές μηχανές. Αυτό προσφέρει τη δυνατότητα μιας λύσης απευθείας μετάδοσης κίνησης με την εξάλειψη του κιβωτίου ταχυτήτων, αποτρέποντας τις σχετιζόμενες απώλειες. Ανάλογα με την ειδική εφαρμογή, το TFM προσφέρει ευκαιρίες για υψηλότερη συνολική απόδοση για το ηλεκτρικό σύστημα κίνησης.

Αποσύζευξη Ηλεκτρικών και Μαγνητικών Παραμέτρων Κυκλώματος

Ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα της αρχιτεκτονικής των κινητήρων εγκάρσιας ροής (TFM) έγκειται στην αποσύνδεση των παραμέτρων ηλεκτρικού και μαγνητικού σχεδιασμού, γεγονός που προσφέρει αξιοσημείωτους βαθμούς ελευθερίας στη διαδικασία σχεδιασμού και συνεπώς στη φόρτιση [24].

Αυτή η αποσύμπλεξη επιτρέπει τη δημιουργία μεγάλων διατομών πηνίων με βολικά σχήματα εγκοπών, βελτιστοποιώντας την ηλεκτρική λειτουργία. Παράλληλα, η μαγνητική διαδρομή υπόκειται σε λιγότερους σχεδιαστικούς περιορισμούς, καθιστώντας εφικτό ένα μικρό βήμα πόλων χωρίς να επηρεάζεται η διατομή του πηνίου. Αυτή η ικανότητα, με τη σειρά της, συμβάλλει άμεσα στην επίτευξη της υψηλής πυκνότητας ροπής που χαρακτηρίζει τους TFMs.

Χαμηλή Συνεισφορά των Άκρων των Πηνίων (End Winding)

Λόγω της καινοτόμου χρήσης δακτυλιοειδών περιελίξεων στον στάτη, το συνολικό μήκος του αγωγού μειώνεται στο ελάχιστο δυνατό, καθώς περιορίζεται αποκλειστικά στην περιφερειακή διάσταση της διάταξης. Αυτό το χαρακτηριστικό διαφοροποιεί σημαντικά τους κινητήρες αυτού του τύπου από τις

συμβατικές ακτινικές μηχανές (RFM), στις οποίες υπάρχουν εκτεταμένα τυλίγματα στα άκρα της μηχανής(end windings).

Η απουσία αυτών των τυλιγμάτων είναι εξαιρετικά επωφελής, καθώς συμβάλλει αποφασιστικά στη μείωση των ωμικών απωλειών που προκαλούνται από την αντίσταση του χαλκού, ενώ παράλληλα ελαχιστοποιεί τη συνολική μάζα χαλκού που απαιτείται για την κατασκευή του κινητήρα. Πέραν αυτών των πλεονεκτημάτων, η συγκεκριμένη σχεδίαση επιτρέπει επίσης την επίτευξη ενός υψηλότερου συντελεστή πληρότητας των εγκοπών του τυλίγματος, βελτιστοποιώντας περαιτέρω την αποδοτικότητα της ηλεκτρικής μηχανής.

Ανεξαρτησία Φάσεων

Η μηχανική ανεξαρτησία των φάσεων αποτελεί ένα σημαντικό πλεονέκτημα, καθώς διευκολύνει την κλιμάκωση του αριθμού τους. Η παραμέληση της μαγνητικής σύζευξης μεταξύ των φάσεων, η οποία σημειωτέον δεν είναι τόσο ισχυρή όσο στις συμβατικές περιστροφικές μηχανές (RFMs), επιτρέπει μια ταχεία διαδικασία προκαταρκτικού σχεδιασμού. Πέρα από τα οφέλη στην παραγωγή, αυτή η ανεξαρτησία οδηγεί σε πλεονεκτήματα όπως η κλιμάκωση ισχύος των μηχανών και η βέλτιστη αξιοποίηση του διαθέσιμου χώρου εγκατάστασης, λόγω της χωρικά κατανεμημένης διάταξης των φάσεων.

Στο [20], παρουσιάζεται λεπτομερώς η κλιμάκωση της ισχύος μέσω του αριθμού των φάσεων. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στο χαμηλότερο κόστος ενός φασικά-αρθρωτού σχεδιασμού, ο οποίος χρησιμοποιεί έναν μετατροπέα ανά μονάδα. Προβλέπονται επίσης σημαντικά οικονομικά οφέλη κλίμακας, ειδικά για σχεδιασμούς που βασίζονται σε εξαρτήματα από μαλακό μαγνητικό σύνθετο υλικό (SMC) χωρίς την ανάγκη ειδικού εξοπλισμού.

Ένα επιπλέον πλεονέκτημα των μηχανικά ανεξάρτητων φάσεων είναι η δυνατότητα υλοποίησης μιας επίπεδης σχεδίασης (flat design) για έναν κινητήρα, οι οποίες διατάξεις αποτελούν πρόκληση για τις συμβατικές μηχανές. Ως εκ τούτου, εξετάζονται σχεδιασμοί προσαρμοσμένοι στον διαθέσιμο χώρο κατασκευής, όπως οι διατάξεις των φάσεων που φαίνονται στο σχήμα 3.11c. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι προκειμένου να δημιουργεί σταθερό περιστρεφόμενο συνολικό πεδίο και επομένως σταθερή ροπή, και όχι παλλόμενο πεδίο, πρέπει να τοποθετηθούν τουλάχιστον δύο φάσεις.

Αντοχή σε Σφάλματα και Θερμική Καταπόνηση

Η αρχιτεκτονική των κινητήρων TFM προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα τόσο στην αντοχή σε σφάλματα όσο και στα θερμικά χαρακτηριστικά. Συγκεκριμένα, η σχεδίαση με διπλό στάτη και δύο τυλίγματα αυξάνει σημαντικά την ανθεκτικότητα του συστήματος σε βλάβες, ειδικά όταν συνδυάζεται με προηγμένα ηλεκτρονικά ισχύος και συστήματα ελέγχου. Αυτή η ικανότητα εκτείνεται και σε μηχανές με πολλαπλά τμήματα ανά φάση, εφόσον ο σχεδιασμός των πηνίων είναι βέλτιστος. Επιπλέον, ο χωρικός διαχωρισμός των φάσεων μειώνει αισθητά τον κίνδυνο βραχυκυκλώματος μεταξύ τους, ένα συχνότερο πρόβλημα στις συμβατικές μηχανές ακτινικής ροής (RFM) με κατανεμημένα τυλίγματα.

Όσον αφορά τα θερμικά χαρακτηριστικά, το TFM-concept είναι εξαιρετικά αποδοτικό. Η απλότητα που χαρακτηρίζει τη δομή του πηνίου οδηγεί σε πιο πυκνά τυλιγμένα εφαπτομενικά πηνία, τα οποία αυξάνουν την επιφάνεια επαφής, βελτιώνοντας σημαντικά τη θερμική αγωγιμότητα, ενώ ταυτόχρονα διευκολύνει την προσθήκη αγωγών ψύξης εντός του πηνίου. Τα πλάγια τοιχώματα του στάτη λειτουργούν ως περυγία ψύξης, διευκολύνοντας μια ιδιαίτερα αποδοτική αερόψυξη [25], γεγονός που συμβάλλει στη διατήρηση χαμηλών θερμοκρασιών λειτουργίας και στην αύξηση της μέγιστης επιτρεπτής πυκνότητας ρεύματος που επιβάλλεται στον πηνίο.

3.2.2 Τεχνικές Δυσκολίες Μηχανών Εγκάρσιας Ροής

Παρά τα πλεονεκτήματα των μηχανών εγκάρσιας ροής (Transverse Flux Machines - TFM), υπάρχουν αρκετές τεχνικές προκλήσεις που περιορίζουν την ευρεία εφαρμογή τους.

Τρισδιάστατη Διαδρομή Μαγνητικής Ροής

Η ιδιαίτερη αρχιτεκτονική των TFMs εμφανίζει ασυμμετρική τρισδιάστατη κύρια μαγνητική ροή, γεγονός που επιβάλλει πολύπλοκη δομική διάταξη. Αυτή η πολυπλοκότητα μεταφράζεται σε αυξημένο κόστος κατασκευής και δυσκολία συναρμολόγησης. Η αναζήτηση βέλτιστων διατάξεων των μαλακών μαγνητικών υλικών για αποτελεσματική οδήγηση της ροής παραμένει κρίσιμος παράγοντας για την επίτευξη υψηλής πυκνότητας ροπής.

Η τρισδιάστατη φύση της μαγνητικής ροής στις TFMs απαιτεί επιπλέον την ανάπτυξη τρισδιάστατων γεωμετρικών μοντέλων για ακριβή ανάλυση. Αυτό συνεπάγεται σημαντική αύξηση του υπολογιστικού κόστους και του χρόνου προσομοίωσης, ιδιαίτερα κατά τη φάση βελτιστοποίησης όπου απαιτείται μεγάλος αριθμός επαναλήψεων. Παράλληλα, η αναλυτική μοντελοποίηση της δυναμικής συμπεριφοράς αποτελεί ιδιαίτερη πρόκληση λόγω της πολυπλοκότητας του συστήματος.

Βήμα Πόλου

Χαρακτηριστικό γνώρισμα των TFMs είναι ο μεγάλος αριθμός πόλων που διατάσσονται σε εξαιρετικά μικρή μηχανική απόσταση. Αυτή η ιδιαιτερότητα εισάγει σημαντική ευαισθησία σε γωνιακές αποκλίσεις. Οι αυστηρές απαιτήσεις στις ανοχές κατασκευής συνεπάγονται αυξημένο κόστος παραγωγής, ενώ ταυτόχρονα θέτουν αξιοσημείωτες προκλήσεις στους αισθητήρες θέσης και στους αλγορίθμους ελέγχου. Επιπλέον, η ανάγκη για υψηλή συχνότητα ρεύματος σε σχετικά χαμηλές ταχύτητες περιστροφής οδηγεί σε σημαντικές απώλειες ενέργειας, συμπεριλαμβανομένων των απωλειών υστέρησης, δινορρευσμάτων, χαλκού και του μετατροπέα ισχύος.

Θόρυβος και Διακύμανση Ροπής

Η αρχή λειτουργίας των TFMs εμπεριέχει μεγάλες μεταβολές στη μαγνητική αντίσταση κατά τη διάρκεια μιας περιόδου κίνησης, κάτι που προκαλεί σημαντική ροπή κυμάτωσης (torque ripple). Επιπλέον, η παρουσία ασυμμετρικών μαγνητικών δυνάμεων προκαλεί δονήσεις και θόρυβο, με κίνδυνο δομικού συντονισμού σε ορισμένες περιπτώσεις.

Χαμηλός Συντελεστής Ισχύος

Σε σύγκριση με τις συμβατικές ακτινικές μηχανές ροής (RFMs), οι TFMs παρουσιάζουν σημαντικά μειωμένο συντελεστή ισχύος. Αυτή η ιδιαιτερότητα επιβάλλει τη χρήση μετατροπέων ισχύος με υπερδιαστασιολόγηση, με αποτέλεσμα την αύξηση του συνολικού κόστους συστήματος.

Μαγνητικός Απομονωτισμός μεταξύ Φάσεων.

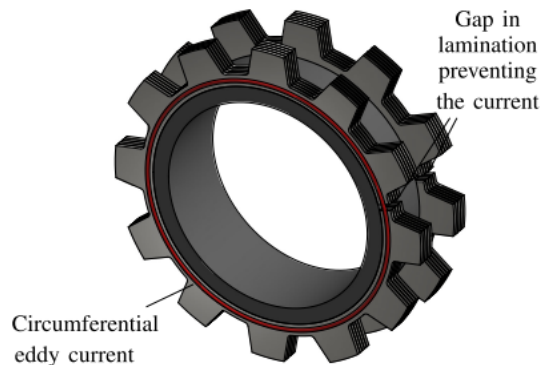
Για την επίτευξη μαγνητικού αποσυνδυασμού των φάσεων, απαιτείται ειδικός μαγνητικός απομονωτισμός, συνήθως μέσω πρόσθετου αξονικού κενού. Ωστόσο, αυτό το κενό πρέπει να είναι σημαντικά μεγαλύτερο από το κενό μεταξύ δρομέα και στάτη, μειώνοντας την αποτελεσματικότητα χρήσης του διαθέσιμου χώρου. Πειραματικές μελέτες έχουν επιπλέον αμφισβητήσει την υπόθεση πλήρους μαγνητικής ανεξαρτησίας των φάσεων [26].

3.3 Επιπλέον Κατασκευαστικά Χαρακτηριστικά

Στη βιβλιογραφία προτείνονται διάφορες στρατηγικές για τη περαιτέρω βελτιστοποίηση του σχεδιασμού της μηχανής Εγκάρσιας Ροής, οι οποίες εξαρτώνται άμεσα από την επιλογή των υλικών και τις κατασκευαστικές δυνατότητες.

3.3.1 Αποφυγή Δινορρευσμάτων στην Περιφέρεια

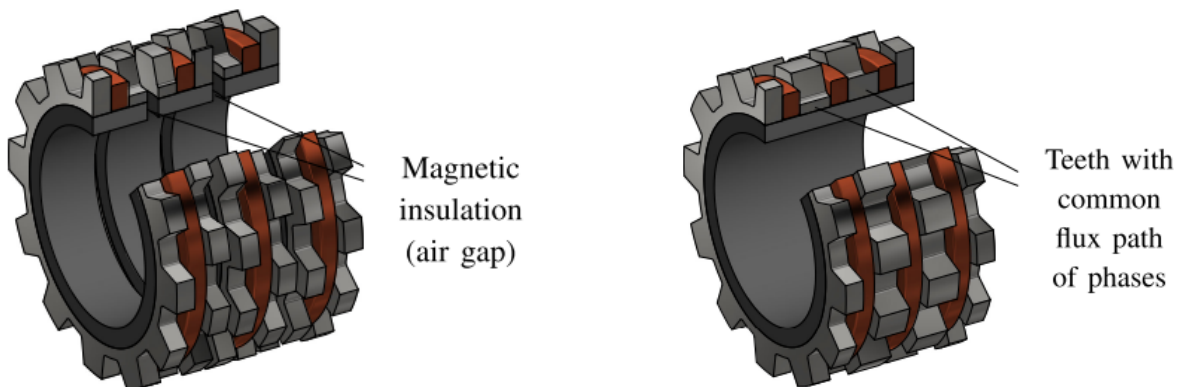
Για τη μείωση των πρόσθετων απωλειών, ιδίως σε μηχανές με λαμιναρισμένο μαγνητικό πυρήνα, κρίνεται απαραίτητη η πρόβλεψη κατάλληλων διακένων, ώστε να αποτρέπεται η δημιουργία κλειστού ηλεκτρικά αγωγίμου μονοπατιού στην περιφέρεια της μηχανής. Η σχεδιαστική αυτή παρέμβαση αποτρέπει τη ροή επαγόμενων δινορρευσμάτων (eddy currents) στην περιφερειακή διεύθυνση, όπως απεικονίζεται στο 3.12, συμβάλλοντας στη σημαντική μείωση των μαγνητικών απωλειών στον πυρήνα. Η χρήση SMC (Soft Magnetic Composites) ως μαγνητικό υλικό καθιστά την παραπάνω τεχνική περιττή, καθώς επιτρέπει την τρισδιάστατη κατεύθυνση της μαγνητικής ροής χωρίς την ανάγκη τμηματοποίησης του στάτη.



Σχήμα 3.12: Ένα κενό στη στρωμάτωση των φύλλων ηλεκτρικού χάλυβα (γκρι) διακόπτει κυκλικά ρεύματα (κόκκινο) γύρω από τον άξονα περιστροφής, τα οποία επάγονται λόγω μηχανικών και μαγνητικών ανακρίβειών.

3.3.2 Σχεδιασμός με Μαγνητικά Συνδεδεμένες Φάσεις

Η απομάκρυνση της μαγνητικής μόνωσης μεταξύ των φάσεων επιτρέπει τον σχεδιασμό μηχανών με κοινή διαδρομή ροής, όπως παρουσιάζεται στο 3.13. Σύμφωνα με σχετικές μελέτες, συγκριτικά με μαγνητικά αποσυνδεδεμένες μηχανές ίδιων διαστάσεων, ο μαγνητικά συνδεδεμένος σχεδιασμός αποδίδει έως και 10,1% υψηλότερη πυκνότητα ροπής υπό ίδιες θερμικές συνθήκες. Επιπλέον, ο αριθμός των εξαρτημάτων SMC σε μια τριφασική μηχανή μειώνεται από έξι σε τέσσερα, αν και αυτό συνοδεύεται από το μειονέκτημα της ύπαρξης ανόμοιων γεωμετριών, των αυξημένων απωλειών και της ιδιαίτερα δύσκολης μοντελοποίησης.



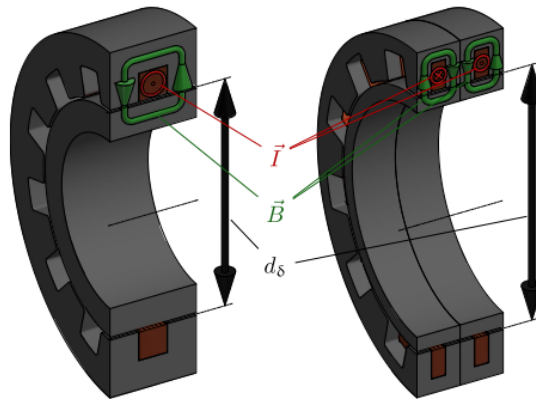
(α)-Σχεδιασμός με Μαγνητικά Απομονωμένες Φάσεις

(β)-Σχεδιασμός με Μαγνητικά Συνδεδεμένες Φάσεις

Σχήμα 3.13: Σχεδιασμός με μαγνητικά απομονωμένες φάσεις που μετασχηματίζεται σε σχεδιασμό με μαγνητικά συνδεδεμένες φάσεις και κοινή διαδρομή ροής, βασισμένο στην [27].

3.3.3 Τμηματοποίηση του Στάτη (Segmentation)

Η διαίρεση του στάτη σε διακριτά τμήματα φάσης επιτρέπει την αύξηση της πυκνότητας ροπής και τη βελτιστοποίηση της χρήσης μαλακού μαγνητικού υλικού. Ο σχεδιαστικός στόχος είναι η συντόμευση της διαδρομής της μαγνητικής ροής και η αύξηση της διαμέτρου του διακένου, χωρίς μεταβολή στα γεωμετρικά όρια ή στη συνολική ποσότητα χαλκού. Όπως παρουσιάζεται στο 3.14, με τη διαίρεση κάθε φάσης σε δύο υποτμήματα, η ογκομετρική πυκνότητα ροπής μπορεί να σχεδόν τριπλασιαστεί. Ωστόσο, η αύξηση της πολυπλοκότητας στην κατασκευή και τη συναρμολόγηση αποτελεί παράγοντα που πρέπει να ληφθεί υπόψη.



Σχήμα 3.14: Τμηματοποίηση ενός στοιχείου μίας φάσης σε πολλαπλά (στην προκειμένη περίπτωση: δύο) υποστοιχεία με πολλαπλά πηνία. Λόγω αυτού του σχεδιασμού, η διάμετρος του αέρα d_δ αυξάνεται, ενώ η επιφάνεια του χαλκού και οι γεωμετρικοί περιορισμοί (ενεργή διάμετρος d_a και ενεργό μήκος l_a) παραμένουν σταθεροί. Επιπλέον, μειώνεται το μήκος της διαδρομής της μαγνητικής ροής.

3.4 Αναλυτική Προσέγγιση και Προκαταρκτική Σχεδίαση

Οι Μηχανές Εγκάρσιας Ροής (Transverse Flux Machines - TFM) παρουσιάζουν σημαντικές προκλήσεις στη μαθηματική μοντελοποίηση, λόγω της εγγενώς τρισδιάστατης κατανομής της μαγνητικής ροής και της πολύπλοκης γεωμετρίας τους. Η τοπολογία τους, με κάθετο διαχωρισμό μεταξύ ηλεκτρικού και μαγνητικού φορτίου, απαιτεί έναν υβριδικό προσεγγιστικό σχεδιασμό, ο οποίος συνδυάζει αναλυτικές μεθόδους με αριθμητική ανάλυση μέσω της μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων (FEM). Επομένως, πριν προχωρήσουμε στον αναλυτικό χαρακτηρισμό μέσω Πεπερασμένων Στοιχείων, θα δοθούν (συμπληρωματικά με το 2.3.1) μαθηματικές εξισώσεις προσδιορισμού της επίδοσης της μηχανής, σύμφωνα με την μελέτη [28].

Στάδια Μοντελοποίησης

Η μαθηματική μοντελοποίηση των TFM χωρίζεται σε δύο κύρια στάδια:

1. Προκαταρκτική Ηλεκτρομαγνητική Εκτίμηση:

$$P_{\text{out}} = \eta \cdot \frac{k_l \cdot E_{\text{max}} \cdot I_{\text{max}}}{K_e \cdot K_i}$$

όπου:

P_{out} : ισχύς εξόδου ανά φάση [W]

η : απόδοση της μηχανής

k_l : συντελεστής απωλειών λόγω κορεσμού

E_{max} : μέγιστη ΗΕΔ φάσης [V]

I_{max} : μέγιστο ρεύμα φάσης [A]

K_e, K_i : εμπειρικοί συντελεστές κυματομορφής

2. **Ανάλυση μέσω 3D-FEM**: Με βάση τις παραπάνω εκτιμήσεις, κατασκευάζεται τρισδιάστατο μοντέλο για την ακριβή εκτίμηση ροής, κορεσμού και απωλειών.

Κύριες Μαθηματικές Σχέσεις

Πεπλεγμένη Ροή και αντι-HEΔ:

$$\lambda(t) = N_t \cdot Q_S \cdot \phi_p(t), \quad e(t) = -\frac{d\lambda}{dt}$$

$$\phi_p(t) = \phi_{pm} \cdot \cos(\omega t)$$

όπου:

$\lambda(t)$: Πεπλεγμένη ροή [Vs]

$e(t)$: επαγόμενη ΗΕΔ [V]

N_t : αριθμός ενεργών σπειρών ανά φάση

Q_S : αριθμός πόλων στάτη

$\phi_p(t)$: ροή ανά πόλο [Vs]

ϕ_{pm} : μέγιστη ροή μαγνήτη [Vs]

ω : γωνιακή ταχύτητα [rad/s], $\omega = 2\pi n Q_S$

Εξίσωση Διαστασιολόγησης:

$$D_g^3 = \frac{P_{out} \cdot K_e}{\eta \cdot k_l \cdot k_p \cdot k_B \cdot k_{ov} \cdot K_L \cdot \pi^3 \cdot B_{g,max} \cdot A_S \cdot Q_S \cdot n}$$

όπου:

D_g : διάμετρος διακένου [m]

k_p : ποσοστό κάλυψης πόλου στάτη

k_B : λόγος επιφανειών πόλων δρομέα προς στάτη

k_{ov} : ποσοστό κάλυψης μήκους πόλου

K_L : λόγος l_R/D_g

$B_{g,max}$: μέγιστη πυκνότητα ροής στο διάκενο [T]

A_S : ηλεκτρική φόρτιση στάτη [A/m]

n : ταχύτητα περιστροφής [Hz]

Μαγνητική Ροή Μονίμου Μαγνήτη:

$$\phi_{pm} = k_\sigma \cdot \frac{2 \cdot B_r \cdot b_{pm} \cdot l_R \cdot k_{ov}}{1 + 4 \cdot \frac{\mu_{pm}}{\mu_0} \cdot \frac{g}{h_{pm}} \cdot k_{fc}}$$

όπου:

k_σ : συντελεστής σκέδασης

B_r : υπολειπόμενη μαγνητική επαγωγή [T]

b_{pm} : πλάτος μαγνήτη [m]

l_R : μήκος δρομέα [m]

g : μήκος διακένου [m]

h_{pm} : ύψος μαγνήτη [m]

μ_{pm} : διαπερατότητα μαγνήτη

μ_0 : διαπερατότητα κενού

k_{fc} : συντελεστής συγκέντρωσης ροής

Ροπή και Ισχύς:

$$T_{pp} = N_t \cdot I_{\max} \cdot Q_S \cdot \phi_{pm}$$
$$T_{3\phi} = 3 \cdot k_T \cdot Q_S \cdot T_{pp}, \quad P_{3\phi} = T_{3\phi} \cdot 2\pi n$$

όπου:

T_{pp} : ροπή ανά πόλο ανά φάση [Nm]

k_T : συντελεστής κυματομορφής ροπής

$T_{3\phi}$: συνολική ροπή τριφασικής μηχανής [Nm]

$P_{3\phi}$: συνολική μηχανική ισχύς εξόδου [W]

Συμπέρασμα

Η μαθηματική προσέγγιση των TFM βασίζεται σε εμπειρικές εξισώσεις διαστασιολόγησης και στη χρήση ισοδύναμων μαγνητικών κυκλωμάτων, των οποίων όμως η ακριβής παραμετροποίηση είναι ιδιαίτερα απαιτητική και δεν οδηγεί σε αποτελέσματα επαρκούς ακρίβειας, λόγω της τρισδιάστατης κατανομής της μαγνητικής ροής και της γεωμετρικής πολυπλοκότητας της μηχανής. Συνεπώς, για τον χαρακτηρισμό των επιμέρους παραμέτρων θα εφαρμοστεί τρισδιάστατη ανάλυση με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, εξαλείφοντας την ανάγκη χρήσης αναλυτικών τύπων. Ακολούθως, η συνολική απόδοση της μηχανής θα εκτιμηθεί μέσω των κλασικών ισοδύναμων κυκλωμάτων.

3.5 Συντελεστής Ισχύος

Ένα συχνά αναφερόμενο μειονέκτημα των Μηχανών Εγκάρσιας Ροής (Transverse Flux Machines - TFM) είναι ο χαμηλός συντελεστής ισχύος. Αυτή η ενότητα είναι αφιερωμένη στην αναλυτική εξέταση του θέματος, με επίκεντρο τους κινητήρες με μόνιμους μαγνήτες TFM (PM-TFM) υπό καθεστώς Ελέγχου Προσανατολισμένου στο Πεδίο (Field-Oriented Control - FOC).

Επίδραση του Συντελεστή Ισχύος

Ο συντελεστής ισχύος $\cos(\varphi)$ ορίζεται ως ο λόγος της ενεργής ισχύος P προς τη φαινόμενη ισχύ S σε συστήματα εναλλασσόμενου ρεύματος. Ένας χαμηλότερος συντελεστής ισχύος συνεπάγεται αύξηση της απαιτούμενης ισχύος του μετατροπέα και των απωλειών, περιορίζοντας την επίτευξη υψηλής πυκνότητας ισχύος στο σύστημα κίνησης. Για να μπορέσουν οι TFM να ανταγωνιστούν άλλες τοπολογίες μηχανών σε ευρεία χρήση, απαιτείται συντελεστής ισχύος $\cos(\varphi) > 0.7$.

Αιτίες του Χαμηλού Συντελεστή Ισχύος

Οι αιτίες του χαμηλού συντελεστή ισχύος στους TFM δεν περιγράφονται ομοιόμορφα στη βιβλιογραφία. Πολλοί συγγραφείς αναφέρουν την υψηλή σκέδαση μαγνητικής ροής ως τον βασικό λόγο [29]. Στο [30], αναφέρεται ότι σχεδόν το 80% της ροής από το ρεύμα του οπλισμού εντοπίζεται ως σκέδαση και αποδίδεται ο χαμηλός συντελεστής ισχύος στην υψηλή επαγωγική αντίδραση σκέδασης X_σ .

Στους TFM, η X_σ είναι συνήθως μεγαλύτερη από τις αμοιβαίες επαγωγές $X_{m,d}$, σε αντίθεση με τους καλά σχεδιασμένους PMSM όπου ισχύει το αντίθετο. Η πολύπλοκη 3D δομή των TFM δημιουργεί πολλές δυνατότητες για φαινόμενα εκτροπής και σκέδασης της μαγνητικής ροής, τα οποία δεν παρατηρούνται σε συμβατικές μηχανές [29].

Μία ακόμη αιτία παρουσιάζεται στο [28], όπου κορεσμένα τμήματα του στάτη λόγω της ροής από το ρεύμα του οπλισμού αυξάνουν τη μαγνητική αντίσταση της ροής από τους μαγνήτες, μειώνοντας τη σύνδεση μαγνητικής ροής και την επαγόμενη τάση. Πειραματικά επιβεβαιώνεται η μείωση της Ψ_{PM} με την αύξηση του i_{1q} .

Επιρροές και Ευαισθησία

Όσο αυξάνεται η ειδική ροπή ανά όγκο, οι μηχανές τείνουν να έχουν χαμηλότερο συντελεστή ισχύος, περιορίζοντας έτσι τη δυνατότητα βελτίωσης μέσω ηλεκτρομαγνητικού σχεδιασμού. Ο συντελεστής ισχύος μπορεί να υπολογιστεί με φασικά διαγράμματα, υποθέτοντας αμελητέες ωμικές απώλειες και καθαρό ρεύμα i_{1q} στη στατική λειτουργία:

$$\cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{I_q X_q}{U_i} \right) \right)$$

Κατά τη λειτουργία, ο συντελεστής ισχύος μειώνεται με την αύξηση της ροπής και επομένως του ρεύματος, κάτι που επιβεβαιώνεται πειραματικά [19]. Ο συντελεστής ισχύος είναι σχεδόν ανεξάρτητος από την ταχύτητα περιστροφής, επειδή τόσο η επαγόμενη τάση όσο και η αντίδραση του στάτη είναι ανάλογες της ταχύτητας.

Στο [31], αναλύεται πως η ροπή T είναι ανάλογη του ηλεκτρικού φορτίου A και της πυκνότητας μαγνητικής ροής στο διάκενο B_δ :

$$T \propto A \cdot B_\delta \quad (3.1)$$

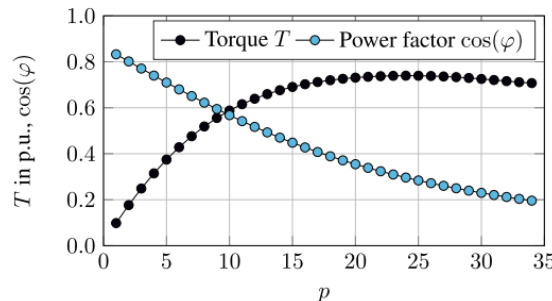
$$\frac{I_q X_q}{U_i} \propto \frac{A}{B_\delta} \quad (3.2)$$

Με δεδομένο ότι το B_δ περιορίζεται από τις ιδιότητες των υλικών, η περαιτέρω αύξηση της ροπής απαιτεί αύξηση του A και μείωση του συντελεστή ισχύος. Στο [32], ένα αναλυτικό μοντέλο δείχνει την ίδια συσχέτιση μεταξύ μειούμενου συντελεστή ισχύος και αυξημένης ειδικής εφαπτομενικής δύναμης.

Σχέδια όπως ο συνδυασμένος σχεδιασμός φάσεων (π.χ. Σχήμα 3.13) αυξάνουν τη ροπή αλλά αυξάνουν και την επαγωγή της μηχανής, μειώνοντας τον συντελεστή ισχύος.

Βελτίωση του Συντελεστή Ισχύος

Όπως αναφέρθηκε, η βελτιστοποίηση του συντελεστή ισχύος μέσω του ηλεκτρομαγνητικού σχεδιασμού είναι περιορισμένη, όταν επιδιώκεται ταυτόχρονα υψηλή ροπή. Μελέτες δείχνουν ότι σε περιοχές υψηλής ροπής, μια μικρή αύξηση της ροπής συνεπάγεται σημαντική μείωση του συντελεστή ισχύος. Το Σχήμα 5.32 απεικονίζει αυτή τη σχέση: η ροπή αυξάνεται με τον αριθμό πόλων μέχρι ένα μέγιστο και μετά μειώνεται, ενώ ο συντελεστής ισχύος μειώνεται σταθερά.



Σχήμα 3.15: Ποιοτικές καμπύλες της ροπής T και του συντελεστή ισχύος σε συνάρτηση με τα ζεύγη πόλων p , βασισμένες στα δεδομένα που δίνονται στην [19].

Η εισαγωγή ρεύματος στον άξονα i_d μπορεί να βελτιώσει τον συντελεστή ισχύος ακόμη και εκτός περιοχών εξασθένησης πεδίου. Η μικρή αποδυνάμωση του μαγνητικού πεδίου των μαγνητών μειώνει τις

απώλειες σιδήρου σημαντικά, με μικρή αύξηση των ωμικών απωλειών [33]. Για να αποκτηθεί επιπλέον βαθμός ελευθερίας, προτείνεται η χρήση διεγερμένων TFM, επιτρέποντας ρυθμιζόμενη επαγόμενη τάση και άρα ρυθμιζόμενο συντελεστή ισχύος.

Κεφάλαιο 4

Σχεδίαση Μοντέλου Μηχανής Εγκάρσιας Ροής σε 3Δ Εργαλείο και Εξαγωγή των Θεμελιώδη Μεγεθών της

Η προκαταρκτική σχεδίαση της μηχανής χρησιμεύει στον εντοπισμό της τάξης μεγέθους των γεωμετρικών χαρακτηριστικών της μηχανής, αλλά δεν δύναται να αποτυπώσει με ακρίβεια τα συνολικά χαρακτηριστικά της μηχανής και τη συμπεριφορά της στις διάφορες λειτουργικές καταστάσεις. Για να επιτευχθεί λεπτομερής ανάλυση και να εξαχθούν όλες οι παράμετροι, οι οποίες επηρεάζουν τη λειτουργία της μηχανής, κρίνεται απαραίτητη η χρήση της μεθόδου των πεπερασμένων στοιχείων. Το παρόν κεφάλαιο ασχολείται με την ανάλυση της συγκεκριμένης μεθόδου, η οποία χωρίζεται σε δύο βασικά στάδια.

Το **Προκατασκευαστικό Στάδιο** (*PreProcess Finite Element Analysis*) αποτελείται από τον συστηματικό ορισμό του τρισδιάστατου ηλεκτρομαγνητικού προβλήματος και όλων των μεταβλητών που απαιτεί ο αλγόριθμος των Πεπερασμένων Στοιχείων. Σε αυτό το στάδιο της μοντελοποίησης θα προσδιοριστεί η ελάχιστη παραμετροποιημένη γεωμετρία που ορίζει μοναδιαία τη μηχανή, τα υλικά που θα χρησιμοποιηθούν, οι οριακές συνθήκες, καθώς και οι παράμετροι που απαιτεί ο επιλυτής (*solver*) για τη ντετερμινιστική λύση του προβλήματος. Το λογισμικό 'Comsol Multiphysics' θα χρησιμοποιηθεί για την ανάπτυξη της γεωμετρίας και την επίλυση της ανάλυσης των Πεπερασμένων Στοιχείων.

Η εφαρμογή των Πεπερασμένων Στοιχείων μέσω του λογισμικού Comsol Multiphysics, επιστρέφει σαν λύση τα βασικά μεγέθη του Ηλεκτρομαγνητικού Πεδίου για ολόκληρη την αναλυμένη γεωμετρία. Στο **Μετακατασκευαστικό Στάδιο** (*PostProcess Finite Element Analysis*) γίνεται χρήση των τιμών αυτών, για τον πλήρη προσδιορισμό της επίδοσης και απόδοσης του κινητήρα καθώς και για μια πληθώρα παραμέτρων της μηχανής. Η ανάπτυξη των απαραίτητων αλγορίθμων για τον πλήρη προσδιορισμό των χαρακτηριστικών του Κινητήρα έγινε στο προγραμματιστικό περιβάλλον Matlab.

Η επίλυση Τρισδιάστατων Πεπερασμένων Στοιχείων χαρακτηρίζεται από έντονη χρονική πολυπλοκότητα και αυξημένες απαιτήσεις μνήμης υπολογιστή. Επομένως, αξιοποιώντας την ανεξαρτησία των φάσεων, θα μοντελοποιηθεί μόνο η μία φάση και οι υπόλοιπες θα προσδιοριστούν αλγοριθμικά στο στάδιο του *PostProcess* μειώνοντας με αυτόν τον τρόπο τον απαιτούμενο χρόνο κατά δύο τρίτα. Είναι δυνατόν να επιτευχθεί επιπλέον περιορισμός του μεγέθους του προβλήματος, αν ληφθεί υπόψη και η συμμετρία πόλων της ίδιας της φάσης. Για λόγους που θα εξηγηθούν παρακάτω, θα γίνει ανάλυση ενός ζεύγους πόλων, αντί για ένα μεμονωμένο πόλο, μειώνοντας με αυτόν τον τρόπο τον χρόνο επίλυσης κατά μέγεθος ανάλογο του αριθμού των πόλων.

