



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

**ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ, ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ
ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΟΧΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΒΕΛΤΙΩΣΗΣ ΤΩΝ
ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΚΩΝ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ ΤΟΥ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Κ. Δελδήμος

Επιβλέπων : Αντώνιος Γ. Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2023



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

**ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ, ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ
ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΟΧΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΒΕΛΤΙΩΣΗΣ ΤΩΝ
ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΚΩΝ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ ΤΟΥ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Κ. Δελδήμος

Επιβλέπων : Αντώνιος Γ. Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 13^η Ιουλίου 2023.

.....

Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Σταύρος Παπαθανασίου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Αντώνιος Αντωνόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2023

.....
Δημήτριος Κ. Δελδήμος

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

Copyright © Δημήτριος Κ. Δελδήμος, 2023.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία επιχειρεί τη σχεδιομελέτη ενός υφιστάμενου σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών με συγκεντρωμένα μη επικαλυπτόμενα τυλίγματα (350 ΣΑΛ, 550 W) για εφαρμογή μικρού ηλεκτρικού οχήματος και στη συνέχεια βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του, προκειμένου να θεωρηθούν οι κατασκευαστικές αποκλίσεις των λειτουργικών του χαρακτηριστικών και να προταθούν βελτιωτικές παρεμβάσεις για την πυκνότητα ισχύος, την απόδοση, και μείωση της κυμάτωσης ροπής του. Συγκεκριμένα, η εργασία περιλαμβάνει τέσσερα στάδια: ανάπτυξη κατάλληλου μοντέλου προσομοίωσης, πειραματική εξακρίβωση των παραμέτρων του συγκεκριμένου κινητήρα, ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων και προτεινόμενες παρεμβάσεις περαιτέρω βελτιστοποίησης της γεωμετρίας του.

Αρχικά, μετά από μια σύντομη παρουσίαση των ηλεκτρικών μηχανών και των διαφόρων τύπων τους που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, αναλύθηκαν οι αρχές λειτουργίας και η διερεύνηση των λειτουργικών χαρακτηριστικών με βάση το ισοδύναμο κύκλωμα των σύγχρονων μηχανών επιφανειακών μονίμων μαγνητών.

Στη συνέχεια, αναπτύχθηκε ένα παραμετρικό μοντέλο που αναπαριστά με ικανοποιητική ακρίβεια τα λειτουργικά χαρακτηριστικά μίας μηχανής μονίμων μαγνητών, όταν μεταβάλλονται τα κύρια γεωμετρικά χαρακτηριστικά της, τα οποία αποτελούν εισόδους του μοντέλου.

Κατόπιν, πραγματοποιήθηκε πειραματική εξακρίβωση των λειτουργικών χαρακτηριστικών της υφιστάμενης μηχανής, χρησιμοποιώντας κατάλληλη πειραματική διάταξη του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος. Τα πειραματικά αποτελέσματα της μηχανής αυτής συγκρίθηκαν με τα αντίστοιχα προσομοιωμένα, αναδεικνύοντας τις τεχνικές επίτευξης καλής σύγκλισης της ακρίβειας του αναπτυχθέντος μοντέλου. Ο συνδυασμός πόλων – αυλάκων της υφιστάμενης μηχανής (51 αυλάκια, 46 πόλοι) δεν παρουσιάζει συμμετρίες γεωμετρίας και διεγέρσεων και επομένως απαιτήθηκε να αναλυθεί ολόκληρη η γεωμετρία της μηχανής, με αποτέλεσμα να αυξηθεί ο υπολογιστικός φόρτος.

Στη συνέχεια, προτάθηκαν μεταβολές στη γεωμετρία της μηχανής (54 αυλάκια, 48 πόλοι) οι οποίες επιτρέπουν βελτίωση των λειτουργικών χαρακτηριστικών της.

Στο τελικό στάδιο της διπλωματικής εργασίας, αναπτύσσεται ένας αλγόριθμος βελτιστοποίησης και πραγματοποιείται ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων σε ορισμένα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του προτεινόμενου κινητήρα, με κριτήριο την μεγιστοποίηση μιας αντικειμενικής συνάρτησης που αφορά στην αύξηση της πυκνότητας ισχύος, της απόδοσης και τη μείωση της κυμάτωσης ροπής για ένα δεδομένο κύκλο λειτουργίας. Τα λειτουργικά χαρακτηριστικά των τοπικών βέλτιστων συγκρίνονται με εκείνα του αρχικού κινητήρα, προκειμένου να επιλεγθεί η προτεινόμενη γεωμετρία.

Στις προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό αριθμητικής ολοκλήρωσης διαφορικών εξισώσεων MATLAB σε συνδυασμό με το λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων FEMM.

Λέξεις Κλειδιά: Σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών, ηλεκτρικά οχήματα, σχεδιασμός ηλεκτρικού κινητήρα, επιφανειακοί μαγνήτες, μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων, παραμετροποιημένη σχεδίαση, πειραματική επιβεβαίωση, βελτιστοποίηση, χάρτης απόδοσης ηλεκτρικού κινητήρα, ανάλυση ευαισθησίας.

ABSTRACT

The present diploma thesis undertakes a study of the structure and operating characteristics of an existing synchronous permanent magnet motor with non-overlapping concentrated windings (350 RPM, 550W) for a small electric vehicle application, and its geometry optimization in order to achieve greater power density and efficiency as well as lower torque ripple characteristics. More specifically, the study is developed in four steps: the development of a simulation model, the laboratory measurements in order to determine the operating characteristics of the specific machine, a sensitivity analysis of main geometrical parameters and proposals enabling improvements with respect to the initial design characteristics.

In a first step an introduction to electric machines and the different available choices for electric vehicle applications is presented, while the operating principles and characteristics determination through the equivalent circuit of synchronous machines with surface mounted permanent magnets are described.

Next, a parametric geometry model is developed, enabling simulation of the operating characteristics of such a motor with increased accuracy.

Moreover, the experimental validation of the operating characteristics of the specific motor is performed through an experimental setup in the Laboratory of Electric Machines and Power Electronics of NTUA. The experimental results obtained were then compared with the simulated ones validating the developed model's accuracy. The geometry and pole-slot combination of the specific motor (51 slots, 46 poles) presents no geometrical and excitation symmetries and as a result the solution domain comprises the whole motor geometry, increasing heavily the necessary computational means.

Particular geometry modifications are proposed (54 slots, 48 poles) enabling non negligible improvements of the motor operating characteristics.

In the final stage of the thesis, an optimization algorithm is developed, and sensitivity analysis is performed on some geometrical parameters of the proposed motor, enabling maximization of an adopted objective function regarding the criteria of greater power density, greater efficiency and lower torque ripple over a considered operating cycle. The local optimal geometry characteristics are then compared in order to be select the proposed design improvements.

The simulations developed in this diploma thesis are based on MATLAB software coupled with finite elements software FEMM.

Keywords: Permanent magnet synchronous machines, electric vehicles, electric motor design, surface mounted magnets, finite element method, parametric design, design optimization, experimental verification, electric motor efficiency map, sensitivity analysis.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Ολοκληρώνοντας την διπλωματική εργασία, θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όσους βοήθησαν κατά την εκπόνησή της αλλά και κατά τη συνολική διάρκεια φοίτησής μου στη Σχολή.

Ευχαριστώ θερμά τον επιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας, Καθηγητή κ. Αντώνιο Κλαδά, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου την εργασία αυτή, καθώς και για την αδιάκοπη και πάντα πρόθυμη καθοδήγηση και συνεργασία του καθ' όλη τη διάρκεια της εκπόνησής της. Τον ευχαριστώ ακόμη για τις γνώσεις που μου μετέδωσε κατά τη διάρκεια της φοίτησής μου στο πολυτεχνείο και για την έμπνευση που μου έδωσε ώστε να εντρυφήσω στο αντικείμενο των ηλεκτρικών μηχανών αλλά κυρίως για την συνεχή στήριξή του και τις πολύτιμες συμβουλές που μου έδωσε σε κάθε μου βήμα.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτορα του ΕΜΠ και συνεπιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας, Γιώργο Σακκά, για την ακούραστη συνεισφορά του στην εργασία αυτή, μέσω των συμβουλών του και των συζητήσεων στις οποίες μοιράστηκε μαζί μου το πάθος του για το αντικείμενο. Οι συμβουλές του υπήρξαν πολύτιμες και απαραίτητες για την εξέλιξη της διπλωματικής εργασίας.

Ευχαριστώ επίσης τον Τεχνικό του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος κ. Παναγιώτη Ζάννη για την προθυμία και τη βοήθειά του κατά τη διεξαγωγή των πειραματικών μετρήσεων στο πλαίσιο της εργασίας.

Ακόμα θα ήθελα να ευχαριστήσω τα μέλη της ερευνητικής ομάδας Prometheus-Eco-Racing για την άψογη συνεργασία τους και τα συμπληρωματικά ερευνητικά μας ενδιαφέροντα που με βοήθησαν στη διεύρυνση των αντικειμένων που θίγει η παρούσα διπλωματική εργασία.

Επιπρόσθετα, θέλω να απευθύνω ευχαριστίες σε όλους τους φίλους και συμφοιτητές μου που καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου στάθηκαν δίπλα μου με συμπαράσταση και έκαναν ευχάριστες ακόμα και τις πολλές στιγμές δυσκολίας.

Ευχαριστώ ιδιαίτερα την οικογένειά μου, τους γονείς μου Ασπασία και Κωνσταντίνο, την αδελφή μου, Αθηνά και τον παππού και την γιαγιά μου, Γιάννη και Αθηνά, για την συμπαράσταση, την κατανόηση και την αδιάκοπη στήριξη καθ' όλα τα χρόνια των σπουδών μου. Τους ευχαριστώ που δεν σταμάτησαν ποτέ να πιστεύουν σε εμένα και χωρίς εκείνους είναι σίγουρο πως δεν θα μπορούσα να πετύχω τους στόχους μου.

Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω με τον πιο ειλικρινή τρόπο την κοπέλα μου, Νάνσυ, η οποία δεν σταμάτησε ποτέ να με στηρίζει με υπομονή και κατανόηση κατά τη διάρκεια της προσπάθειας αυτής. Ήταν πάντα στο πλευρό μου και αποτελούσε τον μεγαλύτερό μου υποστηρικτή τόσο στις καλές όσο και στις δύσκολες στιγμές, όταν το χρειάστηκα περισσότερο.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	12
1.1 Σκοπός της εργασίας	12
1.2 Δομή της εργασίας	12
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ	14
2.1 Εισαγωγή στην ηλεκτροκίνηση.....	14
2.1.1 Επισκόπηση συστήματος κίνησης ηλεκτρικού οχήματος	15
2.2 Επισκόπηση των βασικών ειδών ηλεκτρικών κινητήρων	17
2.2.1 Μηχανές συνεχούς ρεύματος (Brushed DC).....	18
2.2.2 Μηχανές επαγωγής.....	19
2.2.3 Μηχανές μαγνητικής αντίστασης.....	19
2.2.4 Σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών	20
2.2.5 Επιλογή τελικής τοπολογίας μηχανής	22
2.3 Ισοδύναμο κύκλωμα – Μαθηματικό μοντέλο σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών	23
2.3.1 Σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών στο πλαίσιο αναφοράς d-q	23
2.3.2 Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής στο πλαίσιο αναφοράς d-q.....	25
2.3.3 Υπολογισμός ισχύος-ροπής.....	26
2.3.4 Υπολογισμός αυτεπαγωγών ευθέως και κάθετου άξονα.....	27
2.3.5 Βέλτιστη αξιοποίηση ρεύματος (Maximum Torque Per Ampere).....	28
2.3.6 Όριο ΑΗΕΔ (MTPV) – Εξασθένηση πεδίου (Field Weakening).....	29
2.4 Κατασκευαστικά υλικά ηλεκτρικών μηχανών	30
2.4.1 Μαγνητικά υλικά.....	30
2.4.2 Αγωγοί.....	36
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΠΡΟΚΑΤΑΡΚΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ.....	39
3.1 Πάχος διακένου	39
3.2 Ειδική μαγνητική φόρτιση	40
3.3 Ειδική ηλεκτρική φόρτιση.....	40
3.4 Πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος.....	41
3.5 Διαμόρφωση τυλίγματος.....	43
3.6 Ισχύς εξόδου ηλεκτρικής μηχανής	47
3.7 Επιφάνεια διακένου και ηλεκτρομαγνητική ροπή	48
3.8 Συχνότητα λειτουργίας – Πόλοι μηχανής αναφοράς	49
3.9 Επιλογή διαστάσεων διαμέτρου διακένου και ενεργού μήκους μηχανής (D, L).....	50
3.10 Εκτίμηση χαρακτηριστικών στάτη.....	52

3.11 Έλεγχος ειδικής ηλεκτρικής φόρτισης	53
3.12 Μελέτη χαρακτηριστικών δρομέα	53
3.13 Συγκεντρωτικά αποτελέσματα προκαταρκτικής σχεδίασης	55
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ.....	56
4.1 Γεωμετρικά χαρακτηριστικά και διαμόρφωση τυλιγμάτων.....	56
4.2 Πειραματική διάταξη.....	59
4.3 Αποτελέσματα μετρήσεων	65
4.3.1 Υπολογισμός καμπύλης κενού φορτίου	65
4.3.2 Υπολογισμός μαγνητικής ροής.....	69
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΙΚΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ.....	73
5.1 Μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων.....	73
5.1.1 Επίλυση μαγνητοστατικών προβλημάτων	74
5.1.2 Οριακές συνθήκες.....	76
5.2 Παραμετροποιημένη σχεδίαση γεωμετρίας	78
5.3 Μεταβλητές σχεδίασης μηχανής.....	80
5.4 Σχεδίαση στάτη	82
5.5 Σχεδίαση δρομέα.....	83
5.6 Επιλογή υλικών κατασκευής μηχανής	84
5.6.1 Επιλογή σιδήρου πυρήνα.....	84
5.6.2 Επιλογή μαγνητών.....	84
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΗΧΑΝΗΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕΣΩ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟΥ	
ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ	86
6.1 Υπολογισμός μακροσκοπικών μεγεθών.....	86
6.1.1 Υπολογισμός ροπής διακένου	86
6.1.2 Υπολογισμός μαγνητικής ροής.....	87
6.1.3 Υπολογισμός ηλεκτρεγερτικής δύναμης (HEΔ)	87
6.2 Λειτουργία σε κενό φορτίο	88
6.2.1 Υπολογισμός ροπής ευθυγράμμισης (Cogging Torque)	90
6.2.2 Υπολογισμός μαγνητικής ροής.....	91
6.2.3 Υπολογισμός επαγόμενης HEΔ.....	93
6.3 Λειτουργία υπό φορτίο.....	99
6.3.1 Υπολογισμός καμπύλης γωνίας ροπής ($T - \delta$).....	99
6.3.2 Υπολογισμός μέσης ροπής και κυμάτωσης ροπής.....	101
6.3.3 Υπολογισμός απωλειών.....	102

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: ΑΝΑΛΥΣΗ ΝΕΑΣ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗΣ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΜΕΣΩ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟΥ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ	111
7.1 Επιλογή μεταβολών στη γεωμετρία προς ανάλυση και βελτιστοποίηση.....	111
7.2 Λειτουργία σε κενό φορτίο	113
7.2.1 Υπολογισμός ροπής ευθυγράμμισης (Cogging Torque)	114
7.2.2 Υπολογισμός μαγνητικής ροής.....	115
7.2.3 Υπολογισμός επαγόμενης ΗΕΔ.....	117
7.3 Λειτουργία υπό φορτίο.....	119
7.3.1 Υπολογισμός καμπύλης γωνίας ροπής ($T - \delta$)	119
7.3.2 Υπολογισμός μέσης ροπής και κυμάτωσης ροπής	121
7.3.3 Υπολογισμός μάζας μηχανής	122
7.3.4 Υπολογισμός απωλειών και χάρτη απόδοσης	123
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8: ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗΣ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ	126
8.1 Προβλήματα Βελτιστοποίησης	126
8.1.1 Βελτιστοποίηση συναρτήσεων μίας μεταβλητής	126
8.1.2 Βελτιστοποίηση συναρτήσεων πολλών μεταβλητών	126
8.2 Υλοποίηση Βελτιστοποίησης της προτεινόμενης σχεδίασης.....	128
8.3 Αποτελέσματα Βελτιστοποίησης	130
8.3.1 Ελαχιστοποίηση κυμάτωσης ροπής.....	131
8.3.2 Μεγιστοποίηση πυκνότητας ισχύος	136
8.3.3 Μεγιστοποίηση απόδοσης (Effective Efficiency)	141
8.3.4 Μεγιστοποίηση αντικειμενικής συνάρτησης (Συνδυασμός των τριών κριτηρίων)	146
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	152
9.1 Κυριότερα συμπεράσματα	152
9.2 Σημεία επιστημονικής συνεισφοράς	153
9.3 Θέματα προς περαιτέρω διερεύνηση.....	154
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	155

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Σκοπός της εργασίας

Το επίκεντρο της παρούσας διπλωματικής εργασίας, η οποία εκπονήθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος αποτέλεσε ο κινητήρας ενός μικρού ηλεκτρικού οχήματος πόλης. Βασικός σκοπός ήταν η εξακρίβωση των χαρακτηριστικών του και η βελτιστοποίηση της γεωμετρίας της κινητήριας σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών για χρήση στην ηλεκτροκίνηση.

Συγκεκριμένα, αφού έγινε μια προκαταρκτική σχεδίαση της υπό εξέταση μηχανής, έπρεπε να γίνουν πειραματικές μετρήσεις για να γίνουν γνωστά τα χαρακτηριστικά της υπό κρίση μηχανής όσον αφορά την μαγνητική ροή και την καμπύλη κενού φορτίου, καθώς και να εξακριβωθούν τα στοιχεία της γεωμετρίας που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή της, όπως επίσης και η τρόπος σύνδεσης των τυλιγμάτων. Με βάση τα παραπάνω δεδομένα γεωμετρίας, αναπτύχθηκε προσομοιωτικό μοντέλο με τη χρήση λογισμικού, ώστε να μπορεί να γίνει αρκετά ικανοποιητική αναπαράσταση της παραπάνω μηχανής, δίνοντας αποτελέσματα τα οποία έπειτα συγκρίνονται με τις πειραματικές μετρήσεις. Η υλοποίηση του μοντέλου έγινε με χρήση παραμετροποιημένων μεθόδων σχεδίασης και βασίστηκε σε πεδιακή ανάλυση με την μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων. Στην συνέχεια προτείνονται μεταβολές των γεωμετρικών χαρακτηριστικών της υπό εξέταση μηχανής, οι οποίες επιτρέπουν τη βελτίωση των λειτουργικών της χαρακτηριστικών αλλά και τη κλασματοποίηση του προβλήματος, επιταχύνοντας σημαντικά τον χρόνο επίλυσής του. Αναπτύσσοντας και εφαρμόζοντας αλγόριθμο βελτιστοποίησης, με κριτήριο την μεγιστοποίηση μιας αντικειμενικής συνάρτησης που λαμβάνει υπόψιν την απόδοση, την πυκνότητα ισχύος και την κυμάτωση ροπής, προέκυψαν τοπικά βέλτιστα, ανάλογα με το εκάστοτε υπό εξέταση κριτήριο, αλλά και το ολικό βέλτιστο, τα λειτουργικά χαρακτηριστικά των οποίων συγκρίνονται με αυτά του αρχικού κινητήρα.

1.2 Δομή της εργασίας

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται μια παρουσίαση των εισαγωγικών στοιχείων της διπλωματικής εργασίας, με σκοπό τη κατατόπιση του αναγνώστη σχετικά με το περιεχόμενο και τη δομή της εργασίας. Στη συνέχεια, η εργασία διακρίνεται στα παρακάτω κεφάλαια με το ακόλουθο περιεχόμενο:

- Στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζεται συνοπτικά ο τομέας της ηλεκτροκίνησης και οι αρχές λειτουργίας των ηλεκτρικών μηχανών, αναλύοντας και το θεωρητικό υπόβαθρο των σιδηρομαγνητικών υλικών και των ιδιοτήτων τους, αλλά και των φαινομένων υστέρησης και

δινορρευμάτων στους σιδηρομαγνητικούς πυρήνες, ενώ επιλέγεται να μελετηθούν σύγχρονες μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών, όπως είναι και η υπό εξέταση μηχανή.

- Στο Κεφάλαιο 3 εκτιμώνται οι βασικές προδιαγραφές που πρέπει να πληρούν οι προς σχεδίαση μηχανές και ακολουθεί η προκαταρκτική τους σχεδίαση, βάση των χαρακτηριστικών της υπό κρίση δοθείσας μηχανής του εργαστηρίου.
- Στο Κεφάλαιο 4 περιγράφεται η πειραματική διάταξη που διαμορφώθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος για την διεξαγωγή των απαιτούμενων μετρήσεων, καθώς και τα δεδομένα ως προς την μαγνητική ροή και την καμπύλη κενού φορτίου της μηχανής, όπως προέκυψαν στο τέλος της πειραματικής διαδικασίας.
- Στο Κεφάλαιο 5 περιγράφεται αναλυτικά η μεθοδολογία σχεδίασης μηχανών μονίμων μαγνητών που αναπτύχθηκε με τη βοήθεια της συνεργασίας μεταξύ του λογισμικού πεπερασμένων στοιχείων FEMM και του λογισμικού MATLAB.
- Στο Κεφάλαιο 6 περιγράφεται η μεθοδολογία ανάλυσης της υπό εξέτασης μηχανής μονίμων μαγνητών που αναπτύχθηκε. Συγκεκριμένα, πραγματοποιείται ανάλυση σε λειτουργία κενού φορτίου και τα αποτελέσματα συγκρίνονται με τα πειραματικά, ενώ στην συνέχεια πραγματοποιείται ανάλυση υπό φορτίο και εξάγονται τα χαρακτηριστικά επίδοσης και απόδοσης της μηχανής, καθώς και παρουσιάζονται ορισμένα αναλυτικά μοντέλα στα οποία στηρίχθηκε η εξαγωγή των αποτελεσμάτων της μηχανής.
- Στο Κεφάλαιο 7 προτείνονται μεταβολές στη γεωμετρία της μηχανής οι οποίες επιτρέπουν την βελτίωση των λειτουργικών της χαρακτηριστικών, αλλά και τη μείωση του υπολογιστικού φορτίου μέσω κλασματοποίησης της γεωμετρίας, και ακολουθεί η ίδια μεθοδολογία που περιγράφηκε για το Κεφάλαιο 6, με τα αποτελέσματα να συγκρίνονται με τα αντίστοιχα της αρχικής γεωμετρίας της υπό εξέταση μηχανής του εργαστηρίου.
- Στο Κεφάλαιο 8 γίνεται εφαρμογή αλγορίθμου βελτιστοποίησης με κριτήριο την μεγιστοποίηση μιας αντικειμενικής συνάρτησης που λαμβάνει υπόψιν την απόδοση, την πυκνότητα ισχύος και την κυμάτωση ροπής και οι νέες βελτιστοποιημένες γεωμετρίες που προέκυψαν ανάλογα με το υπό εξέταση κριτήριο, συγκρίθηκαν μεταξύ τους και με την μηχανή αναφοράς.
- Στο Κεφάλαιο 9 παρουσιάζονται τα συμπεράσματα όπως προκύπτουν από το σύνολο της εργασίας, από τις πειραματικές μεθόδους που χρησιμοποιήθηκαν ως και το κομμάτι της βελτιστοποίησης, αξιολογείται η επιστημονική συνεισφορά της εργασίας, ενώ ακόμα προτείνονται θέματα για περαιτέρω διερεύνηση.

Τέλος, παρατίθεται η σχετική βιβλιογραφία που αξιοποιήθηκε στο πλαίσιο της εργασίας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ

2.1 Εισαγωγή στην ηλεκτροκίνηση

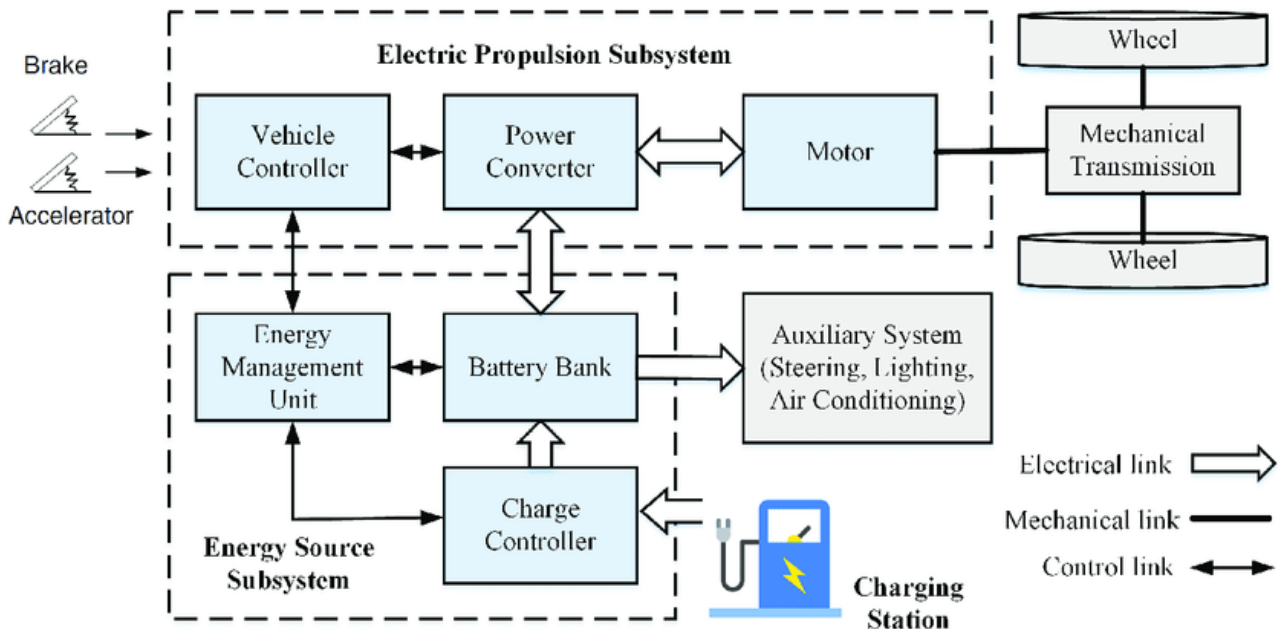
Τα τελευταία χρόνια, η μαζική ευαισθητοποίηση για την προστασία του περιβάλλοντος και η τάση στην χρήση εναλλακτικών πηγών ενέργειας έχει οδηγήσει σε μια αξιοσημείωτη στροφή προς την ηλεκτροκίνηση. Στο επίκεντρο της αλλαγής αυτής βρίσκεται η συνεχής εξέλιξη των ηλεκτρικών κινητήρων, οι οποίοι έχουν αποδειχθεί σαν εξαιρετική εναλλακτική σε σχέση με τους συμβατικούς κινητήρες εσωτερικής καύσης (Internal Combustion Engines) που εξαρτώνται από ορυκτά καύσιμα. Σε αντίθεση με τους ICE, οι ηλεκτρικοί κινητήρες παρέχουν μια πιο βιώσιμη λύση για την κίνηση επιτυγχάνοντας την ηλεκτρομηχανική μετατροπή με πολύ υψηλή απόδοση. Αυτή η θεμελιώδης διαφορά έχει προωθήσει την τάση προς την ηλεκτροκίνηση καθώς καταναλωτές, αυτοκινητοβιομηχανίες και κυβερνήσεις αναγνωρίζουν όλο και περισσότερο τα περιβαλλοντικά και οικονομικά πλεονεκτήματα που προσφέρει σε σχέση με τους συμβατικούς κινητήρες εσωτερικής καύσης. Τα ηλεκτρικά οχήματα παράγουν μηδενικές εκπομπές καυσαερίων τα οποία συμβάλλουν στην κλιματική αλλαγή, μετριάζοντας την ατμοσφαιρική ρύπανση. Αντίθετα, τα συμβατικά οχήματα εκπέμπουν επιβλαβείς ρύπους όπως το διοξείδιο του άνθρακα και τα οξείδια του αζώτου, επιφέροντας σημαντικούς κινδύνους για την υγεία και το περιβάλλον. Με τις αυξανόμενες ανησυχίες για την ποιότητα του αέρα και την επείγουσα ανάγκη καταπολέμησης της κλιματικής αλλαγής, η υιοθέτηση ηλεκτρικών κινητήρων έχει αποκτήσει σημαντική δυναμική, με κυβερνήσεις και ρυθμιστικούς φορείς παγκοσμίως να εφαρμόζουν πολιτικές και να δίνουν κίνητρα προς ενθάρρυνση της στροφής προς καθαρότερες λύσεις στις μεταφορές. Υπό αυτό το πρίσμα η Ευρωπαϊκή ένωση έχει θέσει ως στόχο την μείωση των εκπομπών αερίων κατά 40% έως το 2030 σε σχέση με το 1990 και σε μακροπρόθεσμο επίπεδο την μεταστροφή σε ένα οικονομικό σύστημα μηδενικών ρύπων έως το 2050 [36],[37].

Οι σύγχρονοι ηλεκτρικοί κινητήρες προσφέρουν υψηλή ροπή, αυτονομία και απόδοση (η ηλεκτρομηχανική μετατροπή διαθέτει βαθμούς απόδοσης μεγαλύτερους από 95%, ενώ η ενεργειακή απόδοση των ICE κυμαίνεται στο 30-35%). Επιπλέον, οι συνεχείς εξελίξεις στην τεχνολογία μπαταριών έχουν ξεπεράσει τους περιορισμούς των παλαιότερων ηλεκτρικών οχημάτων, επιτρέποντας μεγαλύτερη αυτονομία και ταχύτερους χρόνους φόρτισης.

Συμπερασματικά, καθώς η κοινωνία συνεχίζει να δίνει προτεραιότητα στη βιωσιμότητα και να αναζητά καθαρότερες λύσεις, η τροχιά προς την ηλεκτροκίνηση είναι έτοιμη να αναδιαμορφώσει το τοπίο της αυτοκινητοβιομηχανίας, προσφέροντας ένα πιο αποδοτικό και πράσινο μέλλον για τις μεταφορές.

2.1.1 Επισκόπηση συστήματος κίνησης ηλεκτρικού οχήματος

Τα βασικότερα στοιχεία του συστήματος κίνησης ενός αμιγώς ηλεκτρικού οχήματος διακρίνονται στο σχήμα 2.1.



Σχήμα 2. 1. Εποπτικό διάγραμμα των βασικών μερών ενός ηλεκτροκίνητου οχήματος [38].

Τα σημαντικότερα στοιχεία της παραπάνω επισκόπησης είναι τα εξής:

Πηγή Ηλεκτρικής Ενέργειας

Τα είδη των μπαταριών που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρικά οχήματα ανάλογα με τις τεχνολογικές εξελίξεις είναι συνήθως μπαταρίες ιόντων Λιθίου, Λιθίου πολυμερών, Νικελίου-Καδμίου, Νικελίου μετάλλου κτλ. Όταν το ηλεκτρικό όχημα φορτίζεται, η μπαταρία συνδέεται σε μια εξωτερική πηγή και υποβάλλεται σε διαδικασία φόρτισης, όπου η ηλεκτρική ενέργεια μετατρέπεται σε ηλεκτροχημική και αποθηκεύεται με αυτή τη μορφή σε κυψελίδες. Στόχος της κάθε τεχνολογίας μπαταριών είναι η ανάγκη για μεγάλο αριθμό κύκλων φόρτισης – εκφόρτισης καθώς και για αυξημένη πυκνότητα ενέργειας, με το τελευταίο να αποτελεί την μεγαλύτερη πρόκληση για την περαιτέρω ανάπτυξη της ηλεκτροκίνησης. Ανάλογα με την λειτουργική κατάσταση που βρίσκεται το όχημα, οι συσσωρευτές είναι δυνατόν να αποθηκεύουν ενέργεια μέσω αναγεννητικής πέδησης. Το σύστημα διαχείρισης των μπαταριών (BMS) παρακολουθεί την κατάσταση φόρτισης, τη θερμοκρασία και άλλες σημαντικές παραμέτρους των συσσωρευτών ώστε να εξασφαλίζεται η βέλτιστη απόδοση και ασφάλεια.

Αντιστροφέας (Inverter)

Ο αντιστροφέας αποτελεί την βασική μονάδα τροφοδότησης για τον ηλεκτρικό κινητήρα, μετατρέποντας την ηλεκτρική ενέργεια από την μπαταρία που είναι συνεχούς ρεύματος, σε εναλλασσόμενο με συγκεκριμένη συχνότητα και φάση. Για να επιτευχθεί η επιθυμητή μορφή ρευμάτων ώστε σύμφωνα με τη μονάδα επεξεργασίας (Engine Control Unit) να επιτευχθεί η επιθυμητή ροπή στον κινητήρα, χρησιμοποιεί λογισμικό επεξεργασίας δεδομένων τα οποία συλλέγονται από αισθητήρες. Η συνηθέστερη μέθοδος ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων είναι ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (Field Oriented Control ή FOC). Οι μέθοδοι ελέγχου των ηλεκτρικών μηχανών βασίζονται στην ανάλυση των μεγεθών στον ορθό και κάθετο άξονα. Ακόμα, ο αντιστροφέας ανορθώνει το τριφασικό ρεύμα που παράγει ο κινητήρας κατά τη πέδη, έτσι ώστε να φορτιστούν οι μπαταρίες.

Ηλεκτρικός κινητήρας

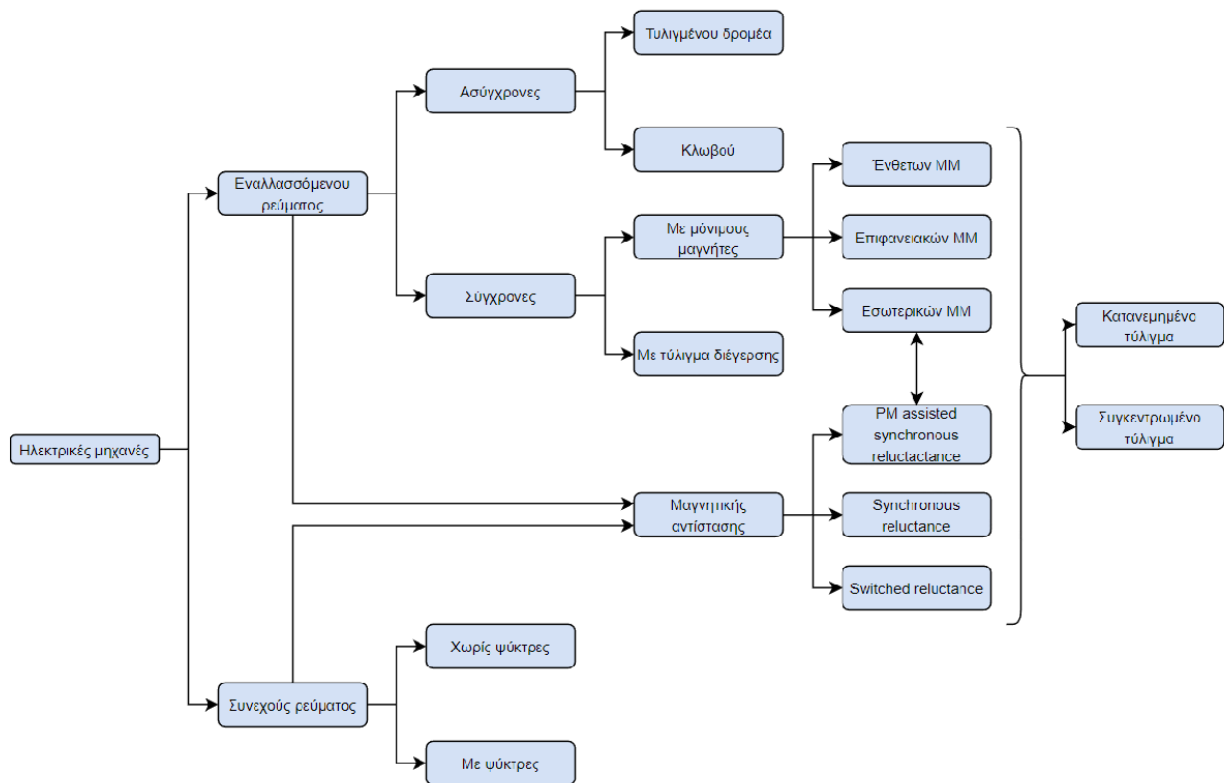
Ο ηλεκτρικός κινητήρας αποτελεί την καρδιά του συστήματος κίνησης του οχήματος, καθώς εκεί πραγματοποιείται η ηλεκτρομηχανική μετατροπή. Στον κινητήρα καταναλώνεται η ηλεκτρική ισχύς από τους συσσωρευτές μέσω του αντιστροφέα και έτσι παράγεται μηχανική ισχύς. Για την οδήγησή του από τον αντιστροφέα διαθέτει ψηφιακό αισθητήρα για τον έλεγχο της θέσης του δρομέα. Στον ηλεκτρικό κινητήρα παράγεται η επιθυμητή ροπή από τον χρήστη ή αυτή που επιβάλλει η μονάδα επεξεργασίας σε οριακές συνθήκες. Οι κινητήρες πρέπει να παρουσιάζουν αυστηρές προδιαγραφές ως προς το μέγεθος, το βάρος, τις αντοχές σε σφάλματα, την επίδοση και την απόδοση, ανάλογα και την εκάστοτε εφαρμογή και κύκλο λειτουργίας. Υπάρχουν πολλά είδη ηλεκτρικών κινητήρων για τα οποία θα γίνει ανασκόπηση στην συνέχεια, ωστόσο οι συνηθέστερες επιλογές σήμερα είναι οι μηχανές επαγωγής και οι σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών.

Σύστημα μετάδοσης κίνησης

Το σύστημα μετάδοσης κίνησης διακρίνεται στο κιβώτιο ταχυτήτων και το διαφορικό. Στα ηλεκτρικά οχήματα το κιβώτιο ταχυτήτων είναι σταθερής συνήθως σχέσης η οποία δίνει την δυνατότητα στον ηλεκτρικό κινητήρα να παράγει λιγότερη ροπή από αυτή που φθάνει στους τροχούς. Στην ηλεκτροκίνηση δεν απαιτείται κάποιο ελάχιστο όριο στροφών λειτουργίας με αποτέλεσμα να μην υπάρχει ανάγκη για σύμπλεξη και αποσύμπλεξη. Η λειτουργία του διαφορικού είναι η μετάδοση της κίνησης του κινητήρα στους δύο τροχούς του αυτοκινήτου, ενώ η παρουσία του δεν είναι πάντα απαραίτητη, όπως σε περιπτώσεις ηλεκτρικών οχημάτων που χρησιμοποιούν περισσότερους από έναν ηλεκτρικούς κινητήρες.

2.2 Επισκόπηση των βασικών ειδών ηλεκτρικών κινητήρων

Η τεχνολογία των ηλεκτρικών κινητήρων μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ένα ιδιαίτερα μεγάλο εύρος εφαρμογών. Ανάλογα με το πεδίο εφαρμογής και τις εκάστοτε συνθήκες λειτουργίας, κρίνεται επιθυμητή διαφορετική τοπολογία μηχανών κάθε φορά, λόγω των πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων που παρουσιάζει η καθεμία. Η βασική κατηγοριοποίηση των ηλεκτρικών μηχανών φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



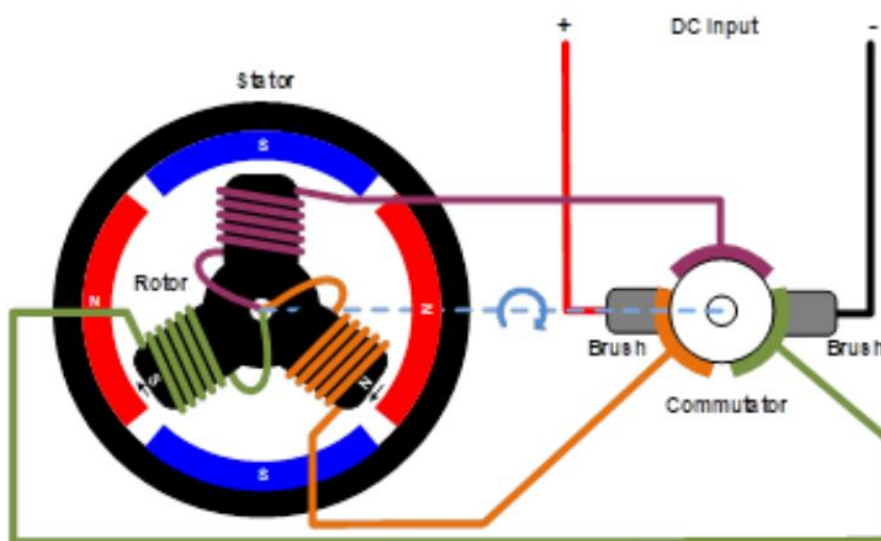
Σχήμα 2. 2. Εποπτικό διάγραμμα κατηγοριοποίησης ηλεκτρικών μηχανών. Η επιλογή για την παρούσα εφαρμογή είναι σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μόνιμων μαγνητών με συγκεντρωμένο τύλιγμα στάτη.

Από το παραπάνω διάγραμμα, φαίνεται ότι οι ηλεκτρικές μηχανές κατηγοριοποιούνται κυρίως σύμφωνα με την τροφοδότηση των τυλιγμάτων είτε με συνεχές ρεύμα (DC) είτε με εναλλασσόμενο ρεύμα (AC). Οι DC μηχανές χρησιμοποιούνται συνήθως σε εφαρμογές μικρής ισχύος και βοηθητικού χαρακτήρα, ενώ οι AC μηχανές συναντώνται σε εφαρμογές υψηλών επιδόσεων και ισχύος. Τα δύο βασικά είδη AC μηχανών είναι οι ασύγχρονες μηχανές ή μηχανές επαγωγής και οι σύγχρονες μηχανές, οι οποίες ανάλογα με το είδος της διέγερσής τους διακρίνονται σε μηχανές μόνιμων μαγνητών και σε αυτές που διαθέτουν τύλιγμα στον δρομέα. Οι παραπάνω ηλεκτρικές μηχανές έχουν την δυνατότητα λειτουργίας είτε ως γεννήτριες, όπου η μηχανική ενέργεια από κάποιο κινητήριο σύστημα μετατρέπεται σε ηλεκτρική, είτε ως κινητήρες όπου η ηλεκτρική ενέργεια από μια ηλεκτρική πηγή τροφοδοσίας μέσω ηλεκτρομηχανικής μετατροπής αξιοποιείται για την παραγωγή μηχανικής

ενέργειας. Οι βασικότερες κατηγορίες ηλεκτρικών μηχανών παρουσιάζονται αναλυτικότερα παρακάτω.

2.2.1 Μηχανές συνεχούς ρεύματος (Brushed DC)

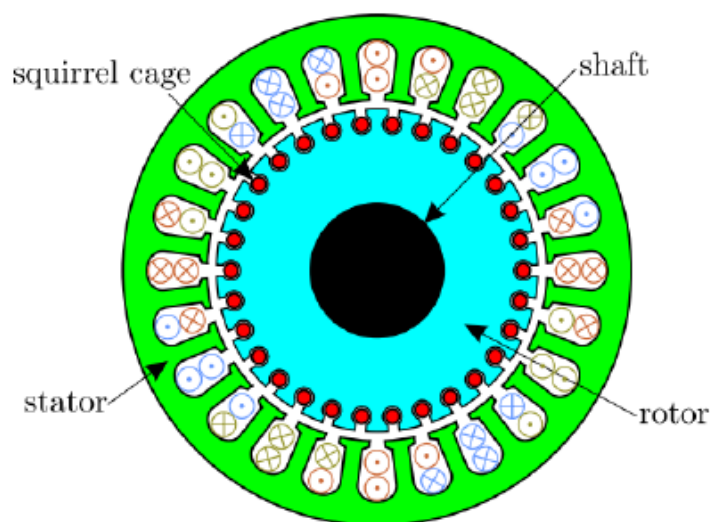
Οι μηχανές συνεχούς ρεύματος ήταν οι πρώτες που χρησιμοποιήθηκαν στην ηλεκτροκίνηση. Η λειτουργία τους βασίζεται στην αλληλεπίδραση του πεδίου διέγερσης, που βρίσκεται στο στάτη, με το πεδίο του τυμπάνου, που βρίσκεται στο δρομέα. Ο συλλέκτης, ο οποίος βρίσκεται στο δρομέα, επιβάλλει την μόνιμη καθετότητα μεταξύ των δύο πεδίων. Το κύριο πλεονέκτημα των DC μηχανών είναι ο εύκολος έλεγχος των στροφών σε μεγάλο εύρος τιμών, επεμβαίνοντας στην τάση ή στο ρεύμα τροφοδοσίας. Το μεγάλο μειονέκτημα ωστόσο των DC μηχανών είναι το μεγάλο κόστος καθώς και η περιορισμένη αξιοπιστία, σε βαθμό που αντισταθμίζονται τα πλεονεκτήματά τους. Λόγω των ψηκτρών και του συλλέκτη, τα οποία φθείρονται διαρκώς, καθώς εκεί πραγματοποιείται η μηχανική ανόρθωση του ρεύματος, οι ανάγκες σε συντηρήσεις είναι υψηλές και η διάρκεια ζωής τους επιβαρύνεται από πολλούς παράγοντες όπως η υγρασία, η πίεση και το φορτίο. Η πρόοδος στη τεχνολογία ελέγχου εκτόπισε τις DC μηχανές από το προσκήνιο, εξακολουθούν ωστόσο να χρησιμοποιούνται βοηθητικά και σε εφαρμογές μικρής ισχύος. Τέλος, υπάρχουν και οι DC μηχανές χωρίς ψήκτρες (Brushless DC), οι οποίες επιτυγχάνουν υψηλή απόδοση, με μικρό μέγεθος και μεγάλη πυκνότητα ενέργειας. Παράγουν ακόμα υψηλή ροπή, λόγω της ορθογώνιας μορφής μαγνητικής ροής και ρεύματος. Το μειονέκτημά τους είναι η απαίτηση γνώσης της ακριβούς θέσης του δρομέα για την οδήγησή τους. Τέλος, τόσο η δομή, όσο και η λειτουργία τους είναι ίδια με αυτή των σύγχρονων μηχανών μόνιμων μαγνητών [39],[40],[41].



Σχήμα 2. 3. Σχηματική δομή ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος με ψήκτρες [42].

2.2.2 Μηχανές επαγωγής

Η λειτουργία των μηχανών επαγωγής στηρίζεται στην επαγωγή ρευμάτων και τάσεων μεταξύ τυλιγμάτων στάτη και δρομέα. Αναλυτικότερα, το τριφασικό τύλιγμα στάτη δημιουργεί στρεφόμενο πεδίο το οποίο επάγει τάσεις, οι οποίες παράγουν ρεύματα στο βραχυκυκλωμένο τύλιγμα δρομέα. Η αλληλεπίδραση των πεδίων στάτη και δρομέα παράγει ροπή στο διάκενο. Τα δύο πεδία στρέφονται με σύγχρονη ταχύτητα, όμως ο δρομέας στρέφεται με ελαφρώς διαφορετική ταχύτητα, από όπου προκύπτει και ο χαρακτηρισμός <<ασύγχρονες μηχανές>>. Ο δρομέας έχει είτε τύλιγμα κλωβού, το οποίο αποτελείται από αγωγίμες ράβδους αλουμινίου ή χαλκού οι οποίες βραχυκυκλώνονται στα άκρα τους με δακτυλίους και τοποθετούνται σε αύλακες στο σώμα του δρομέα, είτε τύλιγμα με δακτυλίους, όπου τοποθετείται τριφασικό τύλιγμα στο δρομέα αντίστοιχο του τυλίγματος στάτη, με την προσθήκη εξωτερικών αντιστάσεων να καθιστά δυνατό τον έλεγχο της ροπής και των ρευμάτων κατά την εκκίνηση [21]. Οι μηχανές επαγωγής έχουν ευρεία εφαρμογή στην ηλεκτροκίνηση λόγω του χαμηλού κόστους κατασκευής, την αξιοπιστία και τον εύκολο έλεγχο. Σημαντικό ακόμα πλεονέκτημα των κινητήρων επαγωγής είναι η ικανότητα υποδιέγερσης σε συνθήκες χαμηλού φορτίου, προκειμένου να επιτευχθεί υψηλή ταχύτητα, με αποτέλεσμα την σημαντική βελτίωση της συμπεριφοράς και του βαθμού απόδοσης σε συνθήκες σταθερής ισχύος.

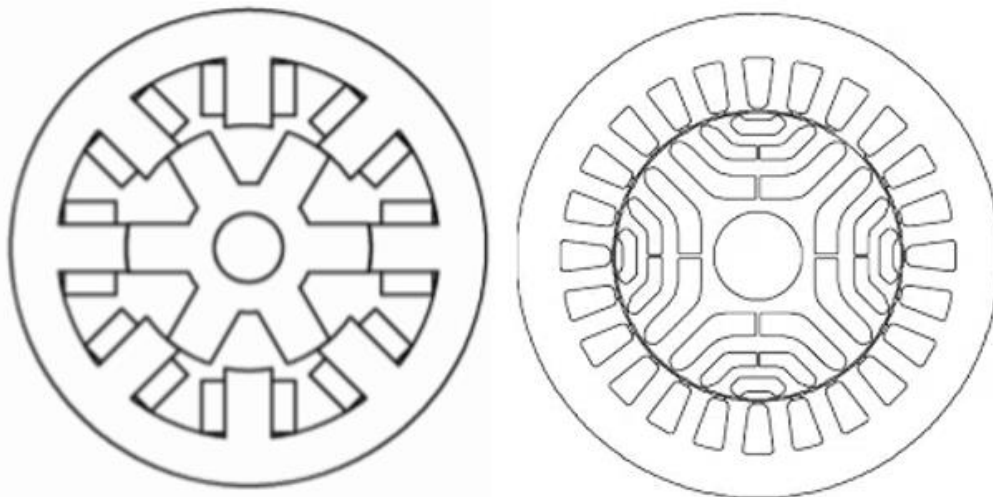


Σχήμα 2. 4. Μηχανή επαγωγής με δρομέα βραχυκυκλωμένου κλωβού [43].

2.2.3 Μηχανές μαγνητικής αντίστασης

Ένα είδος ηλεκτρικών μηχανών που μπορεί να ανήκει είτε στην κατηγορία των AC είτε των DC μηχανών, εφόσον τροφοδοτούνται με ρεύμα τετραγωνικών παλμών, είναι οι μηχανές μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης. Στην περίπτωση αυτών των μηχανών, η παραγωγή ροπής οφείλεται

αποκλειστικά στην συνιστώσα εκτυπότητας (reluctance torque) και όχι στην αλληλεπίδραση μεταξύ δύο πεδίων. Το πλεονέκτημα των μηχανών αυτών είναι η απλότητα κατασκευής και του μικρού κόστους και ενδείκνυνται για εφαρμογές όπου απαιτείται αντοχή σε σφάλματα και εφεδρεία. Το μειονέκτημά τους ωστόσο αποτελεί η χαμηλή πυκνότητα ισχύος, ο περιορισμένος βαθμός απόδοσης, η υψηλή κυμάτωση ροπής και οι σύνθετες τεχνικές που απαιτούνται για τον έλεγχο τους. Διακρίνονται σε μηχανές Switched Reluctance με DC τροφοδοσία, και σε Synchronous Reluctance με AC τροφοδοσία, όπου με ειδική διαμόρφωση του δρομέα επιτυγχάνεται ομαλή μεταβολή της μαγνητικής αντίστασης, οδηγώντας στην μείωση της κυμάτωσης ροπής και τον θόρυβο. Οι τελευταίες συχνά υποβοηθούνται από μόνιμους μαγνήτες στον δρομέα (PM assisted Synchronous Reluctance) αποτελώντας ουσιαστικά σύγχρονες μηχανές.



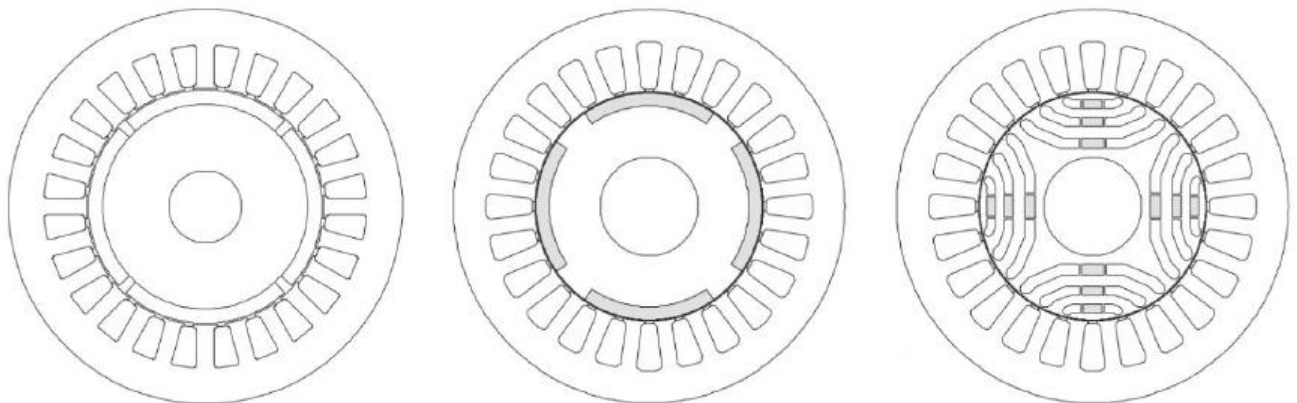
Σχήμα 2. 5. Switched Reluctance Motor (Αριστερά) - Synchronous Reluctance Motor (Δεξιά) [44],[45].

2.2.4 Σύγχρονες μηχανές μόνιμων μαγνητών

Οι σύγχρονες μηχανές μόνιμων μαγνητών στηρίζουν την λειτουργία τους στην αλληλεπίδραση πεδίων δρομέα (διέγερση) και στάτη (τύμπανο), με το πεδίο του δρομέα να είναι σταθερό και να δημιουργείται από τους μόνιμους μαγνήτες που βρίσκονται στο δρομέα, σε αντίθεση με τις μηχανές επαγωγής, ενώ ο στάτης έχει τριφασικό τύλιγμα ώστε να δημιουργείται στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο. Η ύπαρξη των μαγνητών οδηγεί στην απουσία χαλκού στο δρομέα, επομένως σημειώνεται σημαντική μείωση των απωλειών χαλκού, οδηγώντας σε υψηλότερη απόδοση καθώς και υψηλότερη πυκνότητα ισχύος [46], με αποτέλεσμα η διαμόρφωση αυτή να είναι ιδανική σε εφαρμογές απαίτησης υψηλής απόδοσης για εξοικονόμηση ενέργειας. Τα μειονεκτήματα της διαμόρφωσης αυτής είναι το υψηλό κόστος των μόνιμων μαγνητών και η αδυναμία σβέσης του πεδίου διέγερσης σε λειτουργικές καταστάσεις

χαμηλού φορτίου, με αποτέλεσμα να παρουσιάζονται σημαντικές απώλειες πυρήνα σε συνθήκες υψηλής ταχύτητας και χαμηλής ροπής. Οι κυριότερες διαμορφώσεις σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών, με βάση την τοπολογία των μαγνητών του δρομέα είναι οι εξής:

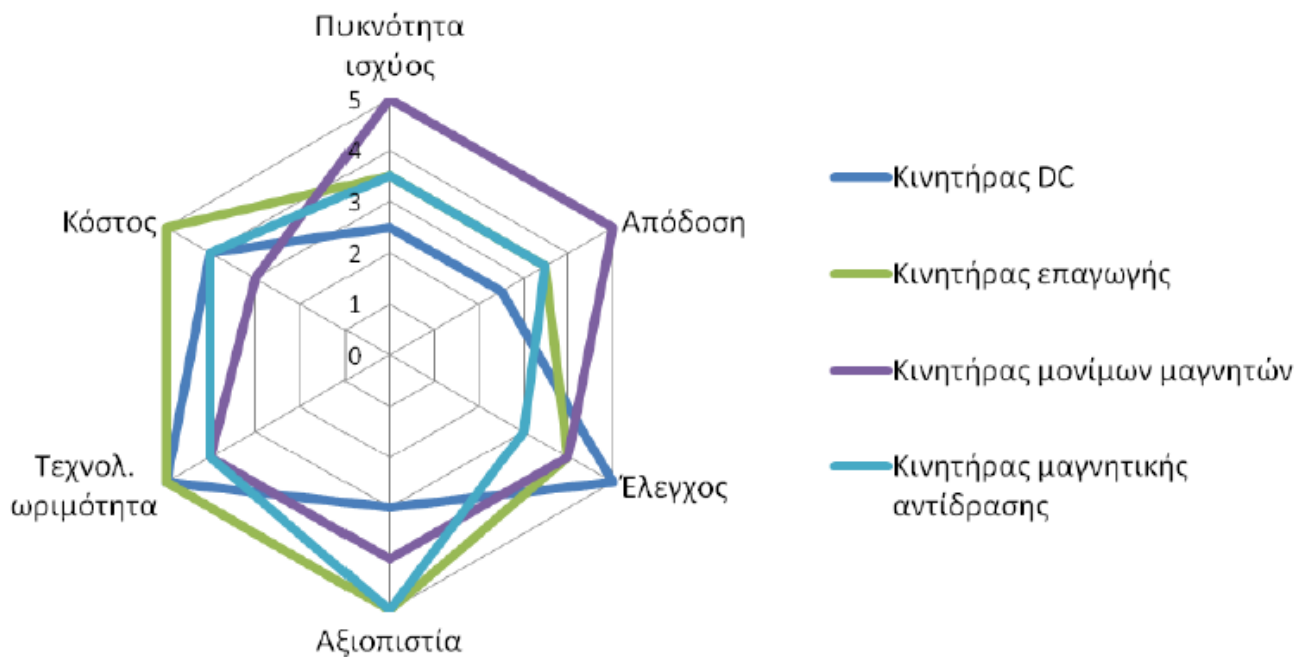
- **Μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών:** Αποτελούν την απλούστερη διαμόρφωση από κατασκευαστική πλευρά. Οι μαγνήτες είναι πολύ κοντά στο διάκενο, όπου γίνεται η αλληλεπίδραση μεταξύ των πεδίων και έτσι αξιοποιείται πλήρως η μαγνητική τους ικανότητα. Το σημαντικότερο μειονέκτημα της διαμόρφωσης αυτής είναι η περιορισμένη αντοχή στις υψηλές ταχύτητες, αφού υπάρχει ο κίνδυνος αποκόλλησης των μαγνητών λόγω φυγόκεντρων δυνάμεων. Μια λύση που εφαρμόζεται για την συγκράτηση των μαγνητών σε υψηλές ταχύτητες είναι η προσθήκη ενός στρώματος ανθρακονήματος [47].
- **Μηχανές ένθετων μαγνητών:** Οι μαγνήτες στη διαμόρφωση αυτή, τοποθετούνται μέσα σε αυλακώσεις στον δρομέα, με αποτέλεσμα να εξασφαλίζεται η μηχανική αντοχή σε υψηλές ταχύτητες, εφόσον οι μαγνήτες δεν εκτίθενται στις φυγόκεντρες δυνάμεις που αναπτύσσονται στο διάκενο. Στην περίπτωση αυτής της διαμόρφωσης η παραγόμενη ροπή δεν οφείλεται αποκλειστικά στην αλληλεπίδραση μεταξύ των πεδίων στάτη και δρομέα αλλά και στη συνιστώσα εκτυπότητας.
- **Μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών:** Στην διαμόρφωση αυτή, οι μαγνήτες τοποθετούνται στο εσωτερικό του δρομέα, σε διάφορες κατηγορίες τοπολογιών [48], στις οποίες είναι σημαντική η συνιστώσα εκτυπότητας που παρουσιάζεται στην μηχανή, οδηγώντας τη μεγιστοποίηση της ροπής να εμφανίζεται για γωνία ροπής κοντά στις 150° , σε αντίθεση με την διαμόρφωση επιφανειακών μαγνητών που εμφανίζεται για γωνίας ροπής κοντά στις 90° [4]. Η εισαγωγή των μαγνητών εντός του δρομέα προσφέρει σημαντική μηχανική στήριξη επιτρέποντας την επίτευξη πολύ υψηλών ταχυτήτων χωρίς κίνδυνο αποκόλλησης των μαγνητών. Η πολυπλοκότητα ωστόσο της διαμόρφωσης των μαγνητών αυξάνει το κόστος κατασκευής.



Σχήμα 2. 6. Σύγχρονη μηχανή με επιφανειακούς μαγνήτες (Δεξιά), ένθετους μαγνήτες (Κέντρο) και εσωτερικούς μαγνήτες (Δεξιά) [46].

2.2.5 Επιλογή τελικής τοπολογίας μηχανής

Η επιλογή του κατάλληλου είδους κινητήρα αποτελεί μια σύνθετη και χρονοβόρα διαδικασία. Κάθε είδος κινητήρα κρίνεται ως προς την καταλληλότητά του από κάποια γενικά χαρακτηριστικά, όπως η αξιοπιστία, η απόδοσή του, η πυκνότητα ισχύος, η συνθετότητα ελέγχου οδήγησης και το κόστος. Στο ακόλουθο σχήμα παρουσιάζεται ενδεικτικά η αξιολόγηση σε κλίμακα από το ένα έως το πέντε, των παραπάνω βασικών κατηγοριών ηλεκτρικών κινητήρων, με βάση στοιχεία βιβλιογραφίας, για τα κριτήρια που κρίνονται σημαντικότερα για τους σκοπούς της παρούσας μελέτης.