4.1 Παραμετρική Σχεδίαση Μηχανής Εγκάρσιας Ροής

Για την υλοποίηση της παραπάνω διαδικασίας αναπτύχθηκαν συναρτήσεις παραμετροποιημένης σχεδίασης γεωμετρίας, που επιτρέπουν την εισαγωγή γεωμετρικών χαρακτηριστικών που αντιστοιχούν σε ένα πλήθος διαφορετικών συνδυασμών και εξάγουν τα χαρακτηριστικά επίδοσης και απόδοσης της μηχανής. Ο κώδικας σχεδίασης και ανάλυσης πραγματοποιείται μέσω του λογισμικού MATLAB σε συνδυασμό με το λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων COMSOL Multiphysics.

Για την επίτευξη της παραπάνω διαδικασίας παραμετροποιημένης σχεδίασης της μηχανής, καθορίζονται αρχικά οι ανεξάρτητες μεταβλητές (που δίνονται ως είσοδοι στο πρόγραμμα) και στη συνέχεια υπολογίζονται οι αναγκαίες για τη σχεδίαση εξαρτημένες μεταβλητές σχεδίασης του στάτη και του δρομέα.

Ανεξάρτητες Γενικές Μεταβλητές Σχεδίασης Μηχανής		
Συμβολισμός	Φυσική σημασία	Τιμή
m	Αριθμός φάσεων	3
$Poles$	Αριθμός πόλων	8
lg	Πάχος διακένου	0.7 mm
$Axial\ Length$	Ενεργό Μήκος Μηχανής	17 mm

Πίνακας 4.1: Ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης μηχανής

4.1.1 Σχεδίαση Στάτη

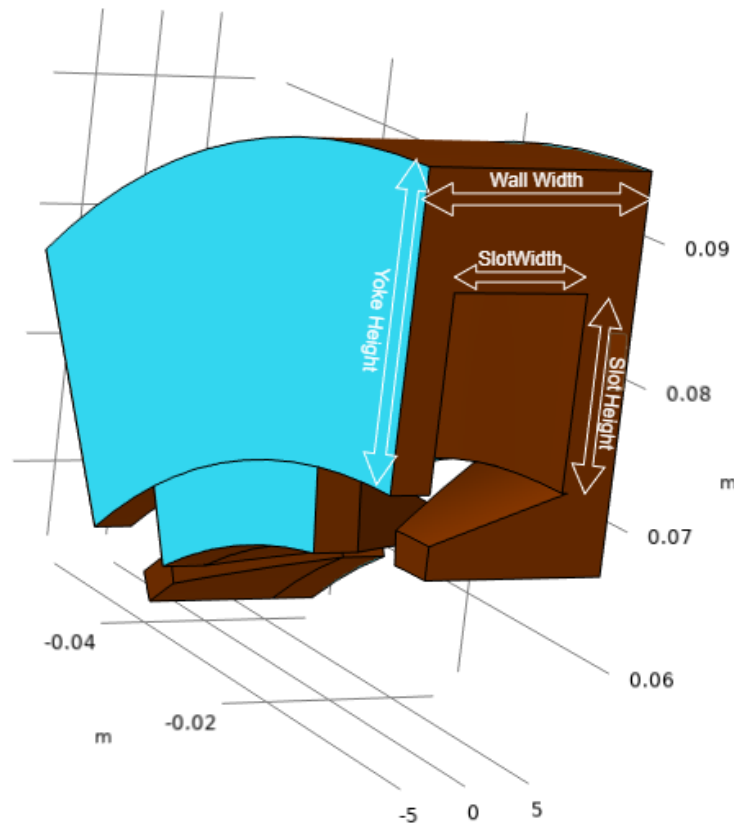
Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η σχεδίαση που θα αναπτυχθεί στην παρούσα εργασία αποτελείται από δρομέα επιφανειακών μαγνητών και στάτη τύπου *Claw Pole*. Για την πλήρη διερεύνηση του αντικειμένου, στην αρχική προσέγγιση θα σχεδιαστεί ομοιόμορφος στάτης αποκλειστικά από μαγνητικό υλικό και στη συνέχεια θα ακολουθήσει διαδικασία βελτιστοποίησης ως προς τη γεωμετρία του στάτη (*mass reduction*).

Ανεξάρτητες Μεταβλητές Σχεδίασης Στάτη - <i>Stator Yoke</i>		
Συμβολισμός	Έκφραση	Τιμή
$StatorInnerRadius$	Εσωτερική ακτίνα στάτη	66.91 [mm]
$StatorOuterRadius$	Εξωτερική ακτίνα στάτη	95 [mm]
$Slot2Yoke$	Ποσοστό ύψους πηνίου προς το Yoke	70%
$Slot2Walls$	Ποσοστό πλάτους πηνίου προς το AxialLength	60%

Πίνακας 4.2: Ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης στάτη (1/2)

Αφού οριστούν οι παραπάνω ανεξάρτητες μεταβλητές της γεωμετρίας από τον χρήστη, ο αλγόριθμος προσδιορίζει τα εναπομείναντα απαραίτητα μεγέθη για τον σχεδιασμό του στάτη. Παρακάτω, πα-

ρατίζονται οι τελικές διαστάσεις του *Stator Yoke* πάνω στη γεωμετρία καθώς και ο ενδεικτικός τρόπος υπολογισμού τους.



Σχήμα 4.1: Διαστασιολόγηση Πυρήνα Στάτη

$$WallWidth = MotorLength \quad (4.1)$$

$$SlotWidth = Slot2Walls \cdot MotorLength \quad (4.2)$$

$$YokeHeight = StatorInnerRadius + Teeth2Slot \cdot Slot2Yoke \cdot (StatorOuterRadius - StatorInnerRadius) \quad (4.3)$$

$$SlotHeight = StatorInnerRadius + Slot2Yoke \cdot (StatorOuterRadius - StatorInnerRadius) \quad (4.4)$$

Η κατασκευή τρισδιάστατης γεωμετρίας απαιτεί αυξημένο αριθμό παραμέτρων σε σύγκριση με τη συνήθη διδιάστατη ανάλυση στο περιβάλλον FEMM, καθώς και διαφορετική μεθοδολογική προσέγγιση. Σε αντίθεση με τη 2D σχεδίαση, όπου κάθε σημείο καθορίζεται με ακρίβεια μέσω συντεταγμένων, η 3D μοντελοποίηση βασίζεται κυρίως σε Boolean πράξεις μεταξύ βασικών γεωμετρικών σωμάτων.

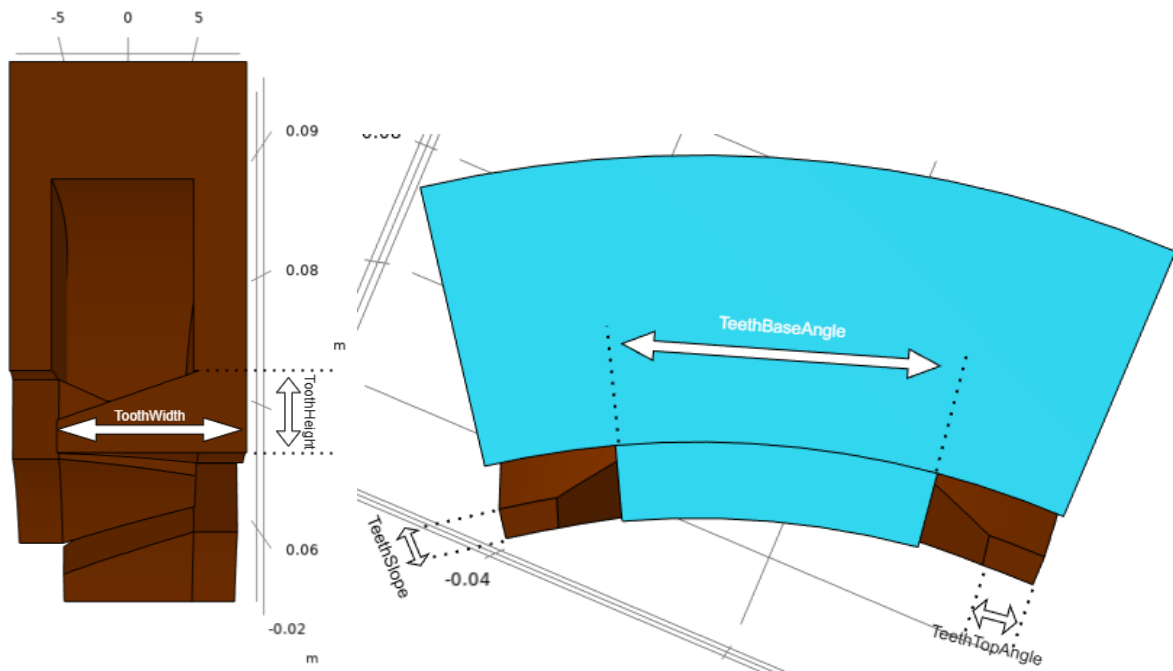
Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η κατασκευή του στάτη (yoke): αρχικά σχεδιάστηκε ως ενιαίο, συμπαγές σώμα, χωρίς εγκοπές για την τοποθέτηση του πηνίου και στη συνέχεια διαμορφώθηκε η γεωμετρία του πηνίου σύμφωνα με τις καθορισμένες προδιαγραφές. Τέλος, με τη βοήθεια της Boolean αφαίρεσης, αφαιρέθηκε ο όγκος του πηνίου από τον στάτη, ώστε να καθοριστούν με σαφήνεια τα όρια κάθε επιμέρους περιοχής.

Στην συνέχεια δίνονται οι ανεξάρτητες γεωμετρικές συνιστώσες του δοντιού:

Ανεξάρτητες Μεταβλητές Σχεδίασης Στάτη - <i>Stator Teeth</i>		
Συμβολισμός	Έκφραση	Τιμή
<i>Teeth2Slot</i>	Ποσοστό δοντιών προς ύψος πηνίου	30%
<i>TeethBaseAngle</i>	Γωνιαία κάλυψη βάσης δοντιού	55%
<i>TeethTopAngle</i>	Γωνιαία κάλυψη κορυφής δοντιού	20%
<i>TeethThicknessSlope</i>	Κλίση πάχους δοντιού	60%
<i>Teeth2Walls</i>	Ποσοστό Δοντιού προς το AxialLength	70%

Πίνακας 4.3: Ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης στάτη (2/2)

Και έπειτα υπολογίζονται οι εξαρτημένες μεταβλητές της γεωμετρίας του δοντιού:



Σχήμα 4.2: Διαστασιολόγηση Δοντιού Στάτη

$$ToothWidth = Teeth2Walls \cdot MotorLength \quad (4.5)$$

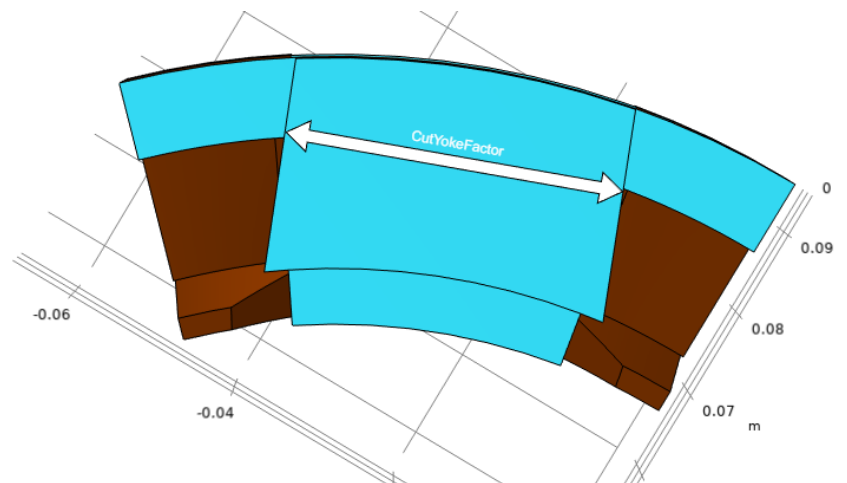
$$ToothHeight = StatorInnerRadius + Teeth2Slot \cdot Slot2Yoke \cdot (StatorOuterRadius - StatorInnerRadius) \quad (4.6)$$

$$TeethBaseAngle(^{\circ}) = \frac{360^{\circ} \cdot TeethBaseAngle(\%)}{Poles} \quad (4.7)$$

4.1.2 Βελτιστοποίηση Σχεδίασης Στάτη

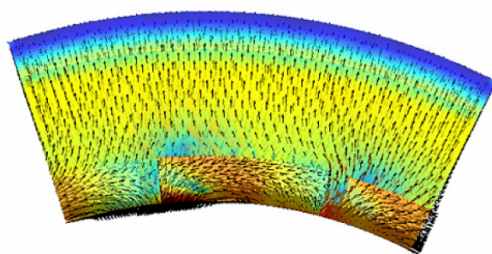
Στο Σχήμα 3.9β, ο πυρήνας *Claw Pole* του στάτη δεν εμφανίζεται ομοιόμορφος, αλλά περιλαμβάνει εμφανή μονοπάτια οδήγησης της μαγνητικής ροής, κάτι που οδηγεί σε καλύτερη αξιοποίηση του μαγνητικού υλικού αλλά και σε καλύτερες επιδόσεις, καθώς περιορίζει τις ροές σκεδάσεως. Να σημειωθεί, επίσης, ότι η ονοματολογία *Μηχανής Εγκάρσιας Ροής* αναφέρεται στην κύρια ροή και όχι στο σύνολό της, καθώς όπως φαίνεται στο σχήμα 4.4 συνιστώσες της μαγνητικής ροής έχουν αξονική διεύθυνση.

Για τη δημιουργία Εγκοπών στον πυρήνα του στάτη, εισήχθη η μεταβλητή σχεδίασης **YokeCutFactor**, η οποία λαμβάνοντας υπόψη τις υπόλοιπες μεταβλητές της γεωμετρίας αφαιρεί κομμάτια του μαγνητικού υλικού του στάτη. Η τιμή της παραπάνω μεταβλητής σχεδίασης, προφανώς, συνιστά πρόβλημα βελτιστοποίησης.

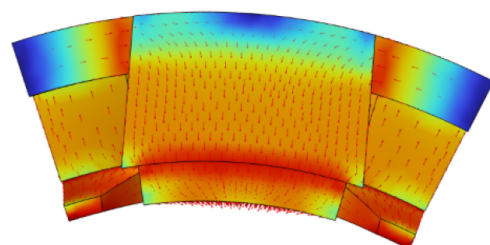


Σχήμα 4.3: Βελτιστοποιημένη Διαμόρφωση Στάτη

Η γεωμετρική διαμόρφωση των εγκοπών στον στάτη της μηχανής δεν ακολουθεί ακτινική κατεύθυνση, δηλαδή οι προεκτάσεις τους δεν διέρχονται από τον άξονα περιστροφής, αλλά αντίθετα είναι μεταξύ τους παράλληλες. Η επιλογή αυτής της διαμόρφωσης ευθυγραμμίζεται με την τεχνική σχεδίασης των δοντιών σε τυπικές σύγχρονες μηχανές, η οποία στοχεύει στη βελτιστοποίηση της μαγνητικής συμπεριφοράς του μαγνητικού υλικού. Συγκεκριμένα, με την αποφυγή ακτινικής διεύθυνσης στις εγκοπές, μειώνεται σημαντικά η πιθανότητα συσσώρευσης μαγνητικής ροής στα πλευρικά τοιχώματα των δοντιών, αποτρέποντας έτσι την εμφάνιση τοπικών περιοχών έντονου κορεσμού, οι οποίες θα υποβαθμίσουν τη συνολική απόδοση του μαγνητικού κυκλώματος.



(α) Χωρίς εγκοπές

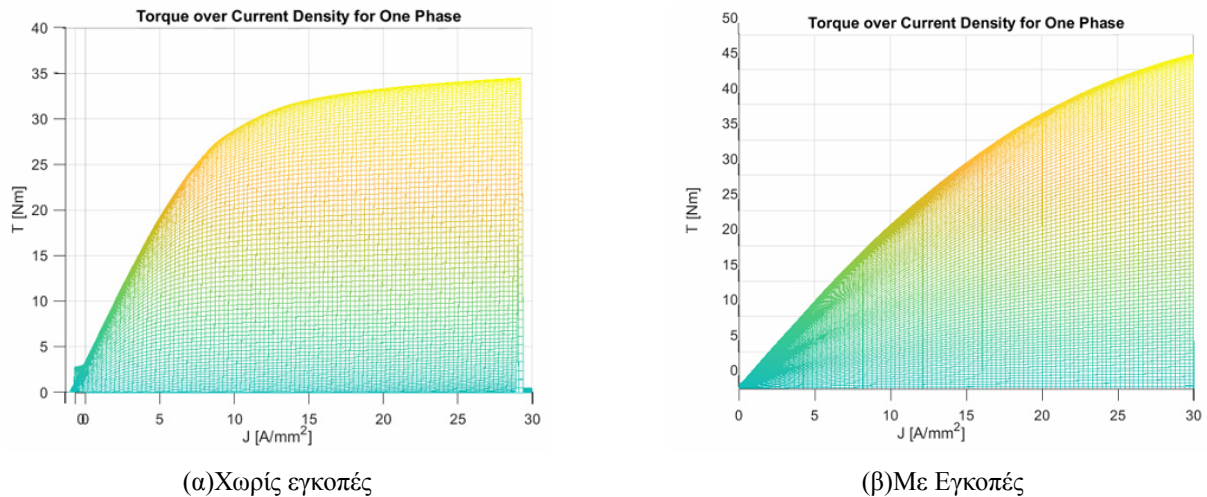


(β) Με Εγκοπές

Σχήμα 4.4: Κατανομή Μαγνητικού Πεδίου Μηχανής Εγκάρσιας ροής

Στο Σχήμα 4.4 αποτυπώνεται με σαφήνεια η θετική επίδραση της νέας γεωμετρικής διαμόρφωσης του στάτη στην καθοδήγηση των μαγνητικών γραμμών εντός του μαγνητικού κυκλώματος της μηχανής. Η

επανασχεδίαση αυτή οδηγεί σε βελτιωμένη διαχείριση της μαγνητικής ροής, συμβάλλοντας στη βέλτιστη αξιοποίηση του ενεργού υλικού και στον περιορισμό ανεπιθύμητων φαινομένων κορεσμού. Η τελική της συνεισφορά αποτυπώνεται σαφέστερα στο επόμενο σχήμα, όπου διαπιστώνεται σαφής μετατόπιση των σημείων εμφάνισης κορεσμού της ροπής σε υψηλότερες τιμές πυκνότητας ρεύματος, γεγονός που καταδεικνύει την αυξημένη ικανότητα του συστήματος να διαχειρίζεται εντονότερες ηλεκτρομαγνητικές καταπονήσεις. Παράλληλα με τη σημαντική αυτή βελτίωση της ροπής εξόδου, αξίζει να σημειωθεί ότι επιτεύχθηκε και μείωση της τάξης του 30% της συνολικής μάζας του μαγνητικού πυρήνα του στάτη, γεγονός που προσδίδει επιπλέον πλεονεκτήματα τόσο σε επίπεδο οικονομίας υλικού όσο και θερμικής συμπεριφοράς.



Σχήμα 4.5: Καμπύλες Ροπής-Πυκνότητας Ρεύματος για τις δύο γεωμετρίες. Η τιμή της ροπής αντιπροσωπεύει μόνο την παραγωγή της μίας φάσης και όχι το σύνολο της μηχανής.

4.1.3 Σχεδίαση Δρομέα

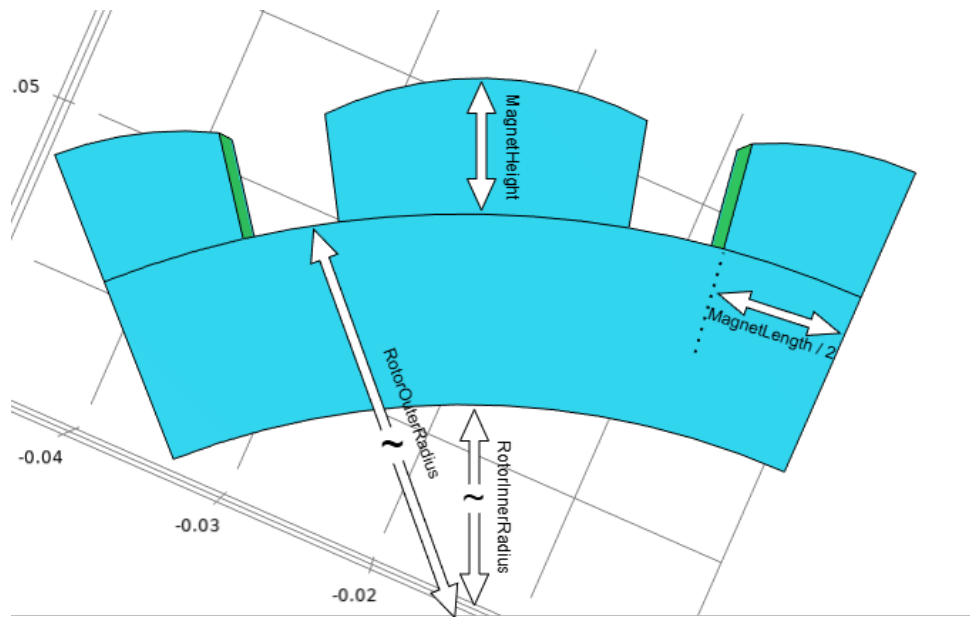
Ο δρομέας εκφυλίζεται σε μια τυπική και ευρέως χρησιμοποιούμενη γεωμετρία μόνιμων μαγνητών επιφανειακής τοποθέτησης, η οποία είναι καλά τεκμηριωμένη στη βιβλιογραφία και δεν παρουσιάζει ιδιαίτερες σχεδιαστικές ιδιαιτερότητες. Ως αποτέλεσμα, στο παρόν κεφάλαιο δεν καθίσταται αναγκαία η εκτενής ανάλυση της διαδικασίας κατασκευής του, παρά μόνο η επισήμανση των προσαρμογών που υπαγορεύονται από τις ιδιαιτερότητες του τρισδιάστατου μοντέλου.

Ανεξάρτητες Μεταβλητές Σχεδίασης Δρομέα		
Συμβολισμός	Έκφραση	Τιμή
<i>Rotor Inner Radius</i>	Εσωτερική ακτίνα δρομέα	47 [mm]
<i>Magnet Curvature</i>	Καμπυλότητα μαγνήτη	20%
<i>Magnet Length</i>	Σχετική γωνιακή έκταση μαγνήτη	75%
<i>Magnet Height</i>	Ύψος μαγνήτη	8 [mm]

Πίνακας 4.4: Ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης δρομέα

Εξαρτημένες Μεταβλητές Σχεδίασης Δρομέα		
Συμβολισμός	Έκφραση	Τιμή
<i>RotorOuterRadius</i>	Εξωτερική ακτίνα δρομέα	55.7 [mm]
<i>CenterOfCurvatureCircle</i>	Κέντρο καμπύλης μαγνήτη	0.045516 m
<i>RadiusOfCurvatureCircle</i>	Ακτίνα καμπύλης μαγνήτη	0.020694 m

Πίνακας 4.5: Εξαρτημένες μεταβλητές σχεδίασης δρομέα

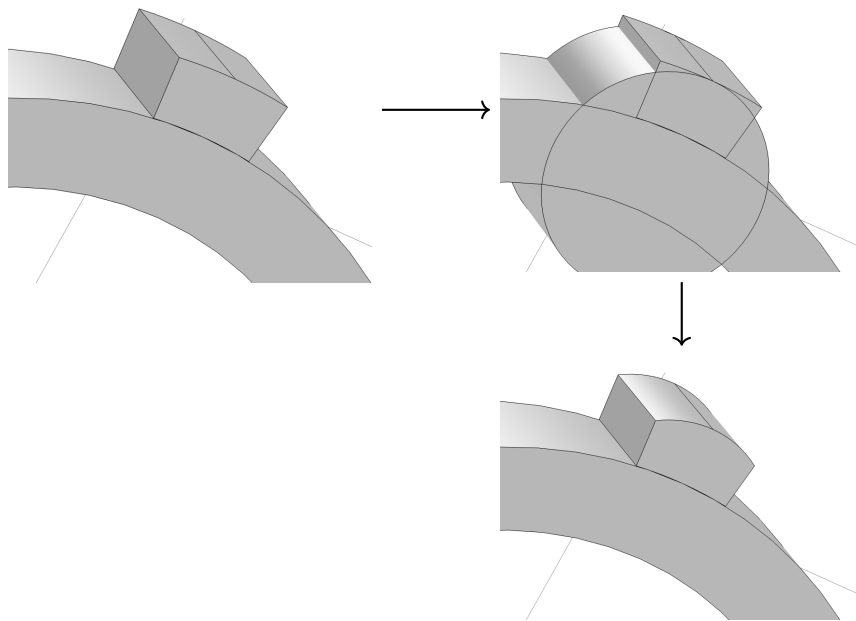


Σχήμα 4.6: Διαστασιολόγηση Δρομέα

$$RotorOuterRadius = StatorInnerRadius - l_g - MagnetHeight \quad (4.8)$$

$$MagnetLength(^{\circ}) = \frac{360^{\circ} \cdot MagnetLength(\%)}{Poles} \quad (4.9)$$

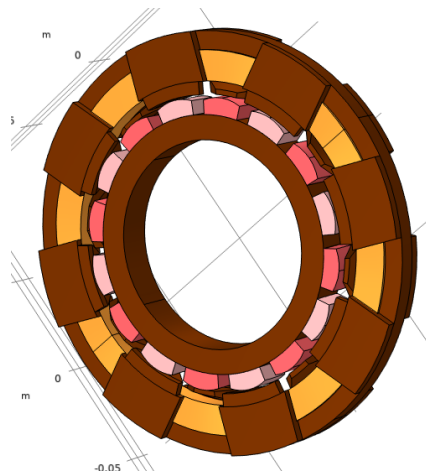
Ιδιαίτερης δυσκολίας κρίνεται η κατασκευή της καμπυλότητας του μαγνήτη, η οποία επιτυγχάνεται σε τρία στάδια. Αρχικά σχεδιάζονται οι πλευρές του ως παράλληλες προς τον πυρήνα του δρομέα, δηλαδή με κυλινδρική συμμετρία σε σχέση με τον άξονα. Στη συνέχεια, με βάση την παράμετρο *MagnetCurvature*, υπολογίζεται το σημείο *CenterOfCurvatureCircle* και το πλάτος *RadiusOfCurvatureCircle*, τα οποία μαζί ορίζουν τον κύλινδρο που δημιουργεί την επιθυμητή καμπυλότητα. Τέλος, ακολουθεί η boolean αφαίρεση των δύο γεωμετρικών σχημάτων.



Σχήμα 4.7: Διαδοχικά βήματα σχεδίασης γεωμετρίας μαγνήτη.

4.1.4 Βελτιστοποίηση Σχεδίασης Πηνίου

Οι Μηχανές Εγκάρσιας Ροής χαρακτηρίζονται από την απλότητα του τυλίγματος στάτη, η οποία διευκολύνει ιδιαίτερα τη σχεδίαση. Η αρχική προσέγγιση χρησιμοποιεί τις μεταβλητές του Πίνακα 4.2 και οδηγεί στην παρακάτω τελική γεωμετρία.



Σχήμα 4.8: Πρώτη Προσέγγιση Γεωμετρίας: Πυρήνας(Καφέ), Πηνίο(Πορτοκαλί), Μαγνήτες (ίδιο χρώμα δηλώνει ίδια φορά μαγνήτισης)

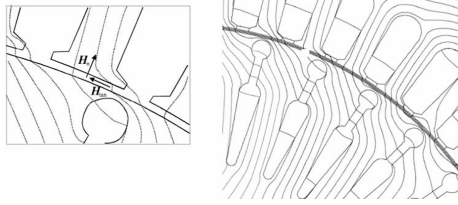
Στην παραπάνω γεωμετρία, τα αποτελέσματα της ανάλυσης δεν ήταν ικανοποιητικά, καθώς παρατηρήθηκε έντονος κορεσμός σε σχετικά χαμηλές πυκνότητες ρεύματος και, κατ' επέκταση, χαμηλή ροπή.

Σύμφωνα με τη θεωρία που παρουσιάζεται αναλυτικά στο βιβλίο [34], η παραγωγή ροπής σε ηλεκτρικές μηχανές βασίζεται στη δράση των μαγνητικών πεδίων πάνω στον δρομέα, μέσω των ηλεκτρομαγνητικών δυνάμεων που περιγράφονται από το τανυστή τάσης Maxwell. Η πιο σημαντική συνιστώσα για

την παραγωγή ροπής είναι η εφαπτομενική συνιστώσα της τάσης, σ_{Ftan} , η οποία εκφράζεται ως:

$$\sigma_{\text{Ftan}} = \mu_0 H_n H_{\text{tan}}, \quad (4.10)$$

όπου H_n και H_{tan} είναι αντίστοιχα οι κανονικές και οι εφαπτομενικές συνιστώσες της μαγνητικής πεδιακής έντασης.



Σχήμα 4.9: Λύση Μαγνητικού Σύγχρονης Μηχανής Πηγή: [34]

Η συνολική ροπή στον δρομέα μπορεί να υπολογιστεί με την ολοκλήρωση της μαγνητικής δύναμης γύρω από μια κυλινδρική επιφάνεια Γ που περιβάλλει τον δρομέα:

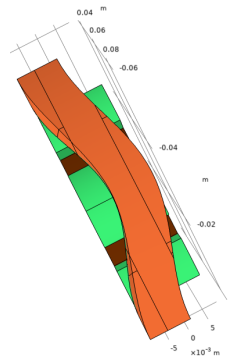
$$T = \frac{l}{\mu_0(r_s - r_r)} \int_S r B_n B_{\text{tan}} dS, \quad (4.11)$$

όπου B_n και B_{tan} είναι οι κανονικές και εφαπτομενικές συνιστώσες της μαγνητικής πυκνότητας αντίστοιχα.

Το πρόβλημα, λοιπόν, στη γεωμετρία του Σχήματος 4.8 εντοπίζεται στην κατεύθυνση της πυκνότητας ρεύματος J του πηνίου του στάτη. Ορίζοντας κυλινδρικές συντεταγμένες με κέντρο αναφοράς τον μηχανικό άξονα περιστροφής του κινητήρα, η ένταση του ρεύματος εντοπίζεται στον άξονα φ , και κατά συνέπεια, δεν υπάρχει συνεισφορά του πηνίου στην παραγωγή κάθετου μαγνητικού πεδίου στο διάκενο.

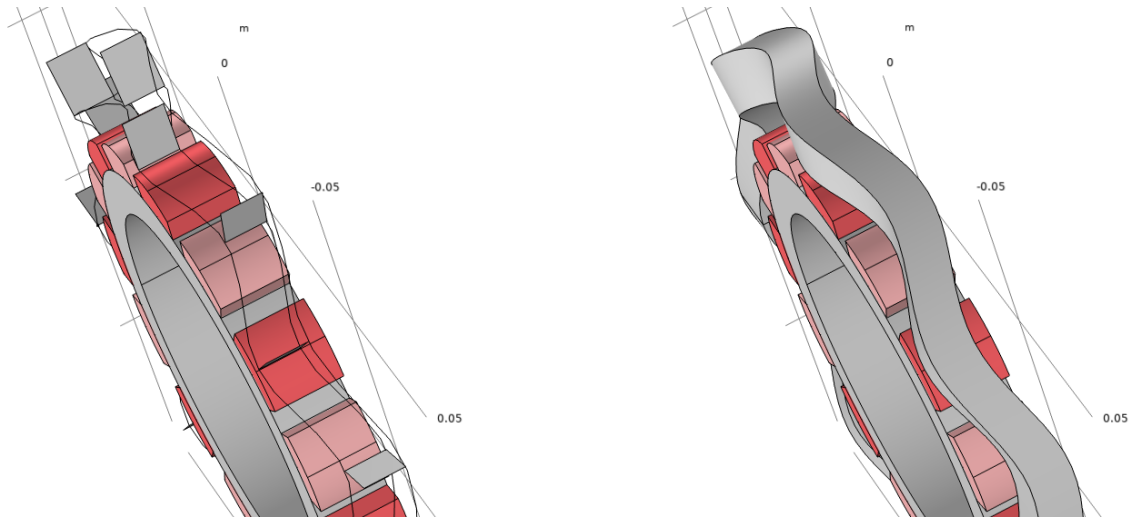
Μία ενδεδειγμένη λύση στο ανωτέρω πρόβλημα αποτελεί η εισαγωγή καμπυλότητας στο πηνίο κατά τη διεύθυνση φ της μηχανής, η οποία προσφέρει διπλό λειτουργικό όφελος. Πρώτον, η καμπύλωση του αγωγού συνεπάγεται την ύπαρξη συνιστωσών ρεύματος τόσο κατά τη διεύθυνση φ όσο και κατά τη διεύθυνση z , γεγονός που οδηγεί στη δημιουργία ακτινικής συνιστώσας μαγνητικού πεδίου. Η παρουσία αυτής της συνιστώσας συμβάλλει αφενός στην αύξηση της παραγόμενης ροπής και αφετέρου δρα αντισταθμιστικά ως προς το πεδίο του μόνιμου μαγνήτη, μειώνοντας έτσι τη μαγνητική φόρτιση του πυρήνα του στάτη και περιορίζοντας τον τοπικό κορεσμό.

Επιπλέον, όπως έχει ήδη αναφερθεί, η γεωμετρία του πυρήνα του στάτη προκύπτει από την boolean αφαίρεση του όγκου του πηνίου από τον συνολικό όγκο του στάτη. Κατά συνέπεια, η τοπική μετατόπιση του πηνίου προς περιοχές απομακρυσμένες από το δόντι —όπου η μαγνητική ροή είναι περιορισμένη—, επιτρέπει την αύξηση της διατομής του μαγνητικού υλικού άνωθεν του δοντιού. Αυτό οδηγεί σε περαιτέρω μείωση των τοπικών κορεσμών, ενισχύοντας τη μαγνητική απόδοση του στάτη.



Σχήμα 4.10: Νέα Σχεδίαση Πηνίου σε Ζεύγος Πόλου

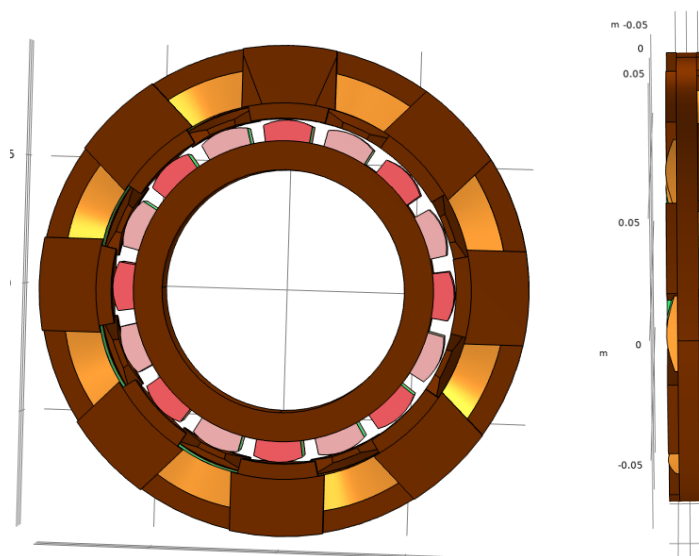
Στο πλαίσιο της ανωτέρω σχεδίασης, είναι απαραίτητο να διασφαλιστεί η ευθυγράμμιση των κορυφών του πηνίου με τα δόντια του στάτη, ώστε οι κορυφές να τοποθετούνται συμμετρικά απέναντι από τα δόντια. Για τον λόγο αυτό, κατά τη διαδικασία μοντελοποίησης, οι κορυφές του πηνίου κατασκευάζονται αρχικά σε κεντρική θέση και στη συνέχεια μετατοπίζονται κατά μια απόσταση καθοριζόμενη από τη μεταβλητή σχεδίασης *CurveWindingFactor*. Η μεταβλητή αυτή εξαρτάται άμεσα από τον αριθμό των πόλων και τη διάμετρο του κινητήρα, και συνεπώς απαιτείται η χρήση εξειδικευμένης υπολογιστικής συνάρτησης για τον προσδιορισμό της.



Σχήμα 4.11: Τεχνική Σχεδίασης Πηνίου

4.2 Ανάλυση της Μηχανής με Λογισμικό Πεπερασμένων Στοιχείων

Ακολουθώντας λοιπόν, όλες τις ανωτέρω σχεδιαστικές τεχνικές καταλήγουμε στη γεωμετρία του σχήματος 4.12. Να επισημανθεί ότι η παρακάτω γεωμετρία αντιπροσωπεύει τη συμπεριφορά μόνο της μίας φάσης. Το επόμενο βήμα είναι η ανάλυση της παρακάτω γεωμετρίας με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων.



Σχήμα 4.12: Τελική Γεωμετρία

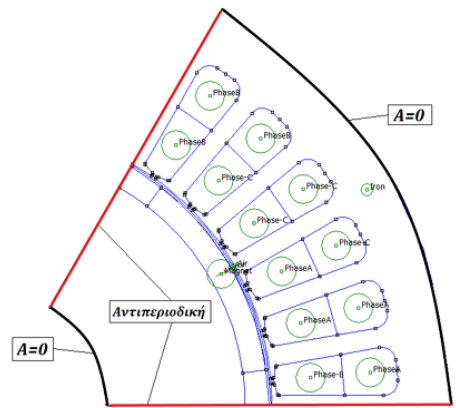
4.2.1 Οριακές Συνθήκες και Συμμετρία Μηχανής

Η επίλυση ενός μαγνητοστατικού προβλήματος ανάγεται σε επίλυση μερικών διαφορικών εξισώσεων. Είναι γνωστό από τη θεωρία των μερικών διαφορικών εξισώσεων, ότι προκειμένου να έχουμε μοναδική λύση, πρέπει να ορισθούν οι οριακές συνθήκες του προβλήματος. Οι οριακές συνθήκες κατηγοριοποιούνται ως εξής:

- **Συνθήκες Dirichlet:** Σε αυτό τον τύπο οριακής συνθήκης, η τιμή του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού A δηλώνεται κατά μήκος ενός συνόρου της γεωμετρίας. Αν $A = 0$ τότε πρόκειται για την ομογενή συνθήκη Dirichlet, διαφορετικά πρόκειται για τη μη ομογενή. Η συνθήκη $A = 0$ απαντάται συχνά στην εξωτερική επιφάνεια του στάτη και στην εσωτερική επιφάνεια του δρομέα, όπου ο πυρήνας συνδέεται με τον άξονα της μηχανής. Η φυσική σημασία της δήλωσης $A = 0$ κατά μήκος ενός ορίου της γεωμετρίας σε ένα μαγνητικό πρόβλημα, είναι πως η μαγνητική ροή περιορίζεται εντός των ορίων της μηχανής ώστε να μην ρέει στον αέρα εκτός του στάτη ή στον άξονα του δρομέα, ενώ οι γραμμές της μαγνητικής ροής είναι παράλληλες προς το σύνορο αυτό. Σε περιπτώσεις όπου μοντελοποιείται ολόκληρη η μηχανή, η χρήση μόνο αυτής της οριακής συνθήκης είναι επαρκής.
- **Συνθήκες Neumann:** Η οριακή αυτή συνθήκη ορίζει την κάθετη παράγωγο του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού κατά μήκος του ορίου. Η συνηθέστερη περίπτωση είναι η χρήση της ομογενούς συνθήκης Neumann δηλαδή $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$. Η χρήση αυτής της συνθήκης επιβάλλει στις μαγνητικές γραμμές να τέμνουν το σύνορο κάθετα.
- **Συνθήκες Robin:** Η οριακή αυτή συνθήκη είναι ένα είδος συνδυασμού των συνθηκών Dirichlet και Neumann, καθώς καθορίζει μια σχέση μεταξύ της των σταθμισμένων τιμών του A και της παραγώγου του. Αυτή η οριακή συνθήκη χρησιμοποιείται συχνά σε προβλήματα διάδοσης θερμότητας σε μονωτικές επιφάνειες.
- **Περιοδική συνθήκη:** Μία περιοδική οριακή συνθήκη συνδέει δύο όρια μεταξύ τους. Στα αντίστοιχα σημεία των δύο ορίων, οι τιμές του πεδίου είναι ίδιες. Αυτή η συνοριακή συνθήκη χρησιμοποιείται στα άκρα του προβλήματος, όταν επιλέγεται ένας ζεύγος πόλων της μηχανής.
- **Αντιπεριοδική συνθήκη:** Μία αντιπεριοδική οριακή συνθήκη συνδέει επίσης δύο όρια μεταξύ τους. Στα αντίστοιχα σημεία των δύο ορίων, οι τιμές του πεδίου είναι αντίθετες (ίδιο μέτρο, αντίθετο πρόσημο). Αυτή η συνοριακή συνθήκη χρησιμοποιείται στα άκρα του προβλήματος, όταν επιλέγεται ένας πόλος της μηχανής.

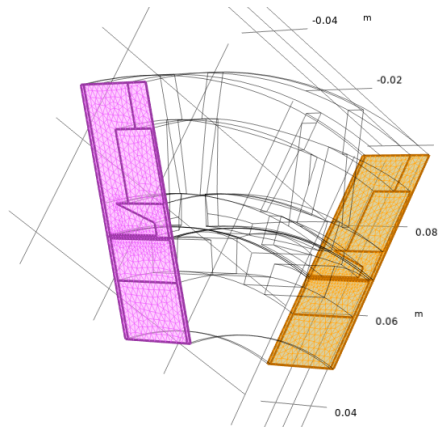
Τόσο οι περιοδικές όσο και οι αντιπεριοδικές οριακές συνθήκες χρησιμοποιούνται όταν μοντελοποιείται ένα τμήμα της μηχανής και όχι ολόκληρη η γεωμετρία. Στην συνήθη περίπτωση σχεδιάζεται και αναλύεται η κλασματική γεωμετρία κάθε μηχανής που αντιστοιχεί σε έναν πόλο του δρομέα και μέσω των κατάλληλων οριακών συνθηκών, προκύπτουν τα πεδιακά μεγέθη ολόκληρης της γεωμετρίας. Αυτή η μοντελοποίηση της μηχανής προσφέρει σημαντική μείωση του υπολογιστικού χρόνου που χρειάζεται η ανάλυση ολόκληρης της μηχανής, γεγονός βαρύνουσας σημασίας λόγω της πολυπλοκότητας της τρισδιάστατης γεωμετρίας.

Στην παρούσα εργασία, ωστόσο, επιλέγεται η μοντελοποίηση ενός ζεύγους πόλων προκειμένου να επιτευχθεί μεγαλύτερη ακρίβεια. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, μετά την κατασκευή της γεωμετρίας ακολουθεί η διαδικασία της πλεγματοποίησης. Το πρόβλημα εντοπίζεται κυρίως στην πλεγματοποίηση των εγκάρσιων επιφανειών που ορίζουν τα όρια του πόλου. Μία συνήθης προσέγγιση στη δισδιάστατη μοντελοποίηση είναι η τυχαία τοποθέτηση κόμβων στο ένα γραμμικό σύνορο και η αντιγραφή της στην απέναντι, προκειμένου να εξασφαλιστεί η συμβατότητα του πλέγματος και η αντιπεριοδική συνθήκη να εφαρμόζεται σε ισότιμα "αντικριστά" σημεία.

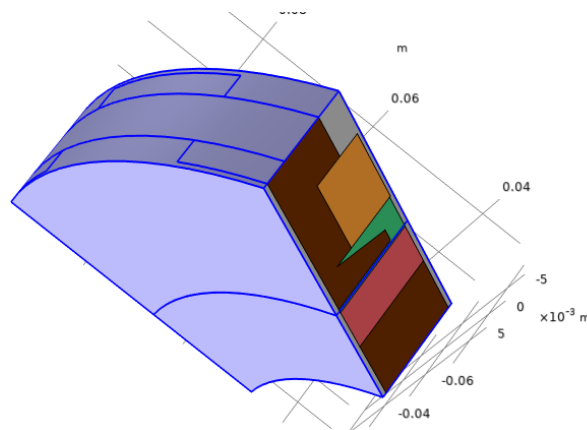


Σχήμα 4.13: Αποτύπωση οριακών συνθηκών σε τμηματική γεωμετρία ενός πόλου σύγχρονης ακτινικής μηχανής μονίμων μαγνητών.

Το πρόβλημα εμφανίζεται στην αναγωγή της παραπάνω τεχνικής στις τρεις διαστάσεις. Για να διατηρηθεί η συμβατότητα του πλέγματος, η προκύπτουσα επιφάνεια δεν πρέπει να είναι αντιγραφή της πρώτης αλλά η καθρεπτική της (*mirrored*), δυνατότητα που δεν προσφέρει το λογισμικό Comsol Multiphysics. Επομένως, για την επίτευξη καλύτερης ακρίβειας θα αναλυθεί ολόκληρο ζεύγος πόλου, όπου θα εφαρμοστεί συμμετρική οριακή συνθήκη.

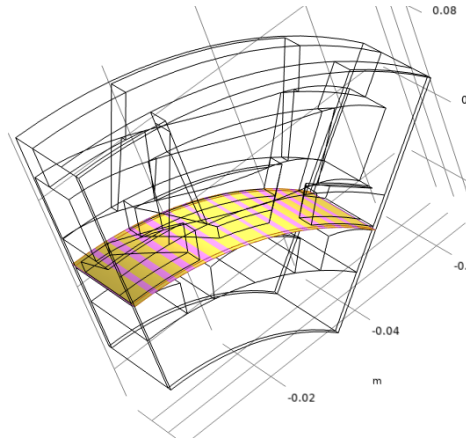


Σχήμα 4.14: Αποτύπωση πλεγματοποίησης των πλευρικών επιφανειών της μηχανής όπου εφαρμόζεται περιδοτική συνθήκη.



Σχήμα 4.15: Εφαρμογή Συνθήκης Dirichlet στις περιοχές της μηχανής που δεν διαπερνά η μαγνητική ροή.

Μια ακόμα σημαντική οριακή συνθήκη που θα χρησιμοποιηθεί είναι η Συμμετρία Τομέα (*Sector Symmetry*). Η Συμμετρία Τομέα εφαρμόζεται στις διεπιφάνειες μεταξύ περιστρεφόμενων σωμάτων, όταν η γεωμετρία έχει μοντελοποιηθεί χρησιμοποιώντας συμμετρία πόλων. Η ρύθμιση αυτή εξασφαλίζει τη σωστή μετάδοση φυσικών ποσοτήτων, όπως η μαγνητική ροή ή οι δυνάμεις, μεταξύ των επιμέρους τομέων της συμμετρικής δομής.

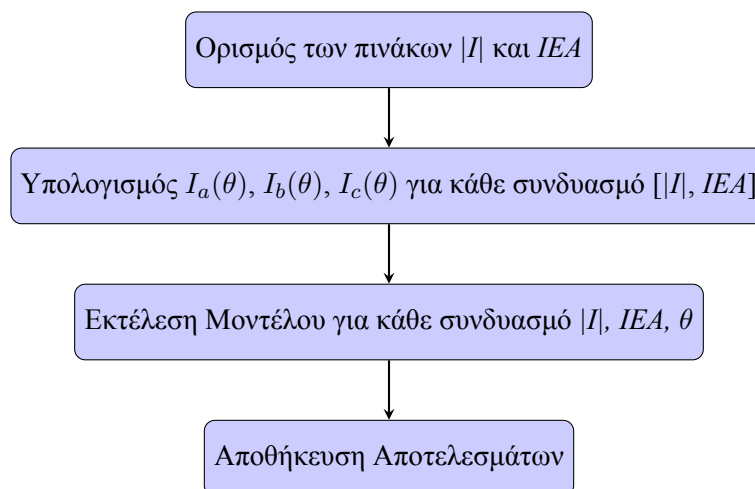


Σχήμα 4.16: Εφαρμογή Συνθήκης Συμμετρίας Τομέα.

4.2.2 Μοντελοποίηση Μέσω Ανάλυσης Μίας Φάσης

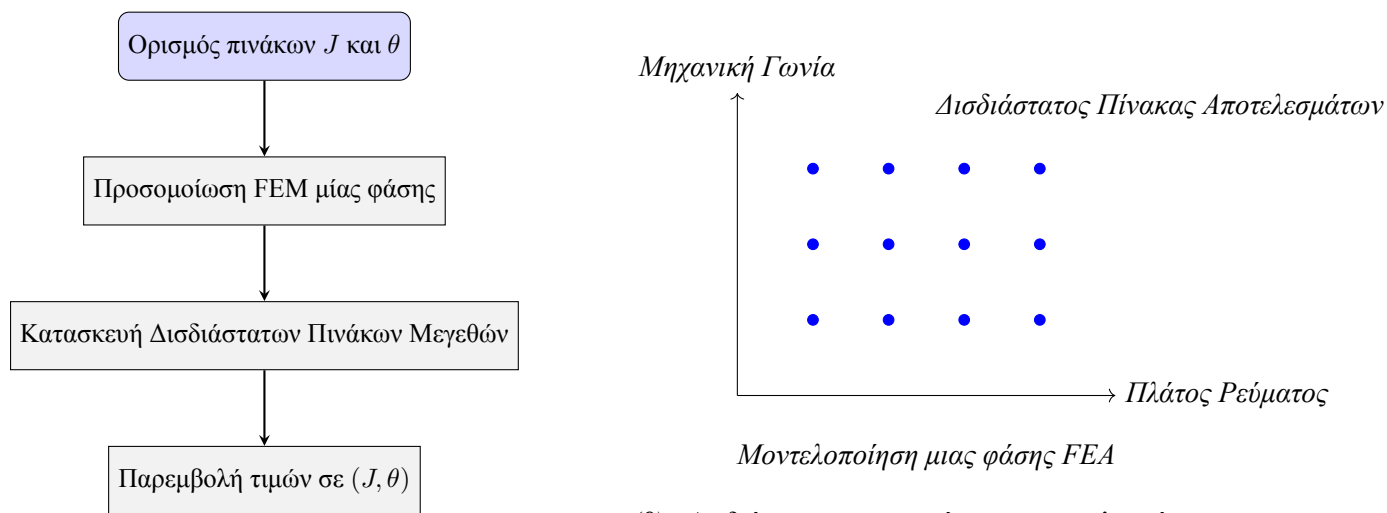
Έχοντας ολοκληρώσει τον προσδιορισμό της γεωμετρίας καθώς και τον αυστηρό προσδιορισμό των παραμέτρων του μαγνητοστατικού προβλήματος, ακολουθεί ο καθορισμός των παραμέτρων εισόδου (*Μέτρο Ρεύματος, Εσωτερική Ηλεκτρική Γωνία και Μηχανική Γωνία Περιστροφής*) που θα δοθούν στο μοντέλο, ώστε να προσδιοριστεί πλήρως η συμπεριφορά της μηχανής. Η τυπική προσέγγιση που ακολουθείται στον σχεδιασμό *Ακτινικών Ηλεκτρικών Μηχανών*, εκτελεί την ονομαζόμενη **Σύγχρονη Περιστροφή** στην οποία κινείται μηχανικά ο δρομέας, ενώ ταυτόχρονα μετακινούνται χρονικά τα ρεύματα (σε αναλογία με τον αριθμό των πόλων), ώστε τα πεδία στάτη και δρομέα να κινούνται σύγχρονα έχοντας μεταξύ τους σταθερή ηλεκτρική γωνία (*Internal Electrical Angle*). Η παραπάνω διαδικασία εκτελείται για μεγάλο εύρος ηλεκτρικών γωνιών, ώστε να προσομοιωθεί όλο το λειτουργικό εύρος της μηχανής.

Οι ανεξάρτητες είσοδοι του μοντέλου πεπερασμένων στοιχείων στην τυπική προσέγγιση είναι το πλάτος του ρεύματος και η εσωτερική ηλεκτρική γωνία. Ο αλγόριθμος εκτελεί μία σύγχρονη περιστροφή με προκαθορισμένο βήμα μηχανικής γωνίας (πίνακας Theta) για κάθε συνδυασμό αυτών των μεταβλητών.



Σχήμα 4.17: Διάγραμμα ροής για την παραγωγή των δεδομένων με σάρωση $|I|$, IEA και θ .

Η διαφορετική προσέγγιση της παρούσας εργασίας βασίζεται στην αξιοποίηση της μαγνητικής και μηχανικής ανεξαρτησίας των τριών φάσεων. Συγκεκριμένα, προσομοιώνεται μόνο η μία φάση της μηχανής και μόνο σε δύο ανεξάρτητες μεταβλητές: την στιγμιαία τιμή της πυκνότητας ρεύματος και τη μηχανική γωνία. Για κάθε ζεύγος τιμών των μεταβλητών παράγονται αποτελέσματα δισδιάστατων πινάκων, οι οποίοι περιέχουν μεγέθη όπως ροπή, ροή και δεδομένα του μαγνητικού πεδίου. Έτσι, μειώνεται σημαντικά ο αριθμός των προσομοιώσεων που απαιτούνται, χωρίς να χάνονται ουσιώδεις πληροφορίες για τη συνολική συμπεριφορά της τριφασικής μηχανής.



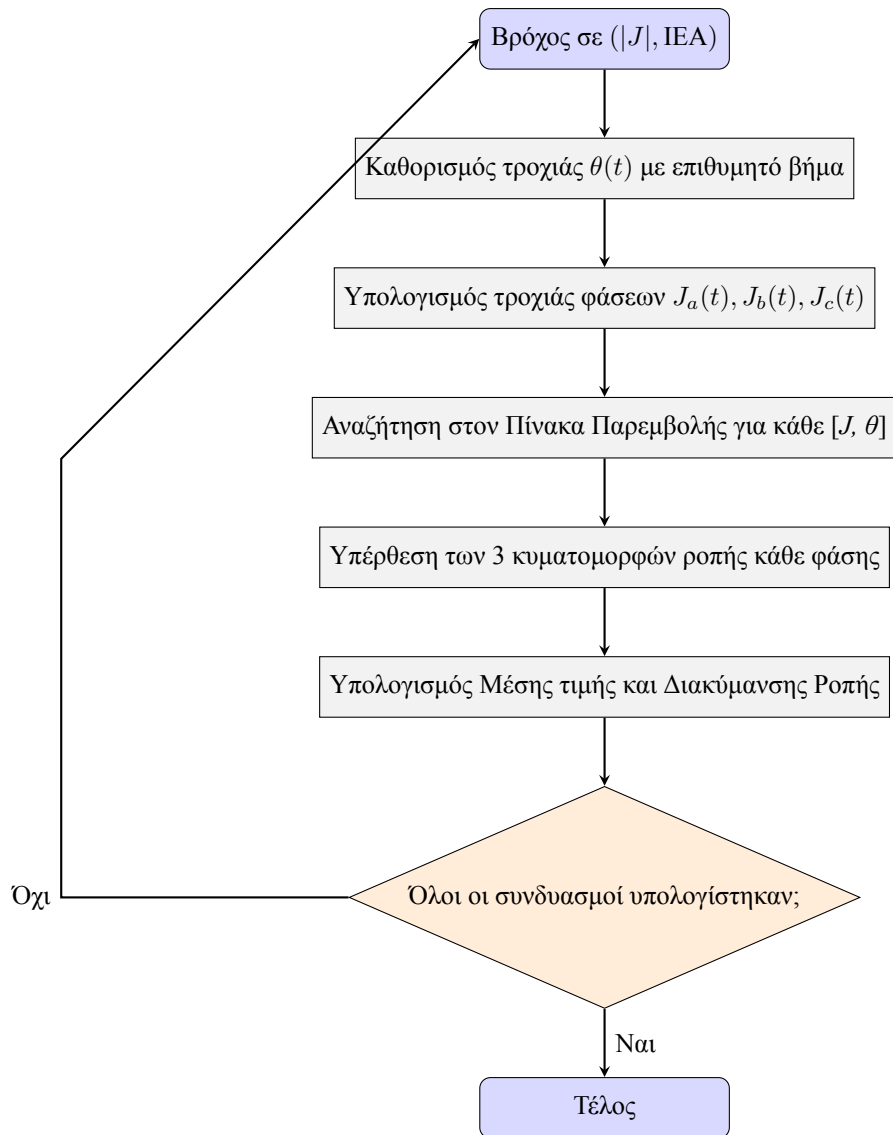
(α) Προεπεξεργασία FEM και δημιουργία δεδομένων για παρεμβολή.

(β) Δισδιάστατη χαρτογράφηση αποτελεσμάτων FEA.

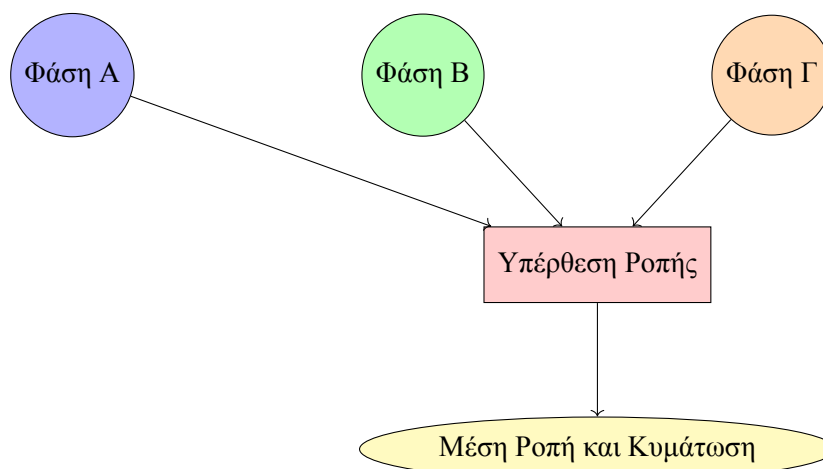
Σχήμα 4.18: Διαδικασία προεπεξεργασίας με χρήση προσομοίωσης FEA για την κατασκευή πινάκων, καθώς και δισδιάστατη χαρτογράφηση των αποτελεσμάτων σε συνάρτηση με το πλάτος ρεύματος και τη μηχανική γωνία, μέσω παρεμβολής.

Για την ανακατασκευή της πλήρους τριφασικής λειτουργίας σε *Σύγχρονη Περιστροφή*, χρησιμοποιείται μία ειδική συνάρτηση, η *FindSynchronousBehaviour*, η οποία λαμβάνει ως είσοδο το πλάτος της πυκνότητας ρεύματος και την εσωτερική ηλεκτρική γωνία $[J, IEA]$, σε αναλογία με την τυπική προσέγγιση. Η συνάρτηση αυτή κατασκευάζει την εξέλιξη της μηχανικής γωνίας στον χρόνο και υπολογίζει το αντίστοιχο πλάτος πυκνότητας ρεύματος κάθε φάσης, ώστε να διατηρείται σταθερή η Εσωτερική Ηλεκτρική Γωνία (*Internal Electrical Angle*). Στη συνέχεια, κάνοντας αναζήτηση για κάθε προκύπτον ζεύγος $[J, \theta]$ στον πίνακα παρεμβολής του Σχήματος 4.18β, υπολογίζεται η εξέλιξη στον χρόνο κάθε επιθυμητού μεγέθους της μηχανής. Το διάγραμμα ροής της μεθόδου φαίνεται στο σχήμα 4.19

Οι τρεις φάσεις, αν και είναι μεταξύ τους ανεξάρτητες, τοποθετούνται στον ίδιο άξονα ώστε να επιτευχθεί βελτιστοποιημένη συμπεριφορά της συνολικής ροπής. Κατόπιν του υπολογισμού της ροπής που παράγει κάθε φάση ξεχωριστά, τα αποτελέσματα συνδυάζονται μέσω υπέρθεσης για την εξαγωγή της συνολικής ροπής (Σχ.4.20).



Σχήμα 4.19: Υπολογιστικός βρόχος για ανακατασκευή σύγχρονης λειτουργίας και υπολογισμού Ροπής για κάθε συνδυασμό $[|J|, IEA]$.



Σχήμα 4.20: Ανακατασκευή της τριφασικής ροπής από τις μονοφασικές προσομοιώσεις.

Η χρήση αυτής της μεθόδου επιτρέπει την ταχεία εκτίμηση της συνολικής ροπής και της ροπής κυμάτωσης (torque ripple) χωρίς την ανάγκη τρισδιάστατων ή πλήρων τριφασικών προσομοιώσεων. Η περιγραφόμενη μεθοδολογία αξιοποιεί την ανεξαρτησία των φάσεων και τις απλοποιήσεις που αυτή επιτρέπει, μειώνοντας δραστικά τον υπολογιστικό φόρτο. Παράλληλα, παρέχει αξιόπιστες εκτιμήσεις των βασικών μεγεθών λειτουργίας της μηχανής, όπως η ροπή και οι απώλειες, καθιστώντας την κατάλληλη για εφαρμογές σχεδιασμού και βελτιστοποίησης κινητήρων εγκάρσιας ροής.

4.3 Υπολογισμός Χαρακτηριστικών της Μηχανής κατά την Μετεπεξεργασία

Μέχρι στιγμής έχει αναπτυχθεί πλήρως το *Μοντέλο Πεπερασμένων Στοιχείων*, καθώς και η μεθοδολογία χρήσης του για την ανακατασκευή των επιθυμητών μεγεθών. Η επίλυση του εν λόγω μοντέλου παρέχει την κατανομή του Διανυσματικού Δυναμικού A και, κατά συνέπεια, του μαγνητικού πεδίου σε ολόκληρη τη γεωμετρία του προβλήματος (βλ. 2.3.2). Κατά το **Μετακατασκευαστικό Στάδιο**, οι υπολογισμένες τιμές χρησιμοποιούνται για την εξαγωγή επιπλέον κρίσιμων μεγεθών της μηχανής, όπως η ηλεκτρομαγνητική ροπή, η μαγνητική ροή και το ρεύμα του πηνίου.

4.3.1 Υπολογισμός Ροπής

Η μέθοδος Arkkio παρέχει έναν εναλλακτικό τρόπο υπολογισμού της ηλεκτρομαγνητικής ροπής σε ηλεκτρικές μηχανές, βασισμένο στην ολοκλήρωση της συνιστώσας δύναμης σε μια κυλινδρική περιοχή γύρω από τον άξονα περιστροφής (βλ. 4.11). Πρόκειται για μια παραλλαγή της μεθόδου Maxwell Stress Tensor, με τη διαφορά ότι η ροπή δεν υπολογίζεται από επιφανειακή ολοκλήρωση, αλλά μέσω όγκου που εκτείνεται στο διάκενο. Η ολοκλήρωση πραγματοποιείται σε μια κυλινδρική περιοχή που καλύπτει όλες τις στοιβάδες μεταξύ των ακτίνων r_{in} και r_{out} , δηλαδή στο σύνολο του αέρα στο διάκενο. Αυτή η προσέγγιση έχει πλεονεκτήματα σε περιπτώσεις με ανομοιογενή πεδία ή πολύπλοκη γεωμετρία, καθώς βασίζεται στην κατανομή του πεδίου και όχι σε ολικές δυνάμεις πάνω σε επιφάνειες. Ο τύπος της ροπής είναι:

$$\tau = n_{sec} \int_{\Omega} \frac{F_{\phi} r_{\Delta}}{r_{out} - r_{in}} dV \quad (4.12)$$

Όπου:

- n_{sec} : αριθμός τομέων μηχανής λόγω συμμετρίας (αριθμός ζεύγων πόλων)
- F_{ϕ} : γωνιακή συνιστώσα της δύναμης Lorentz ανά μονάδα όγκου
- r_{Δ} : απόσταση του σημείου από τον άξονα περιστροφής
- r_{in}, r_{out} : ακτίνες εσωτερικής και εξωτερικής επιφάνειας της περιοχής ολοκλήρωσης
- $\Omega = \{\mathbf{r} \in \mathbb{R}^3 : r_{in} < r_{\Delta} < r_{out}\}$: όγκος ολοκλήρωσης

Η γωνιακή συνιστώσα της δύναμης F_{ϕ} υπολογίζεται από το πεδίο:

$$F_{\phi} = \frac{B_r B_{\phi}}{\mu_0} \quad (4.13)$$

Η μεταβλητή r_{Δ} ορίζεται ως η απόσταση κάθε σημείου από τον άξονα περιστροφής:

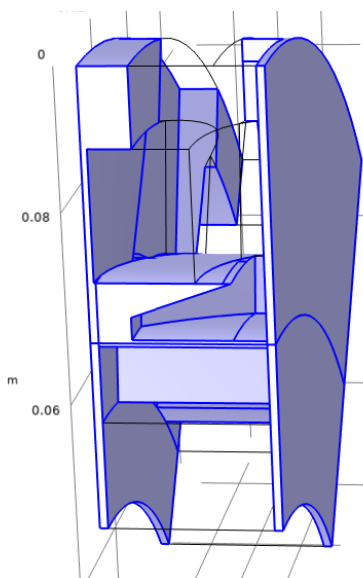
$$r_{\Delta} = \left| (\mathbf{r} - \mathbf{r}_0) - \frac{(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0) \cdot \mathbf{r}_{ax}}{\|\mathbf{r}_{ax}\|^2} \mathbf{r}_{ax} \right| \quad (4.14)$$

Όπου:

- r : διάνυσμα θέσης του σημείου στον χώρο
- r_0 : σημείο επάνω στον άξονα περιστροφής
- r_{ax} : διάνυσμα κατεύθυνσης του άξονα περιστροφής

Η παραπάνω σχέση για r_{Δ} αποτελεί ουσιαστικά την απόσταση του σημείου από τον άξονα μέσω ορθογώνιας προβολής, χρησιμοποιώντας γεωμετρία διανυσμάτων.

Επομένως για τον υπολογισμό της ροπής εφαρμόζεται η παραπάνω ολοκλήρωση της μεθόδου Arkkio σε ολόκληρο τον όγκο του διακένου, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Να σημειωθεί ότι δεν υπολογίζεται μόνο ο αέρας που βρίσκεται στο διάκενο μεταξύ στάτη και δρομέα αλλά και αυτός στα άκρα της μηχανής, συνυπολογίζοντας με αυτόν τον τρόπο τα φαινόμενα των άκρων (*End Turn Effects*). Το παραπάνω αποτελεί ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα της τρισδιάστατης ανάλυσης, καθώς σε άλλη περίπτωση θα έπρεπε να γίνει μαθηματική προσέγγιση για την εύρεση της συμπεριφοράς της μηχανής στα άκρα, μειώνοντας με αυτόν τον τρόπο την ακρίβεια της λύσης.



Σχήμα 4.21: Όγκος Ολοκλήρωσης της Μεθόδου Arkkio

4.3.2 Υπολογισμός Μαγνητικής Ροής και αντι-HEΔ

Η διαδικασία υπολογισμού της μαγνητικής ροής ϕ χαρακτηρίζεται από μεγαλύτερη πολυπλοκότητα σε σχέση με την ροπή, και εξαρτάται από τον τρόπο εφαρμογής της πυκνότητας ρεύματος J στο μοντέλο. Η μοντελοποίηση της συμπεριφοράς του πηνίου στο περιβάλλον *Comsol Multiphysics* είναι εφικτή με δύο τρόπους:

- Με χρήση κυκλώματος (*circuit*) στο οποίο ορίζεις ρεύμα εισόδου, αριθμό σπειρών, τύπο αγωγού καθώς και συντελεστή πληρότητας (*fill factor*) και κατά συνέπεια υπολογίζει μόνο του τόσο την πυκνότητα ρεύματος όσο και την πεπλεγμένη ροή του πηνίου.
- Με αυθαίρετο ορισμό της τιμής J καθώς και της διεύθυνσης του.

Η πρώτη προσέγγιση αποτελεί και την πιο απλή εφαρμογή, αλλά ταυτόχρονα είναι και η πιο δεσμευτική, καθώς απαιτεί καθορισμένη αυθαίρετη τιμή συντελεστή πληρότητας. Επομένως, στην παρούσα μελέτη θα χρησιμοποιηθεί η δεύτερη εναλλακτική και επομένως πρέπει να υλοποιηθεί αναλυτικός τρόπος υπολογισμού της μαγνητικής ροής.

Θεώρημα Stokes και εφαρμογή σε πηνίο

Η μαγνητική ροή Φ που διαπερνά μια επιφάνεια S μπορεί να υπολογιστεί με τη βοήθεια του διανυσματικού δυναμικού $\mathbf{A}$ που προσφέρει η λύση του αλγορίθμου των Πεπερασμένων Στοιχείων, χρησιμοποιώντας το **Θεώρημα του Stokes**. Το θεώρημα αυτό συνδέει το χωρικό ολοκλήρωμα της περιστροφής (curl) ενός διανυσματικού πεδίου με το επιφανειακό ολοκλήρωμά του κατά μήκος του ορίου της επιφάνειας.

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = \int_S (\nabla \times \mathbf{A}) \cdot d\mathbf{S} = \oint_l \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} \quad (4.15)$$

Το ολοκλήρωμα γίνεται είτε σε μια επιφάνεια S που διαρρέεται από το μαγνητικό πεδίο $\mathbf{B}$, είτε ισόδυναμα κατά μήκος της διαδρομής l που περιβάλλει αυτή την επιφάνεια. Αυτό μας επιτρέπει να υπολογίσουμε τη ροή χωρίς να γνωρίζουμε το πεδίο $\mathbf{B}$ άμεσα, αλλά μόνο το διανυσματικό δυναμικό $\mathbf{A}$.

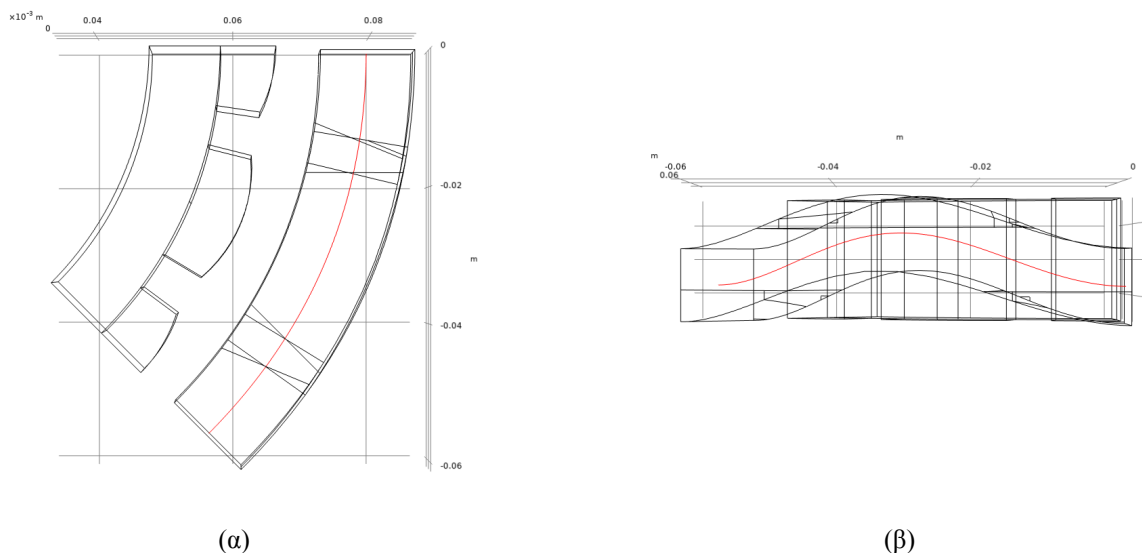
Στην περίπτωση ενός πηνίου, κάθε σπείρα μπορεί να θεωρηθεί ως μια καμπύλη l , μέσω της οποίας διαρρέεται μαγνητική ροή. Αν γνωρίζουμε το διανυσματικό δυναμικό $\mathbf{A}$ σε αυτή τη διαδρομή, τότε η ροή που περνά από τη συγκεκριμένη σπείρα υπολογίζεται ως:

$$\Phi_{\text{coil}} = \oint_{l_{\text{coil}}} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} \quad (4.16)$$

Όπου l_{coil} είναι η κλειστή διαδρομή που ορίζεται από τη σπείρα.

Σε αριθμητικές εφαρμογές ή προσομοιώσεις, είναι συχνά πρακτικό να επιλέγουμε τη διαδρομή l ως την **γεωμετρική μέση γραμμή της σπείρας**, δηλαδή μια γραμμή που διατρέχει τον άξονα του αγωγού. Αυτή η προσέγγιση είναι ακριβής όταν το ρεύμα είναι συγκεντρωμένο συμμετρικά και το πεδίο είναι ομοιογενές γύρω από τον αγωγό.

Η εφαρμογή του Θεωρήματος του Stokes με διαδρομή “μέσης καμπύλης του πηνίου” επιτρέπει να αποφύγουμε την ανάγκη για λεπτομερή επιφανειακή ολοκλήρωση. Αυτό είναι ιδιαίτερα χρήσιμο σε FEA λογισμικά (π.χ. COMSOL, ANSYS), όπου το $\mathbf{A}$ υπολογίζεται απευθείας και μπορεί να εξαχθεί κατά μήκος γραμμής. Η γραμμή ολοκλήρωσης που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 4.22: Γραμμή Ολοκλήρωσης του Διανυσματικού Δυναμικού για τον υπολογισμό της μαγνητικής ροής του πηνίου

Υπολογισμός Αντι-HEΔ (back-EMF)

Αφού προσδιοριστεί η μαγνητική ροή Φ_{coil} που διαρρέει κάθε σπείρα ενός πηνίου, είναι δυνατός ο υπολογισμός της αντιηλεκτρεγερτικής δύναμης (Αντι-HEΔ ή back-EMF) βάσει της χρονικής μεταβολής της ροής. Η Αντι-HEΔ είναι η τάση που επάγεται σε ένα αγώγιμο βρόχο όταν διαρρέεται από χρονικά μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο, σύμφωνα με το **νόμο του Faraday**:

$$e(t) = -N \frac{d\Phi_{\text{coil}}(t)}{dt} \quad (4.17)$$

Όπου $e(t)$ είναι η επαγόμενη Αντι-HEΔ σε χρόνο t , N ο αριθμός των ενεργών σπειρών του πηνίου, και $\Phi_{\text{coil}}(t)$ η χρονικά μεταβαλλόμενη μαγνητική ροή μέσω κάθε σπείρας. Η αρνητική πρόσημη συμβατότητα με τον νόμο του Lenz, σύμφωνα με τον οποίο η επαγόμενη τάση αντιτίθεται στην αιτία που την προκαλεί.