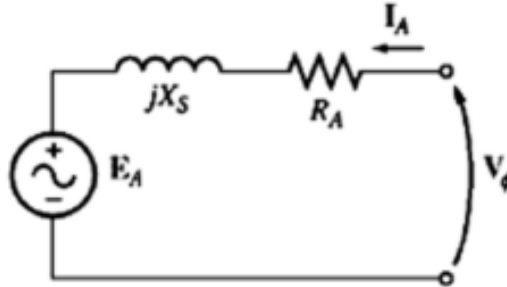


Σχήμα 2. 7. Αξιολόγηση κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων [33].

Ακόμα, και η τεχνολογική ωριμότητα που διαθέτει το κάθε είδος κινητήρα, το τοποθετεί σε ανταγωνιστική θέση για την εφαρμογή του στην ηλεκτροκίνηση. Για τους σκοπούς της παρούσας διπλωματικής εργασίας και του αντικειμένου στο οποίο επικεντρώνεται, τα κριτήρια της απόδοσης και της πυκνότητας ισχύος θεωρούνται τα σημαντικότερα, καθώς ο προς μελέτη κινητήρας προορίζεται για μικρό ηλεκτρικό όχημα πόλης υψηλής απόδοσης και επαρκούς ροπής με χαμηλή μάζα. Κρίνεται λοιπόν κρίσιμο ο κινητήρας αυτός να απαιτεί όσο το δυνατόν λιγότερη ενέργεια για να διανύσει το όχημα μια δεδομένη διαδρομή υπό έναν συγκεκριμένο κύκλο λειτουργίας, κάτι που γίνεται εφικτό με την αύξηση της απόδοσης του κινητηρίου συστήματος. Επομένως, σύμφωνα με τα παραπάνω κριτήρια, η εργασία αυτή επικεντρώνεται στις μηχανές μονίμων μαγνητών. Συγκεκριμένα, η μηχανή του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος που θα μετρηθεί πειραματικά, θα μοντελοποιηθεί και θα αναλυθεί είναι σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μονίμων μαγνητών.

2.3 Ισοδύναμο κύκλωμα – Μαθηματικό μοντέλο σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών

Η πιο απλή περιγραφή των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών μπορεί να γίνει μέσω του απλοποιημένου μονοφασικού ισοδυναμού κυκλώματος, το οποίο φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 2. 8. Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα σύγχρονης μηχανής σε λειτουργία κινητήρα για τη φάση A [49].

Όπου \hat{E}_A η ηλεκτρεγερτική δύναμη (ΗΕΔ) διεγέρσεως, R_A η ωμική αντίσταση του τυλίγματος της φάσης A, X_s η σύγχρονη επαγωγική αντίδραση, η οποία περιλαμβάνει την αντίδραση μαγνήτισης και σκέδασης ($X_s = X_\alpha + X_l$) και \hat{V}_ϕ η τερματική φασική τάση τροφοδοσίας. Τα μεγέθη αυτά μπορούν να αναπαρασταθούν μέσω παραστατικών μιγαδικών σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$\hat{V}_\phi = \hat{E}_A + \hat{I}_\alpha \cdot (R_A + jX_s) \quad (2.1)$$

2.3.1 Σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών στο πλαίσιο αναφοράς d-q

Για την αναλυτική περιγραφή μιας τριφασικής μηχανής εναλλασσόμενου ρεύματος απαιτείται η επίλυση πολύπλοκων διαφορικών εξισώσεων με ποσότητες ρεύματος και τάσης ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενες στο χρόνο. Το πρόβλημα αυτό επιλύεται με την χρήση του μετασχηματισμού Park, μέσω του οποίου οι χρονομεταβλητές ποσότητες στο ακίνητο πλαίσιο του στάτη abc μετατρέπονται σε χρονοσταθερές ποσότητες στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς του δρομέα dq . Η σχέση του μετασχηματισμού Park που συνδέει τρία οποιαδήποτε τριφασικά μεγέθη της μηχανής $f_{a,b,c}$ με τα αντίστοιχα στο πλαίσιο dq , $f_{d,q}$ είναι η ακόλουθη:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

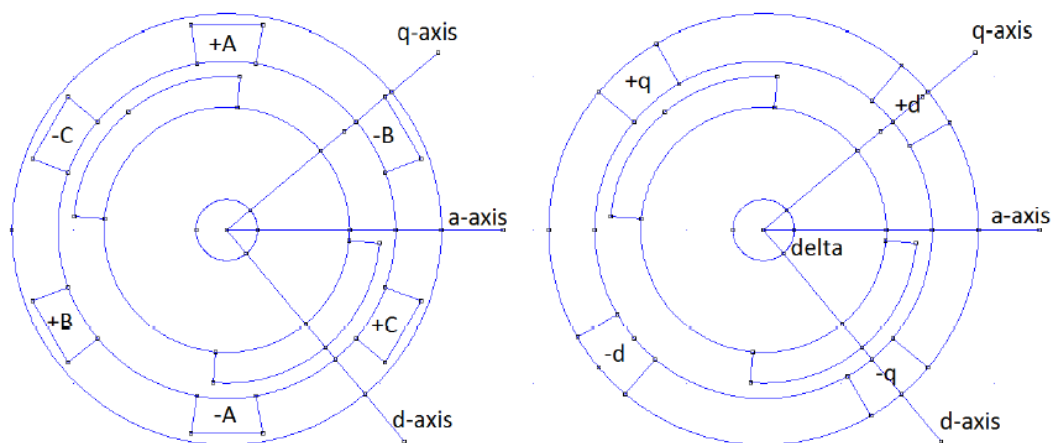
όπου $\theta = \frac{P}{2} \cdot \theta_m$ είναι η ηλεκτρική γωνία του δρομέα (d άξονα) σε σχέση με τον άξονα της φάσης A (P οι πόλοι της μηχανής).

Ο μετασχηματισμός της σχέσης (2.2) μπορεί να εφαρμοσθεί για οποιοδήποτε ηλεκτρικό μέγεθος της μηχανής, με τα κυριότερα που θα χρησιμοποιηθούν στο ισοδύναμο κύκλωμά της να είναι τα: $I_{d,q}$ (συνιστώσες ρεύματος στο dq πλαίσιο), $V_{d,q}$ (συνιστώσες επαγόμενης τάσης στο dq πλαίσιο), $\lambda_{d,q}$ (συνιστώσες πεπλεγμένης μαγνητικής ροής στο dq πλαίσιο) και $L_{d,q}$ (συνιστώσες αυτεπαγωγών στο dq πλαίσιο).

Η φυσική σημασία του μετασχηματισμού Park είναι πως τα τριφασικά τυλίγματα στο ακίνητο πλαίσιο του στάτη abc , τα οποία είναι μετατοπισμένα μεταξύ τους κατά 120 ηλεκτρικές μοίρες, μετατρέπονται σε δύο ισοδύναμα τυλίγματα dq , τα οποία στρέφονται με την σύγχρονη ταχύτητα. Τα τυλίγματα αυτά έχουν DC ποσότητες ρεύματος και τάσης και είναι μετατοπισμένα κατά 90 ηλεκτρικές μοίρες μεταξύ τους, με τους άξονές τους να ταυτίζονται με τον ορθό d-άξονα και τον εγκάρσιο q-άξονα αντίστοιχα.

- Ο ευθύς άξονας είναι ο άξονας μέγιστης ροής και ταυτίζεται με τον άξονα του πεδίου διεγέρσεως, δηλαδή με τον άξονα του μαγνήτη. Ο ευθύς άξονας συνήθως ευθυγραμμίζεται αρχικά με τον άξονα αναφοράς της φάσης A, στην θέση όπου θεωρείται μηδενική γωνία δρομέα $\theta_m = 0$.
- Ο εγκάρσιος άξονας βρίσκεται 90 ηλεκτρικές μοίρες μετατοπισμένος σε σχέση με τον ευθύ άξονα.

Η φυσική σημασία της παραπάνω περιγραφής απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα για μια σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών με δύο πόλους:



Σχήμα 2. 9. Φυσική σημασία μετασχηματισμού Park σε σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών [50].

Ακόμα, μέσω του μετασχηματισμού d-q οι μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος μπορούν να αναλυθούν σαν DC μηχανές, στις οποίες τα φαινόμενα ροπής και μαγνητικής ροής διαχωρίζονται. Η διέγερση και η μαγνητική ροή συνδέεται με τον d-άξονα ενώ η ανάπτυξη της ηλεκτρομαγνητικής ροπής συνδέεται με τον q-άξονα. Έτσι έχει επικρατήσει ο διανυσματικός έλεγχος για την οδήγηση της μηχανής, με έλεγχο των ηλεκτρικών μεγεθών στο στρεφόμενο πλαίσιο dq .

2.3.2 Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής στο πλαίσιο αναφοράς d-q

Οι βασικές σχέσεις που θεμελιώνουν το τριφασικό κυκλωματικό σύστημα είναι οι εξής:

$$V_a = R_s \cdot I_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (2.3)$$

$$V_b = R_s \cdot I_b + \frac{d\lambda_b}{dt} \quad (2.4)$$

$$V_c = R_s \cdot I_c + \frac{d\lambda_c}{dt} \quad (2.5)$$

Με την εφαρμογή του μετασχηματισμού Park για το παραπάνω σύστημα εξισώσεων, θα λάβουμε την ισοδύναμη περιγραφή στο στρεφόμενο χρονοσταθερό πλαίσιο dq , γεγονός που θα απλοποιήσει σημαντικά την επίλυση. Έτσι προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις d-q:

$$V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_r \lambda_q \quad (2.6)$$

$$V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_r \lambda_d \quad (2.7)$$

Για την εξαγωγή των παραπάνω, θεωρείται πως για γραμμικές συνθήκες λειτουργίας του σιδήρου ισχύει ότι:

$$\lambda_d = \psi_m + L_d I_d \quad (2.8)$$

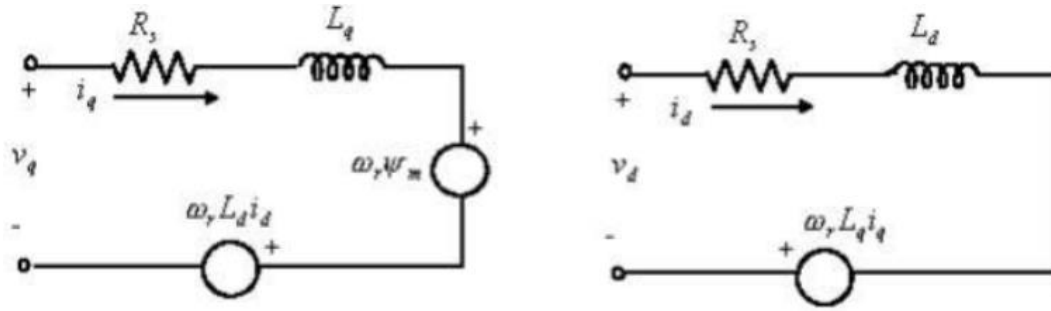
$$\lambda_q = L_q I_q \quad (2.9)$$

όπου ψ_m (ή Λ_m) είναι η πεπλεγμένη μαγνητική ροή στον d-άξονα λόγω της ύπαρξης του μαγνήτη. Έτσι, οι παραπάνω σχέσεις μετατρέπονται στις εξής:

$$V_d = R_s \cdot I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \quad (2.10)$$

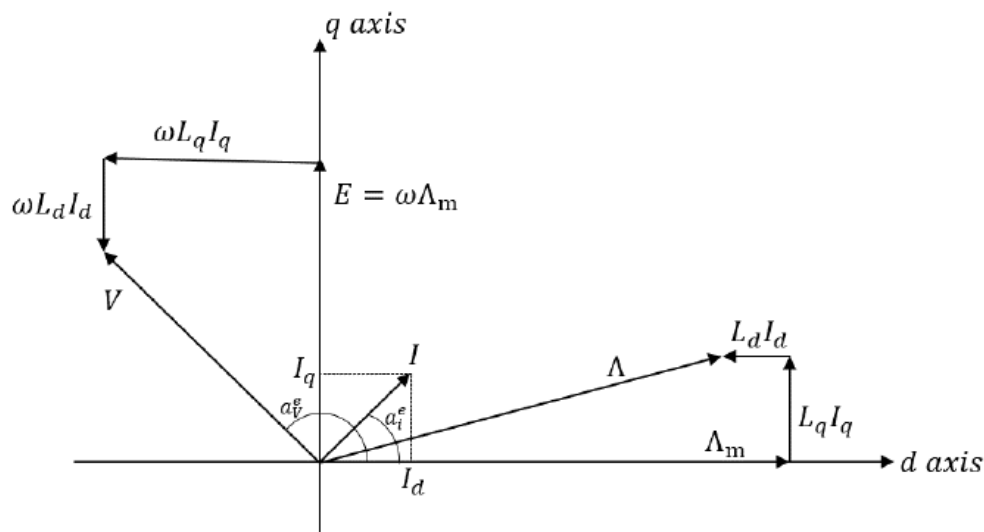
$$V_q = R_s \cdot I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (\psi_m + L_d I_d) \quad (2.11)$$

Επομένως το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα του d και q άξονα σε όρους αυτεπαγωγών παίρνει την ακόλουθη μορφή:



Σχήμα 2. 10. Ισοδύναμα κυκλώματα q και d άξονα με όρους αυτεπαγωγών [51].

Παρακάτω παρουσιάζεται ενδεικτικά ένα διανυσματικό διάγραμμα της μόνιμης κατάστασης λειτουργίας μιας σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών, το οποίο προκύπτει από τις (2.10) και (2.11):



Σχήμα 2. 11. Διανυσματικό διάγραμμα στην μόνιμη κατάσταση για μια σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μονίμων μαγνητών [4].

Στην περίπτωση του σχήματος 2.11, η θετική συνιστώσα του ρεύματος είναι στον d-άξονα, επομένως το πεδίο που παράγεται ενισχύει το αντίστοιχο πεδίο του μαγνήτη. Η κατάσταση αυτή λειτουργίας ωστόσο δεν είναι αντιπροσωπευτική για σύγχρονη μηχανή επιφανειακών μονίμων μαγνητών καθώς η γωνία ροπής δ που ταυτίζεται με τη γωνία ρεύματος α_i^e , περιμένουμε να είναι περίπου 90 ηλεκτρικές μοίρες ή ελαφρώς μεγαλύτερη. Επομένως, στις μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών, μέχρι να εισέλθει η μηχανή σε περιοχή εξασθένησης πεδίου, η d-συνιστώσα ρεύματος είναι περίπου μηδενική ή ελαφρώς αρνητική, με τη συνεισφορά του μαγνήτη να διαμορφώνει σχεδόν αποκλειστικά το πεδίο.

2.3.3 Υπολογισμός ισχύος-ροπής

Η ηλεκτρομαγνητική ισχύς που παράγεται συναρτήσει των ποσοτήτων στο πλαίσιο dq προκύπτει από τα παραπάνω ισοδύναμα κυκλώματα ως εξής:

$$P_{em} = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\omega_r \lambda_d I_q - \omega_r \lambda_q I_d) \quad (2.12)$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \omega_r (\Lambda_m I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) \quad (2.13)$$

Ο όρος $3/2$ προκύπτει επειδή ο μετασχηματισμός Park, όπως ορίστηκε δεν διατηρεί την ενέργεια, ενώ ο όρος $P/2$ προκύπτει επειδή ο μετασχηματισμός έχει οριστεί σε ένα ζεύγος πόλων.

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή στο σύστημα αναφοράς dq εκφράζεται ως εξής:

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} (\Lambda_m I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) \quad (2.14)$$

Αντικαθιστώντας τα ρεύματα I_d, I_q με $\begin{cases} I_d = I_s \cdot \cos\delta \\ I_q = I_s \cdot \sin\delta \end{cases}$ όπου I_s το ρεύμα του στάτη, η έκφραση που προκύπτει για την ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι η εξής:

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \left[\Lambda_m I_s \sin\delta + \frac{(L_d - L_q) I_s^2 \sin 2\delta}{2} \right] \quad (2.15)$$

Από την σχέση (2.15) παρατηρούμε τα εξής:

1) Η ροπή διακρίνεται σε δύο συνιστώσες:

- Ο πρώτος όρος είναι η ροπή μαγνήτισης, η οποία οφείλεται στην αλληλεπίδραση μεταξύ των πεδίων δρομέα (δηλαδή μαγνήτη) και στάτη. Αποτελεί την κύρια συνιστώσα παραγωγής ροπής σε μια σύγχρονη μηχανή και είναι ανάλογη του ρεύματος I_q .
- Ο δεύτερος όρος είναι η ροπή εκτυπότητας (reluctance torque), όπου σε μηχανές επιφανειακών μαγνητών περιμένουμε να είναι αμελητέα από τη στιγμή που ισχύει $L_d \cong L_q$, δηλαδή δεν υπάρχει έντονη εκτυπότητα στον δρομέα.

2) Η μηχανή λειτουργεί:

- Ως κινητήρας για $\delta < 180^\circ$
- Ως γεννήτρια για $\delta > 180^\circ$

2.3.4 Υπολογισμός αυτεπαγωγών ευθέως και κάθετου άξονα

Ο υπολογισμός της αυτεπαγωγής ευθέως και κάθετου άξονα γίνεται με τη μέθοδο της συγκέντρωσης μαγνητικής ροής, όπου πρέπει να μηδενίσουμε τη διέγερση του κινητήρα, δηλαδή τη μαγνητική ροή των μαγνητών. Έτσι, οι μαγνήτες αντικαθίστανται από μη μαγνητικό υλικό, συνήθως από αέρα, καθώς έχει ίδια μαγνητική διαπερατότητα με του μαγνήτη, που είναι κοντά στην μονάδα [1]. Με αυτό τον τρόπο το διάκενο γίνεται ομοιόμορφο λόγω της σταθερής μαγνητικής διαπερατότητας. Τα τυλίγματα των τριών φάσεων τροφοδοτούνται ως εξής:

$$\begin{cases} I_a = I_{max} \\ I_b = -0.5 \cdot I_{max} \\ I_c = -0.5 \cdot I_{max} \end{cases} \quad (2.16)$$

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Park θα έχουμε:

$$\begin{cases} I_d = I_{max} \\ I_q = 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

Έπειτα, υπολογίζουμε τη πεπλεγμένη μαγνητική ροή της φάσης A , με τον δρομέα να έχει ευθυγραμμιστεί με τον d-άξονα. Έτσι η αυτεπαγωγή ευθέως άξονα εκφράζεται από τη σχέση:

$$L_d = \frac{\lambda_a}{I_a} = \frac{\lambda_d}{I_d} \quad (2.18)$$

Συνεχίζοντας, στρέφουμε τον δρομέα κατά 90 ηλεκτρικές μοίρες, δηλαδή μισό πολικό βήμα, έτσι ώστε να ευθυγραμμιστεί με τον εγκάρσιο άξονα και έτσι η αυτεπαγωγή εγκάρσιου άξονα εκφράζεται από τη σχέση:

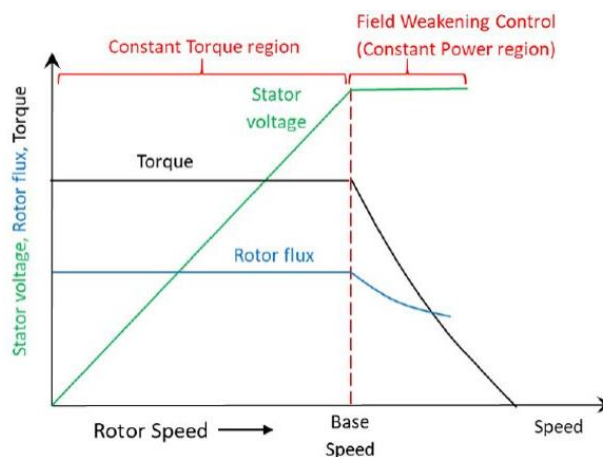
$$L_q = \frac{\lambda_a}{I_a} = \frac{\lambda_q}{I_q} \quad (2.19)$$

2.3.5 Βέλτιστη αξιοποίηση ρεύματος (Maximum Torque Per Ampere)

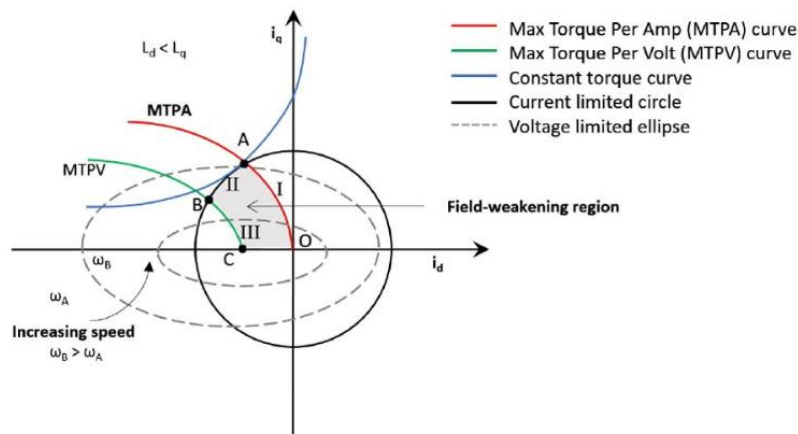
Έχοντας στόχο την εξασφάλιση της αποδοτικής λειτουργίας της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών, χρειάζεται να εφαρμόσουμε μια τεχνική ελέγχου η οποία θα διασφαλίζει την αποδοτικότερη ικανοποίηση των χαρακτηριστικών επίδοσης, δηλαδή για συγκεκριμένη απαίτηση ροπής, υπάρχει μια βέλτιστη λειτουργική κατάσταση στην οποία το πλάτος του ρεύματος θα ελαχιστοποιείται. Αυτό συμβαίνει για τον λόγο ότι μία τιμή ροπής είναι δυνατό να επιτευχθεί για διαφορετικούς συνδυασμούς πλάτους ρεύματος και εσωτερικής γωνίας ροπής. Συνεπώς, η μεγαλύτερη αξιοποίηση της ροπής μέσω της βελτιστοποίησης της εσωτερικής γωνίας ροπής μεταξύ των πεδίων δρομέα και στάτη, οδηγεί σε μικρότερη απαίτηση σε ρεύμα και συνεπώς μειωμένες απώλειες χαλκού. Ανάλογα με την τιμή πλάτους ρεύματος, η βέλτιστη γωνία ροπής είναι διαφορετική και ενώ περιμέναμε να βρίσκεται στις 90 ηλεκτρικές μοίρες, την συναντάμε σε μεγαλύτερη τιμή. Το φαινόμενο αυτό όπως αναφέραμε νωρίτερα, δεν είναι έντονο στις μηχανές επιφανειακών μαγνητών (καθώς $L_d \cong L_q$) όπου η ροπή εκτυπότητας είναι ιδιαίτερα μειωμένη και η αύξηση της βέλτιστης γωνίας ροπής είναι αμελητέα με την αύξηση του ρεύματος. Συνεπώς, η εύρεση της βέλτιστης εσωτερικής γωνίας ροπής που αποδίδει τη μέγιστη ροπή για κάθε τιμή ρεύματος, μας επιτρέπει τον σχηματισμό της καμπύλης ΜΤΡΑ.

2.3.6 Όριο ΑΗΕΔ (MTPV) – Εξασθένηση πεδίου (Field Weakening)

Ο κινητήρας σε ένα ηλεκτρικό όχημα τροφοδοτείται μέσω αντιστροφέα, ο οποίος δεν μπορεί να ξεπεράσει μια οριακή τιμή τροφοδοσίας. Με την αύξηση της ταχύτητας αυξάνεται και η αναπτυσσόμενη αντιηλεκτρογερτική δύναμη (ΑΗΕΔ). Η ταχύτητα στην οποία η ΑΗΕΔ γίνεται ίση με την οριακή τιμή τάσης τροφοδοσίας, ονομάζεται ταχύτητα βάσης (base speed). Όταν η ταχύτητα ξεπεράσει την ταχύτητα βάσης, ο αντιστροφέας δεν μπορεί να τροφοδοτήσει τον κινητήρα με ρεύμα υπό βέλτιστη γωνία. Όπως είδαμε παραπάνω το ρεύμα εγκάρσιου άξονα I_q συνδέεται κυρίως με την ανάπτυξη ροπής ενώ το ρεύμα ορθού άξονα I_d συνδέεται κυρίως με την ανάπτυξη μαγνητικής ροής. Έτσι, όταν το ρεύμα I_d δίνει ροή στην κατεύθυνση του μαγνήτη έχουμε αύξηση της τάσης, ενώ στην αντίθετη περίπτωση έχουμε μείωση. Για την οδήγηση του κινητήρα σε υψηλότερες ταχύτητες, τροφοδοτούμε με μια αρνητική συνιστώσα I_d , ώστε να μειωθεί η ΑΗΕΔ και να προκληθεί εξασθένηση του συνολικού πεδίου (field weakening). Αυτό συνεπάγεται ότι για δεδομένη τιμή ρεύματος έχουμε μειωμένο I_q , άρα και ροπή, ενώ για δεδομένη παραγόμενη ροπή έχουμε αυξημένες ωμικές απώλειες στα τυλίγματα της μηχανής.



Σχήμα 2. 12. Χαρακτηριστικές καμπύλες τάσης, μαγνητικής ροής και ροπής ως προς την ταχύτητα περιστροφής [52].



Σχήμα 2. 13. Απεικόνιση MTPA και MTPV [52].

2.4 Κατασκευαστικά υλικά ηλεκτρικών μηχανών

Τα υλικά που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή μιας σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών επιλέγονται με βάση την μηχανική αντοχή, την ελάττωση των απωλειών και την ενίσχυση του πεδίου. Στην συνέχεια επιλέγονται υλικά για το τύλιγμα της μηχανής με βάση την ηλεκτρική αντίστασή τους, με σκοπό την μείωση των ωμικών απωλειών της μηχανής. Για τον σκοπό αυτό επιλέγεται συνήθως ο χαλκός και σε προχωρημένες απαιτήσεις οι τεχνολογίες υπεραγωγών. Τέλος, επιλέγονται τα σιδηρομαγνητικά υλικά που χρησιμοποιούνται για την ενίσχυση του μαγνητικού πεδίου και έχουν στόχο την μείωση των απωλειών δινορρευμάτων και υστέρησης. Στην ενότητα αυτή θα αναλυθούν οι ιδιότητες των υλικών που εξετάζονται τα διάφορα φαινόμενα που εμφανίζονται κατά τη λειτουργία μιας ηλεκτρικής μηχανής.

2.4.1 Μαγνητικά υλικά

Την στιγμή που δύο διαφορετικά υλικά βρίσκονται εντός ηλεκτρικού πεδίου ίδιας έντασης H , δεν εμφανίζουν την ίδια μαγνητική επαγωγή B καθώς κάθε υλικό <<δυσκολεύει>> την ανάπτυξη του μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό του ανάλογα με τις ιδιότητές του. Ο δείκτης του οποίου γίνεται χρήση για τον χαρακτηρισμό των υλικών ανάλογα με τις μαγνητικές τους ιδιότητες ονομάζεται μαγνητική διαπερατότητα (permeability), μ . Η μαγνητική επαγωγή που αναπτύσσεται εντός ενός υλικού υπολογίζεται από την σχέση:

$$B = \mu \cdot H \quad (2.20)$$

Η μαγνητική διαπερατότητα εκφράζει ουσιαστικά το πόσο εύκολα αναπτύσσεται μαγνητικό πεδίο εντός κάποιου υλικού και η μονάδα μέτρησης της μαγνητικής διαπερατότητας είναι H/m . Η μαγνητική διαπερατότητα του κενού είναι $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} H/m$.

Η μαγνητική διαπερατότητα οποιουδήποτε άλλου υλικού χαρακτηρίζεται συγκριτικά με τη μαγνητική διαπερατότητα του κενού, σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.21)$$

Το μέγεθος το οποίο προκύπτει από την παραπάνω σχέση ονομάζεται σχετική μαγνητική διαπερατότητα και είναι χρήσιμο εργαλείο σύγκρισης της ικανότητας ανάπτυξης μαγνητικού πεδίου εντός διαφορετικών υλικών. Στην κατασκευή ηλεκτρικών μηχανών, εκμεταλλευόμαστε την υψηλή σχετική διαπερατότητα που εμφανίζουν τα σιδηρομαγνητικά υλικά, ενώ ταυτόχρονα αξιοποιούνται και οι ιδιότητες υλικών με μικρή σχετική διαπερατότητα, τα οποία αποκαλούμε <<μη μαγνητικά υλικά>> στο πλαίσιο της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

2.4.1.1 Μη μαγνητικά υλικά

Μη μαγνητικά υλικά χαρακτηρίζονται τα υλικά τα οποία παρουσιάζουν χαμηλή σχετική μαγνητική διαπερατότητα, με τιμή κοντά στη μονάδα. Τα υλικά αυτά έχουν σταθερή συμπεριφορά, ανεξάρτητα από την ένταση του μαγνητικού πεδίου. Επομένως για τα υλικά αυτά η γραφική παράσταση του B σε συνάρτηση με το H , γνωστή και ως καμπύλη μαγνήτισης, είναι μια ευθεία γραμμή, η κλίση της οποίας είναι ίση με τη μαγνητική τους διαπερατότητα. Τα συνηθέστερα μη μαγνητικά υλικά στις ηλεκτρικές μηχανές είναι ο χαλκός και ο αέρας.