Στο πλαίσιο αριθμητικών προσομοιώσεων, όπου η ροή Φ_{coil} υπολογίζεται σε διακριτές χρονικές στιγμές (ή ισοδύναμα, για διακριτές γωνιακές θέσεις δρομέα), η παραγόμενη Αντι-HEΔ μπορεί να προσεγγιστεί διαφορικά:

$$e(t_i) \approx -N \cdot \frac{\Phi_{\text{coil}}(t_{i+1}) - \Phi_{\text{coil}}(t_i)}{t_{i+1} - t_i} \quad (4.18)$$

Εναλλακτικά, εφόσον η προσομοίωση είναι συναρτησει της γωνίας δρομέα θ και είναι γνωστή η μηχανική ταχύτητα περιστροφής $\omega(t) = \frac{d\theta}{dt}$, η Αντι-HEΔ εκφράζεται ως:

$$e(\theta) = -N \cdot \omega(\theta) \cdot \frac{d\Phi_{\text{coil}}(\theta)}{d\theta} \quad (4.19)$$

4.3.3 Υπολογισμός Έντασης Ρεύματος

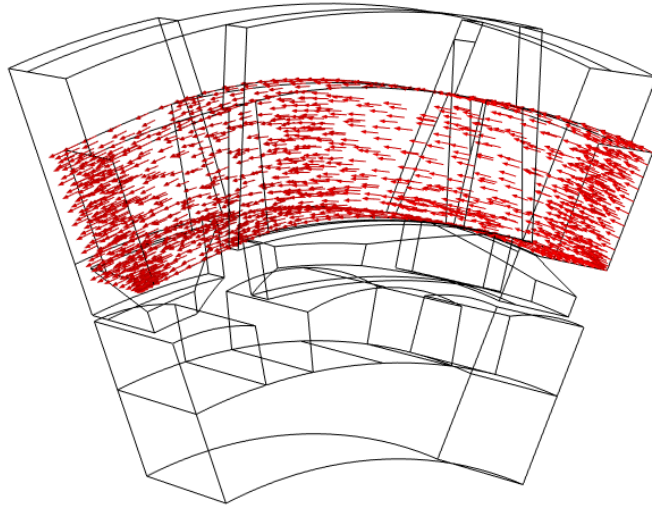
Το ηλεκτρικό ρεύμα I που διαρρέει ένα πηνίο μπορεί να προσδιοριστεί μέσω της ολοκλήρωσης της πυκνότητας ρεύματος $\mathbf{J}$ πάνω σε μια κάθετη επιφάνεια τομής του αγώγιμου μέσου:

$$I = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (4.20)$$

Η επιφάνεια S είναι κάθετη στη φορά του ρεύματος, δηλαδή στην τοπολογική διεύθυνση περιέλιξης του πηνίου. Το διανυσματικό στοιχείο επιφάνειας $d\mathbf{S}$ έχει φορά προς την κατεύθυνση ροής του ρεύματος. Η σχέση αυτή εκφράζει άμεσα το άθροισμα των τοπικών πυκνοτήτων ρεύματος πάνω στη διατομή του πηνίου και δίνει το συνολικό ρεύμα που το διαρρέει.

Η εξίσωση αυτή αποτελεί θεμελιώδη σύνδεση μεταξύ του μακροσκοπικού μεγέθους I και της μικροσκοπικής κατανομής του $\mathbf{J}$, και είναι χρήσιμη τόσο σε θεωρητικούς υπολογισμούς όσο και σε προσομοιώσεις πεδίου, όπως στο περιβάλλον του COMSOL. Να σημειωθεί ότι με τον τρόπο που υλοποιείται το πηνίο, η παραπάνω σχέση θα δώσει το ισοδύναμο ρεύμα αν το πηνίο αποτελούνταν από μια σπείρα. Για να βρεθεί το πραγματικό ρεύμα του πηνίου, πρέπει να διαιρεθεί με τον αριθμό των σπειρών.

Ειδικά σε γεωμετρίες όπως αυτή που μελετάται, όπου η ροή του ρεύματος παρουσιάζει χωρική μη-ομοιομορφία (π.χ. σε πηνία με γεωμετρία ζιγκ-ζαγκ ή μεταβαλλόμενη διατομή), η απεικόνιση της πυκνότητας ρεύματος $\mathbf{J}$ μπορεί να αποκαλύψει κρίσιμες περιοχές με αυξημένες απώλειες λόγω φαινομένων τύπου εγγύτητας (proximity) ή επιδερμικού φαινομένου (skin effect).



Σχήμα 4.23: Κατανομή της πυκνότητας ρεύματος J στο πηνίο, σε χαρακτηριστική χρονική στιγμή λειτουργίας.

Η ανάλυση αυτής της κατανομής μπορεί να αξιοποιηθεί για τη βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του πηνίου, την επιλογή αγωγίμου υλικού ή την εκτίμηση των απωλειών χαλκού. Επίσης, σε συνδυασμό με τα αποτελέσματα ροής και Αντι-HEΔ, οδηγεί σε μια πλήρη εικόνα της ηλεκτρομαγνητικής συμπεριφοράς του πηνίου στο πεδίο λειτουργίας του.

Κεφάλαιο 5

Συστηματική Ανάλυση Συμπεριφοράς της Μηχανής μέσω Εξειδικευμένων Αλγορίθμων και Τελικά Αποτελέσματα

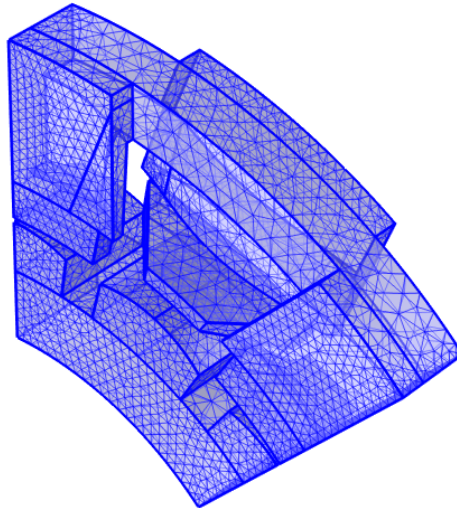
Στο προηγούμενο κεφάλαιο παρουσιάστηκε αναλυτικά η ανάπτυξη του υπολογιστικού μοντέλου, ξεκινώντας από την κατασκευή της παραμετρικής γεωμετρίας και τον ορισμό των δεδομένων του μαγνητοστατικού προβλήματος (*Pre-Processing Stage*), έως και τη διαχείριση των αποτελεσμάτων της μεθόδου των Πεπερασμένων Στοιχείων (FEA) για την εξαγωγή βασικών λειτουργικών μεγεθών της μηχανής, όπως η ροπή, η μαγνητική ροή και η ένταση του ρεύματος. Επιπλέον, παρουσιάστηκε η στρατηγική μείωσης της πολυπλοκότητας του υπολογιστικού προβλήματος μέσω της προσομοίωσης μίας μόνο φάσης, καθώς και η διαδικασία ανακατασκευής της συνολικής συμπεριφοράς της μηχανής, με χαρακτηριστικό παράδειγμα την εξαγωγή της ολικής ροπής.

Στο παρόν κεφάλαιο δίνεται περισσότερη έμφαση στο *Post-Processing Stage*, το οποίο αφορά την επεξεργασία των αποτελεσμάτων της ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων στο προγραμματιστικό περιβάλλον Matlab, με σκοπό την εξαγωγή της συνολικής ηλεκτρομαγνητικής συμπεριφοράς της μηχανής. Για την εξοικονόμηση υπολογιστικού κόστους κατά το στάδιο της FEA, η ανάλυση περιορίστηκε στην εξαγωγή της πυκνότητας μαγνητικής ροής $\mathbf{B}$ για κάθε συνδυασμό των παραμέτρων $[J, \theta]$, επιπλέον των βασικών μεγεθών που προαναφέρθηκαν. Βάσει αυτών των δεδομένων, αναπτύχθηκαν αλγόριθμοι για την ανακατασκευή του μαγνητικού πεδίου υπό συνθήκες σύγχρονης περιστροφής στο επίπεδο των παραμέτρων $[|J|, \text{IEA}]$, καθώς και μέθοδοι υπολογισμού των μαγνητικών απωλειών και της δημιουργίας των τελικών χαρακτηριστικών χαρτών λειτουργίας της μηχανής.

5.1 Ανάλυση Μαγνητικού Πεδίου

5.1.1 Ανακατασκευή Δεδομένων Πεδίου $[B, \varphi]$

Για την ανακατασκευή του μαγνητικού πεδίου $\mathbf{B}$ σε καθεμία από τις φάσεις λειτουργίας της μηχανής, εφαρμόζεται μία μεθοδολογία παρόμοια με την ανακατασκευή της τριφασικής λειτουργίας. Η ουσιαστική διαφορά είναι ότι η διαδικασία εκτελείται για κάθε σημείο του πλέγματος ξεχωριστά και περιλαμβάνει τα παρακάτω στάδια:



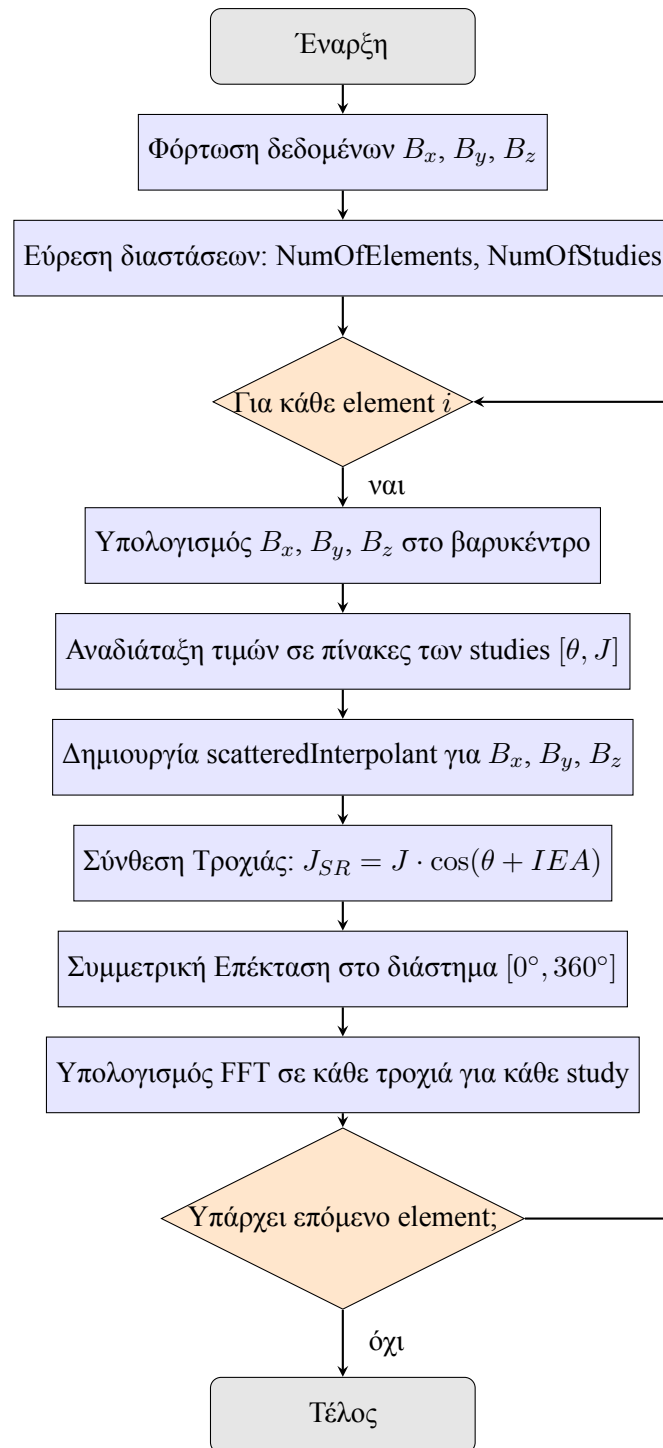
Σχήμα 5.1: Διάγραμμα πλέγματος του πυρήνα Στάτη και Δρομέα. Ο αλγόριθμος των Πεπερασμένων Στοιχείων επιστρέφει τιμή σε κάθε κορυφή των τετραέδρων.

- Εξαγωγή των πεδίων B_x , B_y , B_z από το μοντέλο για κάθε σημείο του πλέγματος.
- Υπολογισμός της τιμής του πεδίου σε κάθε στοιχείο-*element* δηλαδή στο βαρύκεντρο κάθε τετραέδρου του πλέγματος μέσω μέσης τιμής των κόμβων.
- Αναδόμηση των τιμών σε πίνακες με βάση τις παραμέτρους $[\theta, J]$.
- Παρεμβολή με χρήση *scatteredInterpolant* για κάθε στοιχείο.
- Ανακατασκευή της εξέλιξης του πεδίου B κατά τη σύγχρονη τροχιά, για κάθε φάση (βλ 4.2.2).
- Τέλος, εκτελείται Ανάλυση Fourier σε κάθε τροχιά για εξαγωγή αρμονικών.

Η παραπάνω διαδικασία κρίνεται αναγκαία προκειμένου να επιτευχθεί υψηλή ακρίβεια στην ανακατασκευή του πεδίου $\mathbf{B}$, καθώς κάθε στοιχείο του πλέγματος εμφανίζει διαφορετική χρονική συμπεριφορά λόγω της γεωμετρίας και της κατανομής ρεύματος. Η επιλογή του βαρυκέντρου ως σημείο υπολογισμού του πεδίου σε κάθε τετραεδρικό στοιχείο επιτρέπει τη βελτίωση της αριθμητικής σταθερότητας και την ελαχιστοποίηση των σφαλμάτων λόγω διακύμανσης τιμών στους κόμβους.

Επιπλέον, η παρεμβολή μέσω της *scatteredInterpolant* καθιστά δυνατή την κατασκευή συνεχών συναρτήσεων του μαγνητικού πεδίου ως προς τις παραμέτρους $[\theta, J]$, γεγονός που είναι κρίσιμο για την επακόλουθη χρονική σύνθεση της τροχιάς και την ανάλυση αρμονικών. Ενδεικτικά, η εφαρμογή της μεθόδου σε πλέγμα που περιλαμβάνει δεκάδες χιλιάδες στοιχεία συνεπάγεται την επανάληψη της διαδικασίας για κάθε στοιχείο ξεχωριστά, αυξάνοντας σημαντικά την υπολογιστική επιβάρυνση. Ωστόσο, αυτό είναι απαραίτητο για τη διατήρηση της τοπικής πληροφορίας του πεδίου, ιδίως στις περιοχές κοντά στα κενά αέρα ή τα όρια των μαγνητικών υλικών.

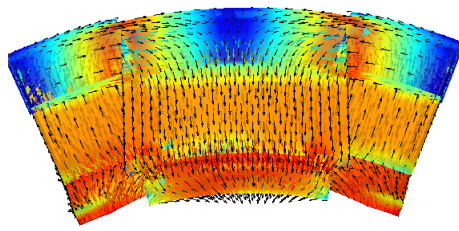
Η παρακάτω απεικόνιση συνοψίζει το σύνολο των σταδίων που ακολουθούνται για κάθε στοιχείο, από την αρχική φόρτωση των δεδομένων έως την τελική εξαγωγή της φασματικής πληροφορίας.



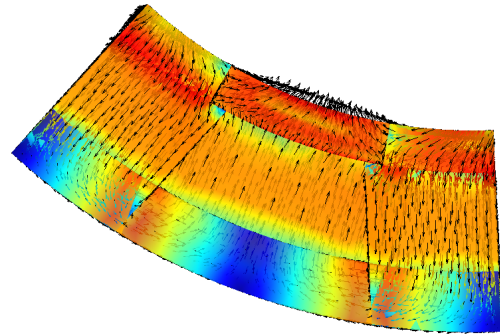
Σχήμα 5.2: Διάγραμμα Ροής για την Ανακατασκευή του Πεδίου B

Αποτέλεσμα Ανακατασκευής Πεδίου

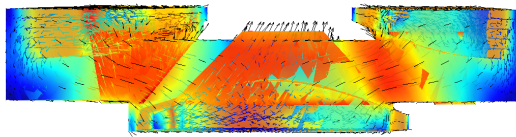
Με την παραπάνω τεχνική, λοιπόν, μπορεί να γίνει πλήρης ανακατασκευή του πεδίου για οποιαδήποτε λειτουργική κατάσταση. Παρακάτω δίνονται τρία διαφορετικά σχήματα που αποδίδουν την πλήρη εικόνα της *Πυκνότητας της Μαγνητικής Ροής* $\mathbf{B}$. Το πρώτο σχήμα αναδεικνύει την γεωμετρική απεικόνιση του $\mathbf{B}$, δίνοντας πληροφορία για την τιμή σε κάθε σημείο της γεωμετρίας αλλά και την κατεύθυνση. Το δεύτερο σχήμα δίνει την εξέλιξη της τιμής του πεδίου ενός σημείου του δοντιού, κατά την σύγχρονη περιστροφή σε όλες τις διαστάσεις καθώς και την φασματική ανάλυση τους. Τέλος, δίνεται ο γεωμετρικός τόπος του παραπάνω σημείου του δοντιού πάλι κατά την σύγχρονη περιστροφή.



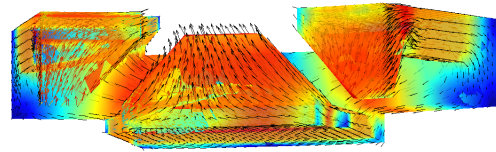
Πρόσωση Γεωμετρίας



Πίσω Όψη Γεωμετρίας

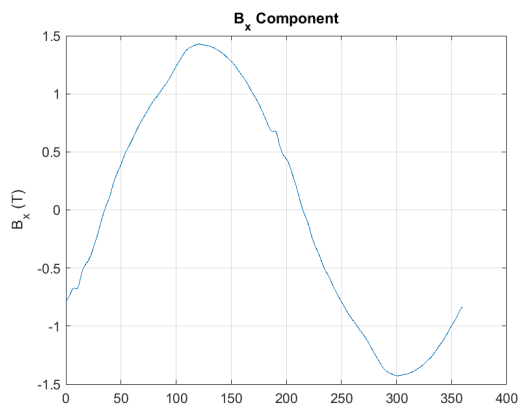


Κάτοψη Γεωμετρίας

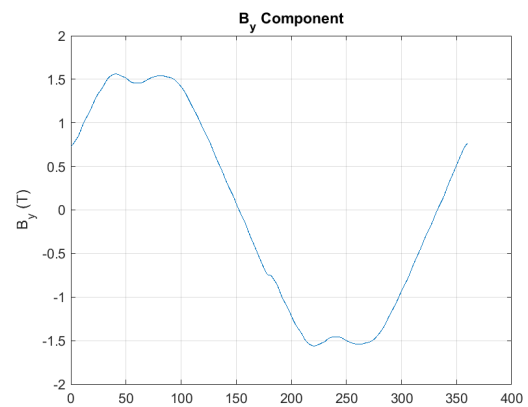


Όψη "Από Κάτω"

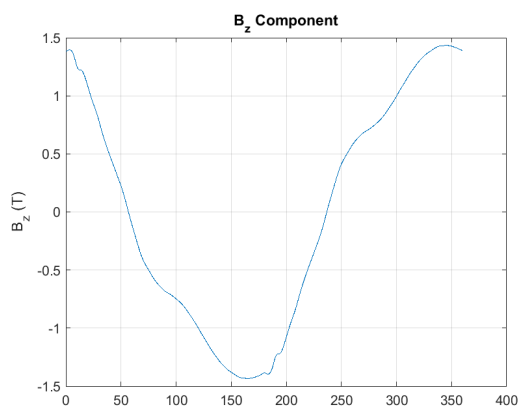
Σχήμα 5.3: Κατανομή μαγνητικού πεδίου για $J = 10 \text{ A/mm}^2$ και $IEA = 90^\circ$. Οι τέσσερις εικόνες παρουσιάζουν διαφορετικές οπτικές της Γεωμετρίας του Στάτη.



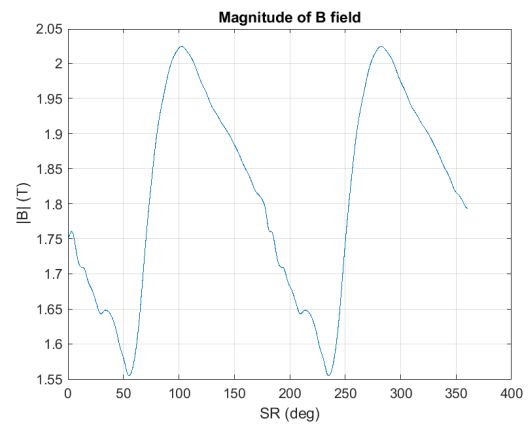
Συνιστώσα Πεδίου στην Διεύθυνση x



Συνιστώσα Πεδίου στην Διεύθυνση y

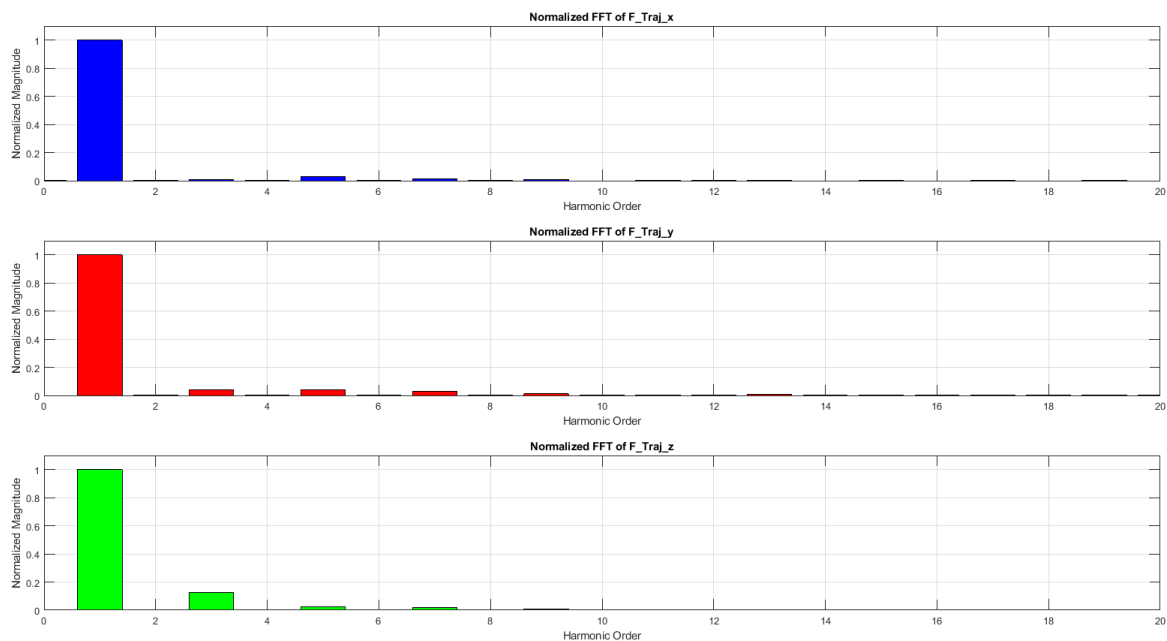


Συνιστώσα Πεδίου στην Διεύθυνση z

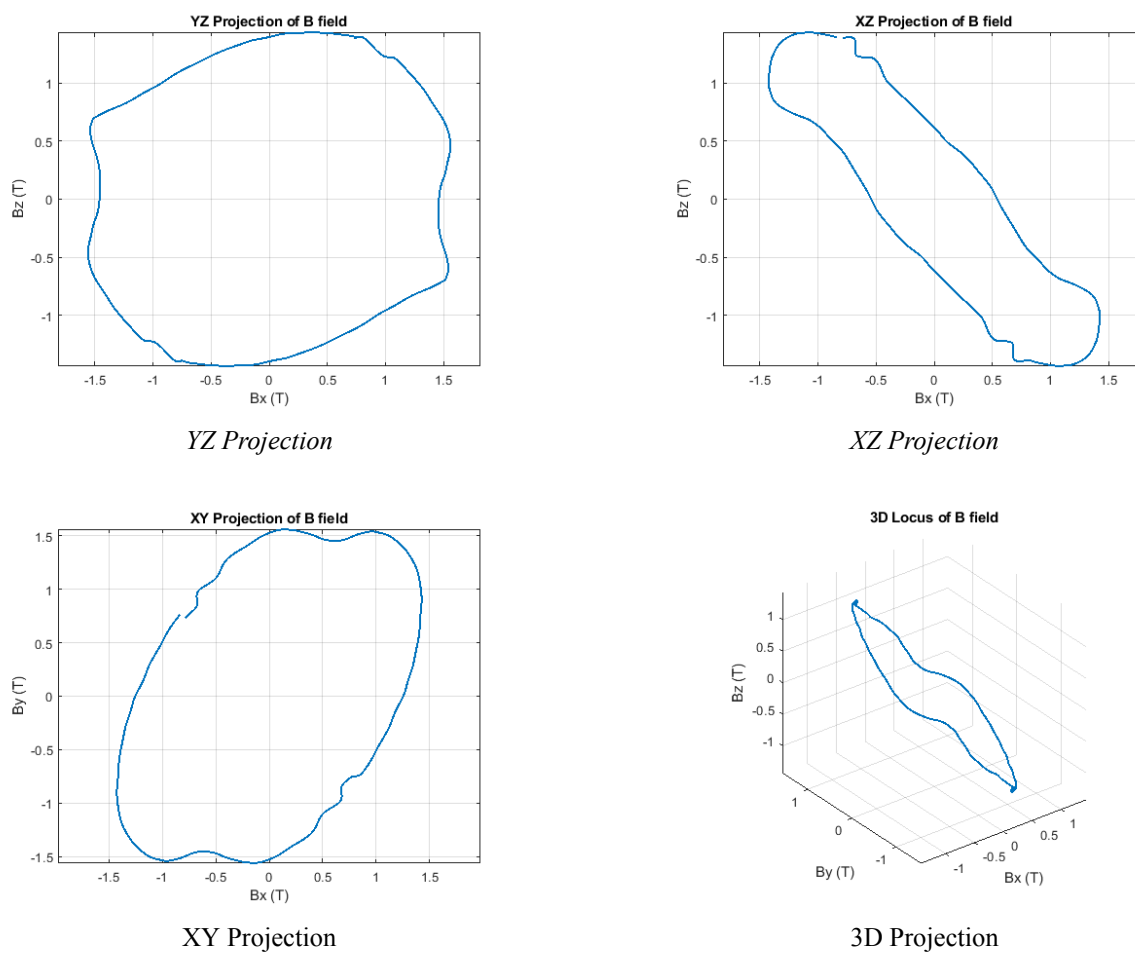


Διανυσματικό Μέτρο Πεδίου

Σχήμα 5.4: Εξέλιξη των διάφορων χωρικών συνιστωσών του διανύσματος του Πεδίου $\mathbf{B}$ κατά την σύγχρονη Πειστροπή (Ηλεκτρική Γωνία από 0 έως 360 μοίρες).



Σχήμα 5.5: FFT Ανάλυση των Χωρικών Συνιστωσών

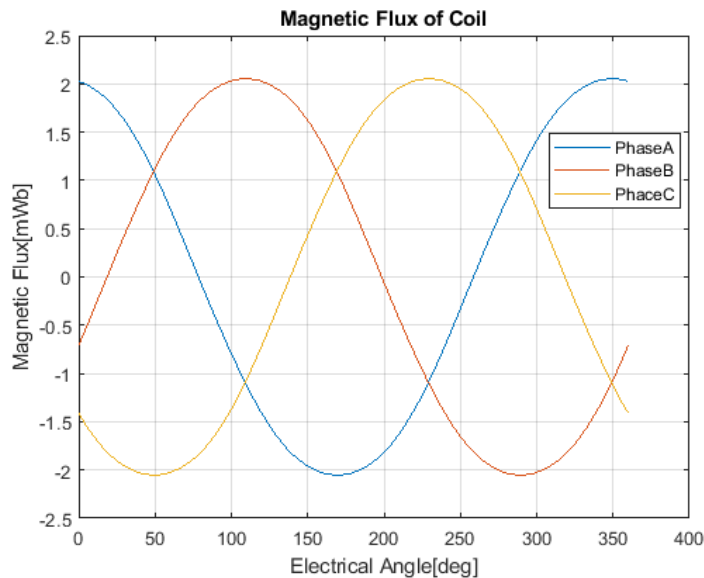


Σχήμα 5.6: Μεταβολή της διεύθυνσης της μαγνητικής ροής, στους 3 άξονες.

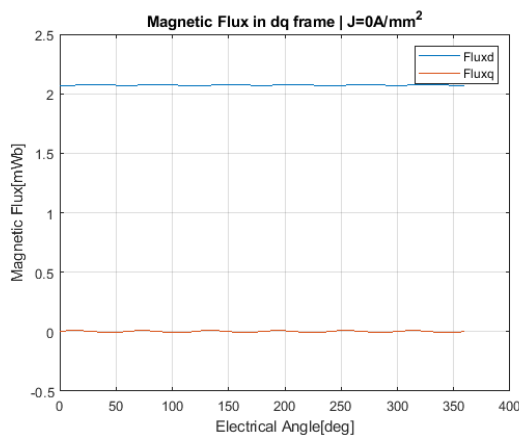
5.1.2 Εξαγωγή Μαγνητικής Ροής και Αντι-ΗΕΔ

Έχοντας όλη την απαραίτητη πληροφορία για την τιμή του πεδίου σε ολόκληρη τη γεωμετρία, το επόμενο βήμα είναι ο υπολογισμός της μαγνητικής ροής του κάθε πηνίου φάσης. Ακολουθώντας τον τρόπο υπολογισμού της μαγνητικής ροής που εξηγήθηκε στην ενότητα (4.3.2) υπολογίζεται η μαγνητική ροή ανά σπείρα, και στη συνέχεια μέσω του αλγορίθμου ανακατασκευής (βλ 4.2.2) υπολογίζεται η εξέλιξη της ροής στην σύγχρονη περιστροφή για κάθε λειτουργικό σημείο $[I, IEA]$. Δεδομένου ότι προσομοιώνεται μόνο το $1/NumberOfSectors$ της συνολικής γεωμετρίας, η ολοκλήρωση της εξίσωσης 4.16 αφορά αντίστοιχα μόνο το προσομοιωμένο τμήμα του πηνίου. Συνεπώς, το αποτέλεσμα της ολοκλήρωσης πρέπει να προσαρμοστεί κατάλληλα ώστε να ληφθεί υπόψη το πλήρες πηνίο στους υπολογισμούς.

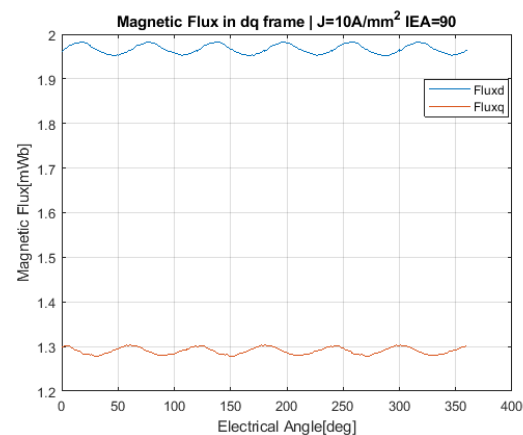
Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται για όλα τα σημεία λειτουργίας, ώστε να παραχθούν οι κυματομορφές της μαγνητικής ροής για κάθε φάση, τόσο στο σύστημα αναφοράς abc όσο και στο περιστρεφόμενο σύστημα dq . Ενδεικτικά, στην Εικόνα 5.7 παρουσιάζεται η εξέλιξη της μαγνητικής ροής στο σύστημα abc , ενώ στις Εικόνες 5.8 παρουσιάζεται η ροή στο σύστημα dq για δύο διαφορετικές τιμές ρεύματος.



Σχήμα 5.7: Μαγνητική ροή στο σύστημα abc .



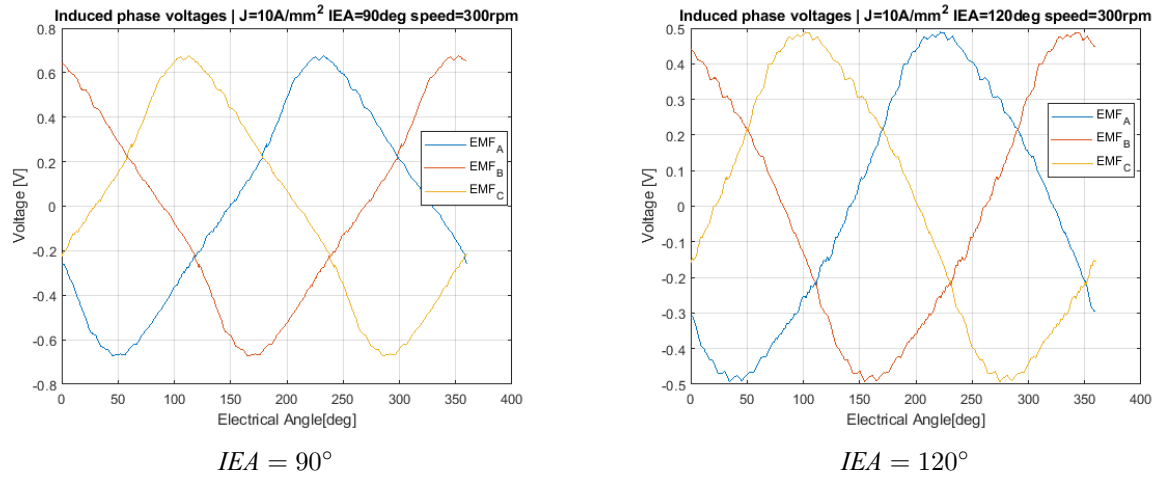
$$|\vec{J}| = 0$$



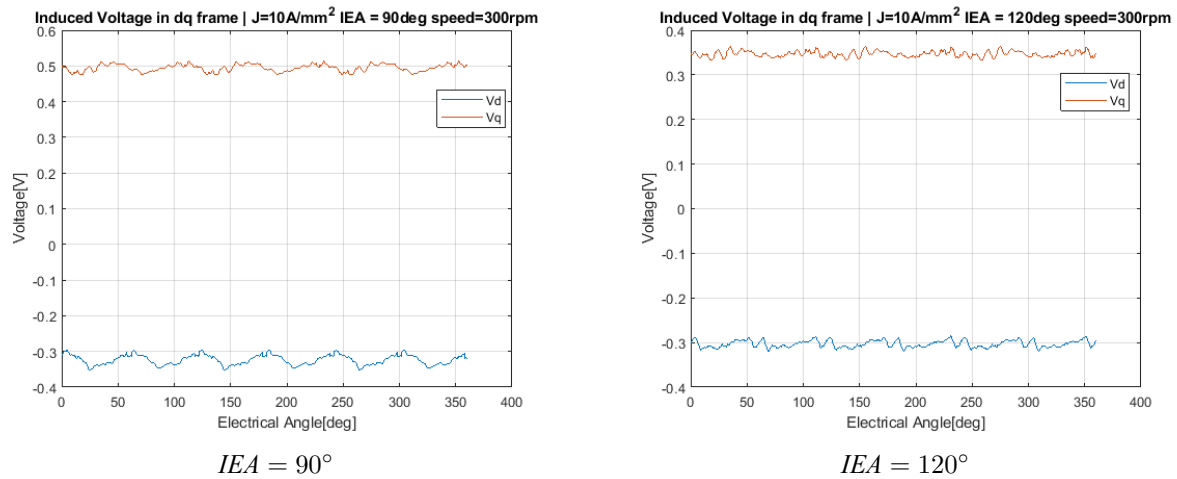
$$|\vec{J}| = 10$$

Σχήμα 5.8: Μαγνητική ροή στο σύστημα dq για διαφορετικές τιμές ρεύματος.

Αντίστοιχα, υπολογίζεται και η Ηλεκτρεγερτική Τάση (back-EMF) για κάθε φάση, η οποία απεικονίζεται στο σύστημα abc και στο dq . Παρακάτω παρουσιάζονται ενδεικτικά τα αποτελέσματα για γωνίες $IEA = 90^\circ$ και $IEA = 120^\circ$, οι οποίες αφορούν διαφορετικές ηλεκτρικές γωνίες.



Σχήμα 5.9: Ηλεκτρεγερτική Τάση στο σύστημα abc για διαφορετικές γωνίες IEA .



Σχήμα 5.10: Ηλεκτρεγερτική Τάση στο σύστημα dq για διαφορετικές γωνίες IEA .

Όλα τα παραπάνω αποτελέσματα αφορούν την ανάλυση του πηνίου, θεωρώντας μόνο ένα ενεργό τύλιγμα. Συνεπώς, είναι απαραίτητος ο υπολογισμός του συνολικού πλήθους των ενεργών σπειρών. Όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 2, η εφαρμογή του κινητήρα αφορά λειτουργία σε χαμηλές στροφές και υψηλή ροπή, με ονομαστική ταχύτητα (*base speed*) τις 400 rpm.

Η ονομαστική ταχύτητα ορίζεται ως η ταχύτητα λειτουργίας κατά την οποία η παραγόμενη αντί-ΗΕΔ (Back Electromotive Force -- Back EMF) ισούται με την ονομαστική εναλλασσόμενη τάση του αντιστροφέα που τροφοδοτεί τον κινητήρα. Με βάση αυτή τη συνθήκη, το πλήθος των ενεργών σπειρών μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση 5.1.

$$\text{ActiveTurns} = \left\lfloor \frac{V_{AC,max}}{\text{BackEMF}_{\text{per turn}}} \right\rfloor = 37(\text{eightpole}) \quad (5.1)$$

όπου:

- $V_{AC,max}$ είναι η μέγιστη φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα,

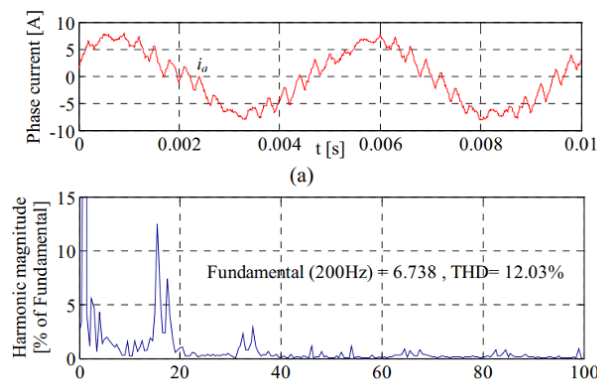
- $\text{BackEMF}_{\text{per turn}}$ είναι η τιμή της αντί-ΗΕΔ ανά σπείρα, υπολογισμένη στη βασική ταχύτητα,
- $\lfloor \cdot \rfloor$ δηλώνει τη στρογγυλοποίηση προς τα κάτω στο πλησιέστερο ακέραιο.

5.2 Υπολογισμός Απωλειών

Οι απώλειες σε μια ηλεκτρική μηχανή αποτελούν καθοριστικό παράγοντα για την τελική της απόδοση, καθώς εκφράζουν την ενέργεια που δεν μετατρέπεται σε ωφέλιμο έργο αλλά αποβάλλεται στο περιβάλλον, κυρίως ως θερμότητα. Για τον σκοπό αυτό, κρίνεται απαραίτητη η ανάπτυξη αυτοματοποιημένων διαδικασιών υπολογισμού ή η χρήση κατάλληλων αναλυτικών εξισώσεων, οι οποίες επιτρέπουν την εκτίμηση των επιμέρους συνιστωσών των απωλειών, με υψηλή ακρίβεια και μειωμένη απαίτηση υπολογιστικών πόρων. Η προσέγγιση αυτή καθίσταται ιδιαίτερα χρήσιμη στο πλαίσιο μελετών βελτιστοποίησης, όπου απαιτείται μεγάλος αριθμός επαναλαμβανόμενων αξιολογήσεων.

5.2.1 Απώλειες Πυρήνα

Τα περισσότερα μοντέλα υπολογισμού των απωλειών πυρήνα στην υπάρχουσα βιβλιογραφία βασίζονται στην υπόθεση πως η μαγνητική επαγωγή στο διάκενο είναι πάντοτε ημιτονοειδής, ενώ στην πραγματικότητα (και ιδιαίτερα στις μηχανές επιφανειακών μόνιμων μαγνητών) είναι τραπεζοειδής, έχοντας ως συνέπεια παρόμοια μεταβολή της επαγωγής στο σώμα του πυρήνα. Ακόμα, θεωρώντας ημιτονοειδή μαγνητική επαγωγή, αγνοούνται τόσο οι αρμονικές χώρου, που οφείλονται στη γεωμετρία του στάτη και συγκεκριμένα στην εναλλαγή δοντιού και πηνίου, όσο και οι αρμονικές χρόνου λόγω της τροφοδοσίας, υποθέτοντας έτσι πως η μόνη συνιστώσα μαγνητικής επαγωγής που προκαλεί απώλειες είναι αυτή της θεμελιώδους συχνότητας. Στην πραγματικότητα όμως, οι ηλεκτρικές μηχανές και ειδικότερα οι κινητήρες, αποτελούν μέρος ενός συνολικού συστήματος οδήγησης που αποτελείται από μετατροπείς ισχύος, όπως αντιστροφείς και οδηγούνται μέσω κάποιας τεχνικής, όπως η τεχνική διαμόρφωσης πλάτους (PWM). Όταν μια μηχανή οδηγείται από αντιστροφή με τεχνική PWM, η κυματομορφή του ρεύματος είναι κατά κανόνα διαφοροποιημένη από καθαρό ημίτονο.



Σχήμα 5.11: Κυματομορφή φασικού ρεύματος τροφοδότησης κινητήρα με προβλεπτικό έλεγχο μέσω σημάτων PWM. Φαίνεται το υψηλό αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος [35].

Αυτό το παραμορφωμένο ρεύμα θα προκαλέσει διακυμάνσεις και τοπικά ελάχιστα στην κυματομορφή της μαγνητικής επαγωγής που αναπτύσσεται το διάκενο, οι οποίες με τη σειρά τους, θα δημιουργήσουν ελάσσονες βρόχους υστέρησης (minor hysteresis loops) επί της συνολικής καμπύλης υστέρησης, προσθέτοντας επιπλέον απώλειες υστέρησης. Επίσης, οι διακυμάνσεις της κυματομορφής οφείλονται στην ύπαρξη αρμονικών συνιστωσών μαγνητικής επαγωγής, πλέον της θεμελιώδους, οι οποίες επάγουν επιπλέον δινορρεύματα, οδηγώντας έτσι σε αυξημένες απώλειες δινορρευσμάτων [5].

Μια ακόμα αιτία απώλειας ισχύος αποτελεί η περιστροφή του διανύσματος της μαγνητικής επαγωγής [36]. Κάποια μοντέλα υποθέτουν πως η μαγνητική ροή μεταβάλλεται μόνο ως προς το μέτρο, ενώ η διεύθυνσή της παραμένει σταθερή. Στις στρεφόμενες μηχανές όμως, υπάρχουν περιοχές του στάτη όπου η μαγνητική επαγωγή εμφανίζει έντονη αλλαγή της κατεύθυνσης της. Οι περιοχές αυτές είναι κατά κύριο λόγο οι άκρες των δοντιών και το τμήμα της βάσης του δοντιού (βλ 5.1.1), στα οποία εμφανίζεται και τοπική αύξηση των απωλειών πυρήνα.

Παρά την ύπαρξή τους, οι παραπάνω απώλειες θα αμεληθούν στην παρούσα εργασία λόγω της σημαντικής δυσκολίας υπολογισμού τους, αφού όσον αφορά τις απώλειες PWM απαιτείται λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων που να επιτρέπει τη δυναμική ανάλυση των ρευμάτων της μηχανής. Έτσι, στα πλαίσια της παρούσας εργασίας θα αμεληθούν οι απώλειες PWM, ενώ λαμβάνεται υπόψη η επίδραση των αρμονικών χώρου (space ή slot harmonics), λόγω της εναλλαγής δοντιών – πηνίου.

Η παρούσα εργασία υιοθετεί ένα υβριδικό μοντέλο υπολογισμού απωλειών πυρήνα, βασισμένο στο μοντέλο διαχωρισμού του Jordan [37], ακολουθώντας τα εξής βήματα τα οποία εξηγήθηκαν αναλυτικά στις προηγούμενες ενότητες του κεφαλαίου:

- Σχεδιάζεται η γεωμετρία στο Comsol και εφαρμόζεται πλεγματοποίηση, με επίλυση του μαγνητοστατικού προβλήματος (βλ 4.1).
- Μέσω διεπαφής Comsol–MATLAB, πραγματοποιείται ανακατασκευή της σύγχρονης περιστροφής του δρομέα και τροφοδότηση των τυλιγμάτων με ρεύματα, εξάγοντας διανύσματα μαγνητικής επαγωγής σε κάθε χρονικό βήμα (βλ 4.2.2).
- Στο πυρήνα (στάτη, δρομέα) λαμβάνονται τα διανύσματα $\vec{B} = (B_x, B_y, B_z)$ στο βαρύκεντρο κάθε στοιχείου (βλ 5.1.1).
- Μετά από μία πλήρη ηλεκτρική περιστροφή, εξάγεται πίνακας $n \times m$, που περιέχει τη χρονική εξέλιξη της $\vec{B}$ στα m στοιχεία του πλέγματος για κάθε ένα από τα n διαφορετικά στιγμιότυπα κατά την περιστροφή της μηχανής, καθώς και πίνακας με την ανάλυση Fourier της κάθε τροχιάς.

Η ανάλυση Fourier εφαρμόζεται για κάθε στοιχείο του πίνακα των διανυσμάτων, ώστε να μετατραπεί η χρονοσειρά της μαγνητικής επαγωγής σε πλάτη αρμονικών συνιστωσών, προκειμένου να ληφθεί υπόψη η επίδραση των ανώτερων αρμονικών στις απώλειες πυρήνα. Πιο συγκεκριμένα, όπως προαναφέρθηκε, το κλασικό μοντέλο Jordan ορίζει τις απώλειες πυρήνα βάσει του διαχωρισμού σε συνιστώσες υστέρησης και δινωρρευσμάτων, ως εξής:

$$P_{Fe} = P_{hys} + P_{ec} = k_{hyst} \cdot f \cdot \hat{B}^2 + k_{ec} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \quad (5.2)$$

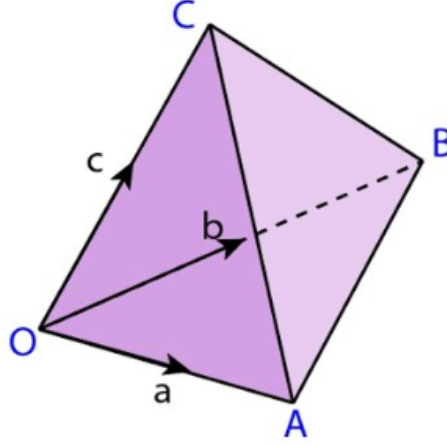
Η παραπάνω εξίσωση του Jordan δίνει τις ειδικές απώλειες πυρήνα σε W/kg, επομένως παρακάτω υπολογίζονται οι συνολικές απώλειες πυρήνα βάση της μάζα του πυρήνα της μηχανής. Αρχικά υπολογίζεται ο στοιχειώδης όγκος κάθε *i-οστού* τετραεδρικού στοιχείου της γεωμετρίας ως εξής:

Ο όγκος ενός τετραέδρου με κορυφές τα σημεία O, A, B, C , μπορεί να υπολογιστεί με χρήση του τριπλού διανυσματικού γινομένου των διανυσμάτων:

$$\vec{OA}, \quad \vec{OB}, \quad \vec{OC}$$

Ο τύπος για τον όγκο είναι:

$$V = \frac{1}{6} \left| \vec{OA} \cdot (\vec{OB} \times \vec{OC}) \right|$$



Σχήμα 5.12: Υπολογισμός όγκου τετραέδρου με κορυφή το O και διανύσματα $\vec{OA}$, $\vec{OB}$, $\vec{OC}$.

Το άθροισμα των στοιχειωδών όγκων για όλα τα τριγωνικά στοιχεία m του πλέγματος στον πυρήνα, δίνει τον συνολικό όγκο του πυρήνα σιδήρου στη μηχανή. Ο όγκος αυτός υπολογίζεται σε m^3 , επομένως πολλαπλασιάζοντας με την πυκνότητα του κάθε υλικού, λαμβάνεται τελικά τη μάζα του πυρήνα της μηχανής.

Τέλος, προκειμένου να μελετηθεί η επίδραση των ανώτερων αρμονικών συνιστωσών της μαγνητικής επαγωγής στις απώλειες πυρήνα, η εξίσωση *Jordan* εφαρμόζεται σε κάθε στοιχειώδη όγκο της γεωμετρίας και στη συνέχεια λαμβάνεται το άθροισμα των αρμονικών στην εκάστοτε συχνότητα έως την 120^η αρμονική. Το μέτρο της μαγνητικής επαγωγής λαμβάνεται μέσω των επιμέρους συνιστωσών της μαγνητικής επαγωγής B_x , B_y και B_z , επομένως οι P_{hys} απώλειες υστέρησης και P_{ec} απώλειες δινορρευμάτων, ορίζονται τελικά ως εξής:

$$P_{hys} = k_{hys} \cdot \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^{120} \Delta v_i \cdot d \cdot (j \cdot f) \cdot (B_{x_{i,j}}^2 + B_{y_{i,j}}^2) \quad (5.3)$$

και

$$P_{ec} = k_{ec} \cdot \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^{120} \Delta v_i \cdot d \cdot (j \cdot f)^2 \cdot (B_{x_{i,j}}^2 + B_{y_{i,j}}^2) \quad (5.4)$$

όπου k_{hys} και k_{ec} οι συντελεστές υστέρησης και δινορρευμάτων αντίστοιχα, d η πυκνότητα του υλικού, j η τάξη της εκάστοτε αρμονικής συνιστώσας, i ο αριθμός του εκάστοτε στοιχείου του πλέγματος και Δv_i ο στοιχειώδης όγκος του κάθε στοιχείου του πλέγματος. Ενώ όσον αφορά το μέτρο $\hat{B}$ του διανύσματος της μαγνητικής επαγωγής $\vec{B}$:

$$\hat{B} = \sqrt{B_x^2 + B_y^2 + B_z^2} \Rightarrow \hat{B}^2 = B_x^2 + B_y^2 + B_z^2 \quad (5.5)$$

5.2.2 Απώλειες Χαλκού

Οι απώλειες χαλκού στις σύγχρονες μηχανές μόνιμων μαγνητών οφείλονται αποκλειστικά στις ωμικές απώλειες στα τυλίγματα του στάτη. Για τον υπολογισμό τους γίνεται χρήση του εξής τύπου:

$$P_{cu} = 3 \cdot I^2 \cdot R_{cu} \quad (5.6)$$

Για τον υπολογισμό τους πρέπει να προσδιοριστούν οι τιμές του ονομαστικού ρεύματος I και της ωμικής αντίστασης φάσης του τυλίγματος R_{cu} .

Κατά κανόνα σε μια διαδικασία βελτιστοποίησης γεωμετρίας ηλεκτρικού κινητήρα, λόγω του ότι οι γεωμετρικές παράμετροι του στάτη και άρα και το εμβαδόν της αύλακας αλλάζουν, το ονομαστικό ρεύμα δεν είναι σταθερή ποσότητα. Αυτό οφείλεται στην τυπική θεώρηση σχεδίασης σταθερής επιφανειακής πυκνότητας ρεύματος στις αύλακες J και όχι ρεύματος για την εξασφάλιση αξιόπιστης θερμικής συμπεριφοράς. Συνεπώς το ονομαστικό ρεύμα πρέπει να υπολογίζεται εκ νέου για κάθε γεωμετρία. Για τον υπολογισμό του ρεύματος στάτη, για δεδομένη πυκνότητα ρεύματος εισόδου J , χρησιμοποιείται ο παρακάτω τύπος:

$$I = \frac{ff \cdot A_{slot} \cdot J}{N_s} \quad (5.7)$$

όπου J είναι η ενεργός τιμή της πυκνότητας ρεύματος, N_s ο αριθμός των ενεργών ελιγμάτων, ff ο συντελεστής πληρότητας του πηνίου και A_{slot} η επιφάνεια της κάθετης τομής του πηνίου.

Ο συντελεστής πληρότητας του πηνίου ορίζεται ως A_{cu}/A_{slot} και αποτελεί δείκτη της αξιοποίησης του διαθέσιμου χώρου μέσα στην αυλάκωση. Ένας υψηλότερος συντελεστής πληρότητας συνεπάγεται μεγαλύτερη ποσότητα χαλκού στον ίδιο όγκο, γεγονός που επιτρέπει τη μείωση της έντασης του ρεύματος για δεδομένη πυκνότητα ρεύματος. Αυτό, με τη σειρά του, οδηγεί σε χαμηλότερες απώλειες, καθώς οι απώλειες ισχύος είναι ανάλογες του τετραγώνου του ρεύματος.

Η αντίσταση του τυλίγματος κάθε φάσης υπολογίζεται ως εξής:

$$R_{cu} = \frac{N_s}{m} \cdot \rho_{cu} \cdot \frac{l_{turn}}{A_{wire}} \quad (5.8)$$

όπου N_{ph} τα ενεργά τυλίγματα του πηνίου, ρ_{cu} η ειδική αντίσταση του χαλκού σε θερμοκρασία θ , $turn$ το μέσο μήκος αγωγού και $A_{wire} = \frac{ff \cdot A_{slot}}{N_s}$ η επιφάνεια του κάθε αγωγού. Στην συνήθη περίπτωση της δισδιάστατης ανάλυσης, ο υπολογισμός του l_{turn} είναι ιδιαίτερα δύσκολος και προσεγγιστικός, καθώς πρέπει να συνυπολογιστούν τα άκρα του πηνίου (*End Turns*). Στην συγκεκριμένη εφαρμογή τόσο το γεγονός ότι γίνεται τρισδιάστατη ανάλυση, όσο και το ότι το πηνίο δεν εμφανίζει άκρα εκτός του ενεργού πυρήνα της μηχανής, καθιστούν αυτή την ανάλυση μη απαραίτητη.

Η ειδική αντίσταση του χαλκού για θερμοκρασία περιβάλλοντος 20°C είναι ίση με $\rho_{cu,20^\circ\text{C}} = 1.75 \mu\Omega \cdot \text{cm}$. Η θερμοβαθμική ειδική αντίσταση προκύπτει σε $\mu\Omega \cdot \text{cm}$ ως εξής:

$$\rho_{cu} = \rho_{cu,20^\circ\text{C}} \cdot (1 + a \cdot (\theta - 20^\circ\text{C})) \quad (5.9)$$

όπου a ο συντελεστής θερμοκρασιακής μεταβολής.

Στην περίπτωση του υπολογισμού των απωλειών, θερμοκρασία λειτουργίας του χαλκού είναι $\theta = 80^\circ\text{C}$ και συντελεστής θερμοκρασιακής μεταβολής $a = 3.9 \cdot 10^{-3} \text{K}^{-1}$. Για αυτή τη θερμοκρασία, η ειδική αντίσταση θα είναι:

$$\begin{aligned} \rho_{cu} &= 1.75 \cdot (1 + 3.9 \cdot 10^{-3} \cdot (80 - 20)) \\ &= 2.16e - 8m \end{aligned}$$

5.2.3 Απώλειες Εγγύτητας

Μια ακόμα κατηγορία απωλειών που εμφανίζεται στον χαλκό του πηνίου είναι οι απώλειες εγγύτητας (proximity losses). Για ορισμένες μηχανές, οι απώλειες λόγω του φαινομένου εγγύτητας μπορούν να αυξήσουν σημαντικά τις απώλειες στον χαλκό. Σε προβλήματα εναλλασσόμενου ρεύματος, μια περιοχή

με σύρματα μπορεί να αντικατασταθεί από μια ομογενοποιημένη περιοχή με μιγαδική σχετική διαπερατότητα όπου το φανταστικό μέρος της διαπερατότητας σχετίζεται με τις απώλειες. Αν και το [38] παρουσιάζει μια συναρτησιακή προσαρμογή που υπολογίζει τις απώλειες σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων και συντελεστών πληρότητας, η κατάσταση που συναντάται πιο συχνά σε τυπικές εφαρμογές κινητήρων είναι η περίπτωση περιορισμού χαμηλής συχνότητας. Στην περίπτωση χαμηλής συχνότητας, η απώλεια έχει πολύ απλούστερη μορφή. Η απώλεια εγγύτητας ανά μονάδα όγκου, P_{prox} , είναι:

$$P_{\text{prox}} = C_{\text{prox}} \omega^2 B^2 \quad (5.10)$$

όπου C_{prox} είναι ένας συντελεστής απωλειών που μπορεί να εξαχθεί από το Παράρτημα του [6]:

$$C_{\text{prox}} = \text{ff} \cdot \left(\frac{\pi^2}{8} \right) \sigma_{\text{wire}} d_{\text{wire}}^2 \quad (5.11)$$

όπου σ_{wire} και d_{wire} είναι αντίστοιχα η ηλεκτρική αγωγιμότητα και η διάμετρος των αγωγικών συρμάτων. Σημειώνεται ότι η μορφή της 5.11 είναι πολύ παρόμοια με τις απώλειες λόγω δινορρευμάτων που αναπτύχθηκαν στο 5.2.1. Χρησιμοποιώντας αυτό το μοντέλο, οι απώλειες σε περιοχές περιελίξεων μπορούν να αθροιστούν ως προς τη συχνότητα και τον χώρο με τον ίδιο ακριβώς τρόπο όπως και οι απώλειες πυρήνα, χρησιμοποιώντας απλώς διαφορετικές τιμές για τους συντελεστές απώλειας πυρήνα (δηλ. $C_e = C_{\text{prox}}, C_h = 0$).

5.2.4 Απώλειες Μαγνήτη

Οι απώλειες δινορρευμάτων στο σώμα των μόνιμων μαγνητών αποτελούν απώλεια ισχύος στους κινητήρες επιφανειακών μόνιμων μαγνητών, όπου οι μαγνήτες που τοποθετούνται στο διάκενο της μηχανής και αναπτύσσουν δινορρεύματα λόγω της μεταβολής της ΜΕΔ στο διάκενο. Τα αναπτυσσόμενα δινορρεύματα προκαλούν αύξηση της θερμοκρασίας των μόνιμων μαγνητών, που μπορεί να οδηγήσει σε απομαγνήτιση τους. Οι απώλειες αυτές διαδραματίζουν ιδιαίτερα σημαντικό ρόλο σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων, λόγω του γεγονότος ότι οι απώλειες μόνιμων μαγνητών είναι ανάλογες του τετραγώνου της συχνότητας λειτουργίας, ενώ συνήθως αμελούνται σε εφαρμογές συμβατικών ταχυτήτων, όπως η παρούσα. Ο υπολογισμός τους στηρίζεται κυρίως σε αναλυτικές μεθόδους που συνήθως θεωρούν παραδοχές και απλουστεύσεις σχετικά με τις μαγνητικές ιδιότητες των υλικών, όπως η μέθοδος που προτείνεται στο [39], η οποία επιλέγεται για την παρούσα μελέτη. Οι βασικές υποθέσεις της προτεινόμενης μεθόδου είναι:

- Οι πυρήνες στάτη και δρομέα θεωρείται πως έχουν άπειρη διαπερατότητα και μηδενική ηλεκτρική αγωγιμότητα.
- Τα επαγόμενα δινορρεύματα έχουν αξονική κατεύθυνση, δηλαδή αγνοούνται η επίδραση των άκρων τυλιγμάτων.
- Οι μόνιμοι μαγνήτες έχουν ηλεκτρική αγωγιμότητα σ_m .
- Η αλλαγή της μαγνητικής διαπερατότητας στο διάκενο λόγω εναλλαγής δοντιών – αυλάκων αγνοείται.

Κατ' αντιστοιχία με τη μέθοδο υπολογισμού των απωλειών πυρήνα, αφού η γεωμετρία σχεδιαστεί, πλεγματοποιηθεί και ο δρομέας περιστραφεί σύγχρονα με τα ρεύματα στάτη, ακολουθείται η εξής διαδικασία:

- Αναγνωρίζονται οι περιοχές της γεωμετρίας που υπάρχουν μαγνήτες και λαμβάνονται οι τιμές του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού A στο βαρύκεντρο του κάθε στοιχειώδους τετραέδρου των μαγνητών.

- Αφού ολοκληρωθεί μια πλήρης ηλεκτρική περιστροφή, η διαδικασία ανάλυσης της μηχανής ολοκληρώνεται με την εξαγωγή ενός πίνακα $n \times m$, ο οποίος περιέχει το μαγνητικό διανυσματικό δυναμικό σε κάθε ένα από τα m στοιχεία του πλέγματος, για κάθε ένα από τα n διαφορετικά στιγμιότυπα κατά την περιστροφή της μηχανής. Σε όσα από τα m στοιχεία του πλέγματος υπάρχει υλικό μαγνήτη, ο πίνακας A έχει κάποια τιμή, ενώ στα υπόλοιπα έχει μηδενική τιμή, υποδηλώνοντας έτσι την ύπαρξη άλλου υλικού.

Στη συνέχεια, τα επαγόμενα δινορρεύματα στους μαγνήτες λόγω του χρονομεταβλητού μαγνητικού πεδίου του στάτη, υπολογίζονται ως εξής σε μορφή πίνακα $n \times m$:

$$J_m = -\sigma_m \cdot \frac{dA}{dt} + J_c \quad (7.17)$$

όπου σ_m η ηλεκτρική αγωγιμότητα των μαγνητών και J_c είναι η σταθερά ολοκλήρωσης που απαιτείται για το μηδενισμό της πυκνότητας ρεύματος στην εγκάρσια διατομή κάθε μαγνήτη. Όμοια με το μοντέλο απωλειών πυρήνα, αντί να υπολογίζεται ο ρυθμός μεταβολής του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού $\frac{dA}{dt}$ σε κάθε βήμα για κάθε στοιχείο της γεωμετρίας μαγνητών, επιλέγεται να υπολογιστούν οι αρμονικές συνιστώσες του A μέσω της συνάρτησης ταχείας μετασχηματισμού Fourier στο MATLAB, επομένως η παραπάνω σχέση γίνεται:

$$J_m = -\sigma_m \cdot j \cdot f \cdot A + J_c \quad (7.18)$$

Η σταθερά J_c υπολογίζεται ως ένα ισοδύναμο «μέσο» ρεύμα στην διατομή κάθε μαγνήτη, ως εξής:

$$J_c = J_m \cdot \frac{\Delta v_n}{V_{mag}} \quad (7.19)$$

όπου J_m είναι πίνακας $n \times m$, Δv_n είναι πίνακας $m \times 1$ που περιέχει τους στοιχειώδεις όγκους των τετραεδρικών στοιχείων των μαγνητών και V_{mag} είναι ο συνολικός όγκος των μαγνητών. Έτσι το J_c προκύπτει ως διάνυσμα στήλης $n \times 1$, επομένως για κάθε θέση δρομέα προκύπτει μια ισοδύναμη πυκνότητα ρεύματος περιορισμού (constraint current).

Για τον υπολογισμό των απωλειών δινορρευσμάτων γίνεται άθροισμα όλων των αρμονικών συνιστωσών του διανυσματικού δυναμικού A , σε κάθε στοιχειώδη όγκο της γεωμετρίας των μαγνητών. Οι συνολικές απώλειες δινορρευσμάτων υπολογίζονται ως εξής:

$$P_{mag} = \frac{1}{2} \cdot \sigma_m \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^{120} \Delta v_i \cdot (2 \cdot \pi \cdot j \cdot f)^2 \cdot (J_{m,j})^2 \quad (5.12)$$

5.3 Υπολογισμός Χαρτών Λειτουργίας Μηχανής

Στα προηγούμενα κεφάλαια παρουσιάστηκε αναλυτικά η διαδικασία υπολογισμού βασικών μεγεθών της ηλεκτρικής μηχανής, όπως η παραγόμενη ροπή και η μαγνητική ροή, μέσω προσομοιώσεων *Πεπερασμένων Στοιχείων (FEA)*. Επιπλέον, εφαρμόστηκαν τεχνικές *μετεπεξεργασίας* για την εξαγωγή των απωλειών υπό διάφορες συνθήκες λειτουργίας.

Σε αυτό το στάδιο, η ανάλυση στρέφεται προς την εκτίμηση των **πραγματικών ηλεκτρικών μεγεθών** εισόδου και την αντιστοίχισή τους με το προσομοιωμένο φορτίο. Συγκεκριμένα, στόχος είναι ο υπολογισμός των ισοδύναμων παραμέτρων της μηχανής—όπως η *ωμική αντίσταση* R_s και η *αντίσταση μαγνητικών απωλειών* R_m —καθώς και των τάσεων $V_{s,d}$ και $V_{s,q}$ που απαιτούνται από τον αντιστροφέα για την αναπαραγωγή των προσομοιωμένων καταστάσεων.

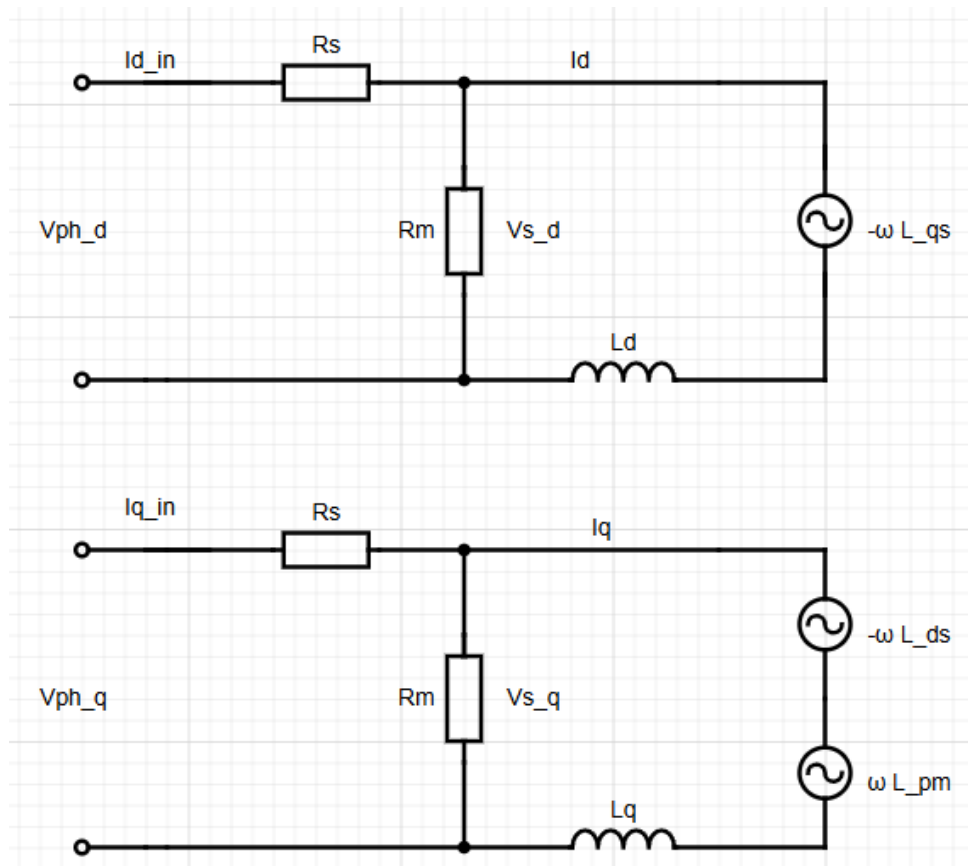
Για τον σκοπό αυτό, υιοθετείται ένα **τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα** ανά άξονα (d - q) σε σχέση με την υποενότητα 2.3.1, το οποίο λαμβάνει επιπλέον υπόψη τόσο τις απώλειες του μαγνητικού κυκλώματος όσο και τη συνολική ηλεκτρική συμπεριφορά της μηχανής. Η προσέγγιση αυτή επιτρέπει την ανακατασκευή των τάσεων εισόδου και του συνολικού ρεύματος που απαιτείται από το σύστημα ελέγχου, καθώς και τον υπολογισμό σημαντικών μεγεθών όπως η ισχύς εισόδου, ο συντελεστής ισχύος και η συνολική απόδοση.

5.3.1 Προσδιορισμός Παραμέτρων Ισοδύναμου Κυκλώματος

Το ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής αναλύεται ξεχωριστά για τον d -άξονα και τον q -άξονα. Περιλαμβάνει:

- Την ωμική πτώση τάσης μέσω R_s , η οποία περιλαμβάνει τόσο τις αντίστοιχες απώλειες Joule(copper) όσο και τις απώλειες εγγύτητας(proximity) των αγωγών.
- Τον παράλληλο κλάδο R_m που αντιπροσωπεύει τις μαγνητικές απώλειες (υστερήσεως και δινορρευσμάτων στον πυρήνα και τους μαγνήτες).

Τα ισοδύναμα κυκλώματα φαίνονται στο Σχήμα 5.13.



Σχήμα 5.13: Ισοδύναμο Κύκλωμα dq Άξονα

Το μοντέλο των *Πεπερασμένων Στοιχείων* δέχεται σαν είσοδο τα μεγέθη I_d , I_q και η Αντι-HEΔ που υπολογίστηκε στην ενότητα 5.1.1 αναφέρεται στα μεγέθη V_{sd} , V_{sq} . Χρησιμοποιώντας την ισχύ των απωλειών θα προσδιοριστούν οι παράμετροι του ισοδύναμου κυκλώματος και στην συνέχεια με την χρήση των παραμέτρων θα βρεθούν τα μεγέθη εισόδου V_{din} , V_{qin} , I_{din} , I_{qin} .

Για κάθε σημείο λειτουργίας ($||, IEA, f$) υπολογίζονται οι εξής ποσότητες:

Υπολογισμός Ρευμάτων

Τα ρεύματα I_d , I_q προκύπτουν από την μετατροπή του συνολικού ρεύματος που εισάγεται στο FEA.

$$I_d = \sqrt{2} \cdot I' \cdot \cos(IEA) \quad (5.13)$$

$$I_q = \sqrt{2} \cdot I' \cdot \sin(IEA) \quad (5.14)$$

Παράλληλος Κλάδος (Μαγνητικές Απώλειες)

Οι απώλειες μαγνητικού τύπου (υστέρησης και δινορρευσμάτων) ανατίθενται σε μία αντίσταση R_m :

$$P_{parallel} = \frac{2}{3}(P_{eddy} + P_{hyst}) \quad (5.15)$$

$$R_m = \frac{V_d^2 + V_q^2}{P_{parallel}} \quad (5.16)$$

Σειριακός Κλάδος (Απώλειες Εγγύτητας και Αντίστασης)

Αντίστοιχα, οι απώλειες από την αντίσταση περιλαμβάνονται στο R_s :

$$P_{series} = \frac{2}{3}(P_{proxy} + P_{resistive}) \quad (5.17)$$

$$R_s = \frac{P_{series}}{I_d^2 + I_q^2} \quad (5.18)$$

Τάση Εισόδου από Αντιστροφέα

Η συνολική τάση που πρέπει να παρέχει ο αντιστροφέας είναι:

$$V_{d,in} = R_s \cdot \left(I_d + \frac{V_d}{R_m} \right) + V_d \quad (5.19)$$

$$V_{q,in} = R_s \cdot \left(I_q + \frac{V_q}{R_m} \right) + V_q \quad (5.20)$$

Ρεύμα Εισόδου από Αντιστροφέα

Το ρεύμα εισόδου ισούται με το άθροισμα του ρεύματος στο ενεργό σκέλος και το ρεύμα λόγω R_m :

$$I_{d,in} = I_d + \frac{V_d}{R_m} \quad (5.21)$$

$$I_{q,in} = I_q + \frac{V_q}{R_m} \quad (5.22)$$

Συντελεστής Ισχύος

Ορίζεται ως το συνημίτονο της γωνίας μεταξύ της συνολικής τάσης και ρεύματος:

$$PF = \cos(\angle(V_{d,in} + jV_{q,in}) - \angle(I_{d,in} + jI_{q,in})) \quad (5.23)$$

Ισχύς Εισόδου - Εξόδου και Απόδοση

Η έξοδος υπολογίζεται από την ηλεκτρομαγνητική ροπή:

$$P_{out} = 2\pi \cdot \frac{p}{2} \cdot Torque \cdot f \quad (5.24)$$

$$P_{in} = P_{out} + P_{proxy} + P_{resistive} + P_{eddy} + P_{hyst} \quad (5.25)$$

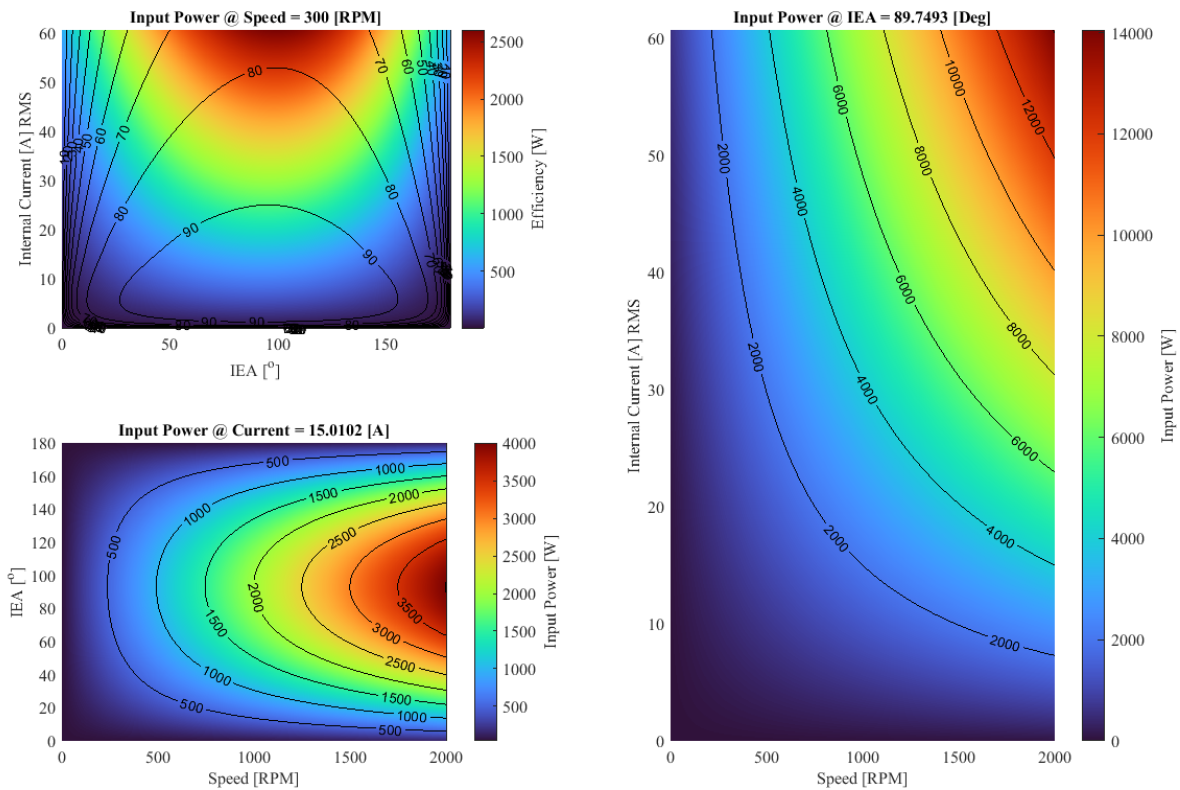
$$\eta = 100 \cdot \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (5.26)$$

Η παραπάνω διαδικασία επιτρέπει την ακριβή ανακατασκευή των ηλεκτρικών μεγεθών που απαιτεί ο αντιστροφέας για την επίτευξη της επιθυμητής ροπής, με πλήρη συνεκτίμηση των απωλειών και της δυναμικής συμπεριφοράς του υλικού. Η ανάλυση αυτή είναι κρίσιμη για την απόδοση, το σχεδιασμό του αντιστροφέα και τον αποδοτικό έλεγχο της μηχανής.