2.4.1.2 Σιδηρομαγνητικά υλικά

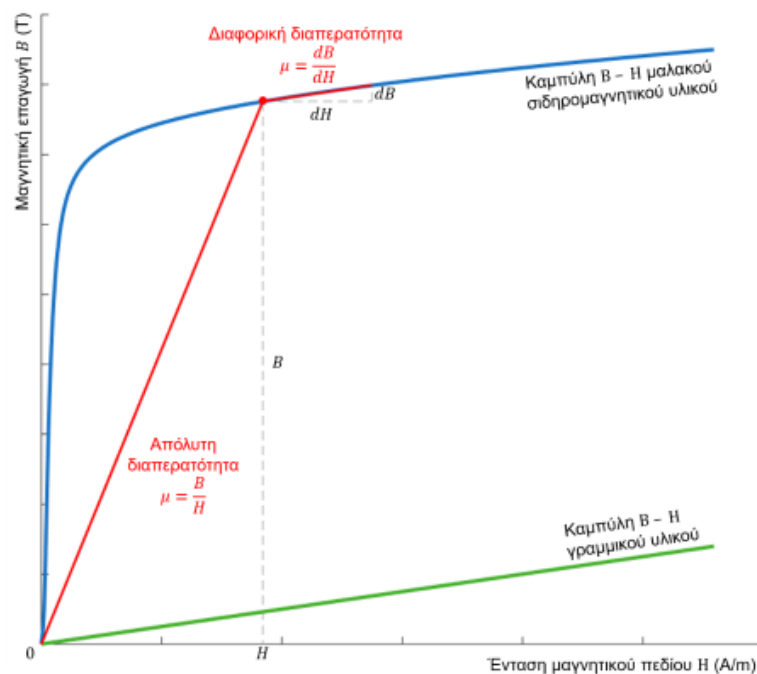
Τα σιδηρομαγνητικά υλικά έχουν μεγάλη σχετική μαγνητική διαπερατότητα, με τιμές που κυμαίνονται μεταξύ 10^4 και 10^5 , ενώ άλλα ειδικά κράματα έχουν τιμή που φθάνει μέχρι και 10^6 . Παραδείγματα σιδηρομαγνητικών υλικών είναι ο σίδηρος, το νικέλιο και το κοβάλτιο. Η δυνατότητά τους αυτή οφείλεται στην δομή του υλικού σε μοριακό επίπεδο, καθώς κάθε μόριο δημιουργεί ένα μαγνητικό πεδίο, το οποίο έχει την τάση να ευθυγραμμίζεται με τα αντίστοιχα πεδία των γειτονικών μορίων. Όταν απουσιάζει εξωτερική επιβολή ηλεκτρικού πεδίου, το υλικό χωρίζεται σε περιοχές εντός των οποίων το μαγνητικό πεδίο είναι παράλληλο. Σε κάθε περιοχή το μαγνητικό πεδίο έχει διαφορετική κατεύθυνση και συνολικά το υλικό φαίνεται αμαγνήτιστο. Όταν το υλικό εκτεθεί σε μαγνητικό πεδίο έντασης H , τα πεδία των επιμέρους περιοχών ευθυγραμμίζονται εύκολα, δημιουργώντας μαγνητική επαγωγή B . Όταν η μαγνητική επαγωγή που αναπτύσσει το υλικό ξεπεράσει κάποιο όριο, το υλικό θα παραμείνει μαγνητισμένο ακόμα και αν απομακρυνθεί το εξωτερικά επιβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο. Όσο υψηλότερη είναι η ένταση H του επιβαλλόμενου πεδίου, τόσο περισσότερες περιοχές θα ευθυγραμμιστούν σε αυτή την κατεύθυνση. Όταν ευθυγραμμιστούν πολλές τέτοιες περιοχές, το υλικό θα αρχίσει να εμφανίζει αντίσταση στην δημιουργία μαγνητικής επαγωγής B , θα μειώνεται δηλαδή η επιτρεπτότητά του. Αν το υλικό βρεθεί σε πολύ ισχυρό μαγνητικό πεδίο και ευθυγραμμιστούν όλες οι περιοχές του, η μαγνητική επαγωγή δεν θα μπορεί πλέον να αυξηθεί εντός του υλικού, με την κατάσταση αυτή να ονομάζεται κορεσμός [21]. Στην περιοχή κορεσμού η τιμή της διαπερατότητας του υλικού μεταβάλλεται ως εξής:

$$\mu = \frac{dB}{dH} \quad (2.22)$$

Τα σιδηρομαγνητικά υλικά χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες, που θα αναλυθούν στην συνέχεια, τα μαλακά και τα σκληρά. Τα μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά μαγνητίζονται και απομαγνητίζονται

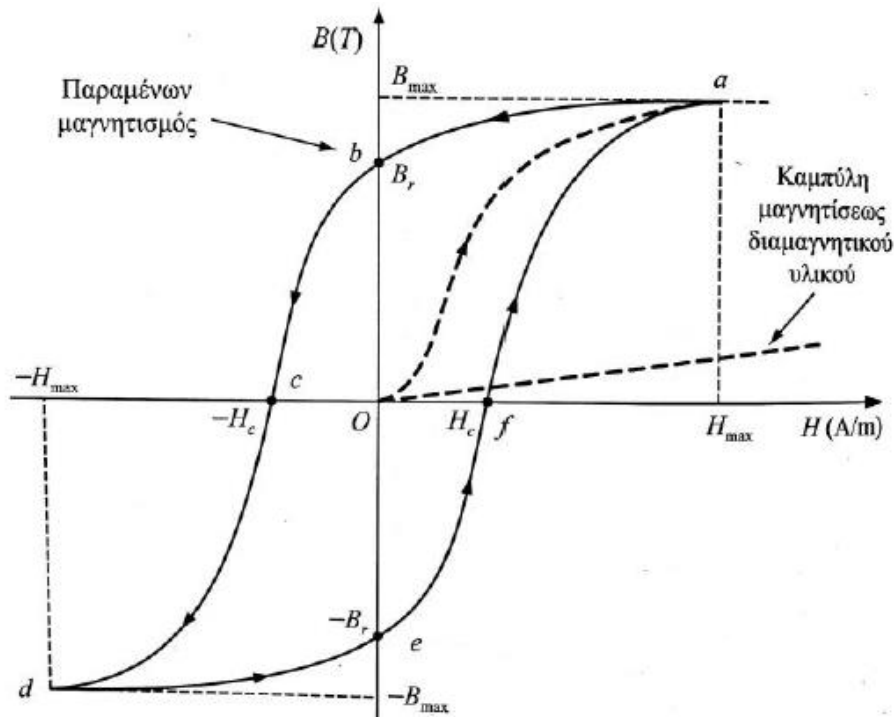
εύκολα, ενώ αντίθετα τα σκληρό σιδηρομαγνητικά υλικά δεν απομαγνητίζονται εύκολα και διατηρούν τις μαγνητικές τους ιδιότητες σχηματίζοντας μόνιμους μαγνήτες.

Τα παραπάνω χαρακτηριστικά μπορούν να αναπαρασταθούν γραφικά σε μια καμπύλη μαγνήτισης. Στο παρακάτω διάγραμμα παρατίθενται οι καμπύλες μαγνήτισης ενός γραμμικού μη μαγνητικού υλικού και ενός μαλακού σιδηρομαγνητικού υλικού. Παρατηρούμε τη σταθερή συμπεριφορά του μη μαγνητικού υλικού και τη μεταβολή στη συμπεριφορά του σιδηρομαγνητικού υλικού, όπου για πεδίο μικρής έντασης παρουσιάζει υψηλή επιτρεπτότητα, ενώ για πιο ισχυρό πεδίο εμφανίζεται το φαινόμενο του κορεσμού.



Σχήμα 2. 14. Καμπύλη μαγνήτισης μαλακού σιδηρομαγνητικού υλικού και γραμμικού μη μαγνητικού υλικού [4].

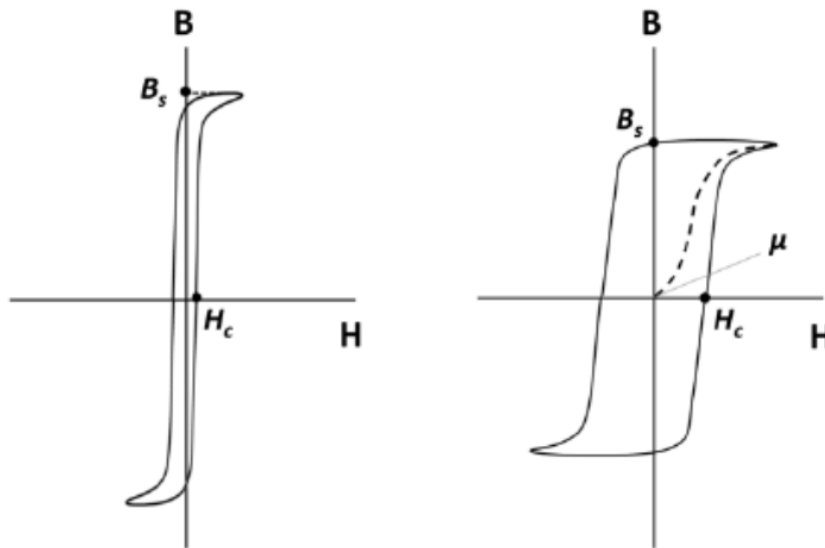
Κατά το φαινόμενο του κορεσμού, οποιαδήποτε περαιτέρω αύξηση της εξωτερικής διέγερσης θα έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών χαλκού, λόγω της αύξησης της πυκνότητας ρεύματος από την οποία εξαρτάται το εξωτερικά επιβαλλόμενο πεδίο H . Η παραπάνω καμπύλη μαγνήτισης του σιδηρομαγνητικού υλικού αποτελεί την καμπύλη αρχικής μαγνήτισης και ορίζεται από τη διαδρομή Oa στην παρακάτω καμπύλη υστέρησης του υλικού, η οποία μας δείχνει ακριβέστερα τη συμπεριφορά ενός σιδηρομαγνητικού υλικού καθώς και τον βρόχο υστέρησης που σχηματίζεται κατά την εφαρμογή μιας εναλλασσόμενης έντασης μαγνητικού πεδίου H .



Σχήμα 2. 15. Καμπύλη μαγνήτισης μαλακού σιδηρομαγνητικού υλικού και γραμμικού μη μαγνητικού υλικού [53].

Παραπάνω, με διακεκομμένη γραμμή φαίνεται η καμπύλη μαγνήτισης του σιδηρομαγνητικού υλικού με την υπόθεση ότι είναι αρχικά μη μαγνητισμένο. Στην συνέχεια, με την επιβολή εναλλασσόμενης έντασης μαγνητικού πεδίου H , όσο αυτή αυξάνεται μέχρι την τιμή H_{max} , το υλικό μαγνητίζεται κατά μήκος της καμπύλης Oa μέχρι να φθάσει την μέγιστη τιμή μαγνητικής επαγωγής B_{max} . Όταν απομακρυνθεί το εξωτερικό πεδίο μέχρι να μηδενιστεί η έντασή του, η μαγνητική επαγωγή του υλικού θα μειωθεί όχι με τον ίδιο τρόπο αυξήθηκε, αλλά κατά μήκος της καμπύλης $abcd$, καθώς το υλικό είναι πλέον μαγνητισμένο. Όταν η ένταση H του εξωτερικού πεδίου μηδενιστεί, δεν θα συμβεί το ίδιο και για την μαγνητική επαγωγή, η οποία έχει την τιμή B_r , η οποία ονομάζεται παραμένουσα μαγνήτιση. Η τιμή της παραμένουσας μαγνήτισης στα μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά είναι πολύ μικρή ($B_r \cong 0$), ενώ στα σκληρά σιδηρομαγνητικά υλικά, δηλαδή στους μόνιμους μαγνήτες, έχει υψηλή τιμή. Η ένταση η οποία απαιτείται για να μηδενιστεί η μαγνητική επαγωγή του υλικού (στο σημείο c), ονομάζεται συνεχούσα ή απομαγνητίζουσα δύναμη (coercive force). Τέλος, όσο η ένταση του μαγνητικού πεδίου συνεχίζει να μεταβάλλεται εναλλασσόμενα, η μαγνήτιση του υλικού θα ακολουθεί τον βρόχο $abcdef$. Το εμβαδόν του βρόχου αυτού καθορίζει και της απώλειες υστέρησης κατά την ανταλλαγή ενέργειας μεταξύ του μαγνητικού πεδίου του ηλεκτρικού κυκλώματος.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζονται ποιοτικά βρόχοι υστέρησης για μαλακά και σκληρά σιδηρομαγνητικά υλικά:



Σχήμα 2. 16. Βρόχοι υστέρησης μαλακού (Αριστερά) και σκληρού (Δεξιά) σιδηρομαγνητικού υλικού [54].

2.4.1.2.1 Μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, τα μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά μπορούν να μαγνητιστούν και να απομαγνητιστούν εύκολα, καταναλώνοντας δηλαδή μικρή ποσότητα ενέργειας. Στις ηλεκτρικές μηχανές αξιοποιούνται για την κατασκευή των πυρήνων δρομέα και στάτη. Όσο μεγαλύτερη τιμή επαγωγής για την οποία εισέρχονται στην περιοχή κορεσμού έχουν, αυξάνονται οι επιδόσεις της μηχανής και η πυκνότητα ισχύος. Επιπλέον, όσο μικρότερο είναι το εμβαδόν του βρόχου υστέρησης, τόσο περισσότερο αυξάνεται η απόδοση της μηχανής.

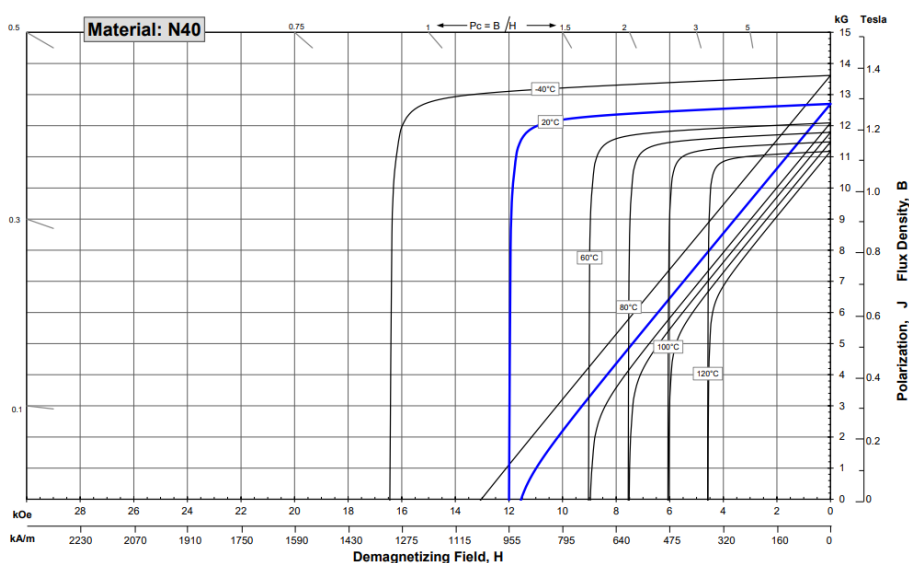
2.4.1.2.2 Σκληρά σιδηρομαγνητικά υλικά

Για την μαγνήτιση και απομαγνήτιση των σκληρών σιδηρομαγνητικών υλικών απαιτείται η κατανάλωση μεγάλου ποσού ενέργειας. Όταν εισέλθουν στην περιοχή κορεσμού, παραμένουν σε κορεσμό ακόμα και μετά την απομαγνήτιση του πεδίου και όπως αναφέρθηκε παραπάνω χρησιμοποιούνται ως μόνιμοι μαγνήτες. Όσο υψηλότερη είναι η τιμή της παραμένουσας μαγνήτισής τους, αυξάνονται οι επιδόσεις της μηχανής και η πυκνότητα ισχύος.

Οι μόνιμοι μαγνήτες αντικαθιστούν ταχύτατα τους ηλεκτρομαγνήτες καθώς εμφανίζουν ελάχιστες απώλειες ενέργειας κατά τη λειτουργία της ηλεκτρικής μηχανής. Ωστόσο, το κόστος κατασκευής ενός μόνιμου μαγνήτη είναι μεγαλύτερο από το αντίστοιχο κόστος ενός ηλεκτρομαγνήτη. Ακόμα, ένα επιπλέον μειονέκτημα των μόνιμων μαγνητών είναι ότι δεν υπάρχει δυνατότητα ελέγχου του πεδίου τους και επομένως σε μια ηλεκτρική μηχανή θα πρέπει ένα από τα δύο πεδία να δημιουργείται από ηλεκτρομαγνήτη.

2.4.1.2.3 Απομαγνήτιση μονίμων μαγνητών

Απομαγνήτιση μονίμων μαγνητών ονομάζεται η μείωση της παραμένουσας μαγνήτισής του. Οι κυριότερες αιτίες απομαγνήτισης είναι η έκθεση σε ισχυρό πεδίο απομαγνήτισης και η αύξηση της θερμοκρασίας. Παρατηρώντας την καμπύλη απομαγνήτισης του μόνιμου μαγνήτη του σχήματος 2.16 διαπιστώνουμε ότι ο μαγνήτης παραμένει σε κορεσμό ακόμα και για αρνητικές τιμές έντασης επιβαλλόμενου πεδίου. Παρόλο που οι μεταβολές στον κορεσμό είναι αντιστρεπτές, ένα πεδίο μεγάλης έντασης μπορεί να οδηγήσει τον μαγνήτη κάτω από το γόνατο κορεσμού κάνοντας την μεταβολή μη αντιστρεπτή. Ο μαγνήτης έχει χάσει ένα ποσό ενέργειας και δεν μπορεί να το αναπληρώσει εκτός και αν βρεθεί σε συνθήκες αρχικής φόρτισης. Όσο απομακρύνεται το πεδίο, η μαγνητική επαγωγή αυξάνεται γραμμικά και παράλληλα με τη γραμμή κορεσμού και όταν τελικά απομακρυνθεί πλήρως το εξωτερικό πεδίο, η παραμένουσα μαγνήτιση θα έχει μειωθεί. Επιπλέον, απομαγνήτιση μπορεί να προκαλέσει η αύξηση θερμοκρασίας του υλικού. Παρακάτω στο σχήμα 2.17, παρουσιάζονται καμπύλες απομαγνήτισης μαγνήτη N40 για διάφορες τιμές θερμοκρασίας. Διαπιστώνεται ότι όσο μεγαλύτερη είναι η θερμοκρασία του υλικού, τόσο ευκολότερα θα βρεθεί στο γόνατο κορεσμού, κινδυνεύοντας να απομαγνητιστεί. Όταν η θερμοκρασία επιστρέψει σε φυσιολογικά επίπεδα, η παραμένουσα μαγνήτιση αυξάνεται, δεν μπορεί ωστόσο να φθάσει την αρχική της τιμή λόγω της ενέργειας που έχει χάσει ο μαγνήτης όταν βρέθηκε εκτός κορεσμού. Η αύξηση της θερμοκρασίας πάνω από ένα όριο προκαλεί πλήρη απομαγνήτιση του υλικού, χωρίς την επιβολή εξωτερικού πεδίου και το όριο αυτό ονομάζεται θερμοκρασία Curie. Στην θερμοκρασία αυτή αλλάζει η δομή του υλικού, με αποτέλεσμα να χάνει τις σιδηρομαγνητικές του ιδιότητες και να συμπεριφέρεται ως μη μαγνητικό υλικό. Όταν η θερμοκρασία επανέλθει, το υλικό ανακτά τις σιδηρομαγνητικές του ιδιότητες αλλά έχει χάσει όλη την αποθηκευμένη ενέργεια που είχε αρχικά.



Σχήμα 2. 17. Χαρακτηριστική καμπύλη πεδίου απομαγνήτισης μαγνήτη N40 σε συνάρτηση με τη θερμοκρασία [55].

2.4.2 Αγωγοί

Όταν δύο διαφορετικά υλικά εκτεθούν στο ίδιο ηλεκτρικό πεδίο E , θα αναπτύξουν διαφορετική πυκνότητα ρεύματος J . Η διαφορά αυτή στην συμπεριφορά οφείλεται στα ελεύθερα ηλεκτρόνια του κάθε υλικού. Χωρίς την παρουσία κάποιου ηλεκτρικού πεδίου, τα ελεύθερα ηλεκτρόνια κινούνται τυχαία και σε μακροσκοπικό επίπεδο δεν παρατηρείται κάποια κίνηση των ηλεκτρικών φορτίων. Ωστόσο όταν το υλικό βρεθεί εντός ηλεκτρικού πεδίου η κίνηση των ηλεκτρονίων γίνεται προσανατολισμένη, με την προσανατολισμένη αυτή κίνηση να ονομάζεται ηλεκτρικό ρεύμα. Όσο πιο πυκνά ελεύθερα ηλεκτρόνια περιέχει το υλικό, τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η πυκνότητα του ηλεκτρικού ρεύματος. Ο δείκτης που χρησιμοποιείται για να χαρακτηρίσουμε τα υλικά ανάλογα με τις ηλεκτρικές τους ιδιότητες ονομάζεται ειδική αγωγιμότητα γ και εκφράζεται σε S/m . Με βάση τον δείκτη αυτό τα υλικά χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, τα μονωτικά υλικά και τα αγώγιμα υλικά.

2.4.2.1 Μονωτικά υλικά

Τα μονωτικά υλικά έχουν μικρή τιμή ειδικής αγωγιμότητας, δηλαδή δεν επιτρέπουν την ανάπτυξη ηλεκτρικού ρεύματος. Τα υλικά αυτά χρησιμοποιούνται στην κατασκευή ηλεκτρικών μηχανών έτσι ώστε να μην παρουσιάζεται διέλευση ηλεκτρικού ρεύματος από αγωγούς προς το σώμα της μηχανής αλλά και προς γειτονικούς αγωγούς.

2.4.2.2 Αγώγιμα υλικά

Τα αγώγιμα υλικά είναι τα υλικά τα οποία έχουν υψηλή τιμή ειδικής αγωγιμότητας, δηλαδή επιτρέπουν την ανάπτυξη ρεύματος στο εσωτερικό τους. Τα συνηθέστερα αγώγιμα υλικά είναι τα μέταλλα πχ. ο χαλκός που χρησιμοποιείται στα τυλίγματα του στάτη.

2.4.2.3 Ειδική αγωγιμότητα και θερμοκρασία

Η συμπεριφορά των αγώγιμων υλικών διαφοροποιείται ανάλογα με τη θερμοκρασία. Τα θετικά ιόντα του μετάλλου ταλαντώνονται γύρω από τη θέση τους και όσο μεγαλύτερη είναι η θερμοκρασία, τόσο εντονότερη είναι και η ταλάντωση. Κατά την προσανατολισμένη κίνηση των ηλεκτρονίων, τα ηλεκτρόνια συγκρούονται με το θετικά ιόντα, με αποτέλεσμα η αύξηση της θερμοκρασίας να συνεπάγεται συχνότερες συγκρούσεις, δηλαδή να δυσκολεύει την ανάπτυξη ηλεκτρικού ρεύματος. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι η ειδική ηλεκτρική αγωγιμότητα των αγωγών μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας. Η ειδική ηλεκτρική αγωγιμότητα ενός αγωγού σε μια θερμοκρασία $\theta^\circ C$ εκφράζεται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\gamma_\theta = \frac{1}{\rho_\theta} \quad (2.23)$$

$$\rho_\theta = \rho_{20}[1 + \alpha(\theta - 20)] \quad (2.24)$$

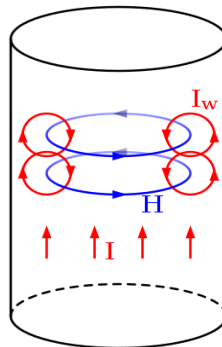
όπου γ_θ η ειδική ηλεκτρική αγωγιμότητα του αγωγού σε θερμοκρασία $\theta^\circ\text{C}$, ρ_θ και ρ_{20} η ειδική αντίσταση του αγωγού σε Ωm , σε θερμοκρασία $\theta^\circ\text{C}$ και 20°C αντίστοιχα και α ο θερμοκρασιακός συντελεστής του αγωγού σε $^\circ\text{C}^{-1}$.

2.4.2.4 Επιδερμικό φαινόμενο

Όταν ένας αγωγός διαρρέεται από AC ρεύμα, στο εσωτερικό του δημιουργείται ένα εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο, το οποίο λόγω αυτεπαγωγής του αγωγού επάγει στο εσωτερικό του ρεύματα τα οποία αντιστέκονται στη μεταβολή του μαγνητικού πεδίου. Το φαινόμενο απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα. Θεωρώντας κυκλική διατομή αγωγού, το πεπλεγμένο ρεύμα του δακτυλίου δημιουργεί το μαγνητικό πεδίο H . Αύξηση του πεπλεγμένου ρεύματος συνεπάγεται αύξηση του μαγνητικού πεδίου. Στον αγωγό επάγονται ρεύματα I_w , τα οποία αντιτίθενται στην μεταβολή αυτή. Εντός του δακτυλίου τα επαγόμενα ρεύματα αντιτίθενται στο I , ενώ τα ρεύματα εκτός δακτυλίου συντάσσονται με το I . Το αποτέλεσμα είναι το ρεύμα να μην ρέει ομοιόμορφα μέσα στον αγωγό, αλλά να είναι πυκνότερο όσο απομακρυνόμαστε από το κέντρο. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται επιδερμικό φαινόμενο. Ο δείκτης για την σύγκριση δύο υλικών καλείται βάθος επιδερμίδας. Ξεκινώντας από την επιφάνεια, έχουμε μέγιστη πυκνότητα και κινούμενοι προς το κέντρο του αγωγού η πυκνότητα ρεύματος μειώνεται. Το βάθος επιδερμίδας είναι το βάθος στο οποίο η πυκνότητα ισούται με το 37% ($1/e$) της μέγιστης και εκφράζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\gamma}} \quad (2.25)$$

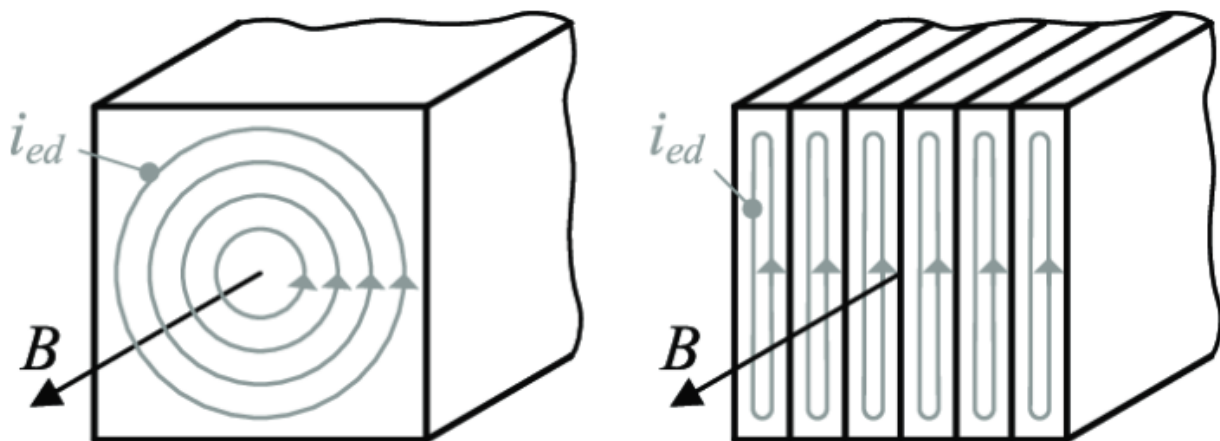
όπου ω είναι η γωνιακή συχνότητα του ρεύματος σε s^{-1} , μ η μαγνητική διαπερατότητα σε H/m και γ η ειδική ηλεκτρική αγωγιμότητα σε S/m . Όταν δύο αγωγοί έχουν ρεύμα ίδιας κατεύθυνσης και συμβεί μια μεταβολή του ρεύματος στον έναν αγωγό, το ρεύμα του δεύτερου αγωγού θα εμφανίζει μειωμένη πυκνότητα κοντά στον γειτονικό του αγωγό και αυξημένη πυκνότητα μακριά του, με τον ίδιο μηχανισμό του επιδερμικού φαινομένου. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται φαινόμενο γειτνίασης.



Σχήμα 2. 18. Επιδερμικό φαινόμενο. Η εικόνα βρέθηκε στην σελίδα https://commons.wikimedia.org/wiki/File:SkinEffect_reason.svg.

2.4.2.5 Δινορρεύματα στους σιδηρομαγνητικούς πυρήνες

Η παρουσία εναλλασσόμενου μαγνητικού πεδίου, εκτός από την εισαγωγή ρευμάτων στους κύριους αγωγούς, μπορεί να επάγει ρεύματα και σε μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά, τα οποία εμφανίζουν αγώγιμες ιδιότητες. Πιο συγκεκριμένα, όταν ένα αγώγιμο υλικό βρεθεί υπό την επίδραση μαγνητικού πεδίου μεταβαλλόμενου με τον χρόνο, σε αυτό επάγονται τάσεις σύμφωνα με το νόμο του Faraday. Οι επαγόμενες αυτές τάσεις παράγουν ρεύματα τα οποία ρέουν σε κλειστούς βρόχους, κάθετα στο επίπεδο της κατεύθυνσης της μαγνητικής ροής, <<προσπαθώντας>> να διατηρήσουν σταθερό το μαγνητικό πεδίο το οποίο έχει αναπτυχθεί στο υλικό, σύμφωνα με το νόμο του Lenz. Τα ρεύματα αυτά ονομάζονται δινορρεύματα λόγω των δινών που σχηματίζονται κατά την κυκλοφορία τους. Τα δινορρεύματα προκαλούν θερμικές απώλειες μέσα στον μαγνητικό πυρήνα των ηλεκτρικών μηχανών και οδηγούν σε διεύρυνση της καμπύλης υστέρησης και επομένως σε αύξηση της μαγνητικής αντίστασης [56]. Οι απώλειες δινορρευμάτων εξαρτώνται από τη συχνότητα και το πάχος της μαγνητικής λαμαρίνας, με αποτέλεσμα για την εξάλειψη των απωλειών που προκαλούν, ο μαγνητικός πυρήνας των ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος να κατασκευάζεται από πολύ λεπτά ελάσματα του σιδηρομαγνητικού υλικού, τα οποία μονώνονται μεταξύ τους μέσω ρητίνης.



Σχήμα 2. 19. Δινορρεύματα που προκαλούνται από το μαγνητικό πεδίο σε συμπαγή σιδηρομαγνητικό πυρήνα (Αριστερά) και ο περιορισμός τους μέσω ελασματοποίησης του πυρήνα (Δεξιά) [57].

Η κυκλοφορία των δινορρευμάτων εντός του υλικού συνεπάγεται την εμφάνιση του επιδερμικού φαινομένου, με αποτέλεσμα τον περιορισμό της μαγνητικής ροής σε μια μικρή περιοχή κοντά στην επιφάνεια του υλικού.

Το πάχος των ελασμάτων του πυρήνα επιλέγεται μικρότερο από το μισό του βάθους διείσδυσης των δινορρευμάτων, δηλαδή για συχνότητα 50 Hz και συμβατικό σιδηρομαγνητικό υλικό, το πάχος πρέπει να επιλέγεται μικρότερο από 0.5 mm, για να επιτρέπεται στην μαγνητική ροή να διεισδύσει πλήρως σε κάθε φύλλο λαμαρίνας [56].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΠΡΟΚΑΤΑΡΚΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ

Κατά την προκαταρκτική σχεδίαση λαμβάνονται υπόψιν οι προδιαγραφές του συστήματος κίνησης και προσδιορίζεται η γεωμετρία του διακένου, χωρίς λεπτομερή διαμόρφωση του κινητήρα. Η προκαταρκτική σχεδίαση δίνει έμφαση σε μια πρώιμη εκτίμηση των χαρακτηριστικών της μηχανής και παρά το γεγονός πως εμπεριέχει σημαντικό σφάλμα, αποτελεί θεμελιώδη διαδικασία για την βελτιστοποίηση των ηλεκτρικών μηχανών καθώς μπορούμε να απεικονίσουμε σε έναν ικανοποιητικό βαθμό ορισμένα βασικά μεγέθη φορτίσεων της μηχανής και να ορίσουμε με ασφάλεια το πεδίο ορισμού των μεταβλητών σχεδίασης κατά τη διαδικασία της βελτιστοποίησης. Η προκαταρκτική σχεδίαση περιλαμβάνει τα παρακάτω βήματα[1],[2]:

- Προσδιορισμός επιφάνειας διακένου, έτσι ώστε η μηχανή να έχει την ικανότητα ανάπτυξης της απαιτούμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής τόσο σε μόνιμη όσο και σε μεταβατική κατάσταση λειτουργίας, όπως αυτή έχει υπολογιστεί από τις προδιαγραφές.
- Προσδιορισμός της διαμόρφωσης του δρομέα, του στάτη και του πάχους διακένου, όπου προσδιορίζονται οι βασικές γεωμετρικές διαστάσεις τόσο του δρομέα όσο και του στάτη, ώστε να επιτυγχάνεται η δημιουργία του επιθυμητού μαγνητικού πεδίου στο διάκενο.
- Έλεγχος της ειδικής ηλεκτρικής και μαγνητικής φόρτισης.
- Προσδιορισμός της επίδοσης και απόδοσης της μηχανής.

Η προκαταρκτική σχεδίαση με την χρήση αναλυτικών μεθόδων στηρίζεται στη διαστασιολόγηση του διακένου, στον καθορισμό δηλαδή των αρχικών διαστάσεων του κυλίνδρου ο οποίος ορίζει το μέσον του διακένου μεταξύ δρομέα και στάτη, το οποίο χαρακτηρίζεται από τη μεταβλητή L που αντιστοιχεί στο ενεργό μήκος της μηχανής και τη μεταβλητή D που αντιστοιχεί στη διάμετρο του στάτη αυξημένη κατά το κενό μεταξύ στάτη-δρομέα. Η διαστασιολόγηση αυτή πραγματοποιείται με βάση ορισμένες τυπικές τιμές βασικών ηλεκτρικών, μαγνητικών και θερμικών μεγεθών. Ακολουθεί η παρουσίαση των μεγεθών αυτών καθώς και οι βασικές σχέσεις υπολογισμού τους για τις τριφασικές σύγχρονες μηχανές.

3.1 Πάχος διακένου

Το πάχος του διακένου αποτελεί παράμετρο πρωτεύουσας σημασίας για την επίτευξη των επιθυμητών χαρακτηριστικών λειτουργίας μιας ηλεκτρικής μηχανής. Η γενική αρχή λειτουργίας πάνω στην οποία στηρίζεται η επιλογή του κατάλληλου πάχους διακένου είναι πως όσο μειώνεται η παράμετρος αυτή,

τόσο αυξάνεται η ικανότητα παραγωγής ροπής, ωστόσο αυξάνεται το αρμονικό περιεχόμενο της ΜΕΔ και αντίστροφα. Η ελαχιστοποίηση του πάχους διακένου είναι επιθυμητή όσο το επιτρέπει η ακρίβεια της κατασκευής και η δυνατότητα μηχανικής υποστήριξης στάτη και δρομέα. Σε μηχανές μονίμων μαγνητών μικρής ισχύος, το πάχος διακένου συνήθως επιλέγεται να είναι μικρότερο του 1 mm, ενώ στα πλαίσια της παρούσας μελέτης επιλέγεται να είναι σταθερό και ίσο με $l_g = 0.5 \text{ mm}$, ώστε να είναι ίσο με το πάχος διακένου της υπό εξέταση μηχανής που μετρήθηκε στο εργαστήριο.

3.2 Ειδική μαγνητική φόρτιση

Η ειδική μαγνητική φόρτιση \bar{B} αποτελεί ένα μέγεθος το οποίο χαρακτηρίζει τη μέση τιμή της πυκνότητας της μαγνητικής ροής που εμφανίζεται στο διάκενο και συνδέει τον αριθμό των πόλων P και την ροή ανά πόλο Φ , με τα θεμελιώδη γεωμετρικά χαρακτηριστικά της μηχανής:

$$\bar{B} = \frac{P \cdot \Phi}{\pi \cdot D \cdot L} \quad (3.1)$$

όπου D η διάμετρος του διακένου και L το αξονικό μήκος του ενεργού μέρους της μηχανής. Ο όρος $\pi \cdot D \cdot L$ αποτελεί την συνολική κυλινδρική επιφάνεια του διακένου.

Όπως θα διαπιστωθεί και από τις παρακάτω σχέσεις της προκαταρκτικής σχεδίασης, υψηλή μαγνητική φόρτιση συνεπάγεται αυξημένη ικανότητα παραγωγής ροπής και ισχύος, αφού εξαρτώνται άμεσα από το μέγεθος αυτό. Τυπικές τιμές της ειδικής μαγνητικής φόρτισης ή μέσης μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο που λαμβάνονται συνήθως είναι μεταξύ 0.4 T και 0.7 T [1] λαμβάνοντας υπόψιν το είδος του σιδηρομαγνητικού υλικού που χρησιμοποιείται για την κατασκευή του πυρήνα της μηχανής. Η ειδική μαγνητική φόρτιση υπολογίζεται εμπειρικά ως το 1/3 του σημείου κορεσμού της πυκνότητας του πεδίου του υλικού ($J_{sat, SiFe 3\%} = 1.95 \text{ T}$ και άρα $\bar{B} \sim 0.65 \text{ T}$ [3]), γεγονός που προκύπτει από το ότι τα δόντια σιδήρου καλύπτουν περίπου το 1/2 με 1/3 του βήματος άυλακος της μηχανής. Για την παρούσα εφαρμογή, μια τιμή κοντά στα 0.6 T είναι ικανοποιητική.

3.3 Ειδική ηλεκτρική φόρτιση

Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση, ac , αποτελεί ένα μέγεθος το οποίο προσδιορίζεται από την ενεργό τιμή των αμπερελιγμάτων ανά μέτρο περιφέρειας του διακένου και εκφράζεται με την σχέση:

$$ac = \frac{3 \cdot 2 \cdot N_\phi \cdot I_{rms}}{\pi \cdot D} \quad (3.2)$$

Όπου N_ϕ είναι ο αριθμός ελιγμάτων ανά φάση, I_{rms} είναι η ενεργός τιμή του ρεύματος και $\pi \cdot D$ είναι η επιφάνεια του διακένου. Στην παρούσα εφαρμογή έχουμε εν σειρά συνδεσμολογία των τυλιγμάτων της μηχανής, όπου τα εν σειρά ενεργά τυλίγματα μίας φάσης ορίζονται ως εξής [4]:

$$N_\phi = \frac{P}{2} \cdot q \cdot (layers) \cdot N_s \quad (3.3)$$

όπου q ο αριθμός αυλάκων ανά πόλο και φάση, N_s ο αριθμός ελιγμάτων σε κάθε αύλακα και $layers$ είναι ο αριθμός των διαφορετικών στρώσεων τυλιγμάτων σε κάθε αυλάκι. Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση σε τυπικές εφαρμογές σύγχρονων μηχανών λαμβάνει συνήθως τιμές μεταξύ 15.000 AE/m και 45.000 AE/m . Τόσο η ειδική μαγνητική φόρτιση, που αναλύθηκε νωρίτερα, όσο και η ειδική ηλεκτρική φόρτιση, αποτελούν παράγοντες που καθορίζουν από κοινού την ικανότητα παραγωγής ροπής μιας δεδομένης μηχανής. Υψηλότερη τιμή της ειδικής ηλεκτρικής φόρτισης συνεπάγεται υψηλότερη τιμή μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο και επομένως περισσότερη παραγόμενη ροπή, με κόστος ωστόσο τις μη γραμμικά αυξανόμενες απώλειες της μηχανής. Όπως θα αναλυθεί παρακάτω, η ειδική ηλεκτρική φόρτιση συνδέεται με τις απώλειες χαλκού, μέσω του ρεύματος τροφοδότησης των τυλιγμάτων.

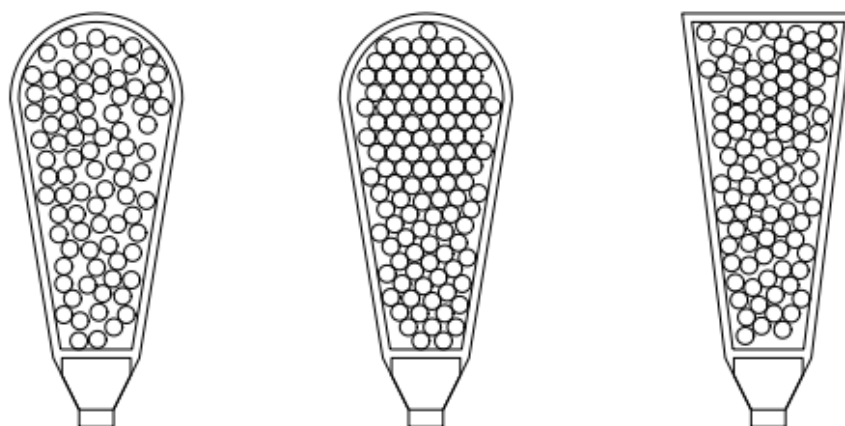
3.4 Πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος

Σημαντικό μέγεθος, το οποίο καθορίζει την ειδική ηλεκτρική φόρτιση της μηχανής σε κάθε λειτουργική κατάσταση, αποτελεί η πυκνότητα ρεύματος J (A/mm^2), με την οποία τροφοδοτούνται τα τυλίγματα χαλκού και υπολογίζεται ως εξής:

$$J_{slot} = \frac{N_s \cdot I_{rms}}{A_{slot}} \quad (3.4)$$

όπου A_{slot} το εμβαδό της εκάστοτε αύλακας.

Καθώς δεν είναι δυνατόν να καλύπτεται εξολοκλήρου η επιφάνεια της αύλακας από χαλκό, λόγω της κυκλικής διατομής των αγωγών, αφήνεται ανεκμετάλλευτος χώρος στο αυλάκι και το εμβαδό A_{slot} δεν τροφοδοτείται πλήρως από ρεύμα και έτσι θεωρείται ένας συντελεστής πληρότητας αύλακος ff .



Σχήμα 3.1. Αποτύπωση διαφορετικών τύπων αυλάκων. Διακρίνονται οι κενοί χώροι μεταξύ των κυκλικών αγωγών που καθορίζουν τον συντελεστή πληρότητας ff [5].

Ορίζουμε λοιπόν το <<ενεργό>> εμβαδόν αύλακος A_{cu} το οποίο εκφράζει το εμβαδό της αύλακας το οποίο καλύπτεται από χαλκό και υπολογίζεται ως:

$$A_{cu} = ff \cdot A_{slot} \quad (3.5)$$

Από το μέτρο πυκνότητας ρεύματος των τυλιγμάτων εξαρτώνται άμεσα τόσο οι ωμικές απώλειες όσο και η θερμική συμπεριφορά της μηχανής. Ειδικότερα, σε μια ηλεκτρική μηχανή οι ωμικές απώλειες είναι ανάλογες με το τετράγωνο της πυκνότητας ρεύματος, ενώ για τις θερμικές απώλειες ορίζεται το μέγεθος $A \cdot J$, το οποίο εξαρτάται από το είδος ψύξης της μηχανής. A ορίζεται η γραμμική πυκνότητα ρεύματος και εκφράζεται με την σχέση [2]:

$$A = \frac{J \cdot A_{cu}}{\tau_u} \quad (3.6)$$

όπου $\tau_u = \frac{\pi \cdot D}{Q}$, το πολικό τόξο της μηχανής, σε m.

Το μέγεθος $A \cdot J$ ορίζει την επιτρεπόμενη φόρτιση της μηχανής από την δυνατότητα ψύξης και είναι ανεξάρτητο από τις διαστάσεις της μηχανής. Για να εξασφαλιστεί ότι οι μηχανές που θα αναλυθούν στην συνέχεια έχουν τις ίδιες απαιτήσεις ψύξης, επιλέγουμε σταθερό μέγεθος $A \cdot J$ σε όλες τις μηχανές. Έτσι, θεωρούμε ένα εμπειρικό όριο πυκνότητας ρεύματος για φυσική ψύξη που λαμβάνεται στα 4 A/mm^2 , όπου πάνω από την τιμή αυτή υπάρχει η ανάγκη εξαναγκασμένης ψύξης. Λαμβάνοντας υπόψιν το μέγεθος $A \cdot J$ για την υπάρχουσα υπό εξέταση κατασκευασμένη μηχανή, η οποία για εφαρμογή περιορισμένης ισχύος όπως η παρούσα γνωρίζουμε ότι λειτουργεί σε φυσική ψύξη, προκύπτει μια ενδεικτική τιμή ορίου ψύξης, η οποία σε ονομαστική λειτουργία σε κάθε υπό εξέταση μηχανή εξασφαλίζει ότι οι προκύπτουσες θερμικές απώλειες δεν θα οδηγήσουν σε φθορά των αγωγών και των μονώσεών τους. Η ενδεικτική τιμή του $A \cdot J$ υπολογίστηκε για τον υφιστάμενο σύγχρονο

κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών που παρουσιάζεται στα [6] και [7], ο οποίος κατασκευάστηκε και μετρήθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, στα πλαίσια εφαρμογής μικρού ηλεκτρικού οχήματος πόλης. Ειδικότερα, για την συγκεκριμένη 46-πολική μηχανή 51 αυλάκων, διαμέτρου διακένου $D = 198.3 \text{ mm}$, σε ονομαστική λειτουργία ($J = 4 \text{ A/mm}^2$), έχουμε:

$$A_{cu} = ff \cdot A_{slot} = 0.5 \cdot 75.5 \text{ mm}^2 \Rightarrow A_{cu} = 3.775 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \text{ και } J = 4 \text{ A/mm}^2$$

Έτσι για την γραμμική πυκνότητα ρεύματος έχουμε:

$$A = \frac{J \cdot A_{cu}}{\tau_u} = \frac{4 \cdot 10^6 \cdot 3.775 \cdot 10^{-5}}{\frac{\pi \cdot 0.1983}{51}} \Rightarrow A = 12367.9 \text{ A/m}$$

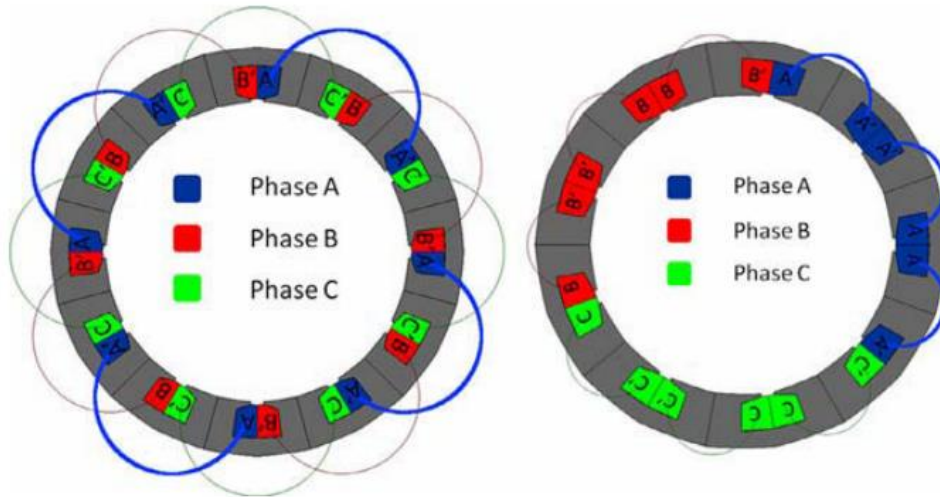
Το μέγεθος $A \cdot J$ θα είναι τελικά:

$$A \cdot J = 4 \cdot 10^6 \cdot 12367.9 = 4.95 \cdot 10^{10} \text{ A}^2/\text{m}^3 \quad (3.7)$$

Η τιμή αυτή του $A \cdot J$ είναι μικρότερη του συνήθους εύρους τυπικών τιμών φυσικής ψύξης για σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών, ($14 \cdot 10^{10}$ έως $42.25 \cdot 10^{10} \text{ (A}^2/\text{m}^3)$ [2]) και αποτελεί την ενδεικτική τιμή του ορίου ψύξης των υπό εξέταση μηχανών της παρούσας εργασίας.

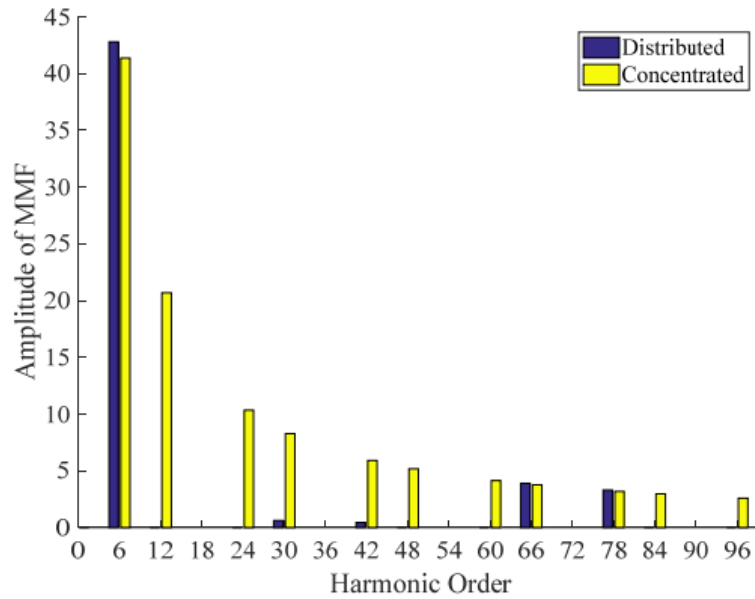
3.5 Διαμόρφωση τυλίγματος

Σε μια ηλεκτρική μηχανή τα τυλίγματα χαρακτηρίζονται από την κατανομή τους στα αυλάκια, το βήμα συστάδας και τις τερματικές σχέσεις των πηνίων. Σε μηχανές με λιγότερους πόλους χρησιμοποιούνται βροχοειδή τυλίγματα ενώ σε πολυπολικές μηχανές χρησιμοποιούνται κυματοειδή. Στις ηλεκτρικές μηχανές οι διαμορφώσεις τυλιγμάτων που παρουσιάζονται συνηθέστερα είναι τα κατανεμημένα επικαλυπτόμενα τυλίγματα με ένα ή περισσότερα αυλάκια ανά πόλο και φάση και τα συγκεντρωμένα μη επικαλυπτόμενα τυλίγματα μονής ή διπλής στρώσης.



Σχήμα 3. 2. Επικαλυπτόμενα κατανεμημένα τυλίγματα στάτη διπλής στρώσης (αριστερά) και μη επικαλυπτόμενα συγκεντρωμένα τυλίγματα διπλής στρώσης (δεξιά) [8]

Τα κατανεμημένα επικαλυπτόμενα τυλίγματα παράγουν ημιτονικότερη κατανομή της ΜΕΔ στο διάκενο. Έτσι επιτυγχάνεται χαμηλότερη αρμονική παραμόρφωση της τάσης και μικρότερες παρασιτικές ροπές. Η έλλειψη αρμονικών συνιστωσών συνεισφέρει στην ελάττωση τόσο της ταλάντωσης ροπής όσο και των απωλειών υστέρησης και δινορρευμάτων. Επιπλέον με τη διαμόρφωση αυτή υπάρχει η δυνατότητα μεταβολής του αριθμού των αυλάκων ανά πόλο και φάση, καθώς και του αριθμού των αυλάκων που επικαλύπτει η μία φάση την άλλη, παρέχοντας περισσότερες κατασκευαστικές επιλογές όσον αφορά τους δυνατούς συνδυασμούς για τον συνολικό αριθμό πόλων και αυλάκων, σε σχέση με τα συγκεντρωμένα τυλίγματα τα οποία περιορίζονται σε συγκεκριμένους συνδυασμούς [9]. Παράλληλα, παρέχει μεγαλύτερη ΗΕΔ λόγω του μεγαλύτερου συντελεστή τυλίγματος k_w , από τον οποίο εξαρτάται το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας. Όσον αφορά τα μειονεκτήματα των κατανεμημένων επικαλυπτόμενων τυλιγμάτων, τα κυριότερα είναι το μήκος των αγωγών στα άκρα του τυλίγματος που αυξάνει τις απώλειες χαλκού, η έλλειψη δυναμικής συμπεριφοράς σε κατάσταση σφάλματος και η αύξηση του συνολικού βάρους της μηχανής.



Σχήμα 3. 3. Σύγκριση αποτελεσμάτων ανάλυσης αρμονικού περιεχομένου της ΜΕΔ για ηλεκτρική μηχανή μονίμων μαγνητών με κατανεμημένα και συγκεντρωμένα τυλίγματα αντίστοιχα [10].

Τα μη επικαλυπτόμενα συγκεντρωμένα τυλίγματα έχουν εξελιχθεί τα τελευταία χρόνια καθώς με στόχο την αύξηση της πυκνότητας ισχύος και την μείωση των απωλειών χαλκού αποτελούν ανταγωνιστική εναλλακτική σε σχέση με τα κατανεμημένα τυλίγματα για συγκεκριμένες εφαρμογές. Το τύλιγμα τυλίγεται γύρω από κάθε δόντι ή γύρω από δύο διαδοχικά δόντια (ανάλογα με τον αριθμό των στρώσεων), με αποτέλεσμα κοντύτερα, μη επικαλυπτόμενα άκρα τυλιγμάτων τα οποία επηρεάζουν σε μεγάλο βαθμό τις απώλειες χαλκού. Ταυτόχρονα η διαμόρφωση αυτή προσφέρει ευκολία στην κατασκευή, καθώς απαιτούνται λιγότερα πηνία τα οποία δεν επικαλύπτονται, με αποτέλεσμα να μην υπάρχουν αμοιβαίες αυτεπαγωγές μεταξύ των φάσεων και κατ' επέκταση να αυξάνεται η ανοχή σε αντίστοιχα σφάλματα. Επιπλέον επιτυγχάνεται χαμηλή ροπή ευθυγράμμισης (cogging torque) καθώς τα συγκεντρωμένα τυλίγματα περιλαμβάνουν μεγάλο αριθμό κύκλων ευθυγράμμισης ανά μηχανική περιστροφή. Παράλληλα, επιτυγχάνεται υψηλότερος συντελεστής πληρότητας χαλκού, άρα και μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος. Ωστόσο, τα μειονεκτήματα αυτής της διαμόρφωσης είναι ότι η αναπτυσσόμενη ροπή περιλαμβάνει ανώτερες αρμονικές, σε αντίθεση με τα κατανεμημένα τυλίγματα, ενώ ταυτόχρονα σε μεγάλες ταχύτητες παρατηρούνται υψηλές συνολικές απώλειες, λόγω των πρόσθετων απωλειών δινορρευσμάτων στους μαγνήτες και στον δρομέα εξαιτίας των αρμονικών του μαγνητικού πεδίου [11].

Η επιλογή του τυλίγματος στην παρούσα διπλωματική εργασία έγινε με βάση το τύλιγμα του προς ανάλυση υφιστάμενου κινητήρα μονίμων μαγνητών του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος. Έτσι θα μελετηθούν μηχανές με διαμόρφωση συγκεντρωμένου μη

επικαλυπτόμενου τυλίγματος διπλής στρώσεως. Παρακάτω, στον πίνακα 3.1 παρουσιάζονται οι εφικτοί συνδυασμοί αυλάκων/πόλων και οι αντίστοιχοι συντελεστές τυλίγματος, για συγκεντρωμένα τυλίγματα διπλής στρώσεως. Στον πίνακα 3.2 παρουσιάζεται η κατανομή των φάσεων στις αύλακες για ορισμένους συνδυασμούς αυλάκων/πόλων.

Πίνακας 3. 1. Εφικτοί συνδυασμοί αριθμού αυλάκων/πόλων και αντίστοιχοι συντελεστές τυλίγματος για συγκεντρωμένα τυλίγματα διπλής στρώσης [12].

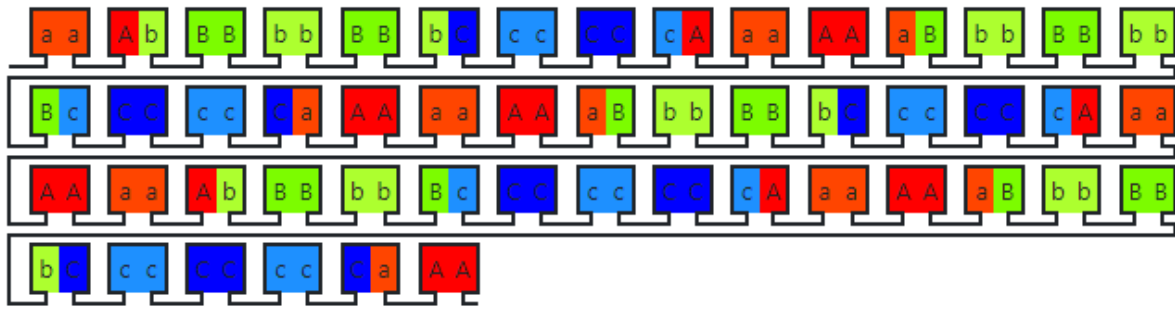
$Q_s \setminus p$	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40
6	0.866	0.866	0.5	0.866	0.5	0.866	0.866	0.866	0.5	0.866	0.5	0.866	0.866	0.5	0.866	0.5	0.866	0.5	0.866
9	0.617	0.866	0.945	0.945	0.866	0.617	0.328	0.328	0.617	0.866	0.945	0.945	0.866	0.617	0.328	0.328	0.617	0.328	0.617
12	$q=1$	0.866	0.933	0.933	0.866	0.933	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.933	0.933	0.866	0.866
15		0.621	0.866	0.866	0.951	0.951	0.866	0.621	0.866	0.621	0.866	0.647	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.621	0.866
18		$q=1$	0.647	0.866	0.902	0.945	0.945	0.866	0.902	0.866	0.647	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866
21				0.866	0.89	0.866	0.89	0.953	0.953	0.89	0.866	0.89	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866
24			$q=1$	0.76	0.866	0.866	0.866	0.933	0.95	0.95	0.933	0.95	0.933	0.866	0.76	0.866	0.866	0.866	0.866
27						0.866	0.877	0.915	0.945	0.954	0.954	0.954	0.945	0.915	0.877	0.866	0.866	0.866	0.866
30			$q=1$	0.866	0.866	0.874	0.936	0.951	0.951	0.936	0.951	0.936	0.951	0.936	0.951	0.936	0.951	0.936	0.866
33						0.866	0.866	0.903	0.928	0.954	0.954	0.954	0.945	0.915	0.877	0.866	0.866	0.928	0.903
36				$q=1$	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866
39						0.866	0.863	0.863	0.863	0.863	0.863	0.863	0.863	0.863	0.863	0.863	0.863	0.863	0.863
42					$q=1$	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866
45														0.866	0.859	0.886	0.866	0.927	0.945
48						$q=1$	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866
51																		0.88	0.901
54							$q=1$	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866
57																		0.866	0.852
60									$q=1$	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866

0.866	$q=1/2, 1/4$	0.945	$q=3/8, 3/10$	0.933	$Q_s=21+6k, p=Q_s \pm 1, k=0, 1, 2 \dots$
0.945	$q=3/7, 3/11$	0.951	$q=5/14, 5/16$	0.954	$Q_s=24+6k, p=Q_s \pm 2, k=0, 1, 2 \dots$
0.933	$q=2/5, 2/7$	0.866	not appropriate	0.866	$k_{w1} < 0.866$

Πίνακας 3. 2. Κατανομή περιελίξεων των φάσεων στις αύλακες για ορισμένους συνδυασμούς αυλάκων/πόλων [13].

Q_s, p or q	Winding layout
$q = 2/5, 2/7$... C'A A'A' AB' BB B'C C'C' CA' AA A'B B'B' BC' CC ...
$q = 3/8, 3/10$... C'A A'A' AA A'B B'B' BB B'C C'C' CC ...
$q = 3/7, 3/11$... C'A AB' BB B'C' CA A'A' AB' BC' CC C'A A'B B'B' BC' CA' AA A'B B'C C'C' ...
$q = 5/14, 5/16$... C'A A'A' AA A'A' AA A'B B'B' BB B'B' BB B'C C'C' CC C'C' CC ...
$Q_s = 12 + 6k, p = Q_s \pm 2$ if $p/2$ even	... A A'A' A...A A'A' A B' BB B'...B' BB B' C C'C' C...C C'C' C ...
if $p/2$ odd	A A'A' A...A' AA A' B' BB B'...B B'B' B C C'C' C...C' CC C' A' ... A B ... B' C' ...C
$Q_s = 9 + 6k, p = Q_s \pm 1$	A A'A' A...A' AA A' B B'B' B...B' BB B' C C'C' C...C' CC C'

Ικανοποιητικές τιμές συντελεστή τυλίγματος θεωρούνται αυτές που προσεγγίζουν την μονάδα και συχνά απαιτείται $k_w \geq 0.9$, ώστε να μην υπάρχει σημαντική απομείωση της θεμελιώδους συνιστώσας της επαγόμενης τάσης.



Σχήμα 3. 4. Αποτύπωση αλληλουχίας συγκεντρωμένου μη επικαλυπτόμενου τυλίγματος διπλής στρώσης σε μηχανή με 51 αυλάκια και 46 πόλους. Προκύπτει συντελεστής τυλίγματος 0.944 [13].

3.6 Ισχύς εξόδου ηλεκτρικής μηχανής

Η ειδική ηλεκτρική και μαγνητική φόρτιση συνδέονται με την σχέση εξόδου της ηλεκτρικής μηχανής, από την οποία έχουμε μια αρχική εκτίμηση της ισχύος εξόδου ή της ροπής. Η ενεργός τιμή της επαγόμενης τάσης λαμβάνεται από την σχέση:

$$E_{rms} = 4.44 \cdot k_w \cdot f \cdot N_\phi \cdot \Phi \quad (3.8)$$

όπου k_w ο συντελεστής τυλίγματος και f η ηλεκτρική συχνότητα.

Η φαινόμενη ισχύς της μηχανής δίνεται από την σχέση:

$$S = 3 \cdot E_{rms} \cdot I_{rms} \quad (3.9)$$

όπου I_{rms} , η ενεργός τιμή του φασικού ρεύματος.