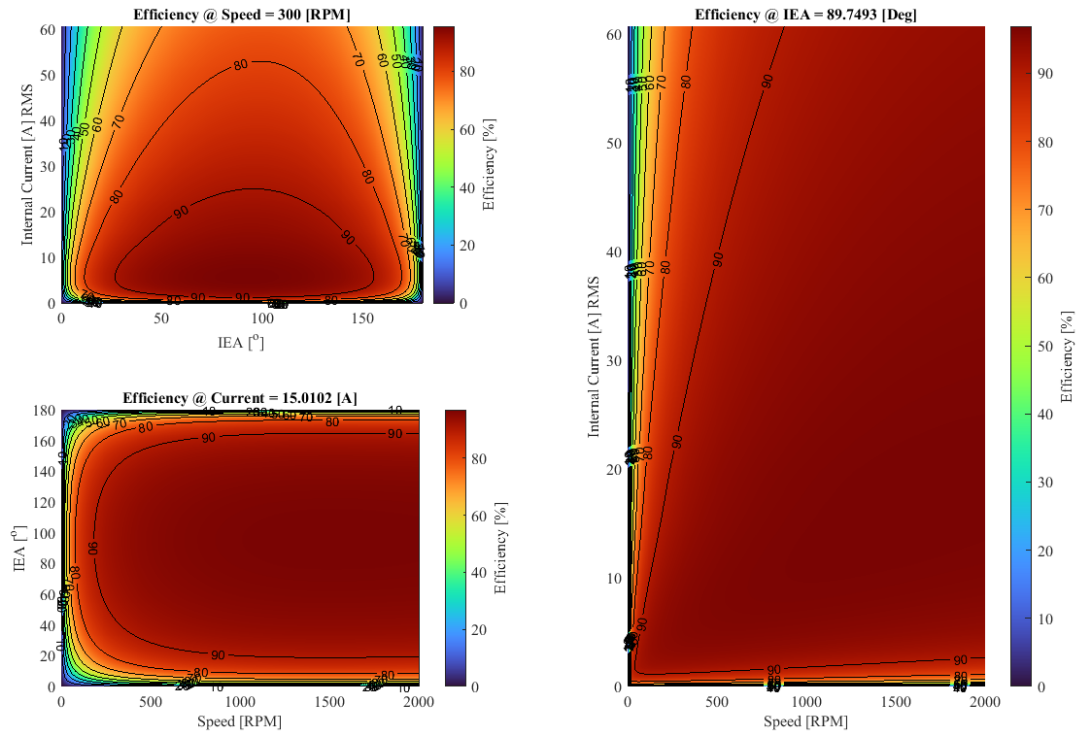
5.3.2 Αποτελέσματα Ανοιχτού Βρόγχου

Αξιοποιώντας τα προηγουμένως υπολογισμένα μεγέθη, είναι πλέον δυνατή η εξαγωγή των αντίστοιχων χαρτών λειτουργίας για την οκταπολική μηχανή που μελετήθηκε. Οι χάρτες αυτοί αποτυπώνουν τη συμπεριφορά της μηχανής σε όλο το εύρος των δυνατών σημείων λειτουργίας, χωρίς την εφαρμογή κάποιας στρατηγικής ελέγχου ή βελτιστοποίησης. Για τον λόγο αυτό, χαρακτηρίζονται ως Χάρτες Ανοιχτού Βρόγχου (Open Loop Maps), καθώς δεν περιλαμβάνεται μηχανισμός επιλογής ή περιορισμού των σημείων λειτουργίας βάσει κάποιας στοχευμένης πολιτικής ελέγχου.

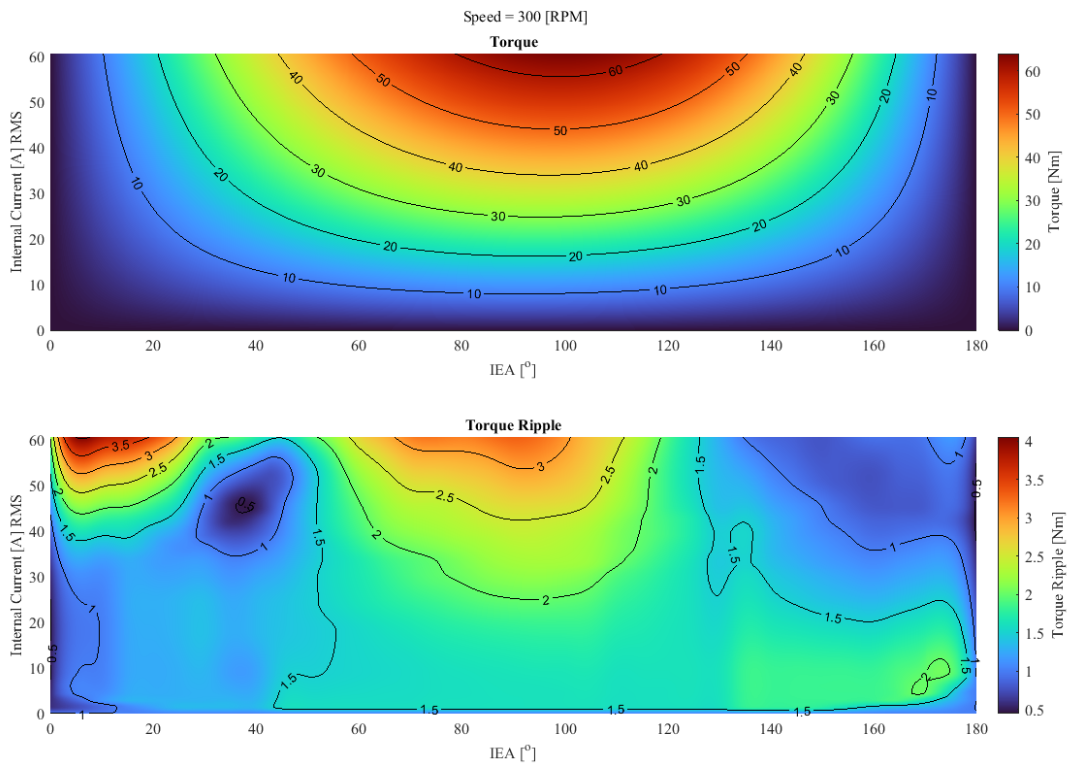
$$Speed = 300rpm, Current = 15A, IEA = 90^\circ$$



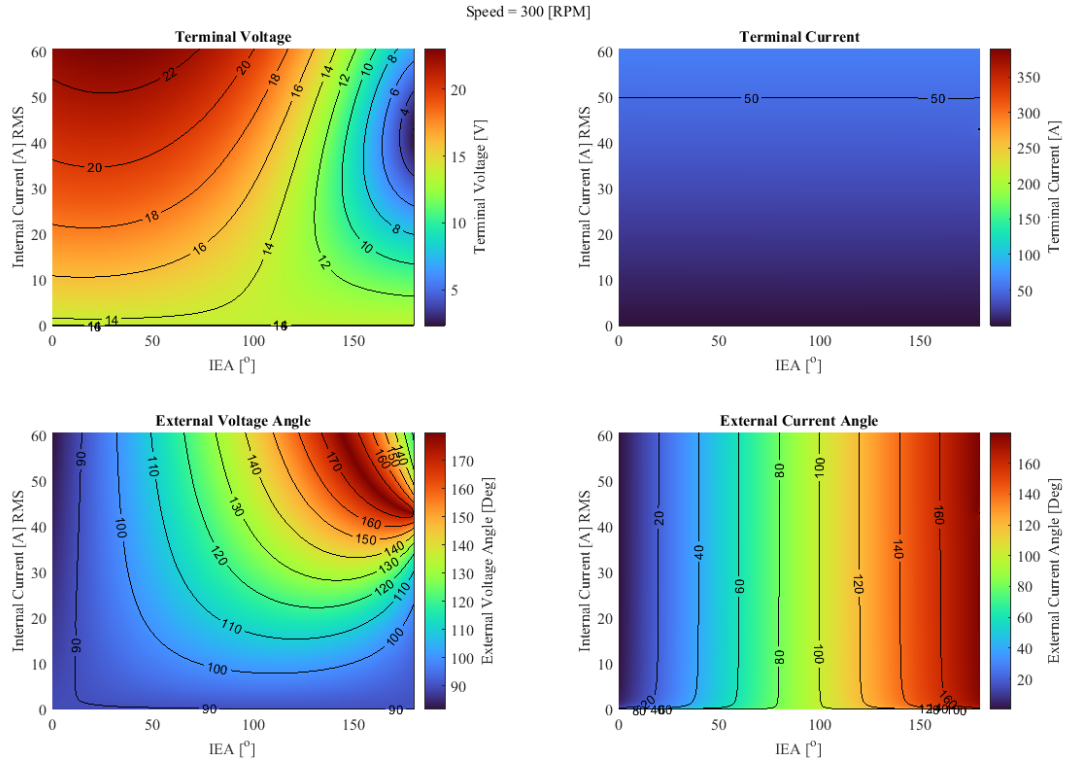
Σχήμα 5.14: Ισχύς Εισόδου



Σχήμα 5.15: Βαθμός Απόδοσης

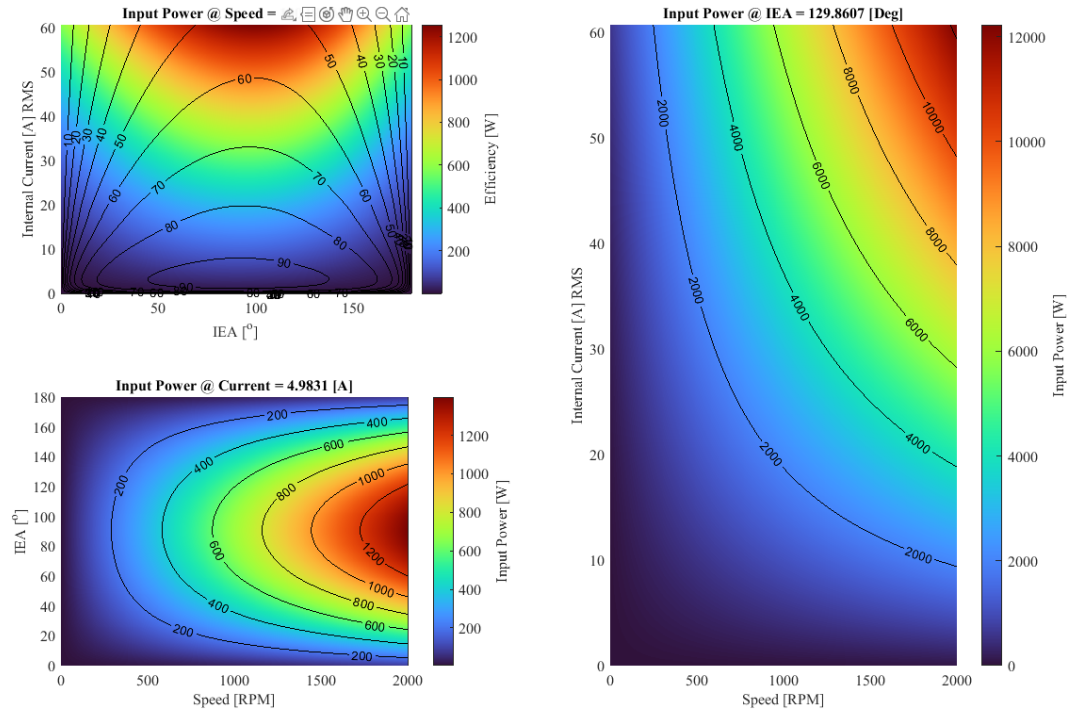


Σχήμα 5.16: Μέση και Διακύμανση Ροπής για Δεδομένη Ταχύτητα

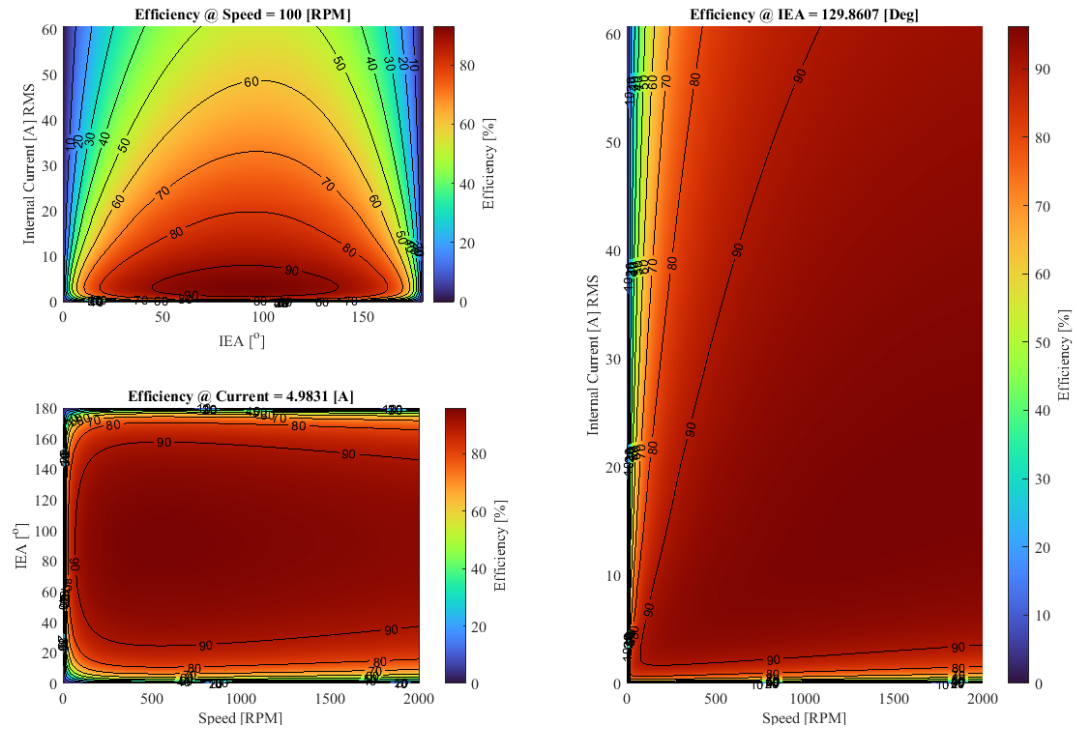


Σχήμα 5.17: Χαρακτηριστικά των Τερματικών της Μηχανής για Δεδομένη Ταχύτητα

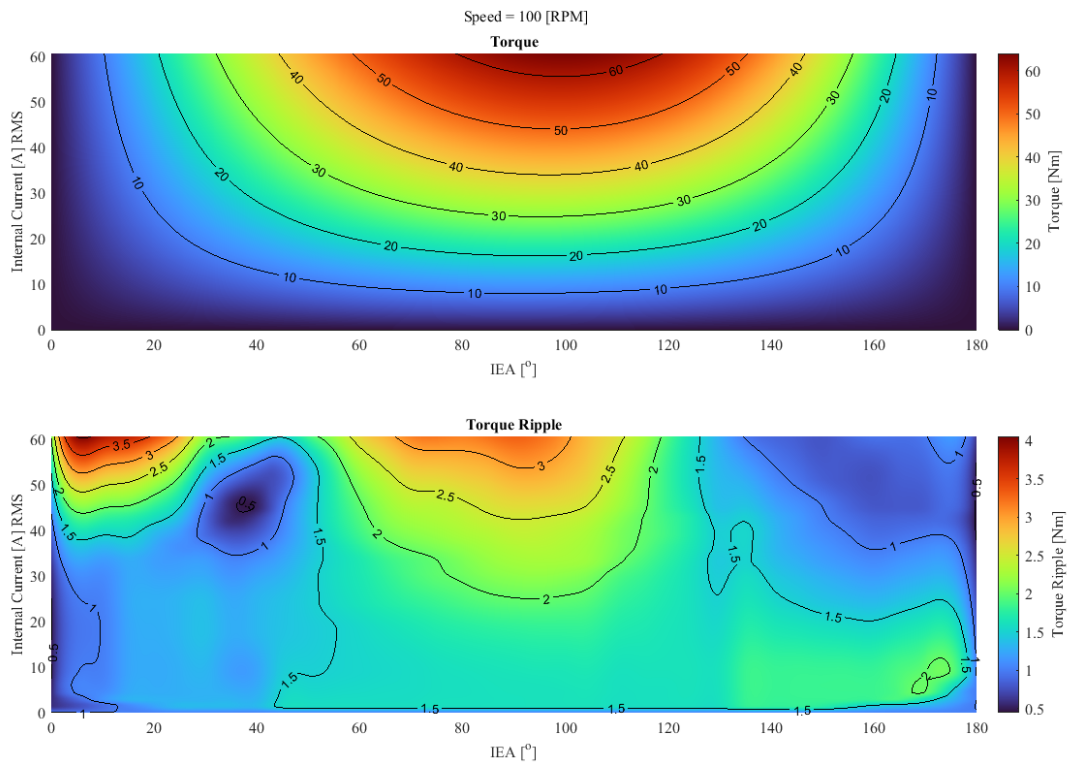
$Speed = 100rpm, Current = 5A, IEA = 130^\circ$



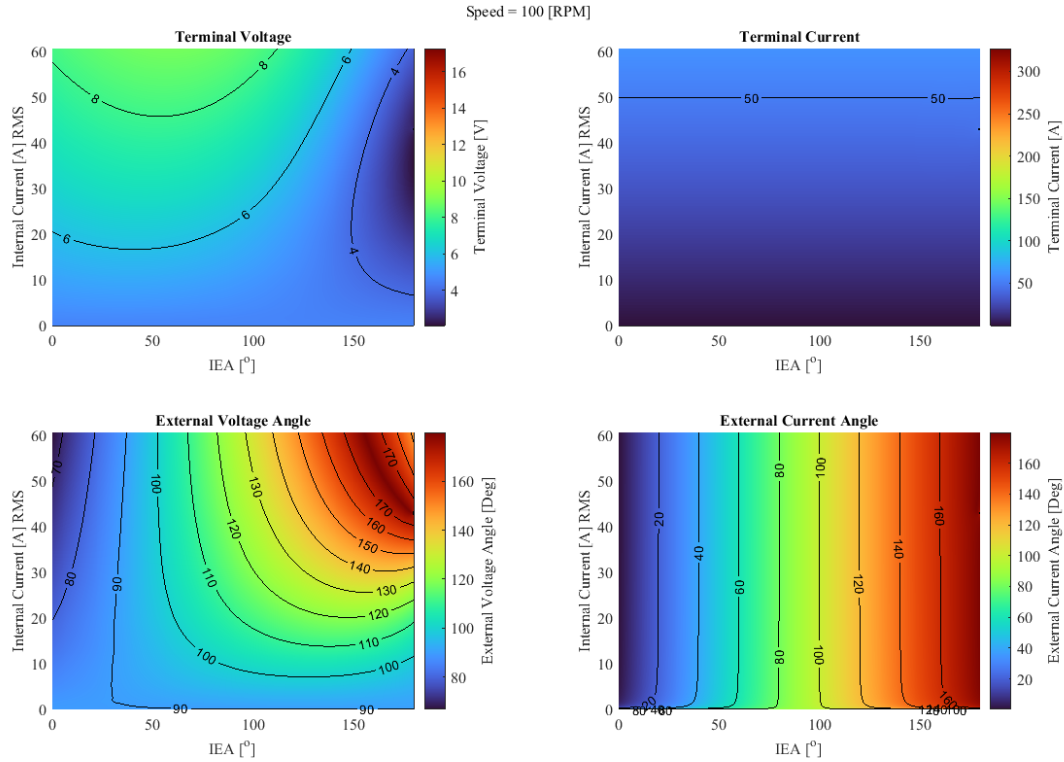
Σχήμα 5.18: Ισχύς Εισόδου



Σχήμα 5.19: Βαθμός Απόδοσης



Σχήμα 5.20: Μέση και Διακύμανση Ροπής για Δεδομένη Ταχύτητα



Σχήμα 5.21: Χαρακτηριστικά των Τερματικών της Μηχανής για Δεδομένη Ταχύτητα

5.3.3 Τεχνική Οδήγησης MTPA

Η κατασκευή χαρτών κλειστού βρόγχου (Closed Loop Maps) στηρίζεται στην υπόθεση ότι η μηχανή ελέγχεται από ειδικό αλγόριθμο, ο οποίος σε κάθε λειτουργικό σημείο (T, ω) εφαρμόζει την κατάλληλη στρατηγική τροφοδότησης ώστε να βελτιστοποιείται μια επιθυμητή ποσότητα, όπως η ροπή ή η απόδοση.

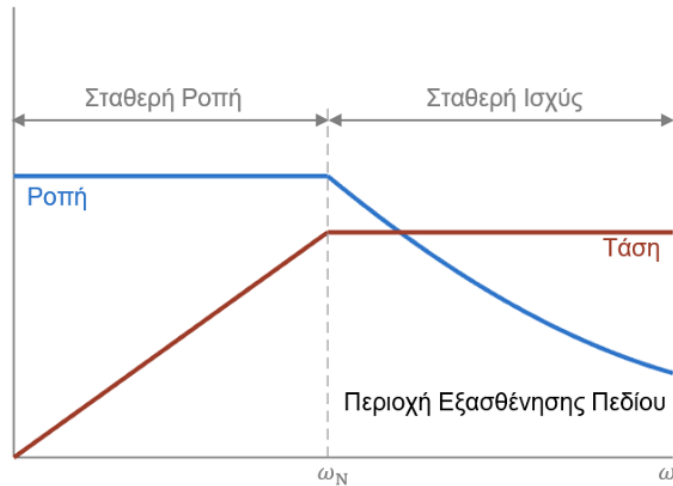
Μία από τις πιο διαδεδομένες στρατηγικές στον έλεγχο σύγχρονων μηχανών είναι η μέθοδος Μέγιστης Ροπής Ανά Ρεύμα **MTPA (Maximum Torque Per Ampere)**, η οποία επιλέγει εκείνο το ζεύγος I_d, I_q για κάθε επιθυμητή ροπή, το οποίο ελαχιστοποιεί το μέτρο του ρεύματος τροφοδοσίας:

$$I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (5.27)$$

Ωστόσο, για αυξανόμενες ταχύτητες ω_m υπάρχει ο κίνδυνος η επαγόμενη τάση $v_{\varphi,ac}$ να ξεπεράσει την επιτρεπτή τιμή που μπορεί να επιβάλλει ο αντιστροφέας. Το όριο αυτό καθορίζεται από τη μέγιστη DC τάση της μπαταρίας και τον συντελεστή διαμόρφωσης m_a :

$$v_{\varphi,ac}^{(max)} = m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad (5.28)$$

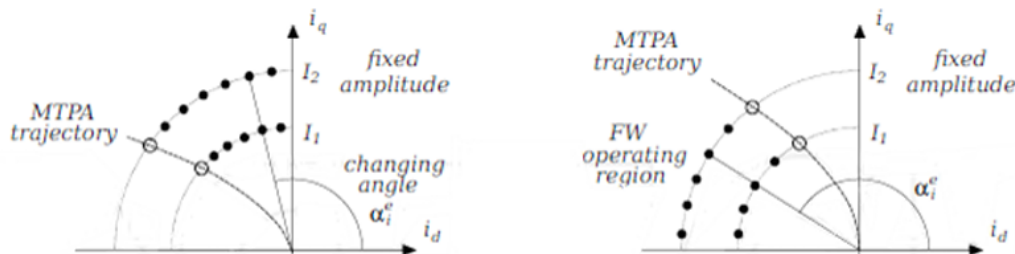
Γενικότερα υπάρχουν δύο περιορισμοί(constraints) που θα πρέπει να ληφθούν υπόψη κατά την βελτιστοποίηση του ρεύματος. Σε κάθε λειτουργικό σημείο πρέπει η τάση της μηχανής να είναι μικρότερη από την τιμή που ορίζεται στην εξίσωση 5.28, και ρεύμα φάσης μικρότερο από το ονομαστικό ρεύμα του αντιστροφέα. Το σύνολο των σημείων που βρίσκονται στο όριο των παραπάνω περιορισμών χαρακτηρίζουν την περιβάλλουσα (envelope) της καμπύλης Ροπής Ταχύτητας της μηχανής.



Σχήμα 5.22: Χαρακτηριστικές Καμπύλες Περιβάλλουσας Ροπής και Τάσης ως προς την Ταχύτητα Περιστροφής.

Εφόσον η ταχύτητα αυξηθεί αρκετά ώστε να παραβιαστεί αυτός ο περιορισμός, τότε δεν είναι πλέον δυνατή η λειτουργία στο βέλτιστο σημείο Μέγιστης Ροπής Ανά Ρεύμα (MTPA), καθώς η επαγόμενη τάση θα ξεπερνά τα όρια του αντιστροφέα. Σε αυτή την περίπτωση εφαρμόζεται **εξασθένηση πεδίου (Field Weakening)**, μια στρατηγική κατά την οποία μειώνεται σκόπιμα η συνιστώσα i_d του ρεύματος (προς πιο αρνητικές τιμές) ώστε να μειωθεί η πεπλεγμένη ροή, και κατά συνέπεια η επαγόμενη τάση.

Η ταχύτητα για την οποία εμφανίζεται πρώτη φορά αυτός ο περιορισμός ονομάζεται **ονομαστική ταχύτητα (base speed)** και διαχωρίζει την περιοχή **σταθερής ροπής** (κάτω από ω_N) από την περιοχή **σταθερής ισχύος** (άνω της ω_N), όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.22.



Σχήμα 5.23: Απεικόνιση περιοχών MTPA και εξασθένησης πεδίου στο επίπεδο i_d - i_q .

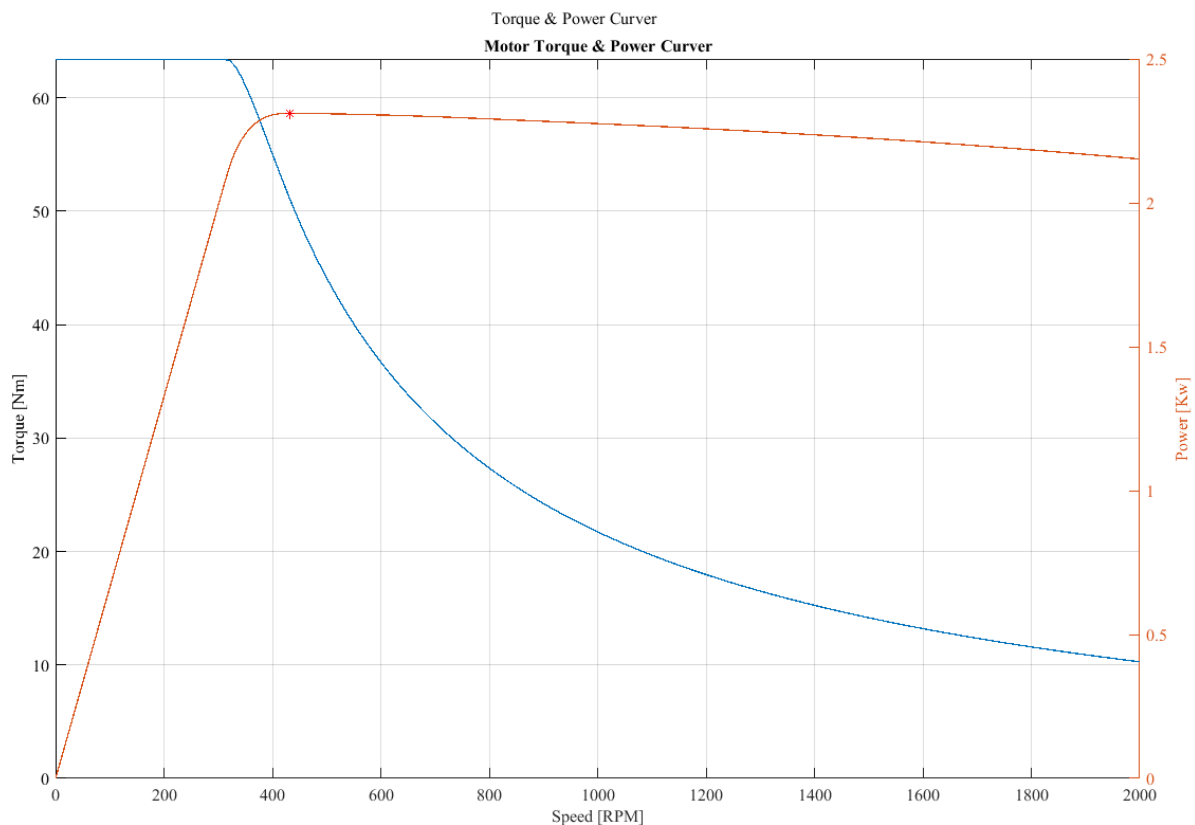
Στο Σχήμα 5.23 παρουσιάζεται η στρατηγική MTPA ως καμπύλη μεταβαλλόμενης γωνίας α_i και η περιοχή εξασθένησης πεδίου όπου, για σταθερό μέτρο ρεύματος, η γωνία γίνεται λιγότερο ευνοϊκή (η i_q μειώνεται ενώ το i_d γίνεται πιο αρνητικό), ώστε να μειωθεί η τάση. Αυτό έχει ως συνέπεια τη μείωση της παραγόμενης ροπής, επιτρέποντας όμως τη λειτουργία της μηχανής σε υψηλότερες ταχύτητες.

Τέλος, η δημιουργία των χαρτών κλειστού βρόγχου πραγματοποιείται επιλέγοντας για κάθε ταχύτητα ω και απαιτούμενη ροπή T το κατάλληλο σημείο ($|I|, IEA$) που ικανοποιεί τόσο τον περιορισμό του ρεύματος όσο και τον περιορισμό της τάσης, εφαρμόζοντας αρχικά την MTPA και, όπου χρειάζεται, την εξασθένηση πεδίου. Το αποτέλεσμα είναι ένα σύνολο σημείων λειτουργίας που μπορούν να πραγματοποιηθούν στην πράξη από τον ελεγκτή της μηχανής.

5.3.4 Αποτελέσματα Κλειστού Βρόγχου

Ακολουθώντας, λοιπόν, την παραπάνω τεχνική βελτιστοποίησης, επιλέγεται για κάθε δυνατό σημείο λειτουργίας του κινητήρα το κατάλληλο ζευγάρι $|I|$, IEA . Παρακάτω δίνονται όλοι οι χάρτες λειτουργίας της *Οκταπολικής Μηχανής Εγκάρσιας Ροής με δρομέα Μονίμων Μαγνητών* που αναπτύχθηκε στην παρούσα διπλωματική.

Περιβάλλουσα T-ω και P-ω

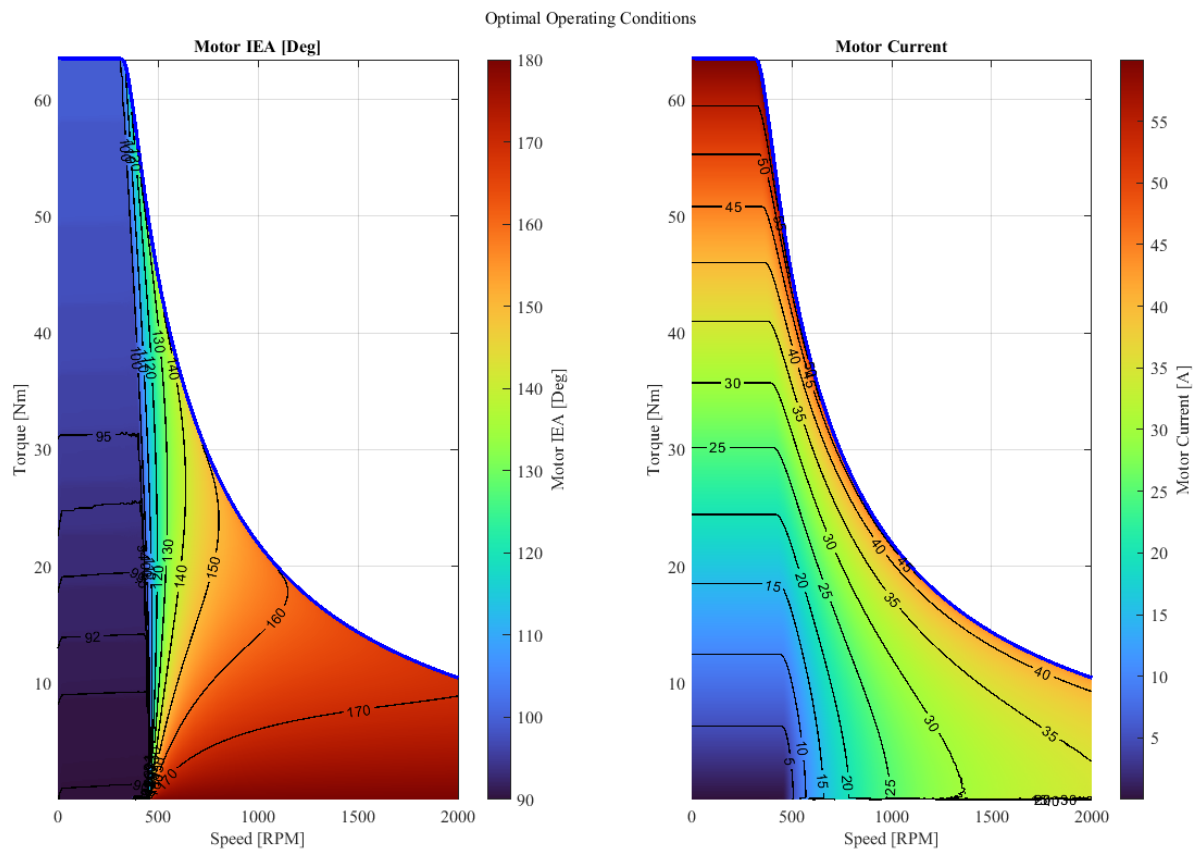


Σχήμα 5.24: Περιβάλλουσα χαρτών λειτουργίας της μηχανής και εύρεση σημείου μέγιστης ισχύος.

Η παραπάνω περιβάλλουσα επιβεβαιώνει πλήρως την αναμενόμενη λειτουργική συμπεριφορά της μηχανής, όπως αυτή προβλέπεται θεωρητικά και παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.11. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρείται αυξημένη ροπή στις χαμηλές ταχύτητες, ενώ μετά την ονομαστική ταχύτητα, η ικανότητα της μηχανής να διατηρήσει τη ροπή μειώνεται ραγδαία, με αποτέλεσμα η ροπή να "καταρρέει" καθώς περιορίζεται από την επιβαλλόμενη μέγιστη τάση και την απόκριση στο καθεστώς αποδυνάμωσης πεδίου (field weakening). Αυτό έχει ως συνέπεια η μηχανή να αδυνατεί να διατηρήσει την ονομαστική ισχύ της σε αυτό το εύρος ταχυτήτων.