Η ηλεκτρική συχνότητα f συνδέεται με την μηχανική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα με τις ακόλουθες σχέσεις:

$$n = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (\Sigma\Lambda\Lambda) \quad (3.10)$$

$$\text{ή } n' = \frac{2 \cdot f}{p} \quad (\Sigma\Lambda\Delta) \Rightarrow f = \frac{p}{2} \cdot n' \quad (\text{Hz}) \quad (3.11)$$

Από τον συνδυασμό των παραπάνω σχέσεων προκύπτει η εξίσωση ισχύος εξόδου της ηλεκτρικής μηχανής:

$$S = 1.11 \cdot k_w \cdot \pi^2 \cdot \bar{B} \cdot ac \cdot D^2 \cdot L \cdot n' \quad (3.12)$$

Από την παραπάνω σχέση φαίνεται ότι η ισχύς εξόδου εξαρτάται τόσο από τις ειδικές φορτίσεις της μηχανής, όσο και από τα γεωμετρικά της χαρακτηριστικά. Πιο συγκεκριμένα, είναι ανάλογη των φορτίσεων $\bar{B} \cdot ac$, του ενεργού μήκους του πυρήνα L και του τετραγώνου της διαμέτρου του διακένου

D^2 . Κατά την σχεδίαση λοιπόν μιας ηλεκτρικής μηχανής πρέπει να προσδιοριστεί ο καταλληλότερος συνδυασμός των παραπάνω παραμέτρων, ώστε να επιτυγχάνονται τα ζητούμενα χαρακτηριστικά επίδοσης (ισχύς, ροπή), χωρίς όμως να υπάρχει έκπτωση στην απόδοση (λόγω αυξημένων απωλειών και φορτίσεων), αύξηση του βάρους και μείωση της μηχανικής αντοχής του δρομέα (σε συνάρτηση με τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά D, L).

3.7 Επιφάνεια διακένου και ηλεκτρομαγνητική ροπή

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_{em} που αναπτύσσεται στο διάκενο μέσω της αλληλεπίδρασης μεταξύ των πεδίων στάτη (τυμπάνου) και δρομέα (διεγέρσεως), υπολογίζεται μέσω της μέσης εφαπτομενικής πίεσης P_t των μαγνητικών δυνάμεων διακένου και της επιφάνειας του διακένου A , από τις παρακάτω σχέσεις:

$$F_t = P_t \cdot A = P_t \cdot \pi \cdot L \cdot D \quad (3.13)$$

$$\text{και } T_{max} = \frac{D \cdot F_t}{2} \quad (3.14)$$

Η μέση μαγνητική δύναμη του διακένου F_t , μέσω της πεδιακής προσέγγισης του τανυστή του Maxwell, δίνεται από την σχέση:

$$F_t = L \cdot \oint_c \bar{B}_n \cdot \bar{B}_t dl \quad (3.15)$$

Επομένως η μέση εφαπτομενική πίεση του διακένου υπολογίζεται ως:

$$P_t = \frac{F_t}{A} = \frac{1}{\pi \cdot D \cdot \mu_0} \oint_c \bar{B}_n \cdot \bar{B}_t dl \quad (3.16)$$

όπου \bar{B}_n η μέση ακτινική συνιστώσα της μαγνητικής επαγωγής του διακένου, \bar{B}_t η μέση εφαπτομενική συνιστώσα της μαγνητικής επαγωγής του διακένου και μ_0 η μαγνητική διαπερατότητα στο κενό.

Η ακτινική (\bar{B}_n) και η εφαπτομενική (\bar{B}_t) συνιστώσα μαγνητικής επαγωγής διακένου σχηματίζουν μεταξύ τους μια γωνία θ , για την οποία στην παρούσα εφαρμογή επιλέγεται μια τυπική τιμή $\theta = 45^\circ$ [1]. Επομένως έχουμε:

$$\bar{B}_n = \bar{B} \cdot \sin(45^\circ) = \bar{B} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \text{ και } \bar{B}_t = \bar{B} \cdot \cos(45^\circ) = \bar{B} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (3.17)$$

Επομένως:

$$\oint_c \bar{B}_n \cdot \bar{B}_t dl = \pi \cdot D \cdot \bar{B}_n \cdot \bar{B}_t = \pi \cdot D \cdot \frac{\bar{B}^2}{2} \quad (3.18)$$

Και η μέση εφαπτομενική πίεση διακένου θα είναι:

$$P_t = \frac{\bar{B}^2}{2 \cdot \mu_0} \quad (3.19)$$

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$T_{em} = \frac{D^2 \cdot L}{2 \cdot \mu_0} \cdot \pi \cdot \bar{B}_n \cdot \bar{B}_t \quad (3.20)$$

Και τελικά η μέγιστη ηλεκτρομαγνητική ροπή θα είναι:

$$T_{max} = \frac{\pi}{2} \cdot L \cdot D^2 \cdot P_t \quad (3.21)$$

Για $\bar{B}_n = \bar{B}_t$, $\bar{B} = 0.6 T$ και $\bar{B}_n^2 + \bar{B}_t^2 = 0.6^2$, προκύπτει $\bar{B}_n = \bar{B}_t = 0.424 T$.

3.8 Συχνότητα λειτουργίας – Πόλοι μηχανής αναφοράς

Θεμελιώδες λειτουργικό χαρακτηριστικό μιας ηλεκτρικής μηχανής αποτελεί η συχνότητα λειτουργίας καθώς διαμορφώνει άμεσα την τιμή των αντιδράσεων μαγνήτισης και σκέδασης αλλά και τη διακύμανση των απωλειών πυρήνα. Η αύξηση της συχνότητας οδηγεί σε μη γραμμική αύξηση των απωλειών πυρήνα, ενώ ταυτόχρονα αυξάνονται ανάλογα οι αντιδράσεις της μηχανής. Επιπλέον, μηχανές με μεγαλύτερο αριθμό πόλων, για την ίδια ονομαστική ροπή έχουν πιο ελαφρύ μαγνητικό κύκλωμα, καθώς ο αριθμός των πόλων είναι αντιστρόφως ανάλογος με την διαδρομή της μαγνητικής ροής από τον έναν πόλο στον άλλο, όπως φαίνεται και από την σχέση (3.1). Για επιλεγμένη ονομαστική ταχύτητα δρομέα $n_m = 350 \text{ ΣΑΛ}$, λύνοντας την εξίσωση (3.10), έχουμε ότι:

$$\frac{P}{f} = 0.343 \quad (3.22)$$

Η επιλογή μιας πολυπολικής μηχανής γίνεται με βάση τον αριθμό πόλων ($P = 46$) της υπό εξέτασης μηχανής του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος. Ο μεγαλύτερος αριθμός πόλων, για σταθερό αριθμό αυλάκων, έχει ως αποτέλεσμα μεγαλύτερη δυνατότητα παραγωγής ροπής, ημιτονικότερη κυματομορφή τάσης, άρα και χαμηλότερη αρμονική παραμόρφωση και δυνατότητα λειτουργίας εξασθένισης πεδίου σε υψηλότερες ταχύτητες [14]. Με βάση τα παραπάνω, για την απαίτηση σε ταχύτητα της μηχανής προκύπτει η συχνότητα που θα πρέπει να αποδίδει σε ονομαστική και μέγιστη ταχύτητα όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 3. 3. Τιμές συχνότητας ρευμάτων μηχανής για επιλογή ταχύτητας και αριθμού πόλων

Ταχύτητα / Αριθμός Πόλων	46
350 ΣΑΛ = 36.65 rad/s	134.2 Hz
600 ΣΑΛ = 62.83 rad/s	230 Hz

3.9 Επιλογή διαστάσεων διαμέτρου διακένου και ενεργού μήκους μηχανής (D, L)

Η σχέση (3.22) δείχνει την άμεση εξάρτηση της παραγόμενης ροπής από την επαπτομενική πίεση στο διάκενο, η οποία εξαρτάται από την γωνία μεταξύ των δύο συνιστωσών του πεδίου και την ειδική μαγνητική φόρτιση. Ο επιλεγμένος συνδυασμός προδιαγραφών των ως προς σχεδίαση μηχανών, ο οποίος βασίζεται στην βασική διαστασιολόγηση τους, φαίνεται στον ακόλουθο πίνακα. Κατά την επίλυση των σχέσεων της προκαταρκτικής σχεδίασης λαμβάνεται υπόψιν η απαίτηση μέγιστης ροπής σε συνθήκες υπερφόρτισης, αφού απαιτείται η διαστασιολόγηση να επιτρέπει η ηλεκτρική μηχανή να έχει την δυνατότητα να φτάσει στο μέγιστο σημείο επίδοσης.

Πίνακας 3. 4. Βασικές προδιαγραφές λειτουργίας των υπό εξέταση μηχανών

Βασικές προδιαγραφές μηχανών αναφοράς	
Παράμετροι	Τιμές
Ονομαστική ροπή T_{nom} (Nm)	15
Μέγιστη ροπή T_{max} (Nm)	20
Ονομαστική πυκνότητα ρεύματος J_{nom} (A/mm ²)	4
Μέγιστη πυκνότητα ρεύματος J_{max} (A/mm ²)	5.2
Ταχύτητα n_m (ΣΑΛ)	350
Θερμοκρασία λειτουργίας θ (°C)	35

Αρχικά θα παρουσιαστεί η διαδικασία επίλυσης των σχέσεων προκαταρκτικής σχεδίασης και η βασική διαστασιολόγηση της μηχανής. Αναλυτικότερη επιλογή των διαστάσεων αυτών θα γίνει αργότερα, με την χρήση πεπερασμένων στοιχείων, καθώς ο καθορισμός τους είναι βαρύνουσας σημασίας για τα χαρακτηριστικά επίδοσης και απόδοσης της μηχανής.

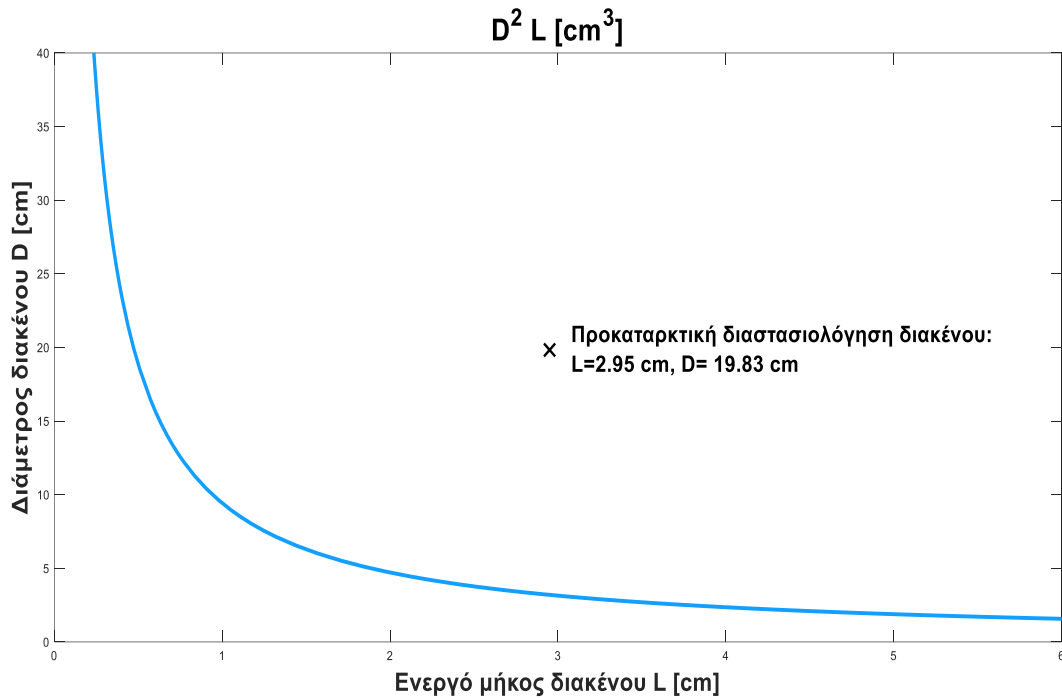
Για την πίεση της επαπτομενικής δύναμης στο διάκενο θα έχουμε:

$$P_t = \frac{\bar{B}^2 \cdot \sin(2\theta)}{2 \cdot \mu_0} = \frac{0.6^2 \cdot \sin(2 \cdot 45^\circ)}{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}} = 143.239 \text{ kN/m}^2$$

και από την σχέση (3.21) προκύπτει:

$$T_{max} = \frac{\pi}{2} \cdot L \cdot D^2 \cdot P_t \Rightarrow D^2 L = \frac{2 \cdot T_{max}}{\pi \cdot P_t} \Rightarrow D^2 L = 88.889 \text{ cm}^3 \quad (3.23)$$

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί των γεωμετρικών χαρακτηριστικών D, L οι οποίοι ικανοποιούν τον περιορισμό (3.23), έτσι ώστε να παράγεται η μέγιστη δυνατή ροπή, καθώς και η τελική επιλογή γεωμετρίας διακένου.



Σχήμα 3. 5. Θεμελιώδη γεωμετρικά χαρακτηριστικά διακένου μηχανής.

Η προκαταρκτική διαστασιολόγηση του διακένου αποτελεί μια αρχική εκτίμηση των τελικών διαστάσεων, σύμφωνα με τον υφιστάμενο υπό εξέταση κινητήρα του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος. Η τελική διαστασιολόγηση του διακένου θα προκύψει μετά από πεδιακή μελέτη και αφού ληφθούν υπόψιν οι περιορισμοί της κατασκευής της μηχανής. Κρίθηκε επιθυμητό να γίνει υπερδιαστασιολόγηση της γεωμετρίας του διακένου αφού, για να υπάρχει χαμηλή πυκνότητα μαγνητικής ροής στα δόντια του στάτη και το γινόμενο $A \cdot J$ να μην ξεπερνάει το όριο φυσικής ψύξης, είναι απαραίτητος περισσότερος χώρος για τα τυλίγματα και τα δόντια του στάτη [15]. Ο συνδυασμός $(D, L) = (19.83, 2.95)$, βρίσκεται δεξιά της καμπύλης, επομένως καλύπτει τον περιορισμό για την παραγωγή ροπής, αφού ισχύει $D^2 L > 88.889 \text{ cm}^3$. Το χαμηλό γινόμενο ψύξης $A \cdot J = 4.95 \cdot 10^{10} \text{ A}^2/\text{m}^3$ που αντιστοιχεί στον επιλεγμένο συνδυασμό διαστάσεων εξασφαλίζει πως η μηχανή θα λειτουργεί σε λειτουργία μέγιστης ροπής ικανοποιητικά με φυσική ψύξη.

3.10 Εκτίμηση χαρακτηριστικών στάτη

Η μέση ροή ανά πόλο για την μηχανή υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\Phi = \frac{\bar{B} \cdot \pi \cdot D \cdot L}{P} \Rightarrow \Phi = \frac{0.6 \cdot \pi \cdot 198.3 \cdot 29.5}{46} \Rightarrow \Phi = 0.2397 \text{ mWb} \quad (3.24)$$

Η τάση της πηγής και η τεχνική διαμόρφωσης του αντιστροφέα καθορίζουν το επίπεδο της τάσης τυμπάνου. Θεωρώντας ότι η μηχανή οδηγείται από αντιστροφέα με τεχνική διαμόρφωσης SPWM και τυπικό συντελεστή διαμόρφωσης $m_a = 0.9$ [1] και με συνεχή τάση εξόδου του αντιστροφέα $V_{DC} = 48 \text{ V}$, η ενεργός τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου θα είναι:

$$E_{rms} \approx \frac{\frac{m_a \cdot V_{DC}}{2}}{\sqrt{2}} \Rightarrow E_{rms} \approx 15.27 \text{ V} \quad (3.25)$$

Θεωρώντας μια τυπική τιμή συντελεστή τυλίγματος, για συγκεντρωμένο μη επικαλυπτόμενο τύλιγμα, $k_w = 0.944$, ο συνολικός αριθμός εν σειρά ελιγμάτων ανά φάση θα είναι:

$$N_\varphi = \frac{E_{rms}}{4.44 \cdot k_w \cdot f \cdot \Phi} = \frac{15.27}{4.44 \cdot 0.944 \cdot 134.2 \cdot 0.2397 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow N_\varphi \cong 119 \text{ ελίγματα} \quad (3.26)$$

Τα αντίστοιχα εν σειρά ελίγματα κάθε αύλακος, για εν σειρά συνδεσμολογία τυλιγμάτων με 2 στρώσεις τυλίγματος και $q = \frac{Q}{m \cdot p} = \frac{51}{3 \cdot 46} = \frac{17}{46}$ ομάδες πηνίων, θα είναι:

$$N_s = \frac{2}{P} \cdot \frac{N_\varphi}{q \cdot (\text{layers})} \Rightarrow N_s \cong 7 \text{ ελίγματα} \quad (3.27)$$

Θεωρώντας μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, η ενεργός τιμή του ονομαστικού ρεύματος από το οποίο διαρρέονται τα τυλίγματα του στάτη θα είναι:

$$I_{rms} = \frac{P_n}{3 \cdot E_{rms} \cdot \cos\varphi} = \frac{T_{em_n} \cdot \omega_n}{3 \cdot E_{rms}} \quad (3.28)$$

Για την ονομαστική των 15 Nm που έχει επιλεγεί για την εφαρμογή, το απαιτούμενο ρεύμα για την λειτουργική αυτή κατάσταση θα είναι:

$$I_{rms} = \frac{T_{max} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n_m}{60}}{3 \cdot E_{rms}} \Rightarrow I_{rms} = 12.2 \text{ A} \quad (3.29)$$

Θεωρώντας πυκνότητα ρεύματος $J = 4 \text{ A/mm}^2$ για δυνατότητα παραγωγής ονομαστικής ροπής, το πραγματικό εμβαδόν του χαλκού μέσα σε κάθε αύλακα θα είναι:

$$A_{eff} = A_{cu} = \frac{N_s \cdot I_{rms}}{J} \Rightarrow A_{slot} = 21.35 \text{ mm}^2 \quad (3.30)$$

Λαμβάνοντας έναν τυπικό συντελεστή πληρότητας αύλακος για συγκεντρωμένο τύλιγμα $ff = 0.5$, το συνολικό εμβαδό του αυλακιού θα προκύψει ως εξής:

$$A_{slot} = \frac{A_{cu}}{ff} = 42.7 \text{ mm}^2 \quad (3.31)$$

3.11 Έλεγχος ειδικής ηλεκτρικής φόρτισης

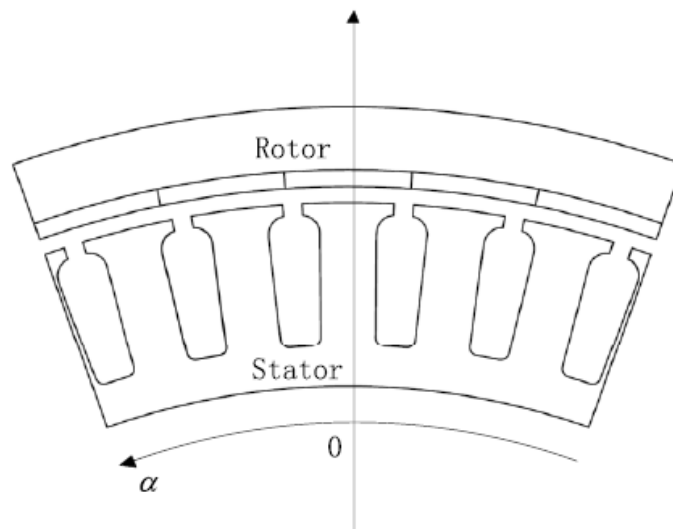
Η τιμή της ειδικής ηλεκτρικής φόρτισης θεωρώντας ονομαστικό ρεύμα προκύπτει ως εξής:

$$a_c = \frac{3 \cdot 2 \cdot N_\phi \cdot I_{rms}}{\pi \cdot D} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 119 \cdot 12.2}{\pi \cdot 0.1983} = 15664 \frac{AE}{m} \quad (3.32)$$

, η οποία είναι εντός του εύρους τυπικών τιμών ειδικής ηλεκτρικής φόρτισης για τους ηλεκτροκινητήρες (15000 – 45000 AE/m).

3.12 Μελέτη χαρακτηριστικών δρομέα

Η τοπολογία που επιλέγεται για τις ως προς μελέτη μηχανές, σε συμφωνία με αυτή του υπό εξέταση κινητήρα του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, είναι εξωτερικός δρομέας επιφανειακών μονίμων μαγνητών, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3. 6. Επιλεγμένη τοπολογία εξωτερικού δρομέα με επιφανειακούς μόνιμους μαγνήτες [16].

Η ορθή αξιοποίηση των μονίμων μαγνητών γίνεται κατά την λειτουργία τους σε περιοχή κοντά στο σημείο μέγιστης ενέργειας στην καμπύλη απομαγνήτισης. Πρακτικά, η καμπύλη απομαγνήτισης είναι ευθεία γραμμή, με αποτέλεσμα να διευκολύνεται ο υπολογισμός του σημείου αυτού που αποδίδουν

την μέγιστη ενέργεια, με προϋπόθεση να είναι γνωστή η παραμένουσα μαγνήτιση B_r και η απομαγνητίζουσα δύναμη H_c . Η καμπύλη απομαγνήτισης περιγράφεται από την παρακάτω σχέση:

$$H(B) = \frac{H_c}{B_r} \cdot B - H_c \quad (3.33)$$

όπου H (kA/m) η ένταση του μαγνητικού πεδίου. Χρησιμοποιώντας την παραπάνω σχέση που συσχετίζει την μαγνητεγερτική δύναμη και την πυκνότητα της μαγνητικής ροής, μπορούμε να υπολογίσουμε την μείωση κατά την ονομαστική φόρτιση της πυκνότητας μαγνητικής ροής στην επιφάνεια των μαγνητών με την παρακάτω σχέση:

$$\Delta B = \frac{B_r}{H_c} \cdot ac \quad (3.34)$$

Στην παρούσα εφαρμογή που εξετάζονται μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών, θεωρώντας σταθερή την ΜΕΔ κατά μήκος του διακένου που αντιστοιχεί στους μαγνήτες, προκύπτει η παρακάτω σχέση:

$$B_g = B_r \cdot \frac{L_m}{L_m + L} \quad (3.35)$$

όπου B_g , η μαγνητική επαγωγή στο διάκενο, ενώ B_r η παραμένουσα μαγνήτιση, L_m το πάχος των μαγνητών και L το μήκος του διακένου. Το απαιτούμενο περιφερειακό μήκος μαγνήτη περιγράφεται από την σχέση:

$$L_{magnet} = \frac{\Phi}{B_g \cdot L} \quad (3.36)$$

Η ακτίνα του δρομέα περιγράφεται από την σχέση:

$$R_{rotor} = \frac{D - L}{2} - L_m \quad (3.37)$$

Το τόξο των μαγνητών σε μοίρες υπολογίζεται ως εξής:

$$\theta_{magnet} = \frac{L_{magnet}}{R_{rotor}} \cdot \frac{180}{\pi} \quad (3.38)$$

Όσον αφορά το υλικό του άξονα του δρομέα, επιλέγεται καθαρός σίδηρος (pure iron), όπως είναι σύνηθες στις περισσότερες εφαρμογές σχεδίασης μηχανών.

3.13 Συγκεντρωτικά αποτελέσματα προκαταρκτικής σχεδίασης

Για την επιλεγμένη διαμόρφωση μηχανών, προκειμένου να έχουν την ικανότητα να φθάνουν στην επιθυμητή επίδοση, προέκυψαν τα εξής αποτελέσματα σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 3. 5. Συνοπτικά αποτελέσματα βασικών μεγεθών όπως προέκυψαν από την προκαταρκτική σχεδίαση.

Χαρακτηριστικά μηχανής			
Αριθμός φάσεων (m)	3	Είδος τυλίγματος	Συγκεντρωμένο
Πόλοι (P)	46	Συνδεσμολογία Πηνίων	Εν Σειρά
Ισχύς (P_N)	550 W	Συντελεστής Τυλίγματος (k_w)	0.944
Ταχύτητα (n_m)	350 RPM	Συνολικές Αύλακες Στάτη (Q)	51
Ροπή (T_N)	15 Nm	Στρώσεις (Layers)	2
Μέγιστη Ροπή (T_{max})	20 Nm	Αύλακες ανά Πόλο και φάση (q)	17/46
Ηλεκτρική Συχνότητα (f_e)	134.2 Hz	Εύρος κάλυψης πόλου από μαγνήτη	100%
Επαγόμενη Τάση (E_{rms})	15.27 V	Ροή ανά πόλο (Φ)	0.2397 mWb
Ονομαστικό ρεύμα (I_{rms})	12.2 A	Πυκνότητα Ρεύματος (J_{Nom})	4 A/mm ²
Μήκος διακένου (L_g)	0.5 mm	Fill Factor (ff)	50%
Μήκος Μηχανής (L)	2.95 cm	Τύλιγμα φάσης κάθε πόλου (N_ϕ)	119
Διάμετρος Μηχανής (D)	19.83 cm	Τύλιγμα στρώσης αύλακας (N_s)	7
Μαγνητική Φόρτιση (B)	0.6 T	Εμβαδό Στρώσης Αύλακας (A_{slot})	42.7 mm ²
Ηλεκτρική Φόρτιση (ac)	15.664 kAE/m	Εμβαδό χαλκού στρώσης αύλακας (A_{cu})	21.35 mm ²

Η παραπάνω ανάλυση για την συγκεκριμένη τοπολογία αποτελεί μια πρώιμη μόνο μελέτη των κύριων χαρακτηριστικών της υφιστάμενης υπό εξέταση μηχανής του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, που ωστόσο εμπεριέχει σημαντικό σφάλμα και απέχει από την τελική διαμόρφωση που θα διαπιστωθεί κατά το άνοιγμα της μηχανής στο εργαστήριο ώστε να εξακριβωθούν τα ακριβή στοιχεία της γεωμετρίας της καθώς και η διαμόρφωση των τυλιγμάτων της. Με τις αναλυτικές εξισώσεις της προκαταρκτικής σχεδίασης, λαμβάνουμε μια εικόνα για το πεδίο ορισμού της αναλογίας των διαστάσεων D , L και του εμβαδού των αυλάκων, με την γνώση των οποίων καθίσταται δυνατό να υπολογιστούν περισσότερα χαρακτηριστικά της μηχανής, λαμβάνοντας υπόψη τη διατήρηση του πεδίου στα σιδηρομαγνητικά υλικά της ώστε να βρίσκεται σε ικανοποιητικό σημείο η καμπύλη B-H με στόχο την αποφυγή του έντονου κορεσμού. Παραστατικότερα και πιο ακριβή αποτελέσματα θα δοθούν με τα εργαλεία ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων (FEA) που θα παρουσιαστούν σε επόμενο κεφάλαιο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

Το πρώτο βήμα για τη διαδικασία της εύρεσης μιας βελτιστοποιημένης γεωμετρίας της υπό εξέτασης μηχανής, είναι η εξακρίβωση των χαρακτηριστικών της. Για την μηχανή προς εξέταση δεν υπήρχε καμία πληροφορία για την διαμόρφωσή της, τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή της αλλά και για τα ονομαστικά της χαρακτηριστικά. Αρχικά η μηχανή ανοίχθηκε ώστε να εξακριβωθούν τα γεωμετρικά της χαρακτηριστικά και η διαμόρφωση των τυλιγμάτων της και στην συνέχεια πραγματοποιήθηκαν πειραματικές μετρήσεις ώστε να προκύψουν οι χαρακτηριστικές καμπύλες της και να εξάγουμε πληροφορίες για την συμπεριφορά της μαγνητικής ροής των μαγνητών με την μεταβολή της θερμοκρασίας.

4.1 Γεωμετρικά χαρακτηριστικά και διαμόρφωση τυλιγμάτων

Το πρώτο βήμα της διερεύνησης ήταν να ανοιχθεί η μηχανή στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, ώστε να εξακριβωθούν τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της και η διαμόρφωση των τυλιγμάτων της. Διαχωρίζοντας τον στάτη από τον δρομέα, μετρήθηκαν τα αυλάκια και οι πόλοι της μηχανής.

Στον στάτη μετρήθηκαν 51 αυλάκια:



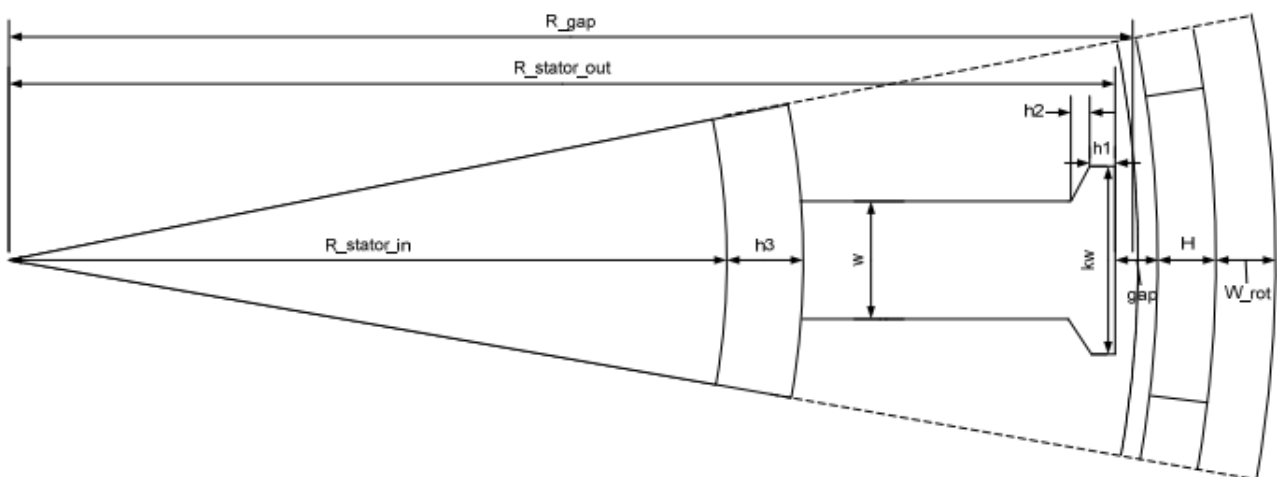
Σχήμα 4. 1. Εσωτερικό της μηχανής με τον στάτη απομονωμένο.

Στον δρομέα μετρήθηκαν 46 μαγνήτες. Σημειώνεται ότι μεταξύ των μαγνητών δεν υπάρχει κανένα κενό, επομένως έχουμε εύρος κάλυψης του πόλου από μαγνήτη 100%.



Σχήμα 4. 2. Εσωτερικό της μηχανής με τον δρομέα απομονωμένο.

Οι επιμέρους γεωμετρικές διαστάσεις που μετρήθηκαν παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 4. 3. Γεωμετρικά χαρακτηριστικά ηλεκτρικής μηχανής.

Οι τιμές των παραπάνω διαστάσεων μετρήθηκαν ως εξής:

Πίνακας 4. 1. Τιμές διαστάσεων γεωμετρίας της ηλεκτρικής μηχανής.