Έχοντας ολοκληρώσει τον υπολογισμό της περιβάλλουσας λειτουργίας στον άξονα ροπής-ταχύτητας (T-ω), το επόμενο βήμα είναι ο προσδιορισμός των αντίστοιχων βέλτιστων ηλεκτρικών παραμέτρων [$|I|$, IEA] για κάθε σημείο του χάρτη. Οι παράμετροι αυτοί καθορίζουν το πλάτος και τη γωνία του διανύσματος ρεύματος και είναι κρίσιμες για τη βέλτιστη λειτουργία της μηχανής, τόσο από πλευράς ενεργειακής απόδοσης όσο και από πλευράς θερμικών και ηλεκτρομαγνητικών περιορισμών. Μέσω αυτής της διαδικασίας ολοκληρώνεται η αντιστοίχιση του ηλεκτρικού χώρου ελέγχου με τις απαιτήσεις του μηχανικού φορτίου, παρέχοντας έτσι το πλήρες λειτουργικό προφίλ της μηχανής για κάθε συνθήκη λειτουργίας.

Βέλτιστα Σημεία $[|I|, IEA]$ σύμφωνα με την τεχνική MTPA

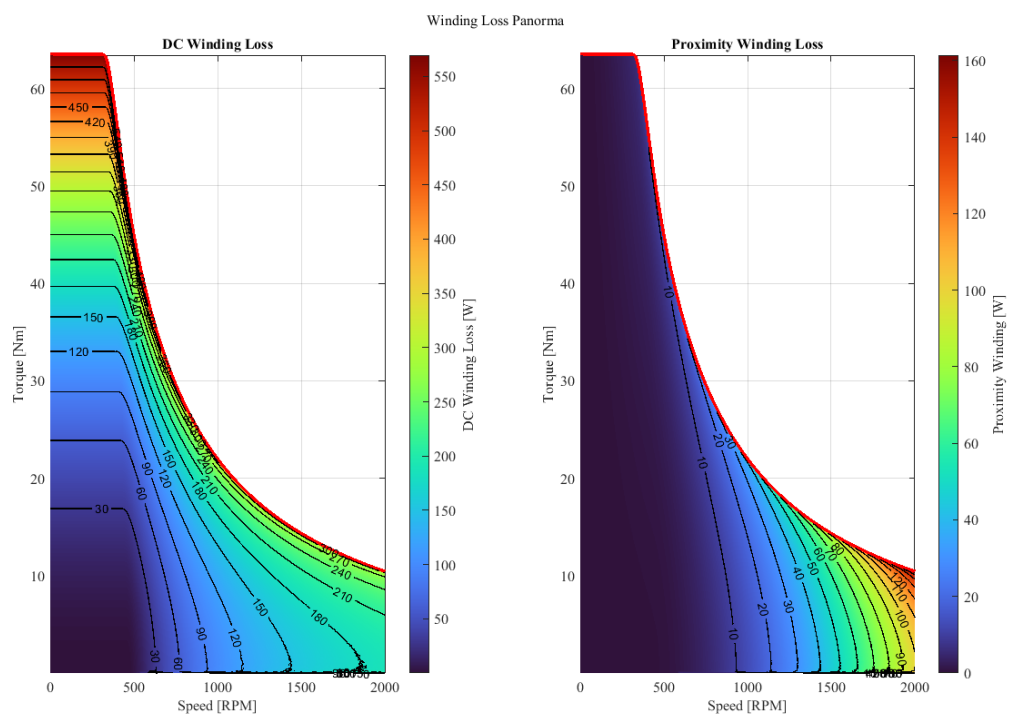


Σχήμα 5.25: Σημεία επιλογής του MTPA.

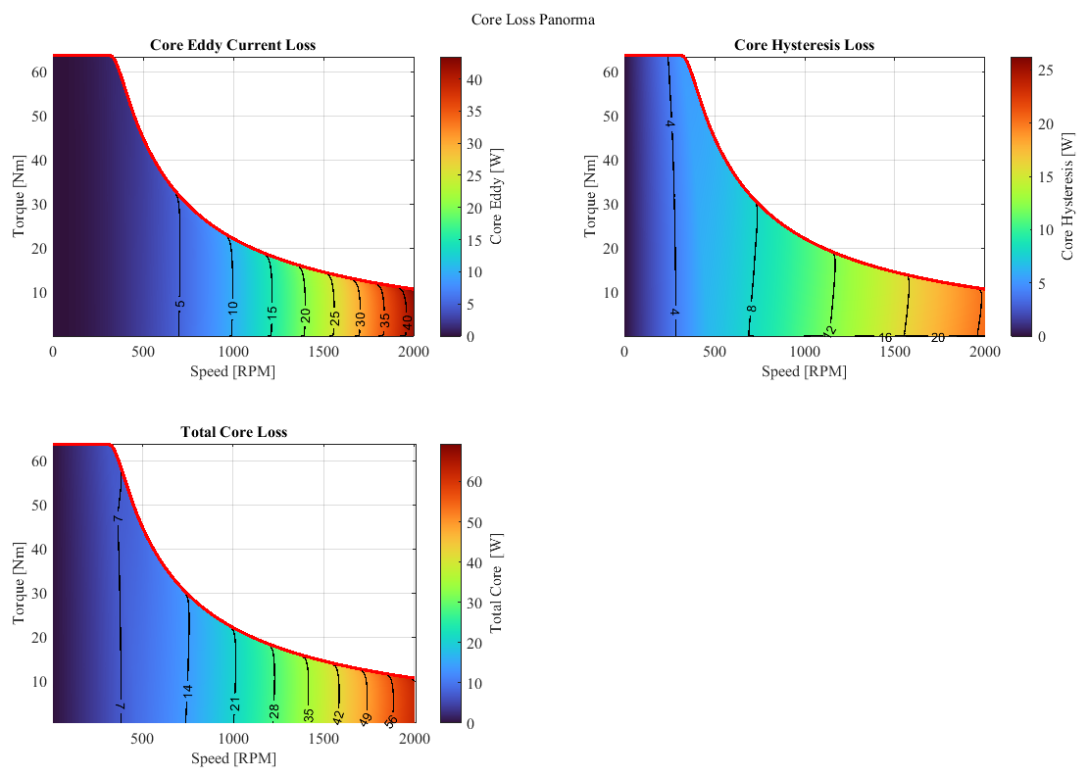
Η Εικόνα 5.25 παρουσιάζει τα βέλτιστα σημεία επιλογής των ηλεκτρικών παραμέτρων $[|I|, IEA]$ σύμφωνα με την τεχνική MTPA (Maximum Torque per Ampere), σε όλο το εύρος λειτουργίας της μηχανής στον άξονα ροπής–ταχύτητας. Στο αριστερό διάγραμμα απεικονίζεται η βέλτιστη γωνία έγχυσης ρεύματος (IEA), η οποία εκφράζει τη γωνιακή απόκλιση του διανύσματος ρεύματος ως προς τον άξονα d. Παρατηρείται ότι για χαμηλές ταχύτητες και υψηλή ροπή, η IEA διατηρείται κοντά στις 90° , όπου η ροπή ανά μονάδα ρεύματος μεγιστοποιείται. Ωστόσο, καθώς η ταχύτητα αυξάνεται και εισερχόμαστε στη ζώνη αποδυνάμωσης πεδίου (field weakening), η IEA αυξάνεται σταδιακά φτάνοντας τιμές κοντά στις 180° , καθώς απαιτείται μεγαλύτερη συνιστώσα κατά μήκος του άξονα d ώστε να μειωθεί η επαγόμενη τάση και να παραμείνει η μηχανή εντός των επιτρεπτών ορίων τάσης.

Στο δεξί διάγραμμα παρουσιάζεται το μέτρο του απαιτούμενου ρεύματος κινητήρα για την επίτευξη της αντίστοιχης ροπής σε κάθε ταχύτητα. Όπως είναι αναμενόμενο, σε μεγαλύτερες ταχύτητες απαιτείται μεγαλύτερη τιμή ρεύματος για την ίδια ροπή, καθώς ένα μέρος του χρησιμοποιείται για καταστολή της τάσης.

Χάρτες Απωλειών

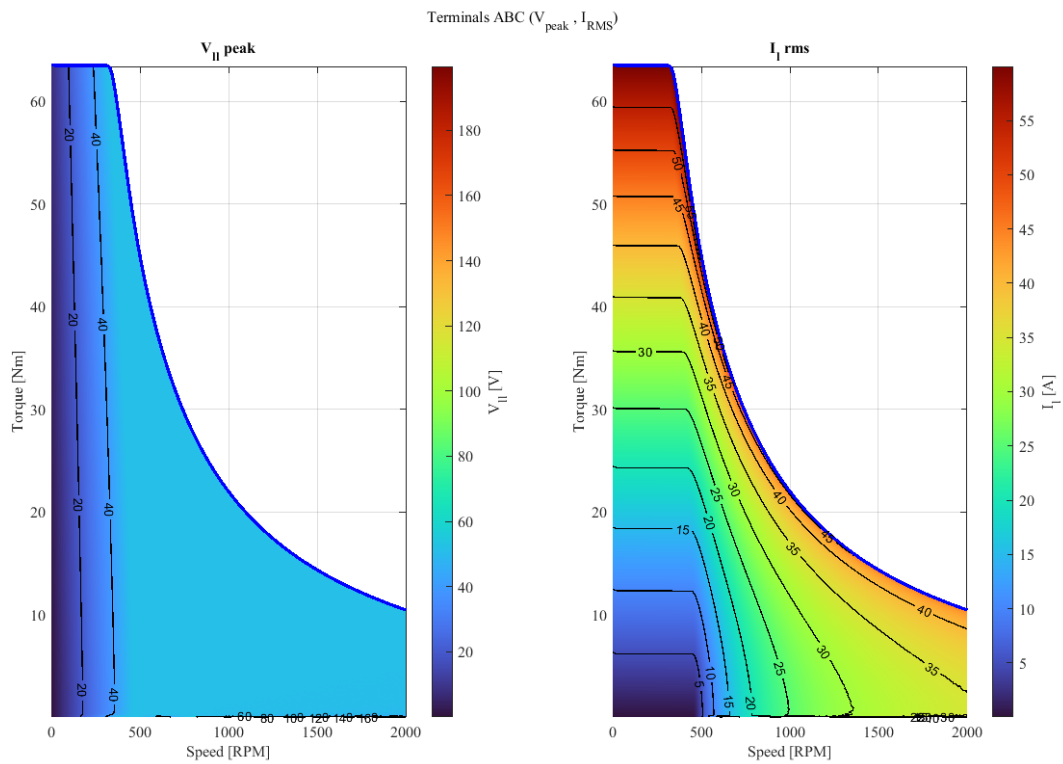


Σχήμα 5.26: Συνιστώσες των Απωλειών Τυλίγματος.

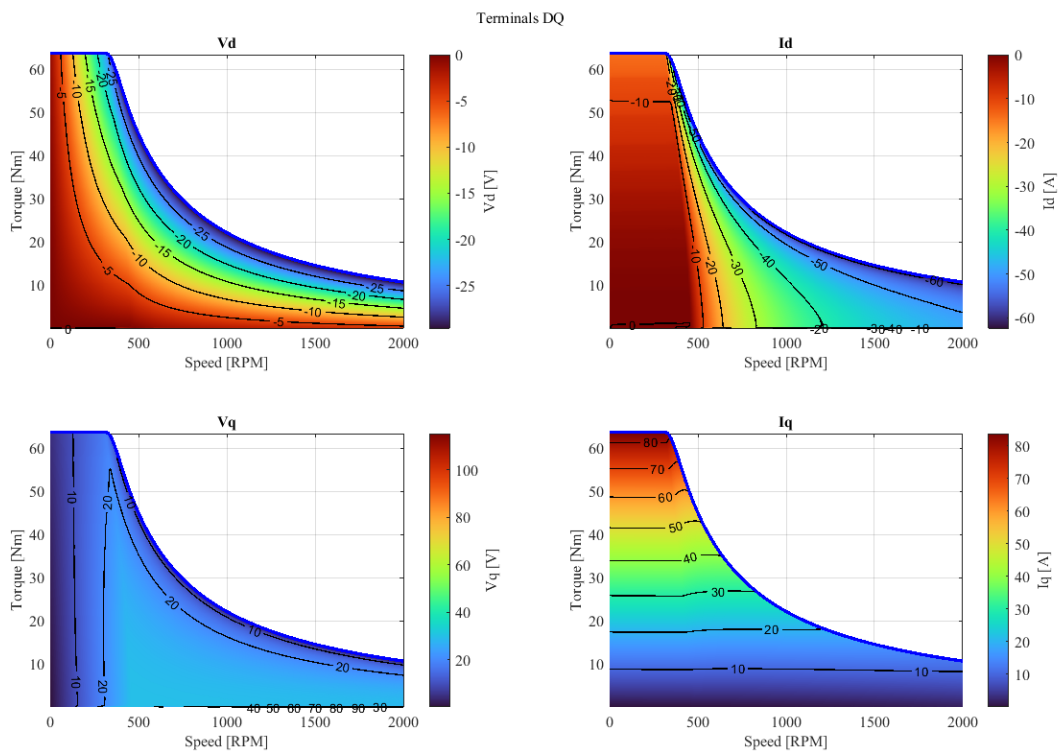


Σχήμα 5.27: Συνιστώσες των Απωλειών Πυρήνα.

Συμπεριφορά στα Τερματικά του Κινητήρα

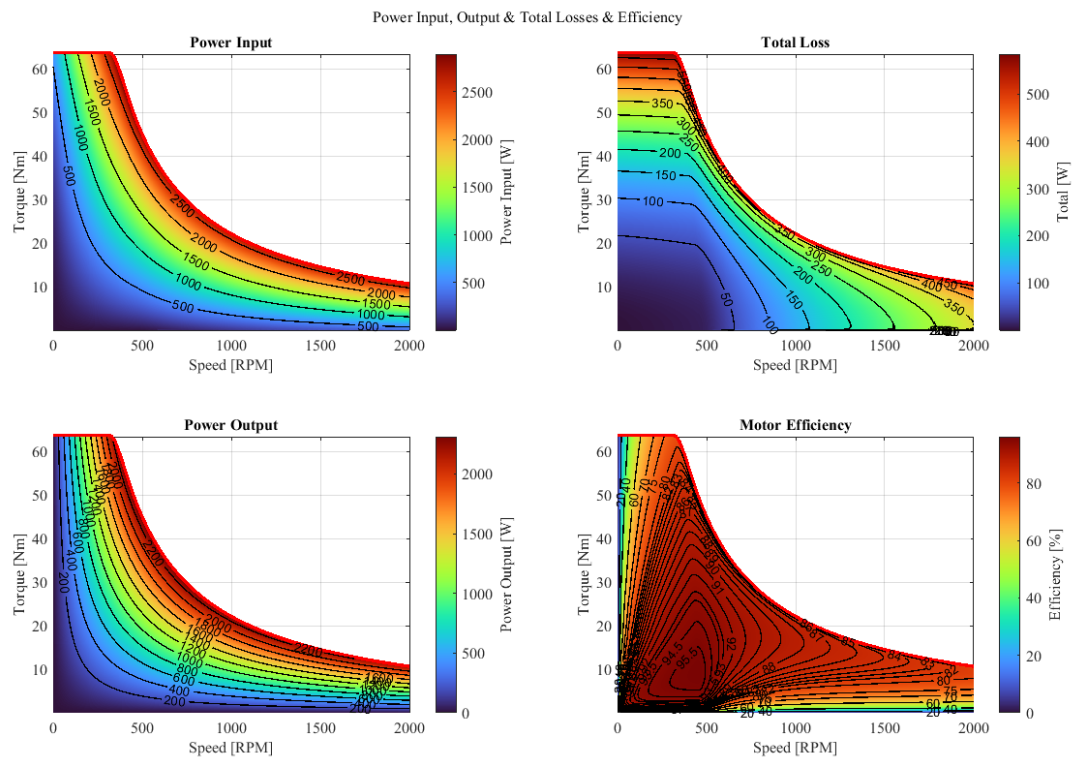


Σχήμα 5.28: Τερματικές Τάσεις και Ρεύματα στο πλαίσιο ABC.

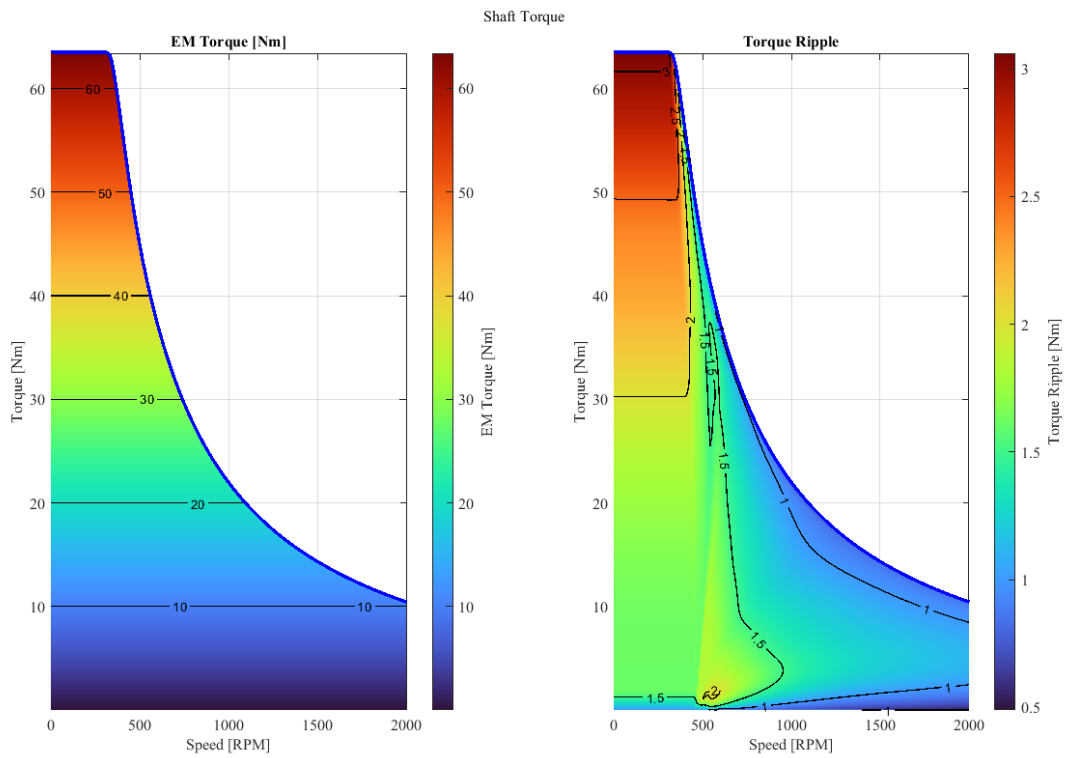


Σχήμα 5.29: Τερματικές Τάσεις και Ρεύματα στο πλαίσιο dq.

Ανάλυση Ισχύος και Χάρτης Ροπής



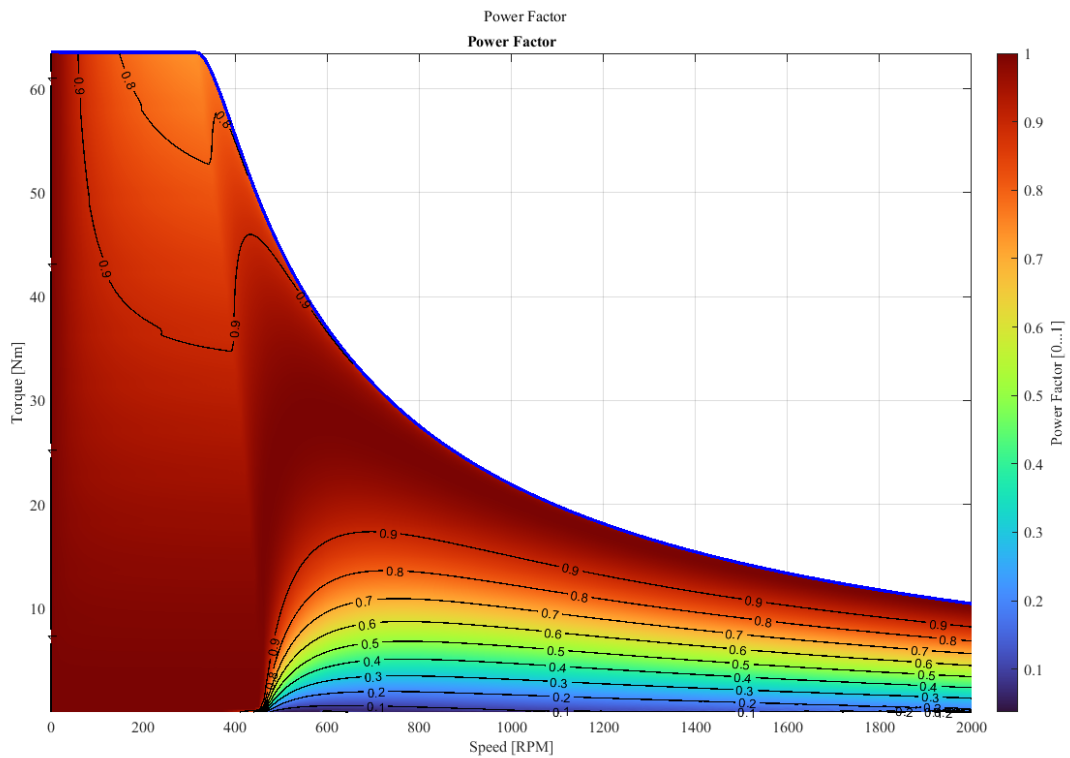
Σχήμα 5.30: Ανάλυση Ισχύος



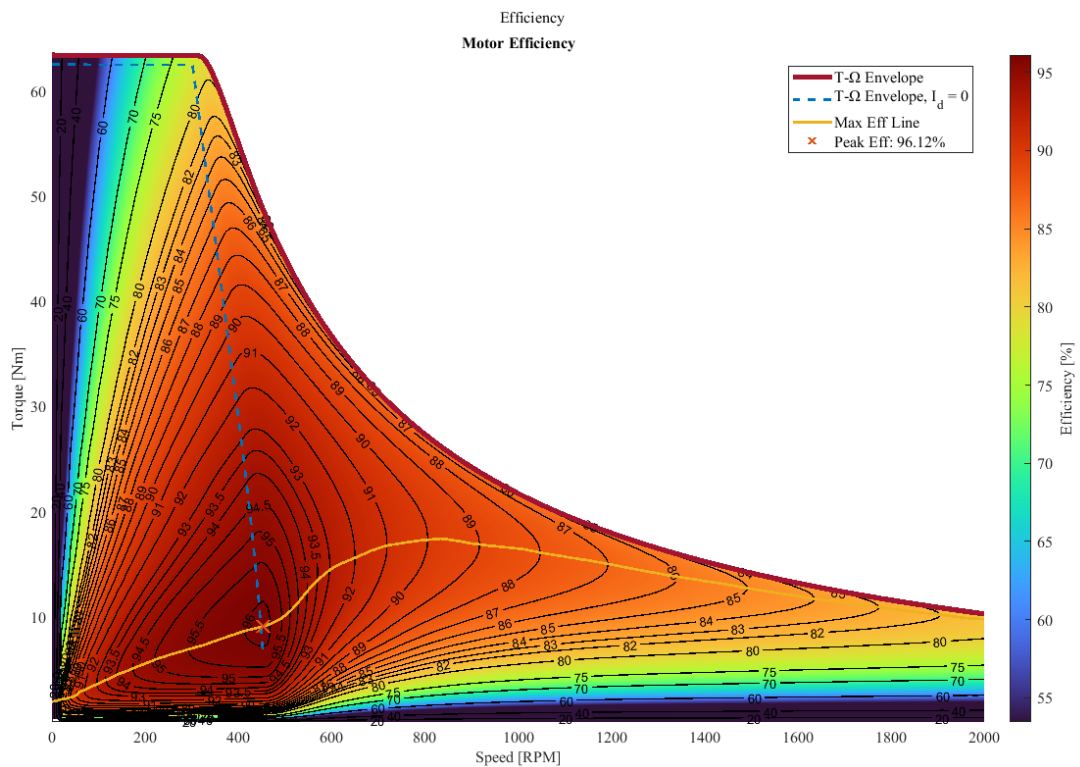
Σχήμα 5.31: Μέση Ροπή και Διακύμανση

Βαθμός Απόδοσης και Συντελεστής Ισχύος

Τέλος, δίνεται ο χάρτης απόδοσης με μεγαλύτερη λεπτομέρεια καθώς και ο συντελεστής ισχύος.



Σχήμα 5.32: Συντελεστής Ισχύος



Σχήμα 5.33: Χάρτης Απόδοσης

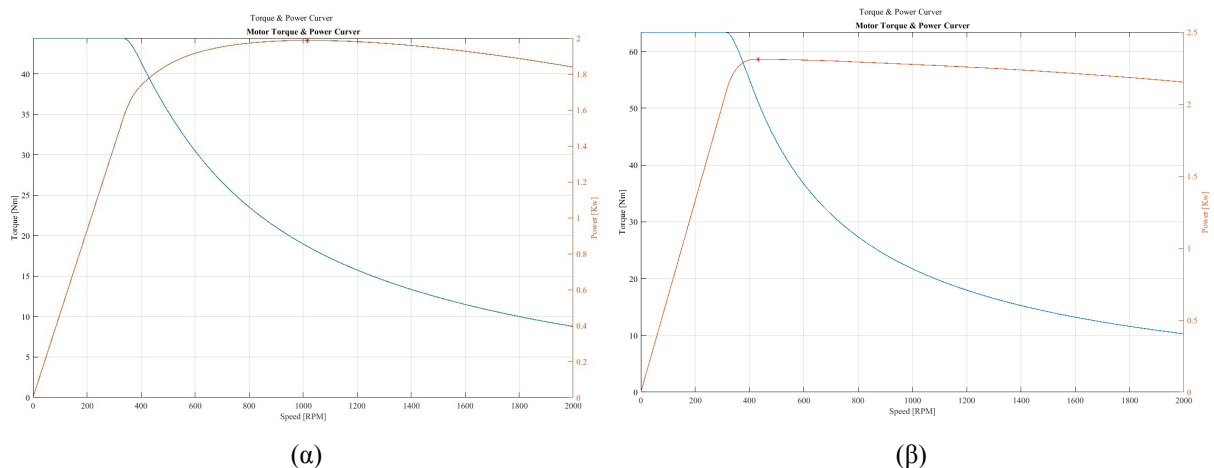
5.4 Αποτελέσματα Παραμετροποίησης

Έχοντας πλέον αναπτύξει το πλήρες μοντέλο της μηχανής, ολοκληρώσει τη διαδικασία επίλυσης και οπτικοποιήσει τα κύρια αποτελέσματα λειτουργίας της, η μελέτη στοχεύει στη διερεύνηση της συμπεριφοράς σε συγκεκριμένες, επιθυμητές καταστάσεις λειτουργίας. Μέσα από παραμετρικές τροποποιήσεις επιλεγμένων γεωμετρικών χαρακτηριστικών, επιχειρείται να κατανοηθεί πώς αυτές οι μεταβολές επηρεάζουν κρίσιμα μεγέθη όπως η ροπή, η κατανομή της μαγνητικής ροής, οι απώλειες και η ποιότητα της αντι-HEΔ. Αρχικά, μελετάται η προσθήκη κυρτότητας στα πηνία του στάτη, με στόχο την αύξηση της πυκνότητας της ροής όπως εξηγήθηκε στο 4.1.4 και στη συνέχεια, διερευνάται η επίδραση του αριθμού των πόλων στη ροπή, στην αντι-HEΔ και στη συμπεριφορά της μηχανής στην εξασθένιση πεδίου.

5.4.1 Παραμετροποίηση Κυρτότητας Πηνίου

Η πρώτη παραμετρική μελέτη αφορά τη διαμόρφωση του πηνίου στον στάτη και εξετάζει κατά πόσο η προσθήκη κυρτότητας μπορεί, όπως προβλέπεται, να βελτιώσει τις επιδόσεις της μηχανής. Η κυρτότητα του πηνίου ελέγχεται μέσω της γεωμετρικής παραμέτρου *CurveWindingFactor*, η οποία κυμαίνεται από μηδενική τιμή έως τη μέγιστη τιμή όπου το πηνίο ευθυγραμμίζεται με το άκρο του μαγνήτη (βλ. Σχήμα 4.10). Η μελέτη ανέδειξε μία αυξανόμενη, αλλά μη γραμμική, συσχέτιση μεταξύ του βαθμού κυρτότητας και της πυκνότητας ροής. Συνεπώς, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τις δύο ακραίες περιπτώσεις: μηδενική και μέγιστη κυρτότητα.

Καμπύλη Ροπής-Ταχύτητας και Ισχύος-Ταχύτητας



Σχήμα 5.34: Περιβάλλουσα Καμπύλης Ροπής-Ταχύτητας: α) Χωρίς Κυρτότητα Πηνίου, β) Με Κυρτότητα Πηνίου

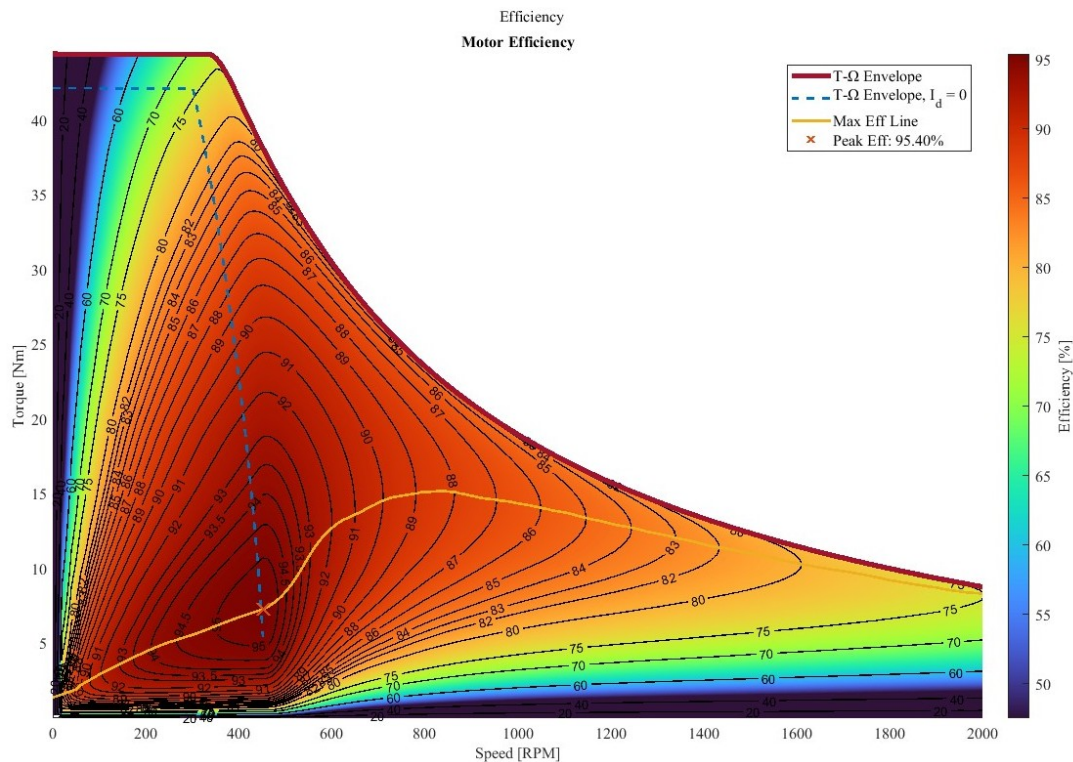
Στο Σχήμα 5.34 απεικονίζονται οι καμπύλες ροπής και ισχύος του κινητήρα ως προς την ταχύτητα περιστροφής για δύο διαφορετικές γεωμετρικές διαμορφώσεις του τυλίγματος: α) χωρίς κυρτότητα πηνίου (αριστερά), και β) με κυρτότητα πηνίου (δεξιά). Στην πρώτη περίπτωση, η ροπή κορυφώνεται γύρω στα 43 Nm, με τη μέγιστη ισχύ να αγγίζει τα 1.9 kW. Αντίθετα, στην περίπτωση (β), όπου έχει εφαρμοστεί γεωμετρική κυρτότητα στο πηνίο (μέσω “skewing”), η μέγιστη ροπή φτάνει τα 60 Nm, ενώ η ισχύς κορυφώνεται στα 2.3 kW. Να σημειωθεί ότι μελέτη πραγματοποιήθηκε με τους ίδιους περιορισμούς σε ρεύμα και τάση.

Η αύξηση αυτή οφείλεται στη βελτιωμένη εκμετάλλευση της ενεργής επιφάνειας και της μαγνητικής ροής. Η κυρτότητα του πηνίου οδηγεί σε πιο ομοιόμορφη κατανομή της ροής μέσα στον αέρα και μειώνει τις κορυφώσεις τοπικού κορεσμού στον πυρήνα. Επιπλέον, βελτιώνεται η σύζευξη μεταξύ στάτη και δρομέα, επιτρέποντας μεγαλύτερη απόδοση μετατροπής ενέργειας.

Συνολικά, η υιοθέτηση κυρτότητας στο πηνίο αναδεικνύεται ως αποτελεσματική τεχνική για τη βελτιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών χαρακτηριστικών ενός κινητήρα εγκάρσιας ροής, προσφέροντας αυξημένη ροπή και καλύτερη ενεργειακή απόδοση με μηδενική επιβάρυνση σε βάρος και όγκο.

Χάρτης Απόδοσης

Παρότι η εφαρμογή κυρτότητας στο πηνίο οδήγησε σε σημαντική αύξηση της πυκνότητας ροπής, είναι επίσης σκόπιμο να εξεταστεί η επίδρασή της στον βαθμό απόδοσης του κινητήρα. Όπως φαίνεται στον Χάρτη Απόδοσης χωρίς κυρτότητα πηνίου (Σχήμα 5.35), οι μέγιστες τιμές απόδοσης παραμένουν σε παρόμοια επίπεδα με εκείνες της αντίστοιχης διάταξης με κυρτότητα (βλ. Σχήμα 5.33). Η βασική διαφορά έγκειται στη μετατόπιση της περιοχής μέγιστης απόδοσης προς χαμηλότερες τιμές ροπής στην περίπτωση χωρίς κυρτότητα. Συνεπώς, το κύριο πλεονέκτημα της κυρτότητας πηνίου εντοπίζεται στην αύξηση της πυκνότητας ροπής χωρίς σημαντικές επιπτώσεις στην ενεργειακή απόδοση του κινητήρα.



Σχήμα 5.35: Χάρτης Απόδοσης χωρίς Κυρτότητα Πηνίου

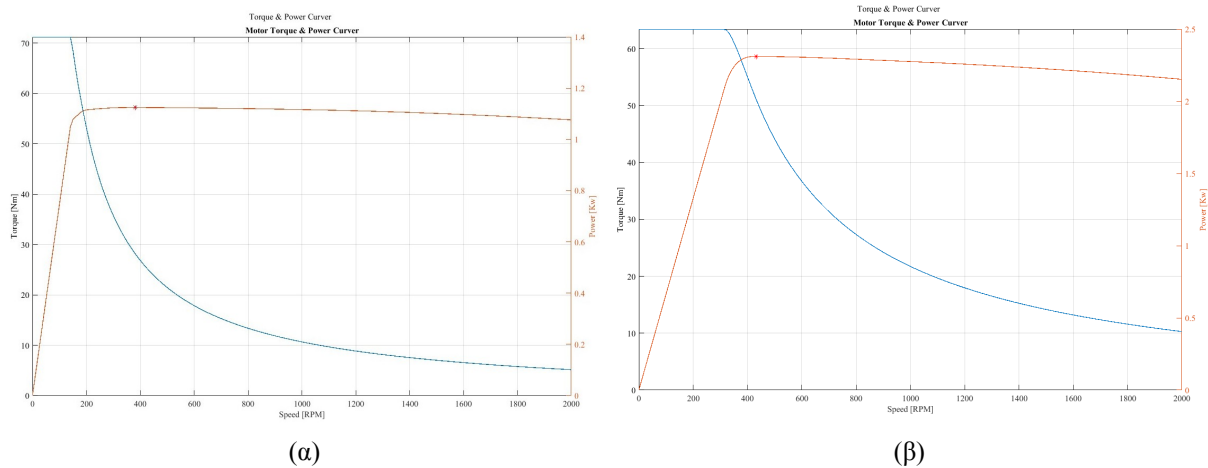
5.4.2 Παραμετροποίηση Αριθμού Πόλων

Μια ακόμη σημαντική παραμετρική μελέτη που αξίζει να διεξαχθεί αφορά τον αριθμό των πόλων του κινητήρα. Στο πλαίσιο της παρούσας έρευνας εξετάστηκαν γεωμετρίες με οκτώ, δέκα, δώδεκα και δεκατέσσερις πόλους. Η πιο αντιπροσωπευτική και συγκρίσιμη περίπτωση, από την οποία αναδεικνύονται ουσιαστικές διαφορές στα χαρακτηριστικά λειτουργίας, εντοπίζεται μεταξύ της διαμόρφωσης με οκτώ και αυτής με δεκατέσσερις πόλους.