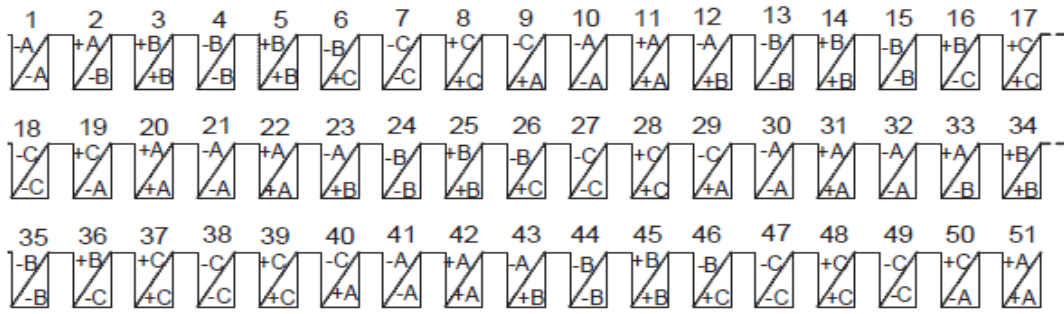
Διάσταση	Μήκος (mm)
<i>W</i>	6
<i>k</i>	10/6
<i>h1</i>	1
<i>h2</i>	2
<i>h3</i>	4
<i>gap</i>	0.5
<i>R_gap</i>	99.15
<i>R_stator_out</i>	98.9
<i>R_stator_in</i>	78.25
<i>H</i>	3
<i>W_rot</i>	8

Το ενεργό μήκος της μηχανής μετρήθηκε ίσο με $L = 29.5 \text{ mm}$.

Στην συνέχεια, διερευνήθηκαν τα χαρακτηριστικά των τυλιγμάτων της μηχανής. Κάθε αυλάκι καλύπτεται από διπλή στρώση τυλιγμάτων. Το τύλιγμα είναι συγκεντρωμένο μη επικαλυπτόμενο. Επιπλέον, συνολικά σε ένα αυλάκι μετρήθηκαν 140 καλώδια, 70 σε κάθε στρώση, ενώ ακόμα διαπιστώθηκε ότι κάθε φάση αποτελείται από 10 παραλληλισμένα καλώδια. Επομένως, τα 70 καλώδια κάθε στρώσης αντιστοιχούν σε 7 περιελίξεις μίας φάσης.

Για την εύρεση της αντίστασης των τυλιγμάτων πραγματοποιήθηκε δοκιμή με DC τροφοδοσία. Αναλυτικότερα, επιβάλλοντας DC τάση μέσω τροφοδοτικού μεταξύ των δύο από τις τρεις φάσεις της μηχανής, μετρήθηκε το ρεύμα που διέρρευσε από τους αγωγούς. Από τον νόμο του Ohm υπολογίστηκε η αντίσταση που αντιστοιχεί σε δύο εν σειρά τυλίγματα. Αφαιρώντας από την υπολογισμένη αντίσταση, την αντίσταση των αγωγών που χρησιμοποιήθηκαν για την σύνδεση των μετρητικών οργάνων και αφού ανάχθηκε το αποτέλεσμα στην αντίσταση μιας φάσης μόνο, τελικά υπολογίστηκε ότι η αντίσταση του ενός τυλίγματος είναι 0.048Ω .

Το τελευταίο βήμα ήταν η αποτύπωση της κατανομής των τριών φάσεων στις αύλακες της μηχανής. Η κατανομή στις αύλακες της μηχανής φαίνεται στο παρακάτω σχήμα :

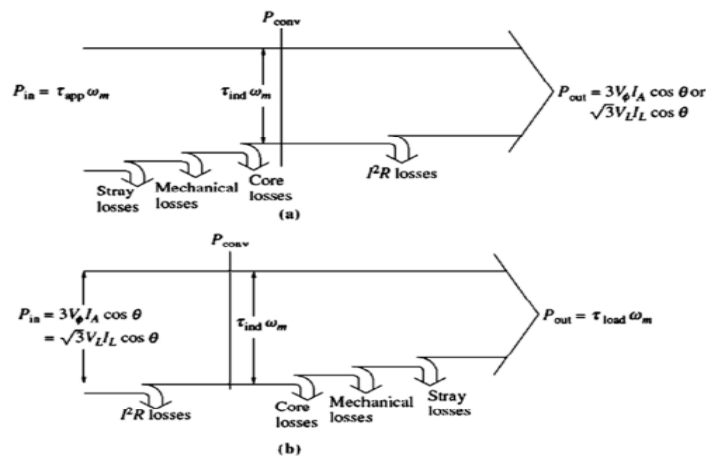


Σχήμα 4. 4. Κατανομή των τυλιγμάτων στα αυλάκια της μηχανής [6].

Η κατανομή αυτή αντιστοιχεί στη βέλτιστη κατανομή των συγκεντρωμένων μη επικαλυπτόμενων τυλιγμάτων διπλής στρώσης για τον συνδυασμό 46 πόλων / 51 αυλάκων [13]. Όπως εξακριβώθηκε και στο εργαστήριο, η κατανομή αυτή των τυλιγμάτων επαληθεύεται για την παρούσα υπό εξέταση μηχανή.

4.2 Πειραματική διάταξη

Για την λειτουργία μιας ηλεκτρικής μηχανής και κυρίως μια Brushless DC μηχανής ως κινητήρα, απαιτείται η οδήγησή της από ηλεκτρονικό σύστημα. Απαιτείται ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος, ο οποίος είναι υπεύθυνος για την μετατροπή της συνεχούς τάσης της πηγής (μαπαταρίας) σε εναλλασσόμενη τάση επιθυμητής συχνότητας, έτσι ώστε να μπορεί να τροφοδοτηθεί ο ηλεκτρικός κινητήρας υπό ελεγχόμενη ταχύτητα και αναπτυσσόμενη ροπή. Ο μετατροπέας αυτός διακρίνεται σε μια ομάδα ηλεκτρονικών ισχύος, στα οποία εντάσσεται τριφασικός αντιστροφέας με ημιγέφυρες που επιτρέπει την αμφίδρομη ροή ισχύος και ένας ψηφιακός επεξεργαστής σήματος (DSP) για τον έλεγχο του αντιστροφέα. Έτσι η διεξαγωγή μετρήσεων για την μηχανή σε λειτουργία κινητήρα γίνεται ιδιαίτερα πολύπλοκη σε σχέση με την αντίστοιχη διαδικασία κατά τη λειτουργία της μηχανής ως γεννήτρια.



Σχήμα 4. 5. Ροή ισχύος για τριφασική AC γεννήτρια (a) και κινητήρα (b) [21].

Με την παραδοχή ότι οι επιμέρους απώλειες και στις δύο λειτουργίες είναι περίπου ίσες, επιλέγουμε χάριν ευκολίας να πραγματοποιήσουμε τις μετρήσεις στην υπό εξέταση μηχανή σε λειτουργία γεννήτριας και όχι κινητήρα όπως θα είναι η λειτουργία της για την ηλεκτροκίνηση του οχήματος.

Η πειραματική διάταξη διαμορφώθηκε με βάση τα επιθυμητά εξαγόμενα μεγέθη. Συγκεκριμένα, πρωτίστως μας ενδιέφερε η εξαγωγή της καμπύλης τάσεως κενού φορτίου – στροφών της μηχανής. Ακόμα, εξετάστηκε η αναπτυσσόμενη μαγνητική ροή και με την εφαρμογή θερμότητας μέσω heatgun στην μηχανή θεωρήθηκε σκόπιμο να εξεταστεί πως αυτή επηρεάζεται με την αύξηση της θερμοκρασίας των μαγνητών. Επομένως, τα εξαγόμενα μεγέθη ήταν οι τιμές των τάσεων στα άκρα της γεννήτριας, η ακριβής τιμή των στροφών της μηχανής και η αναπτυσσόμενη μαγνητική ροή που δημιουργούν οι μαγνήτες. Οι μετρήσεις επαναλήφθηκαν για διάφορες τιμές στροφών της μηχανής, καθώς και για διάφορες θερμοκρασίες λειτουργίας.

Η πειραματική διάταξη αποτελείται από την μηχανή προς εξακρίβωση που έχει λειτουργία γεννήτριας, από δεύτερη μηχανή – κινητήρα για την οδήγηση της πρώτης, από την τροφοδοσία του κινητήρα, από το heatgun και από τα μετρητικά όργανα.

Για την λειτουργία της υπό εξέτασης μηχανής ως γεννήτριας, απαιτείται η επιβολή ροπής στον άξονά της. Αυτό επιτυγχάνεται με την χρήση βοηθητικού 4-πολικού κινητήρα επαγωγής (Induction Motor), ο οποίος ως κινητήρας οδήγησης, συνδέοντας τον άξονά του με τον άξονα της γεννήτριας, επιβάλλει στην γεννήτρια να περιστραφεί. Για να επιτευχθεί καλύτερη πρόσφυση των σωμάτων και να αποφευχθούν φαινόμενα ολίσθησης σε υψηλότερες στροφές, εφαρμόστηκε ειδική αντιολισθητική ταινία μεταξύ των αξόνων των μηχανών.

Μέσω του ελέγχου του βοηθητικού κινητήρα οδήγησης, είναι δυνατόν να καθοριστούν επακριβώς οι στροφές που αναπτύσσει ο δρομέας της γεννήτριας. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω του ελέγχου της τροφοδοσίας του κινητήρα, με κατάλληλες τιμές συχνότητας λειτουργίας.

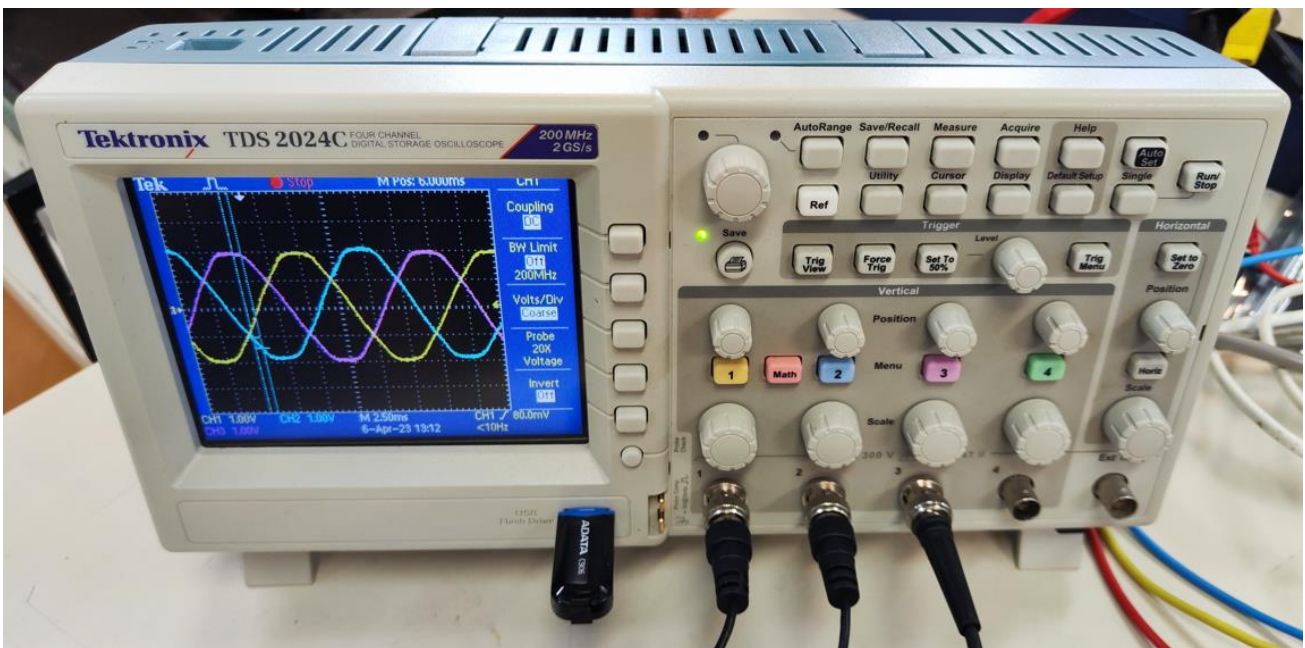
Κατά την πειραματική διαδικασία έγιναν μετρήσεις χωρίς αντιστάσεις, έτσι ώστε να λάβουμε την καμπύλη κενού φορτίου και να λάβουμε τις τιμές της μαγνητικής ροής που οφείλεται στους μαγνήτες της γεννήτριας. Η γεννήτρια στην οποία έγιναν οι μετρήσεις προσαρμόστηκε πάνω σε σταθερή διάταξη, ώστε ο άξονάς της μαζί με τον στάτη να είναι απόλυτα σταθεροί. Τα μετρητικά όργανα που χρησιμοποιήθηκαν θα περιγραφούν παρακάτω.

Για την τροφοδοσία του βοηθητικού επαγωγικού κινητήρα οδήγησης, έγινε χρήση του αντιστροφέα Mitsubishi Freqrol FR A024, μέσω του οποίου δίνοντας τιμές συχνότητας 2 – 20 Hz στον 4-πολικό κινητήρα επαγωγής οδηγήσαμε την γεννήτρια σε ένα εύρος ταχυτήτων 50 – 1000 RPM.



Σχήμα 4. 6. Ο αντιστροφέας Mitsubishi Freqrol FR A024

Στην συνέχεια, για την μέτρηση των τιμών της επαγόμενης τάσης στα άκρα της γεννήτριας, έγινε χρήση του ηλεκτρονικού παλμογράφου Tektronix TDS 2024C με επίβλεψη μέσω ηλεκτρονικού υπολογιστή και του κατάλληλου λογισμικού “TiePie Multi Channel”. Ο παλμογράφος έχοντας τέσσερα κανάλια, στο ένα καταγράφηκε η πολική τάση στα άκρα δύο φάσεων της γεννήτριας, ενώ έπειτα στα άλλα τρία κανάλια καταγράφηκε η φασική τάση κάθε φάσης. Ο λόγος που επιλέχθηκε η καταγραφή και των τριών φάσεων είναι η απαίτηση για καλύτερη ακρίβεια.



Σχήμα 4. 7. Ο ηλεκτρονικός παλμογράφος Tektronix TDS 2024C.

Για την μέτρηση των στροφών του δρομέα της γεννήτριας κατά την διεξαγωγή των μετρήσεων ακολουθήθηκαν τρεις διαφορετικές προσεγγίσεις. Αρχικά έγινε η παραδοχή ότι οι στροφές της γεννήτριας ήταν περίπου ίδιες με αυτές που επιβάλλει η συχνότητα τροφοδοσίας του βοηθητικού κινητήρα. Ωστόσο, η μέθοδος αυτή αποδεικνύεται ανακριβής, καθώς δεν λαμβάνει υπόψιν την ολίσθηση (slip) του ασύγχρονου κινητήρα, την διαφορά δηλαδή μεταξύ της σύγχρονης ηλεκτρικής ταχύτητας με την οποία στρέφεται το πεδίο του στάτη, με την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα και εκφράζεται ως:

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \cdot 100\% \quad (4.1)$$

όπου n_s η ηλεκτρική ταχύτητα του πεδίου του στάτη και n_r η μηχανική ταχύτητα του δρομέα. Όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα, οι αποκλίσεις της μεθόδου αυτής ήταν αυξημένες στις μικρότερες στροφές, όπου η τιμή του slip ήταν μεγαλύτερη:

Πίνακας 4. 2. Ολίσθηση μεταξύ μηχανικής ταχύτητας δρομέα και ηλεκτρικής ταχύτητας πεδίου στάτη του βοηθητικού κινητήρα επαγωγής.

n_s (RPM)	n_r (<i>measured</i>) (RPM)	s (%)
60	52	13.33
90	84.2	6.44
120	114.4	4.66
150	144.4	3.73
180	174.2	3.22
210	204	2.85
240	233.7	2.63
270	263.4	2.44
300	292.9	2.37
360	352.4	2.11
420	411.8	1.96
480	471.5	1.77
540	530	1.85
600	590	1.67

Κατόπιν, έγινε χρήση του οπτικού ταχυμέτρου UNI-T UT373, όπου τοποθετώντας χρωματικές ενδείξεις πάνω σε σταθερά σημεία της μηχανής, με την χρήση του οργάνου λαμβάναμε την τιμή των στροφών.



Σχήμα 4. 8. Χρήση του οπτικού ταχυμέτρου UNI-T UT373 για την μέτρηση των στροφών της γεννήτριας.

Για την επιβεβαίωση της παραπάνω μεθόδου, μετρήσαμε και τις στροφές με βάση την συχνότητα των τάσεων εξόδου. Έχοντας παλμογράφο πολύ καλής ακρίβειας και γνωρίζοντας ότι διαφορετικές τιμές στροφών σημαίνουν και διαφορετικές τιμές συχνοτήτων, έγινε η αναγωγή μεταξύ των δύο μεγεθών, επιτυγχάνοντας πολύ καλή ακρίβεια στην μέτρηση των στροφών της γεννήτριας.

Τέλος για την διεξαγωγή μετρήσεων σε υψηλότερες θερμοκρασίες λειτουργίας της γεννήτριας, έγινε χρήση του heatgun (πιστόλι θερμού αέρα) Bosh GHG 660 LCD Professional, το οποίο στερεώθηκε σε σημείο κατάλληλο έτσι ώστε να αυξήσουμε την θερμοκρασία της γεννήτριας κατά την διάρκεια της περιστροφής της. Η θερμοκρασία της γεννήτριας μετρήθηκε με το θερμόμετρο υπέρυθρων ακτινών C.A 879 της Chauvix Arnoux. Η χρήση του heatgun αλλά και το θερμόμετρο που χρησιμοποιήθηκαν φαίνονται στις παρακάτω εικόνες.

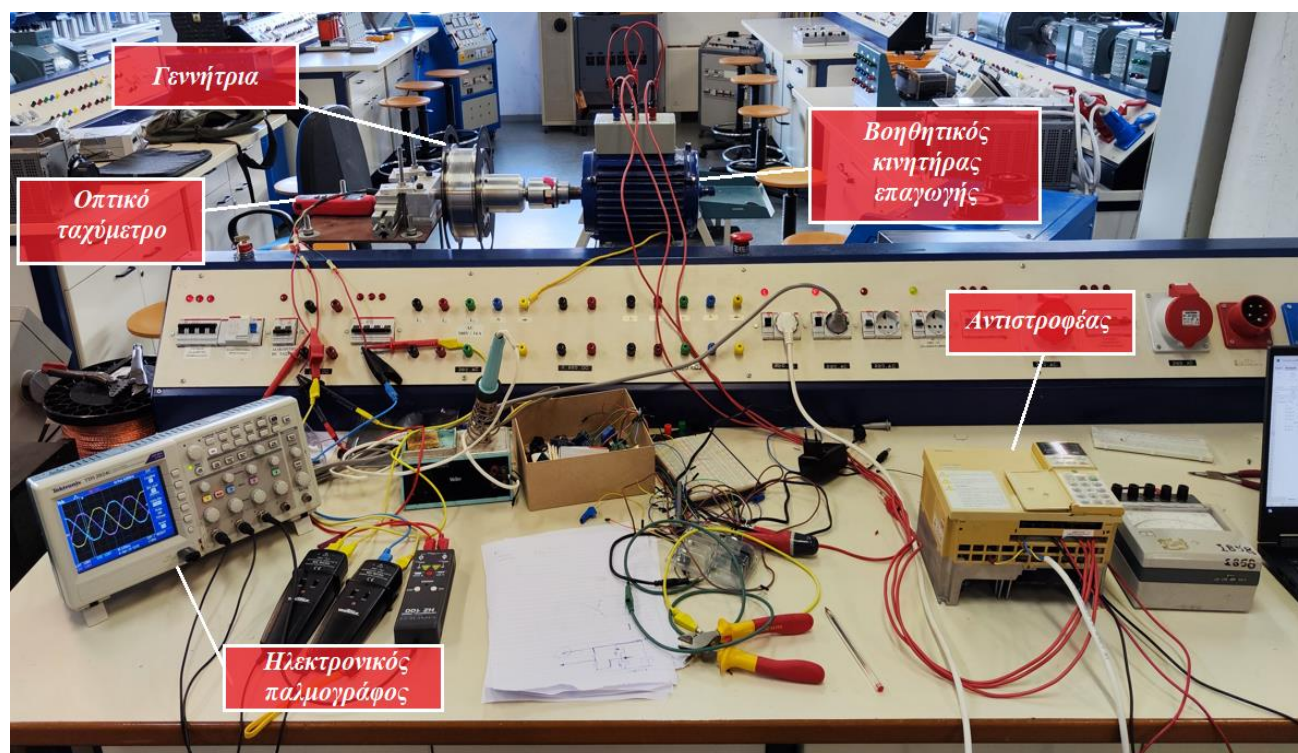


Σχήμα 4. 9. Αύξηση της θερμοκρασίας της γεννήτριας με την χρήση του heatgun Bosh GHG 660 LCD Professional.



Σχήμα 4. 10. Το θερμόμετρο υπέρυθρων ακτινών C.A 879 της Chauvix Arnoux.

Η συνολική πειραματική διάταξη που υλοποιήθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, με τα επιμέρους της στοιχεία και όργανα, φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 4. 11. Η πειραματική διάταξη που υλοποιήθηκε.

4.3 Αποτελέσματα μετρήσεων

Αρχικά πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις για το σχηματισμό της καμπύλης τάσεως κενού φορτίου σε συνάρτηση με τις στροφές της γεννήτριας, για ένα εύρος στροφών από 50 ως 1000 στροφές ανά λεπτό. Κατόπιν, για την εύρεση της μαγνητικής ροής του πεδίου των μαγνητών αξιοποιήθηκε η σχέση μεταξύ της ηλεκτρεγερτικής δύναμης, της ηλεκτρικής γωνιακής συχνότητας και της ροής Φ που εξαρτάται από το πεδίο που δημιουργούν οι μαγνήτες. Αφού πραγματοποιήθηκαν οι μετρήσεις για την θερμοκρασία χώρου, η διαδικασία επαναλήφθηκε με την εφαρμογή του heatgun για μεγαλύτερες θερμοκρασίες μαγνήτη.

4.3.1 Υπολογισμός καμπύλης κενού φορτίου

Ξεκινώντας με την καμπύλη κενού φορτίου, ενώ μεταβάλαμε την συχνότητα τροφοδοσίας του βοηθητικού κινητήρα όπως αναφέρθηκε, λάβαμε μέσω του παλμογράφου τις αντίστοιχες τιμές επαγόμενης τάσης στα άκρα της γεννήτριας. Από την στιγμή που η δοκιμή είναι κενού φορτίου, το ισοδύναμο κύκλωμα δεν διαρρέεται από ρεύμα, επομένως δεν υπάρχει πτώση τάσης στην μηχανή και άρα οι τιμές που λαμβάνουμε στα άκρα της γεννήτριας θεωρούμε ότι ταυτίζονται με την

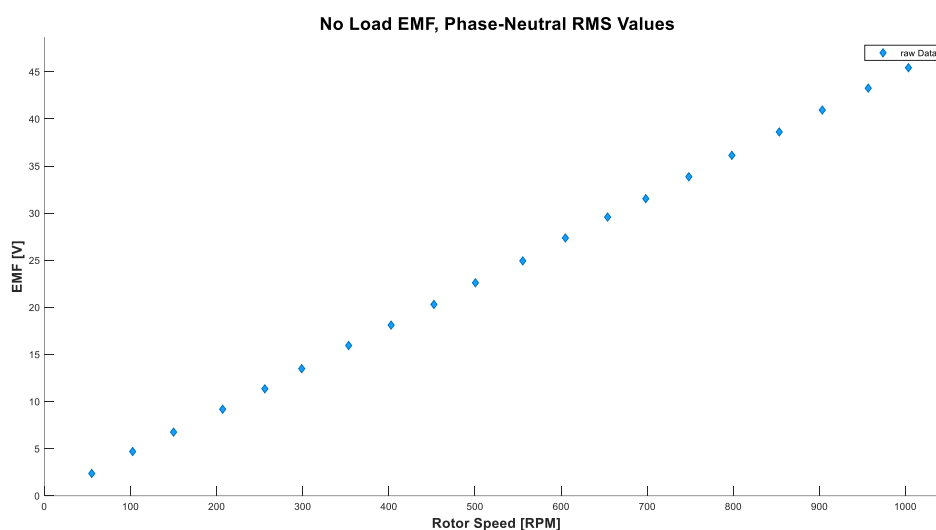
ηλεκτρεγερτική δύναμη της μηχανής. Στην συνέχεια, για τα περαιτέρω βήματα επεξεργασίας των μετρήσεων, θα θεωρούμε ότι οι τιμές της ηλεκτρεγερτικής δύναμης κινούνται πάνω στην δημιουργούμενη καμπύλη.

Οι τιμές που λήφθηκαν κατά την πειραματική διαδικασία σε συνάρτηση με τις στροφές της γεννήτριας φαίνονται παρακάτω:

Πίνακας 4. 3. Τιμές τάσεως κενού φορτίου για διάφορες στροφές της μηχανής.

Τάση εξόδου πολική (V)	ΣΑΛ	Τάση εξόδου πολική (V)	ΣΑΛ
4.1175	55	43.188	555.5
8.1435	102.5	47.397	605
11.712	150	51.24	654
15.921	207	54.6255	698.33
19.6725	256	58.6515	748.33
23.37825	298.83	62.586	798.33
27.633	353.33	66.8865	853.33
31.3845	402.67	70.9125	903.33
35.18175	452.33	74.9385	956.67
39.162	500.5	78.69	1003.33

Επομένως προκύπτει η ακόλουθη γραφική παράσταση:



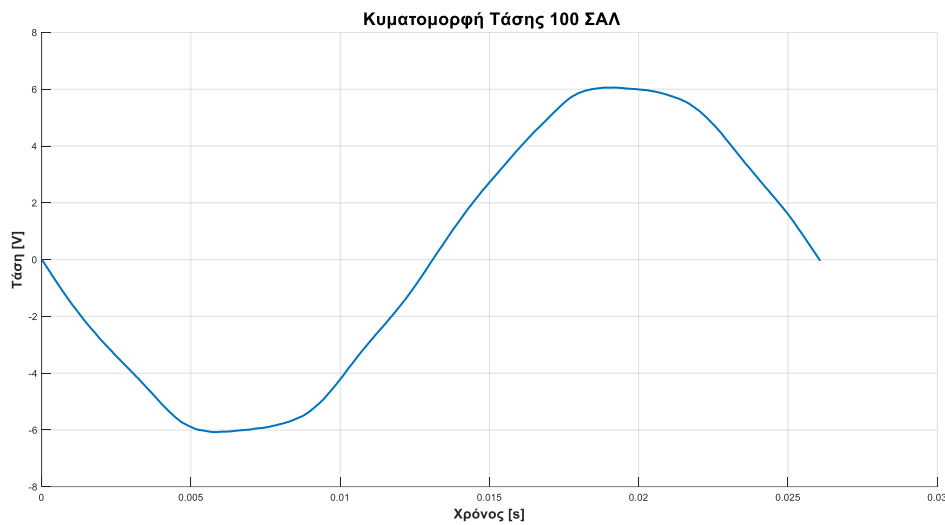
Σχήμα 4. 12. Καμπύλη τάσεως κενού φορτίου - στροφών μηχανής.

Όπως φαίνεται, η ηλεκτρεγερτική δύναμη είναι ανάλογη των στροφών της μηχανής, όπως και αναμέναμε να είναι, καθώς η παραγόμενη ΗΕΔ δίνεται από την παρακάτω σχέση:

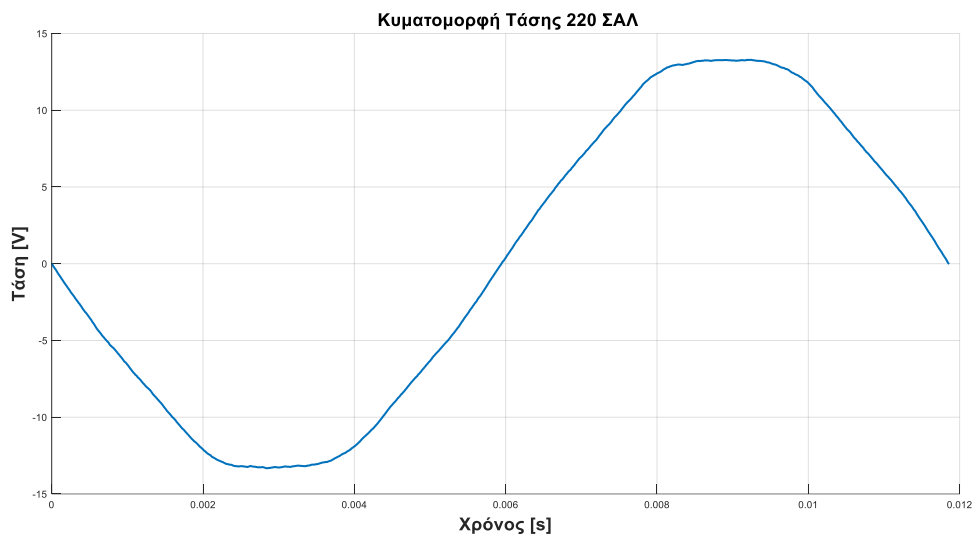
$$E_A = \sqrt{2}\pi N_c \phi f = K\phi\omega \quad (4.2)$$

όπου K είναι χαρακτηριστικό μέγεθος της μηχανής, ϕ η μαγνητική ροή η οποία εξαρτάται από το πεδίο που δημιουργούν οι μαγνήτες και ω είναι η ηλεκτρική γωνιακή συχνότητα. Μεταβάλλοντας την ταχύτητα της μηχανής, μεταβάλλεται ανάλογα και η γωνιακή συχνότητα, άρα και η ΗΕΔ.