Καμπύλη Ροπής-Ταχύτητας και Ισχύος-Ταχύτητας

Στο Σχήμα 5.36 παρουσιάζεται η σύγκριση της περιβάλλουσας καμπύλης Ροπής-Ταχύτητας για δύο κινητήρες με διαφορετικό αριθμό πόλων: (α) 14 πόλοι και (β) 8 πόλοι. Παρατηρείται ότι η διάταξη με 14

πόλους εμφανίζει σημαντικά υψηλότερη μέγιστη ροπή σε σχέση με την αντίστοιχη των 8 πόλων, γεγονός που αποδίδεται στην αύξηση της πυκνότητας μαγνητικής ροής, η οποία ενισχύει τη σύζευξη μεταξύ του στάτη και του δρομέα. Ωστόσο, η αύξηση του αριθμού των πόλων συνοδεύεται και από αύξηση της παραγόμενης Αντιηλεκτρεγερτικής Τάσης (EMF) για την ίδια ταχύτητα, γεγονός που περιορίζει τη δυνατότητα λειτουργίας της μηχανής σε καθεστώς εξασθένισης πεδίου και, συνεπώς, μειώνει το εύρος ταχυτήτων στο οποίο μπορεί να αποδώσει υψηλή ισχύ.



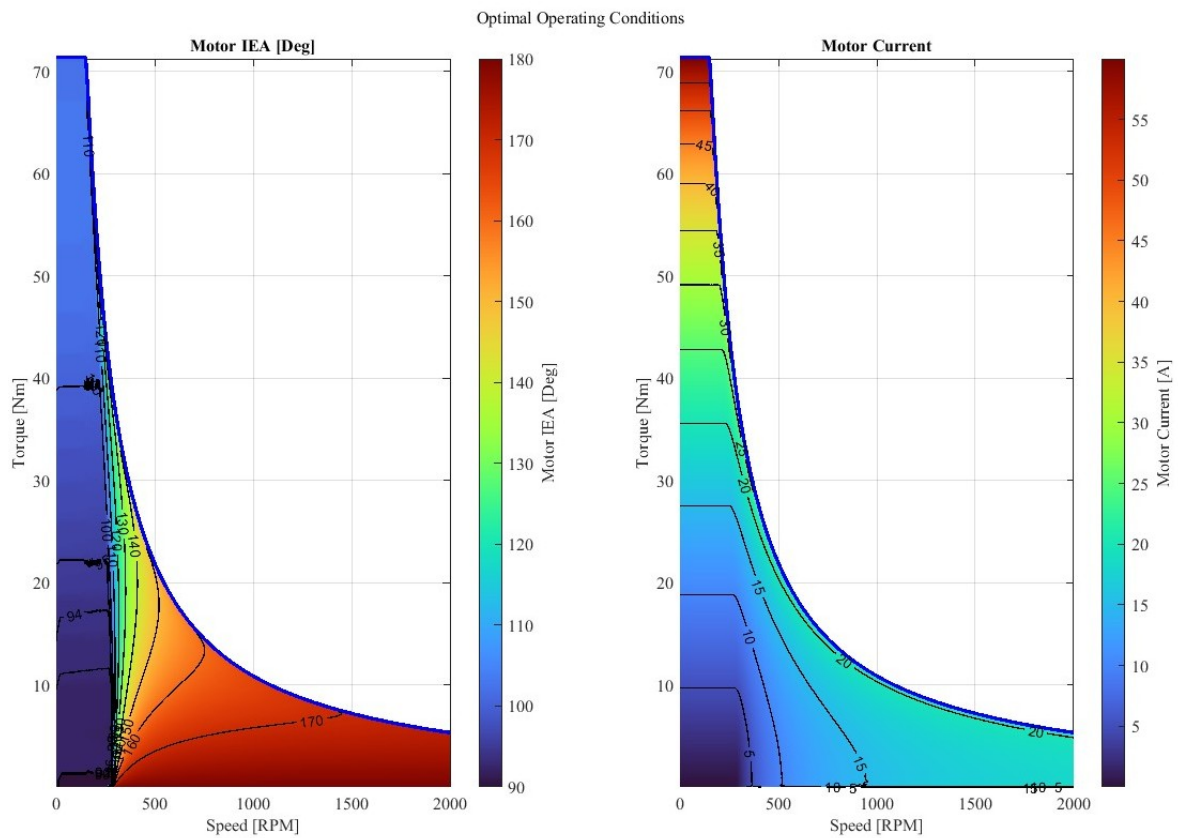
Σχήμα 5.36: Περιβάλλουσα Καμπύλης Ροπής-Ταχύτητας: α) 14 πόλοι, β) 8 πόλοι

Το πιο ουσιώδες συμπέρασμα από τη σύγκριση αυτή είναι η μετατόπιση του σημείου μέγιστης ισχύος προς χαμηλότερες στροφές στην περίπτωση των 14 πόλων. Συνεπώς, για εφαρμογές όπου απαιτείται υψηλή ροπή σε χαμηλές ταχύτητες, όπως ένας κινητήρας χωρίς κιβώτιο μετάδοσης (direct drive), η επιλογή υψηλού αριθμού πόλων είναι σαφώς προτιμητέα. Αντίθετα, σε περιπτώσεις όπου προτεραιότητα δίνεται στη διεύρυνση του λειτουργικού φάσματος ταχυτήτων, η χρήση μικρότερου αριθμού πόλων προσφέρει καλύτερη ευελιξία.

Βέλτιστα Σημεία $[I, IEA]$ σύμφωνα με την τεχνική MTPA και Συμπεριφορά στην Εξασθένιση Πεδίου

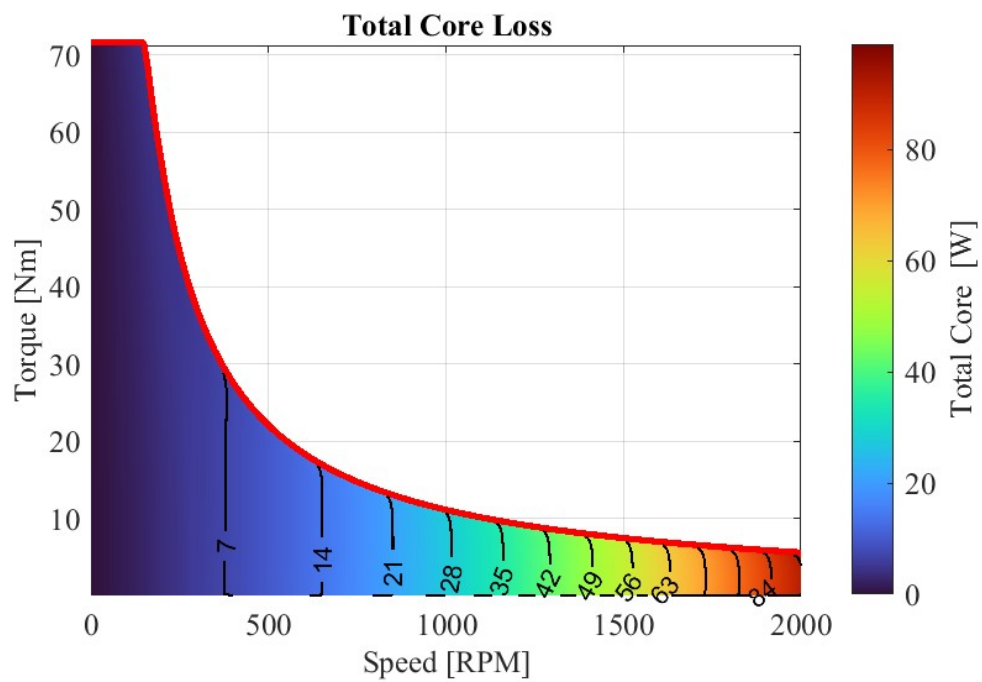
Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα του Σχ.5.37 με τα αποτελέσματα του Σχ.5.25 που αναφέρεται στη μηχανή οκτώ πόλων βγαίνουν τα εξής συμπεράσματα:

- Στην μηχανή 14 πόλων απαιτείται μικρότερο ρεύμα για την ίδια ροπή, επομένως με τον ίδιο περιορισμό ρεύματος επιτυγχάνεται μεγαλύτερη μέγιστη ροπή. Να σημειωθεί ότι το εμβαδόν της τομής του πηνίου παραμένει σταθερό κατά την παραμετροποίηση του αριθμού των πόλων.
- Στην μηχανή 12 πόλων αμέσως μετά το *base speed* παρατηρείται έντονη αύξηση της απαιτούμενης γωνίας ρεύματος. Αυτό σημαίνει ότι απαιτείται μεγάλη καταπίεση τάσης για να φτάσει η μηχανή στο συγκεκριμένο λειτουργικό σημείο, και επομένως είναι πιο δύσκολη η λειτουργία της μηχανής στην εξασθένιση πεδίου.



Σχήμα 5.37: Σημεία επιλογής του MTPA για μηχανή 14 πόλων.

Απώλειες Πυρήνα

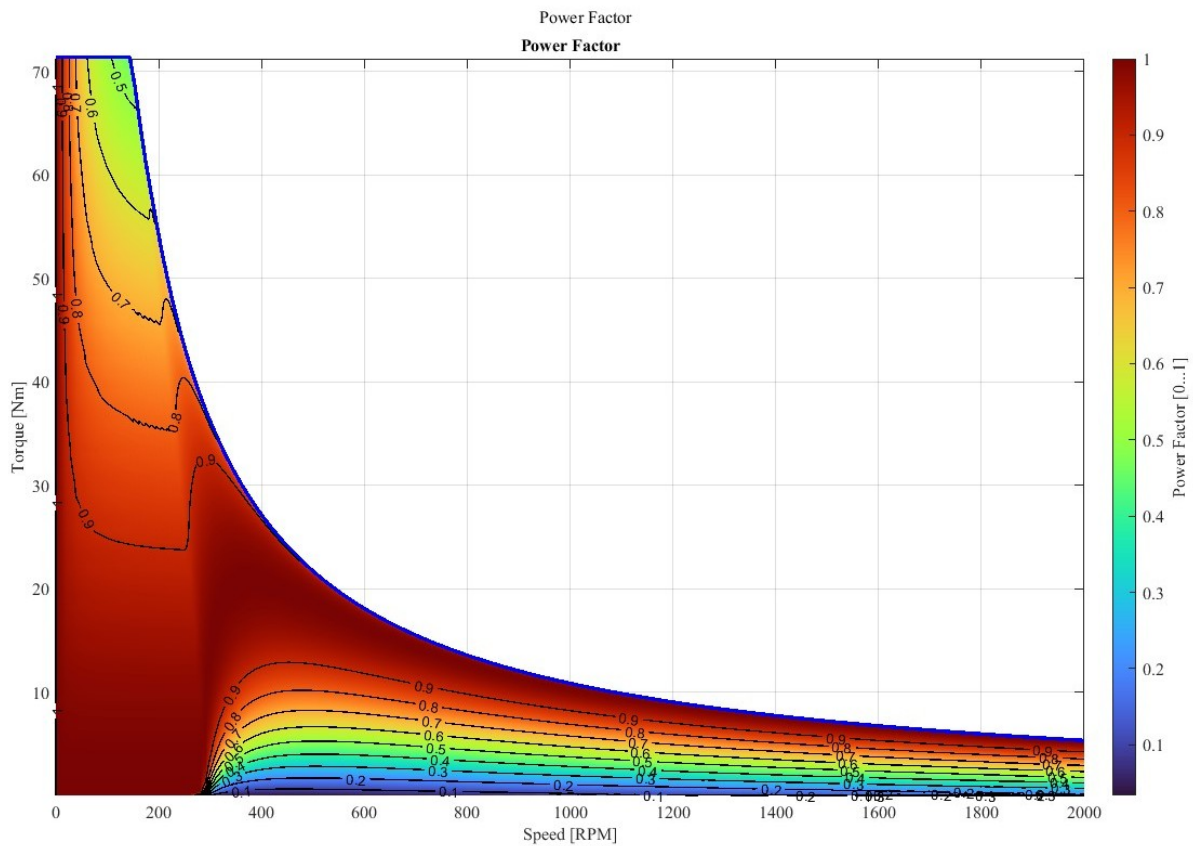


Σχήμα 5.38: Απώλειες Πυρήνα για μηχανή 14 πόλων.

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται η έντονη αύξηση των απωλειών πυρήνα με την αύξηση της ταχύτητας, η οποία δικαιολογεί και τη δυσκολία ανάπτυξης ροπής καθώς ο πυρήνας της μηχανής εισέρχεται σε βαθύ κορεσμό.

Συντελεστής Ισχύος

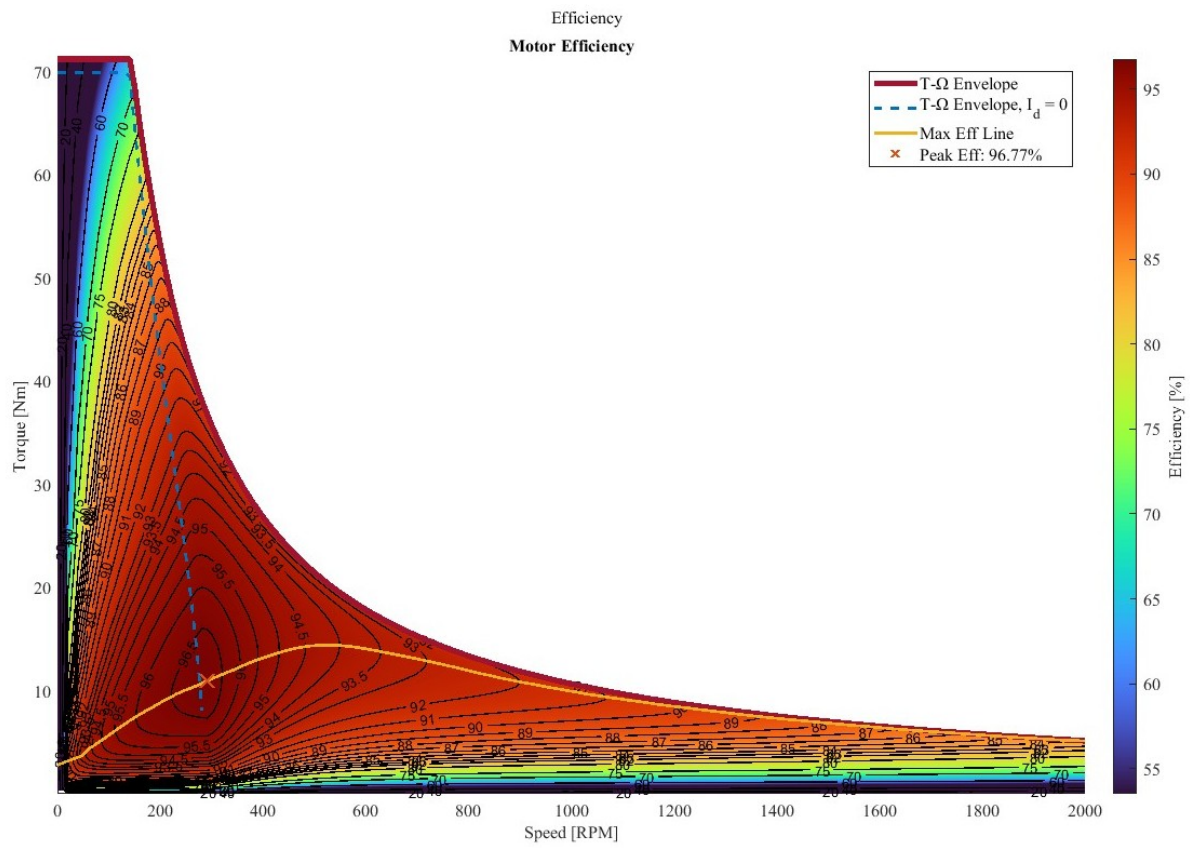
Στην υποενότητα 3.5 εξηγήθηκε ότι με την αύξηση του αριθμού των πόλων αυξάνεται η αποδιδόμενη ισχύς, με συνέπεια όμως του συντελεστή ισχύος. Η πτώση αυτή του συντελεστή ισχύος φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 5.39: Συντελεστής Ισχύος για μηχανή 14 πόλων.

Χάρτης Απόδοσης

Για λόγους πληρότητας δίνεται και ο χάρτης απόδοσης της μηχανής με 14 πόλους. Ο παρακάτω χάρτης δείχνει τη μετακίνηση των περιοχών μέγιστης απόδοσης σε χαμηλότερες ταχύτητες, που ήταν και ο αρχικός στόχος.



Σχήμα 5.40: Χάρτης Απόδοσης για μηχανή 14 πόλων.

Κεφάλαιο 6

Συμπεράσματα και Προτάσεις

6.1 Εισαγωγή

Το παρόν κεφάλαιο συγκεντρώνει και παρουσιάζει τα βασικά συμπεράσματα που προέκυψαν από την εκπόνηση της διπλωματικής εργασίας, η οποία εστιάζει στον σχεδιασμό και την ανάλυση ηλεκτρικής μηχανής εγκάρσιας ροής τύπου Τραπεζοειδών Πόλων (claw-pole) με χρήση τρισδιάστατου υπολογιστικού εργαλείου. Καθ' όλη τη διάρκεια της μελέτης, δόθηκε έμφαση στην κατανόηση της λειτουργίας των μηχανών εγκάρσιας ροής, στην ακρίβεια της γεωμετρικής αναπαράστασης και στην αξιοπιστία των αριθμητικών μεθόδων που εφαρμόστηκαν για την εξαγωγή λειτουργικών μεγεθών.

Η εργασία συνδύασε θεωρητική γνώση, υπολογιστική προσομοίωση και μετεπεξεργασία δεδομένων, με σκοπό την αξιολόγηση της καταλληλότητας της συγκεκριμένης τοπολογίας για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Μέσω της ανάλυσης με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, υπολογίστηκαν κρίσιμες ηλεκτρομαγνητικές παράμετροι όπως η ροπή, η μαγνητική ροή, η επαγόμενη τάση και οι απώλειες σε διάφορα λειτουργικά σενάρια. Παράλληλα, αναπτύχθηκαν εργαλεία σε περιβάλλον MATLAB για την εξαγωγή ισοδυνάμων κυκλωμάτων και τη δημιουργία χαρτών λειτουργίας.

6.2 Σύνοψη

Η εργασία ξεκίνησε με τη διερεύνηση των βασικών αρχών της ηλεκτροκίνησης και των ηλεκτρικών μηχανών, με έμφαση στις τοπολογίες εγκάρσιας ροής που εμφανίζουν υψηλό δυναμικό για εφαρμογές σε οχήματα περιορισμένου όγκου και υψηλών απαιτήσεων ροπής. Έπειτα από θεωρητική ανάλυση των τύπων κινητήρων και συγκριτική αξιολόγηση της Τραπεζοειδών Πόλων (claw-pole) γεωμετρίας, ακολούθησε η ανάπτυξη μιας πλήρους υπολογιστικής μεθοδολογίας για τον τρισδιάστατο σχεδιασμό, την προσομοίωση και τη λειτουργική ανάλυση του μοντέλου.

Η γεωμετρία της μηχανής σχεδιάστηκε παραμετρικά σε τρισδιάστατο λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων, με έμφαση στη ρεαλιστική αποτύπωση των βασικών χαρακτηριστικών της τοπολογίας. Η ανάλυση περιλάμβανε προσομοίωση με κατάλληλες συνοριακές συνθήκες συμμετρίας, ώστε να μειωθεί το υπολογιστικό κόστος χωρίς να θυσιάζεται η ακρίβεια των αποτελεσμάτων. Στη συνέχεια, τα αριθμητικά δεδομένα που προέκυψαν υποβλήθηκαν σε διαδικασία μετεπεξεργασίας στο περιβάλλον MATLAB, επιτρέποντας την εξαγωγή κρίσιμων μεγεθών όπως η ροπή, η αντι-ΗΕΔ, η μαγνητική ροή και οι συνολικές απώλειες της μηχανής (πυρήνα, αγωγών και μαγνητών).

Ιδιαίτερη σημασία δόθηκε στον υπολογισμό των παραμέτρων του ισοδυνάμου κυκλώματος της μηχανής και στη σύνθεση χαρτών λειτουργίας που περιγράφουν τη συμπεριφορά της σε διαφορετικά σημεία λειτουργίας. Εξετάστηκαν τόσο συνθήκες ανοιχτού όσο και κλειστού βρόγχου, με χρήση στρατηγικών ελέγχου τύπου ΜΤΡΑ (Maximum Torque per Ampere), οι οποίες αποσκοπούν στη βέλτιστη απόδοση του συστήματος.

Η συνδυαστική αξιοποίηση προηγμένων μεθόδων προσομοίωσης και εργαλείων επεξεργασίας προσέφερε μια σφαιρική εικόνα της απόδοσης της μηχανής και επιβεβαίωσε τη σκοπιμότητα της Τραπεζοειδών Πόλων (claw-pole) αρχιτεκτονικής για χρήση σε ηλεκτρικά οχήματα. Η συνολική μεθοδολογία που αναπτύχθηκε μπορεί να αποτελέσει βάση για μελλοντικές μελέτες, τόσο σε ακαδημαϊκό όσο και σε βιομηχανικό περιβάλλον.

Τέλος, με στόχο τη βαθύτερη κατανόηση της επίδρασης βασικών σχεδιαστικών παραμέτρων, πραγματοποιήθηκε παραμετροποίηση τόσο της κυρτότητας του πηνίου όσο και του αριθμού των πόλων της μηχανής. Τα αποτελέσματα ανέδειξαν τη σημαντική επιρροή των παραμέτρων αυτών στη μαγνητική σύζευξη, στις απώλειες και στη συνολική απόδοση της μηχανής, προσφέροντας πολύτιμη τεχνική τεκμηρίωση για μελλοντική σχεδιαστική βελτιστοποίηση.

6.3 Κόρια Συμπεράσματα

Από τη συνολική μελέτη που πραγματοποιήθηκε, εξάγονται ορισμένα καίρια συμπεράσματα αναφορικά με την καταλληλότητα και τη λειτουργική συμπεριφορά της μηχανής εγκάρσιας ροής τύπου claw-pole σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης.

Αρχικά, η χρήση της μεθόδου των τρισδιάστατων πεπερασμένων στοιχείων (FEA) αποδείχθηκε αναγκαία για την αποτύπωση της πολύπλοκης τρισδιάστατης φύσης του μαγνητικού κυκλώματος της μηχανής. Οι παραδοσιακές αναλυτικές προσεγγίσεις αδυνατούν να περιγράψουν με ακρίβεια τα χαρακτηριστικά της συγκεκριμένης τοπολογίας, γεγονός που καθιστά την τρισδιάστατη ανάλυση όχι απλώς χρήσιμη αλλά απαραίτητη.

Η συγκεκριμένη γεωμετρία παρουσίασε αυξημένη πυκνότητα ροπής σε χαμηλές ταχύτητες, χαρακτηριστικό εξαιρετικά επιθυμητό σε ηλεκτρικά οχήματα που κινούνται κυρίως σε αστικό περιβάλλον. Επιπλέον, η μηχανή επέδειξε σταθερή ηλεκτρομαγνητική συμπεριφορά στο σύνολο του λειτουργικού εύρους της μελέτης, επιβεβαιώνοντας την αξιοπιστία της σχεδίασης.

Η εφαρμογή τεχνικών μετα-επεξεργασίας σε περιβάλλον MATLAB κατέστησε δυνατή την εξαγωγή κρίσιμων ηλεκτρικών παραμέτρων, όπως η εσωτερική τάση, οι αυτεπαγωγές και η κυμάτωση ροπής, συμβάλλοντας στην πλήρη κατανόηση της λειτουργίας της μηχανής. Επίσης, η αξιοποίηση τεχνικών Μέγιστης Ροπής ανά Ρεύμα (MTPA) και η δημιουργία χαρτών λειτουργίας επέτρεψαν την εκτενή αξιολόγηση της απόδοσης σε διαφορετικές συνθήκες φόρτισης και ταχύτητας.

Ιδιαίτερα σημαντική ήταν η ανάλυση που πραγματοποιήθηκε στο πλαίσιο της Υποενότητας 5.4, η οποία περιλάμβανε τη συστηματική παραμετροποίηση δύο βασικών γεωμετρικών χαρακτηριστικών: της κυρτότητας του πηνίου και του αριθμού των πόλων. Η αύξηση της κυρτότητας του πηνίου βρέθηκε να ενισχύει τη μαγνητική σύζευξη και να μειώνει τις απώλειες, ενώ η μεταβολή του αριθμού πόλων επηρέασε την αντι-HEΔ, την απόδοση και την ποιότητα της ροπής. Τα αποτελέσματα αυτά ανέδειξαν τη σημασία της παραμετρικής βελτιστοποίησης ως αναπόσπαστο εργαλείο στον σχεδιασμό μηχανών εγκάρσιας ροής.

6.4 Συνεισφορά της Εργασίας στην Επιστήμη

Η εργασία αυτή προσφέρει μια στοχευμένη και τεκμηριωμένη συνεισφορά στην ανάλυση και αξιολόγηση ηλεκτρικών μηχανών εγκάρσιας ροής τύπου Τραπεζοειδών Πόλων (claw-pole), μέσα από την εφαρμογή προηγμένων υπολογιστικών μεθόδων και παραμετρικών εργαλείων. Ιδιαίτερη αξία παρουσιάζουν δύο βασικές καινοτομίες που αναδείχθηκαν κατά τη διάρκεια της μελέτης:

α) Η εφαρμογή τεχνικής ανακατασκευής της τριφασικής ηλεκτρομαγνητικής συμπεριφοράς της μηχανής από την ανάλυση μόνο μίας φάσης, μέσω κατάλληλων συμμετρικών και χρονικών μετασχηματισμών. Η προσέγγιση αυτή επιτρέπει τη σημαντική μείωση του υπολογιστικού χρόνου κατά την επίλυση

του προβλήματος με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, χωρίς απώλεια αξιοπιστίας στα αποτελέσματα, καθιστώντας την ιδιαίτερα χρήσιμη για πρώιμα στάδια σχεδιαστικής αξιολόγησης.

β) Η εισαγωγή παραμέτρου κυρτότητας στο πηνίο της μηχανής, μέσω παραμετρικής γεωμετρικής τροποποίησης, επέτρεψε τη βελτίωση της κατανομής του μαγνητικού πεδίου εντός του στάτη και ενίσχυσε τη μαγνητική σύζευξη. Τα αριθμητικά αποτελέσματα έδειξαν αύξηση της πυκνότητας ροπής, με ταυτόχρονη βελτίωση της λειτουργικής συμπεριφοράς σε χαμηλές ταχύτητες, γεγονός που αποδεικνύει τη σχεδιαστική αξία αυτής της προσέγγισης για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης.

Συνολικά, η εργασία συμβάλλει με πρακτικές καινοτομίες που μπορούν να αξιοποιηθούν σε μελλοντικές ερευνητικές μελέτες ή στον σχεδιασμό προσαρμοσμένων λύσεων για ειδικές εφαρμογές, προσφέροντας ένα ευέλικτο και επεκτάσιμο μεθοδολογικό πλαίσιο.

6.5 Προτάσεις για Περαιτέρω Διερεύνηση

Η εργασία αυτή έθεσε τα θεμέλια για την τρισδιάστατη ανάλυση μιας μηχανής εγκάρσιας ροής τύπου Τραπεζοειδών Πόλων (claw-pole) και την αξιολόγηση της λειτουργικής της απόδοσης. Ωστόσο, υπάρχουν σημαντικά περιθώρια για περαιτέρω διερεύνηση και εξέλιξη, τόσο σε επίπεδο γεωμετρικής βελτιστοποίησης όσο και σε επίπεδο πρακτικής υλοποίησης.

Πρώτιστη ανάγκη αποτελεί η εκτέλεση **ανάλυσης ευαισθησίας (sensitivity analysis)** ως προς τις κύριες γεωμετρικές παραμέτρους της μηχανής. Παράμετροι όπως το πάχος και η διάταξη των Τραπεζοειδών Πόλων (claw-pole), το εύρος του διακένου, η τοποθέτηση των μόνιμων μαγνητών και η γεωμετρία των πηνίων επηρεάζουν άμεσα την ηλεκτρομαγνητική συμπεριφορά της μηχανής. Μέσω μιας τέτοιας ανάλυσης, είναι δυνατόν να εντοπιστούν οι πιο κρίσιμες μεταβλητές και να κατευθυνθεί αποτελεσματικά η διαδικασία βελτιστοποίησης.

Τέλος, μια σημαντική κατεύθυνση μελλοντικής εργασίας είναι η **πειραματική επιβεβαίωση** των αποτελεσμάτων μέσω κατασκευής πρωτοτύπου και εργαστηριακών μετρήσεων, καθώς και η διερεύνηση της απόκρισης της μηχανής υπό δυναμικές συνθήκες λειτουργίας. Η σύνδεση της αριθμητικής μοντελοποίησης με δεδομένα πραγματικής λειτουργίας θα ενισχύσει την αξιοπιστία και τη βιομηχανική αξιοποίηση του σχεδιαστικού πλαισίου.

Βιβλιογραφία

- [1] G. Sakkas, ``Βελτιστοποίηση γεωμετρίας για διαφορετικά υλικά μονίμων μαγνητών σε κινητήρες για ηλεκτρικά οχήματα," Master's thesis, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, 2020.
- [2] B. Zhang, T. Epskamp, M. Doppelbauer, and M. Gregor, ``A comparison of the transverse, axial and radial flux pm synchronous motors for electric vehicle," ©IEEE, 2014.
- [3] Fitzgerald and Kingsley, *Electric Machinery 7th Edition*. McGraw-Hill, 2014.
- [4] I. Roumeliotis and I. Tsalamengkas, *Ηλεκτρομαγνητικά Πεδία, 2η Έκδοση*. ΕΚΔΟΣΕΙΣ Α. ΤΖΙΟΛΑ ΥΙΟΙ Α.Ε, 2024.
- [5] R. Vasilopoulos, ``Σχεδίαση και βελτιστοποίηση μηχανών μονίμων μαγνητών με βάση τα χαρακτηριστικά της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας," Master's thesis, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, 2020.
- [6] A. Boehm and I. Hahn, ``Comparison of soft magnetic composites (smcs) and electrical steel," *EDPC*, 2012.
- [7] L. Hultman and A. Jack, ``Soft magnetic composites - materials and applications," *IEEE*, 2003.
- [8] H. Weh and J. Landrath, ``New permanent magnet excited synchronous machine with high efficiency at low speeds," *ICEM*, 1988.
- [9] H. Polinder, B. C. Mecrow, A. G. Jack, P. Dickinson, , and M. A. Mueller, ``Electrical generators for direct drive wave energy converters," *IEEE Int. Electric Mach. Drives Conf. (IEMDC)*, 2003.
- [10] L. Rabenstein, A. Dietz, and N. Parspour, ``Design concept of a wound field transverse flux machine using soft magnetic composite claw-poles," *Proc. 10th Int. Electr. Drives Prod. Conf. (EDPC)*, 2020.
- [11] R. C. Donca, D. Popa, R. Balan, V. Iancu, , and M. Manic, ``Design and control of a novel type of actuator for the isoglide t3r1 parallel robot," *Proc. 3rd Int. Symp. Resilient Control Syst.*, 2010.
- [12] E. R. Laithwaite, J. F. Eastham, H. R. Bolton, , and T. G. Fellows, ``Linear motors with transverse flux," *Proc. Inst. Electr. Eng., vol. 118, no. 12*, 1971.
- [13] T. Husain, I. Hasan, Y. Sozer, I. Husain, , and E. Muljadi, ``A comprehensive review of permanent magnet transverse flux machines for direct drive applications," *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, 2017.
- [14] A. Babazadeh, N. Parspour, and A. Hani, ``Transverse flux machine for direct drive robots: Modelling and analysis," *Proc. IEEE Conf. Robot., Automat. Mechatronics*, 2004.
- [15] J. Borecki, H. Groke, B. Orlik, and M. Joost, ``Current waveform optimization for ripple-free output torque of transverse flux reluctance machines," *Int. Conf. Optim. Elect. Electron. Equipment (OPTIM)*, 2015.
- [16] B. Kou, X. Yang, J. Luo, and Y. Zhou, ``Modeling and analysis of a transverse-flux flux reversal motor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2016.

- [17] L. Strete, I.-A. Viorel, and A. Viorel, "On the designing procedure of a permanent magnet transverse flux generator (pmtfg) with specific topology," in *Proceedings of the 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp. 99--104, May 2008.
- [18] L. Rabenstein, A. Dietz, and N. Parspour, "Design concept of a wound field transverse flux machine using soft magnetic composite claw-poles," in *Proc. 10th Int. Electr. Drives Prod. Conf. (EDPC)*, pp. 1--5, Dec 2020.
- [19] B. KAISER and N. PARSPOUR, "Transverse flux machine a review," in *IEEE Access*, Feb 2022.
- [20] A.-C. Viorel, L. Strete, and I.-A. Viorel, "Transverse flux generators a solution for stand-alone wind mill," in *Proc. 13th Int. Conf. Eng. Modern Electric Syst. (EMES)*, pp. 1--4, Jun. 2015.
- [21] Z. Jia, H. Lin, H. Yang, Z. Jia, and C. Mi, "Transverse flux permanent magnet motor with double-c stator hoops and flux-concentrated rotor for in-wheel drive electric vehicle," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, pp. 4804--4808, Sep. 2014.
- [22] J. Terfurth, M. Schmid, and N. Parspour, "Planar aligned transverse flux machine with integrated reduction gear," in *Proc. Int. Conf. Electr. Mach. (ICEM)*, pp. 714--720, Aug. 2020.
- [23] U. Werner, "Optimization of the operation behaviour of a permanent magnet excited transverse flux motor for direct servo-drive applications," *Sci. J. Gdynia Maritime Univ.*, vol. 101, no. 101, pp. 53--63, 2017.
- [24] D.-J. Bang, *Design of transverse flux permanent magnet machines for large direct-drive wind turbines*. PhD thesis, Technische Universiteit Delft, Delft, The Netherlands, 2010. Technical Report, Ridderprint B.V.
- [25] S. Jordan and N. J. Baker, "Design and build of a mass-critical, air-cooled transverse flux machine for aerospace," in *Proc. 22nd Int. Conf. Electr. Mach. (ICEM)*, pp. 1453--1458, Sep. 2016.
- [26] Y. G. Guo, J. G. Zhu, P. A. Watterson, and W. Wu, "Development of a pm transverse flux motor with soft magnetic composite core," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, pp. 426--434, June 2006.
- [27] J. G. Washington, G. J. Atkinson, N. J. Baker, A. G. Jack, B. C. Mecrow, B. B. Jensen, L. Pennander, G. L. Nord, and L. Sjöberg, "Three-phase modulated pole machine topologies utilizing mutual flux paths," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, pp. 507--515, Jun. 2012.
- [28] R. Blissenbach and I.-A. Viorel, "On the single-sided transverse flux machine design," *Electric Power Components and Systems*, vol. 31, pp. 109--128, Feb. 2003.
- [29] M. F. J. Kremers, *Analytical design of a transverse flux machine*. Ph.d. dissertation, Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, The Netherlands, 2016.
- [30] M. R. Harris, G. H. Pajooman, and S. M. Abu Sharkh, "Performance and design optimisation of electric motors with heteropolar surface magnets and homopolar windings," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 143, no. 6, pp. 429--435, 1996.
- [31] Z. Yu and C. Jianyun, "Power factor analysis of transverse flux permanent machines," in *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 450--459, Sept. 2005.
- [32] G. Patterson, T. Koseki, Y. Aoyama, and K. Sako, "Simple modeling and prototype experiments for a new high-thrust, low-speed permanent magnet disk motor," in *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1--6, Nov. 2009.
- [33] K. Y. Lu, E. Ritchie, P. O. Rasmussen, and P. Sandholdt, "Modeling and power factor analysis of a single phase surface mounted permanent magnet transverse flux machine," in *Proceedings of the 5th*

International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), pp. 1609--1613, Nov. 2003.

- [34] J. Pyrhonen and T. J. V. Hrabovcov, *Design Of Rotating Electrical Machines*. John Wiley Sons Ltd, 2008.
- [35] H. Wang, M. Yang, L. Niu, and D. Xu, "Improved deadbeat predictive current control strategy for permanent magnet motor drives," in *2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, (Beijing, China), pp. 1260--1264, IEEE, 2011.
- [36] N. Stranges and R. D. Findlay, "Measurement of rotational iron losses in electrical sheet," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, Part 1, pp. 3457--3459, 2000.
- [37] H. Jordan, "Die ferromagnetischen konstanten für schwache wechselfelder," *Elektrische Nachrichtentechnik*, vol. 1, p. 8, 1924.
- [38] D. Meeker, "An improved continuum skin and proximity effect model for hexagonally packed wires," *Journal of Computational and Applied Mathematics*, vol. 236, pp. 4635--4644, Dec. 2012.
- [39] D. Ishak, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, pp. 2462--2469, Sept. 2005.