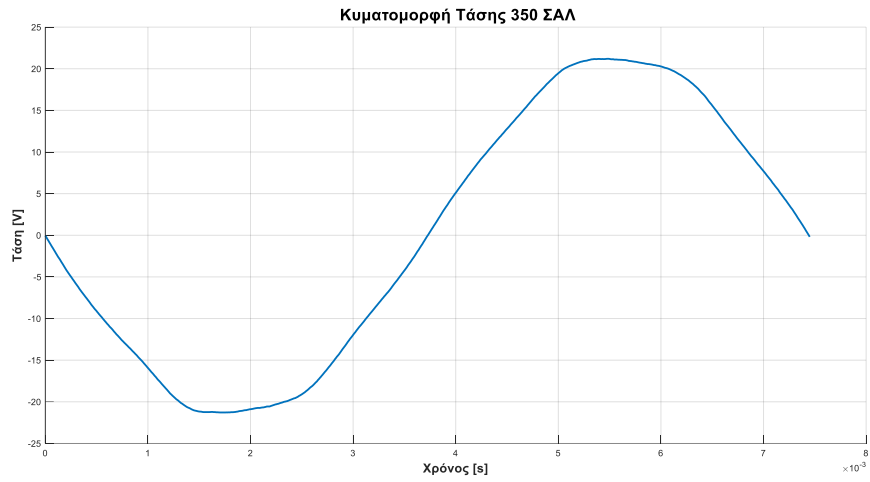
Παρακάτω παρουσιάζονται οι κυματομορφές τάσης της φάσης A για διάφορες τιμές στροφών, όπως εξάγονται από τον ηλεκτρονικό παλμογράφο:



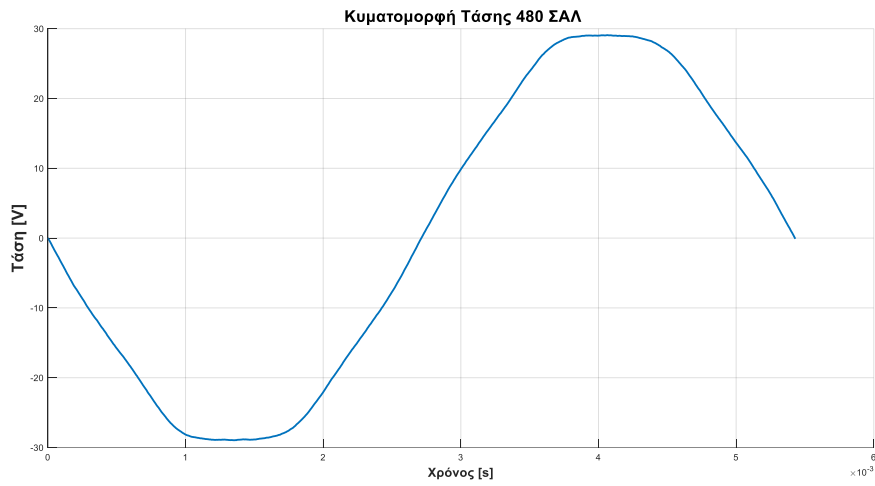
Σχήμα 4. 13. Κυματομορφή τάσεως για κενό φορτίο στις 100 ΣΑΛ.



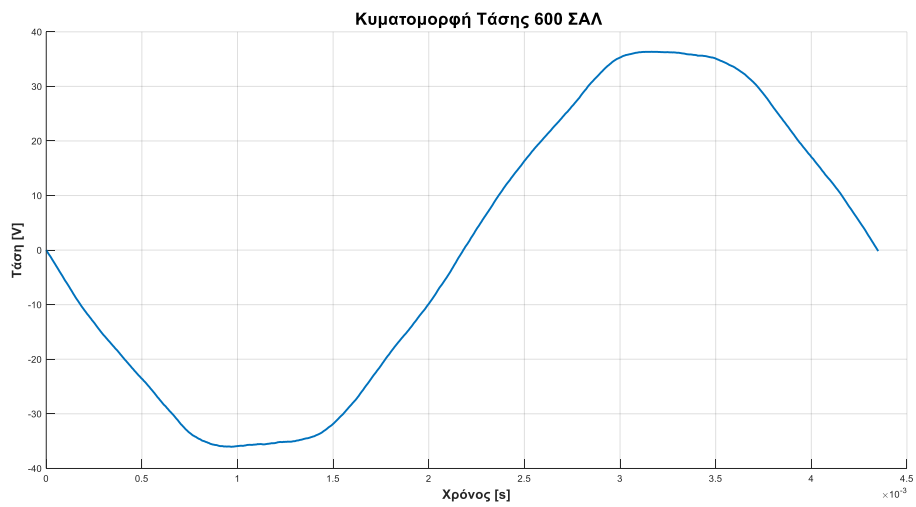
Σχήμα 4. 14. Κυματομορφή τάσεως για κενό φορτίο στις 220 ΣΑΛ.



Σχήμα 4. 15. Κυματομορφή τάσεως για κενό φορτίο στις 350 ΣΑΛ.



Σχήμα 4. 16. Κυματομορφή τάσεως για κενό φορτίο στις 480 ΣΑΛ.



Σχήμα 4. 17. Κυματομορφή τάσεως κενού φορτίου στις 600 ΣΑΛ.

4.3.2 Υπολογισμός μαγνητικής ροής

Για τον υπολογισμό της αναπτυσσόμενης πεπλεγμένης μαγνητικής ροής ακολουθήθηκε η παρακάτω μεθοδολογία:

- 1) Αρχικά, η πεπλεγμένη μαγνητική ροή που οφείλεται στους μαγνήτες υπολογίζεται από την αναπτυσσόμενη ΗΕΔ που έχουμε μετρήσει στον παλμογράφο, μέσω της ακόλουθης σχέσης:

$$\psi_{pm} = \frac{\tilde{V}_{phase} \cdot \sqrt{2}}{\omega} = \frac{\tilde{V}_{phase} \cdot \sqrt{2}}{2\pi f_e} \quad (4.3)$$

Στην συνέχεια, λήφθηκε η τιμή της μαγνητικής ροής σε θερμοκρασία μέσω εφαρμογής του heatgun σε θερμοκρασία χώρου 30°C και η αντίστοιχη τιμή σε θερμοκρασία χώρου 50°C. Τα αποτελέσματα που λήφθηκαν φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 4. 4. Τιμές μαγνητικής ροής που λήφθηκαν στους 30 °C και 50 °C.

Temp (°C)	Flux (Wb)
30	0.0297
50	0.0281

Εκμεταλλευόμενοι την γραμμική σχέση που έχουν η ροή και η θερμοκρασία, επιλύοντας το παρακάτω σύστημα εξάγουμε τα ακόλουθα θεωρητικά αποτελέσματα:

$$Flux = \alpha \cdot Temp + \beta \quad (4.4)$$

$$\begin{pmatrix} 0,0281 \\ 0,0297 \end{pmatrix} = \alpha \begin{pmatrix} 50 \\ 30 \end{pmatrix} + \beta \quad (4.5)$$

άρα έχουμε:

$$\begin{cases} \alpha = -0,00008 \\ \beta = 0,0321 \end{cases}$$

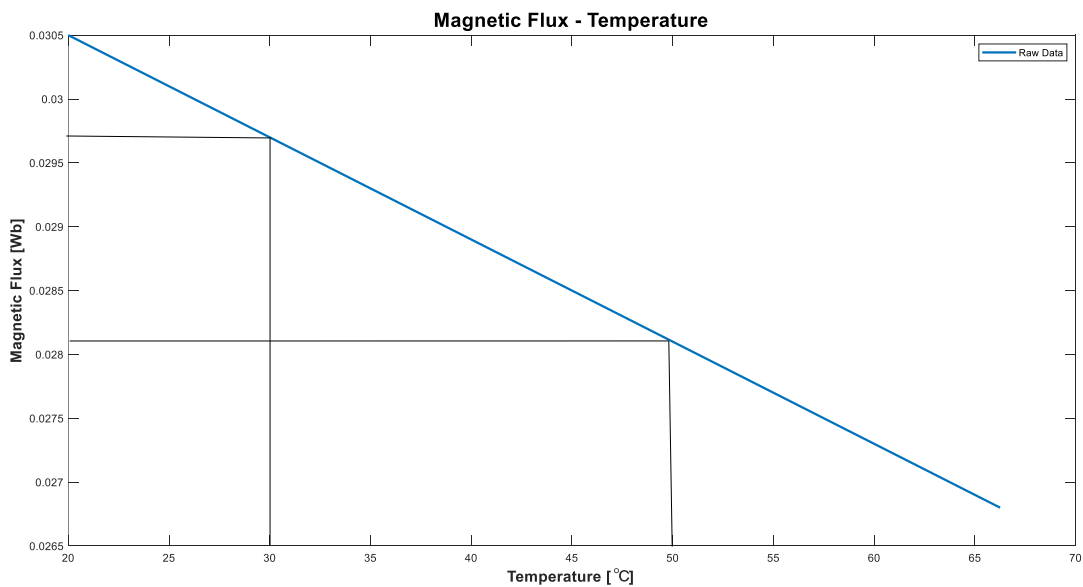
Έτσι προκύπτει ο ακόλουθος θεωρητικός πίνακας ροής – θερμοκρασίας:

Πίνακας 4. 5. Θεωρητικός πίνακας μαγνητικής ροής - θερμοκρασίας.

Temp (°C)	Flux (Wb)
20	0.0305
21.25	0.0304
26.25	0.03
27.5	0.0299
30	0.0297
31.25	0.0296
32.5	0.0295
33.75	0.0294

41.25	0.0288
43.75	0.0286
45	0.0285
46.25	0.0284
47.5	0.0283
48.25	0.0282
50	0.0281
53.25	0.0278
58.75	0.0274
59	0.0273

Έτσι εξάγουμε την θεωρητική καμπύλη μαγνητικής ροής – θερμοκρασίας:



Σχήμα 4. 18. Θεωρητική ευθεία μαγνητικής ροής - θερμοκρασίας.

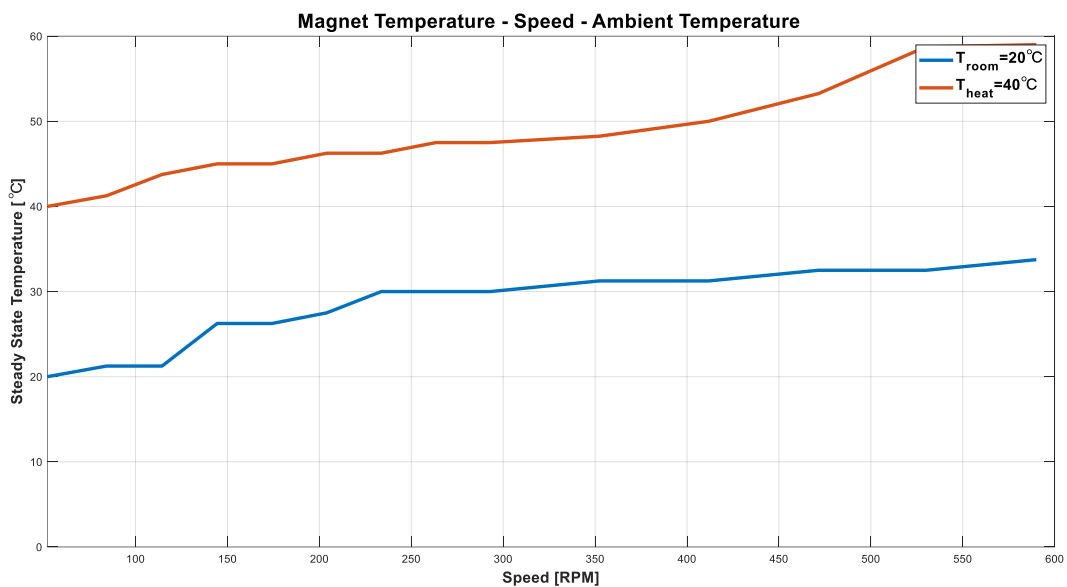
2) Στην συνέχεια, υπό σταθερή θερμοκρασία περιβάλλοντος δωματίου (ambient temperature) $T_{room} = 20^{\circ}\text{C}$ και στην συνέχεια εφαρμόζοντας μέσω heatgun ambient temperature $T_{heat} = 40^{\circ}\text{C}$, λάβαμε για διάφορες ταχύτητες την μεταβολή της θερμοκρασίας των μαγνητών συναρτήσει της ταχύτητας, μέσω του θερμομέτρου και του οπτικού ταχύμετρου και λάβαμε τα εξής αποτελέσματα:

Πίνακας 4. 6. Θερμοκρασία μαγνήτη συναρτήσει ταχύτητας για ambient temperature $T_{room} = 20^{\circ}\text{C}$ και $T_{heat} = 40^{\circ}\text{C}$.

Speed (RPM)	Magnet temperature ($^{\circ}\text{C}$) για ambient temperature $T_{room} = 20^{\circ}\text{C}$	Magnet temperature ($^{\circ}\text{C}$) για ambient temperature $T_{heat} = 40^{\circ}\text{C}$
52	20	40
84.2	21.25	41.25
114.4	21.25	43.75
144.4	26.25	45

174.2	26.25	45
204	27.5	46.25
233.7	30	46.25
263.4	30	47.5
292.9	30	47.5
352.4	31.25	48.25
411.8	31.25	50
471.5	32.5	53.25
530	32.5	58.75
590	33.75	59

Από τα παραπάνω δεδομένα προκύπτουν οι ακόλουθες γραφικές παραστάσεις:

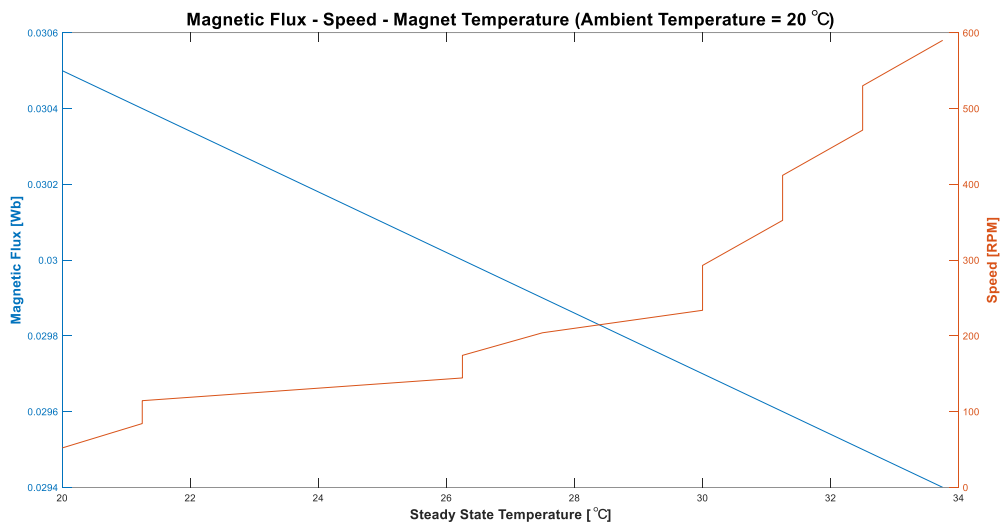


Σχήμα 4. 19. Θερμοκρασία μαγνήτη συναρτήσει ταχύτητας για σταθερή θερμοκρασία χώρου $T_{room} = 20^{\circ}C$ και $T_{heat} = 40^{\circ}C$.

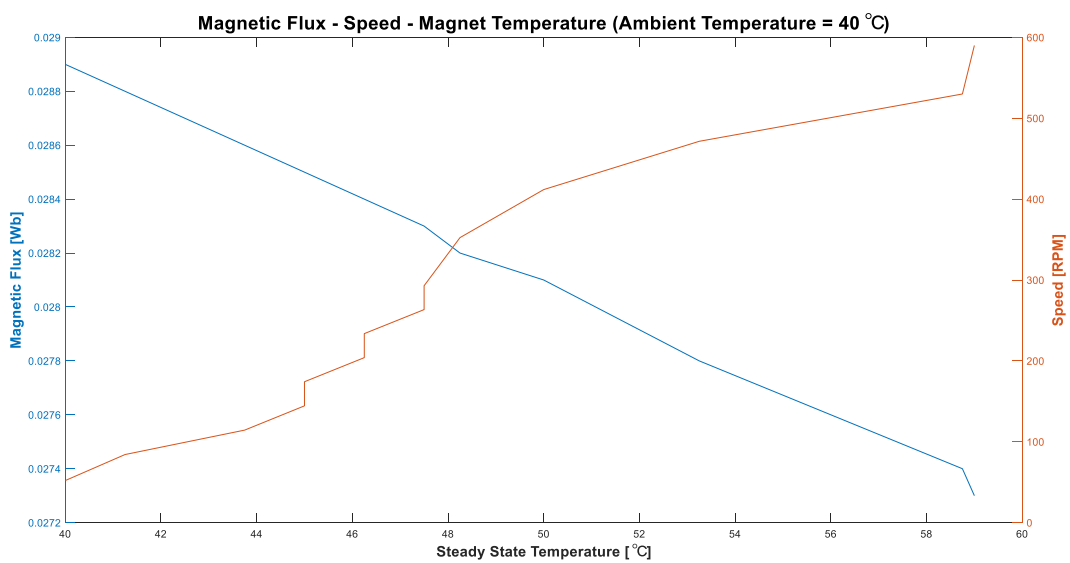
Διαπιστώνουμε την αύξηση της θερμοκρασίας μαγνητών με την αύξηση της ταχύτητας. Το φαινόμενο αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς τόσο στον σίδηρο του πυρήνα του δρομέα της μηχανής όσο και στους μαγνήτες, κατά την αύξηση της ταχύτητας αναπτύσσονται αυξανόμενες απώλειες υστέρησης και δινορρευμάτων, οι οποίες όπως είδαμε στο κεφάλαιο 2 εξαρτώνται άμεσα από την γωνιακή συχνότητα περιστροφής του δρομέα. Οι απώλειες αυτές απάγονται με μορφή θερμότητας, με αποτέλεσμα την αύξηση της θερμοκρασίας στους μαγνήτες της μηχανής και κατ' επέκταση να διαπιστώνεται η αύξηση της θερμοκρασίας στις παραπάνω εξαγόμενες μετρήσεις.

Στην συνέχεια κρίθηκε σκόπιμο να αναπαρασταθεί γραφικά η μεταβολή της εξαγόμενης μαγνητικής ροής της μηχανής σε συνάρτηση τόσο με την θερμοκρασία των μαγνητών όσο και με την ταχύτητα,

για τις δύο σταθερές θερμοκρασίες περιβάλλοντος $T_{room} = 20^{\circ}\text{C}$ και $T_{heat} = 40^{\circ}\text{C}$ που εφαρμόστηκαν κατά την πειραματική διαδικασία:



Σχήμα 4. 20. Μαγνητική ροή και ταχύτητα συναρτήσει της θερμοκρασίας μαγνητών για $T_{room} = 20^{\circ}\text{C}$.



Σχήμα 4. 21. Μαγνητική ροή και ταχύτητα συναρτήσει της θερμοκρασίας μαγνητών για $T_{heat}=40^{\circ}\text{C}$.

Από τα παραπάνω εξαγόμενα αποτελέσματα επιβεβαιώνεται πειραματικά η μείωση της παραγόμενης μαγνητικής ροής σε συνάρτηση με την αύξηση της θερμοκρασίας των μαγνητών.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΙΚΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ

Για να αναλύσουμε και να δημιουργήσουμε ένα μοντέλο ακριβούς αναπαράστασης της μηχανής, θα βασιστούμε στην πεδιακή ανάλυση καθώς επιτρέπει την λεπτομερή ανάλυση του μαγνητικού πεδίου και επιτρέπει την επιβεβαίωση των χαρακτηριστικών της μηχανής. Η κατανομή του μαγνητικού πεδίου που προκύπτει από την πεδιακή ανάλυση καθιστά δυνατό να ληφθούν πληροφορίες για μεγέθη όπως η ηλεκτρομαγνητική ροπή, η επαγόμενη τάση, οι απώλειες της μηχανής και τα συνολικά χαρακτηριστικά (αυτεπαγωγές ορθού και κάθετου άξονα). Η οριστική σχεδίαση πραγματοποιείται με την χρήση της μεθόδου των Πεπερασμένων Στοιχείων (ΠΣ) ή Finite Element Analysis (FEA) για την επίλυση των εξισώσεων του μαγνητικού πεδίου της ως προς μελέτη μηχανής.

5.1 Μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων

Η ανάλυση ενός μαγνητικού προβλήματος είναι δυνατό να γίνει υπό την μορφή μερικών διαφορικών εξισώσεων με καλώς τοποθετημένες οριακές συνθήκες. Ωστόσο, σε πολύπλοκες γεωμετρίες, όπως αυτές που χαρακτηρίζουν μια ηλεκτρική μηχανή, υπάρχει μεγάλη πολυπλοκότητα και δυσκολία εύρεσης αναλυτικών λύσεων. Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων αναπτύχθηκε έτσι ώστε να ξεπεραστούν οι δυσκολίες αυτές. Πιο συγκεκριμένα, το αρχικό πρόβλημα και γεωμετρία χωρίζονται σε έναν μεγάλο αριθμό αντίστοιχων υπο-προβλημάτων και απλούστερων γεωμετριών, τα οποία παρότι είναι πολλά περισσότερα σε αριθμό, η επίλυσή τους είναι σημαντικά απλούστερη και συνολικά συνθέτουν την λύση του ολικού αρχικού προβλήματος. Στην παρούσα διπλωματική εργασία γίνεται χρήση του λογισμικού πεπερασμένων στοιχείων FEMM (Finite Element Method Magnetics), το οποίο έχει την δυνατότητα να επιλύει δισδιάστατα μαγνητοστατικά προβλήματα, διακριτοποιώντας τον χώρο του προβλήματος με την χρήση πλέγματος (mesh) σε μικρότερα τριγωνικά στοιχεία. Για κάθε ένα από τα τρίγωνα γίνεται επίλυση ηλεκτρομαγνητικών εξισώσεων και έτσι το πρόβλημα μετατρέπεται σε πρόβλημα γραμμικής άλγεβρας καθώς η λύση σε κάθε τριγωνικό στοιχείο προσεγγίζεται μέσω γραμμικής παρεμβολής των τιμών του διανυσματικού δυναμικού A στις κορυφές του τριγώνου (κόμβοι). Η σύγκλιση επιτυγχάνεται πιο συχνά με την μέθοδο Newton-Raphson λόγω της ταχύτητάς της και η διαδικασία επαναλαμβάνεται μέχρι να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα σε μια προκαθορισμένη τιμή. Η επίλυση ενός μαγνητικού προβλήματος μέσω του FEMM διακρίνεται στα εξής στάδια [1]:

- Σχεδιασμός της γεωμετρίας και ορισμός των οριακών και περιοδικών συνθηκών που πρέπει να ικανοποιούν τα υλικά.
- Δημιουργία πλέγματος με τον επιθυμητό αριθμό τριγωνικών στοιχείων, με στόχο ικανοποιητική ακρίβεια σε συνάρτηση με το υπολογιστικό κόστος.

- Εύρεση του διανυσματικού δυναμικού μέσω επίλυσης του προβλήματος γραμμικής άλγεβρας.
- Επεξεργασία και απεικόνιση των αποτελεσμάτων.

5.1.1 Επίλυση μαγνητοστατικών προβλημάτων

Μαγνητοστατικά ονομάζονται τα προβλήματα στα οποία το μαγνητικό πεδίο είναι ανεξάρτητο και σταθερό με τον χρόνο [17]. Η επίλυσή του βασίζεται στις εξισώσεις του Maxwell, σύμφωνα με τις οποίες η μαγνητική επαγωγή B και η ένταση του μαγνητικού πεδίου H ικανοποιούν τις παρακάτω σχέσεις [18]:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (5.1)$$

όπου \vec{E} η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου,

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (5.2)$$

όπου \vec{D} η πυκνότητα του ηλεκτρικού πεδίου και \vec{j} η πυκνότητα ρεύματος,

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (5.3)$$

όπου ρ η πυκνότητα του ηλεκτρικού φορτίου.

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (5.4)$$

Από τον νόμο του Ampere και θεωρώντας χαμηλές συχνότητες λειτουργίας έχουμε:

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cong 0 \quad (5.5)$$

και επομένως:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{j} \quad (5.6)$$

Από τη θεμελιώδη καταστατική σχέση μεταξύ των B και H για μαγνητικά υλικά εκτός των μονίμων μαγνητών θα έχουμε:

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (5.7)$$

όπου μ η μαγνητική διαπερατότητα του μαγνητικού υλικού. Η καταστατική εξίσωση για την περίπτωση των μονίμων μαγνητών έχει την μορφή:

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} + \vec{M} \quad (5.8)$$

όπου μ_0 η μαγνητική διαπερατότητα στο κενό και \vec{M} η μαγνήτιση του μόνιμου μαγνήτη. Για μη γραμμικό υλικό η μαγνητική διαπερατότητα εκφράζεται συναρτήσει του μέτρου της μαγνητικής επαγωγής B :

$$\mu(B) = \frac{B}{H(B)} \quad (5.9)$$

Για την εύρεση του μαγνητικού πεδίου σε κάθε σημείο του χώρου είναι απαραίτητος ο υπολογισμός του διανυσματικού δυναμικού \vec{A} , καθώς ισχύει η σχέση:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (5.10)$$

Επομένως αντικαθιστώντας στην (5.4) προκύπτει:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \cdot \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (5.11)$$

Θεωρώντας γραμμικό ισοτροπικό μέσο, με την παραδοχή ότι ικανοποιείται η συνθήκη του Coulomb ($\nabla \cdot A = 0$) προκύπτει:

$$\frac{1}{\mu} \cdot \nabla^2 \times \vec{A} = -\vec{J} \quad (5.12)$$

η οποία αποτελεί τη διανυσματική εξίσωση Poisson.

Η χρήση του διανυσματικού δυναμικού \vec{A} για την επίλυση του μαγνητοστατικού πεδίου μας διευκολύνει καθώς όλες οι συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούνται συνδυάζονται σε μία εξίσωση μίας μεταβλητής. Κατά την θεώρηση καρτεσιανής γεωμετρίας δύο διαστάσεων, οι δύο από τις τρεις συνιστώσες του διανύσματος του διανυσματικού δυναμικού μπορούν να μηδενισθούν, με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται μόνο η A_z συνιστώσα και έτσι θα ισχύει:

$$\vec{A} = A_z \cdot \vec{t}_z \quad (5.13)$$

και για την πυκνότητα ρεύματος \vec{J} θα έχουμε:

$$\vec{J} = J_z \cdot \vec{t}_z \quad (5.14)$$

Λόγω εξωτερικού γινομένου στην σχέση (5.10), λόγω επίπεδης συμμετρίας η μαγνητική επαγωγή \vec{B} θα εκφράζεται ως εξής:

$$\vec{B} = B_x \cdot \vec{i}_x + B_y \cdot \vec{i}_y \quad (5.15)$$

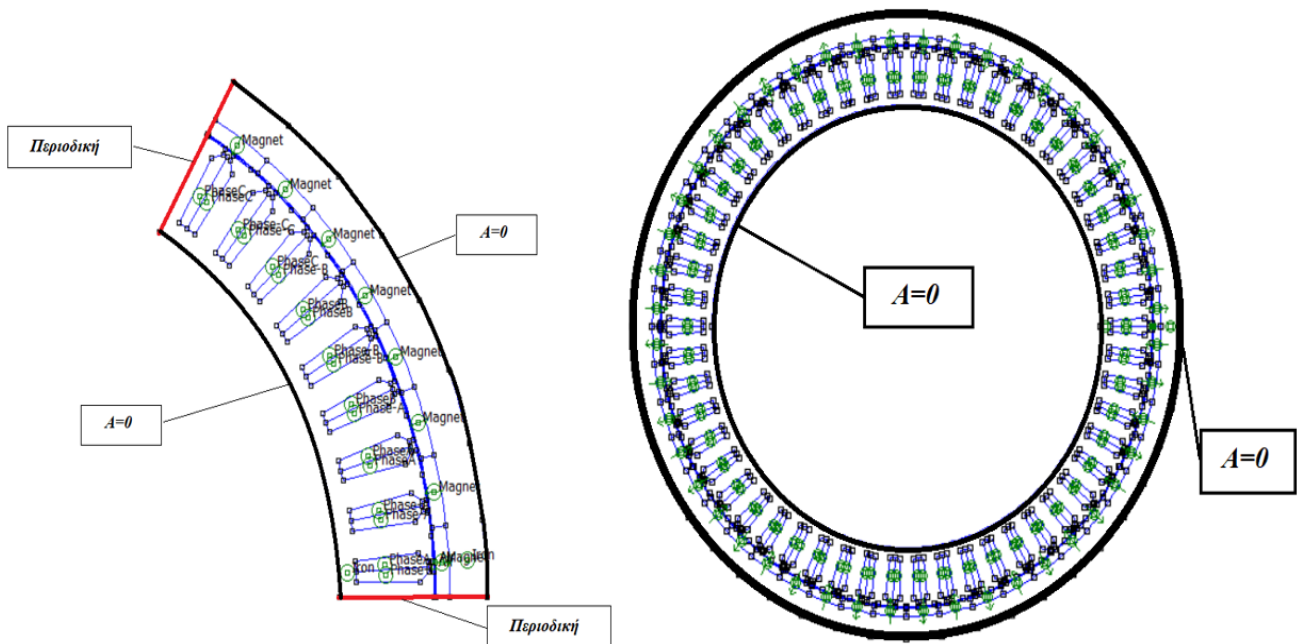
Στην παρούσα διπλωματική εργασία, τα προβλήματα θεωρούνται μαγνητοστατικά και επιλύονται σύμφωνα με την εξίσωση Poisson, ενώ τα δυναμικά φαινόμενα κατά την περιστροφή του δρομέα, με μικρό βήμα περιστροφής, θεωρούνται διακριτές μαγνητοστατικές καταστάσεις κατά τις οποίες γίνεται η παραδοχή πως τις χρονικές στιγμές αυτές το μαγνητικό πεδίο παραμένει αμετάβλητο.

5.1.2 Οριακές συνθήκες

Για την επίλυση ενός μαγνητοστατικού προβλήματος, το οποίο περιγράφεται από την επίλυση μερικών διαφορικών εξισώσεων, προκειμένου να υπάρχει μοναδική λύση είναι απαραίτητο να οριστούν οι οριακές συνθήκες του προβλήματος, ώστε να είναι καλώς ορισμένο. Οι οριακές συνθήκες διακρίνονται στις εξής κατηγορίες [18],[19],[20]:

1. Dirichlet: Η τιμή του διανυσματικού δυναμικού A ορίζεται κατά μήκος ενός συνόρου της γεωμετρίας και διακρίνονται σε ομογενείς συνθήκες Dirichlet αν $A = 0$ και διαφορετικά σε μη ομογενείς. Η συνθήκη $A = 0$ ορίζεται συχνά στην εξωτερική επιφάνεια του δρομέα και την εσωτερική επιφάνεια του στάτη όπου ο πυρήνας συνδέεται με τον άξονα της μηχανής (για μηχανές εξωτερικού δρομέα όπως η υπό εξέταση μηχανή). Το $A = 0$ σημαίνει πως η μαγνητική ροή περιορίζεται εντός των ορίων της μηχανής και οι γραμμές της μαγνητικής ροής θα είναι παράλληλες προς αυτό το σύνορο.
2. Neumann: Ορίζεται η κάθετη παράγωγος του διανυσματικού δυναμικού στο όριο. Συνήθως χρησιμοποιείται η ομογενής συνθήκη Neumann $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$, κατά την οποία οι γραμμές της μαγνητικής ροής τέμνουν το σύνορο κάθετα.
3. Robin: Αποτελούν ένα είδος συνδυασμού των δύο παραπάνω οριακών συνθηκών, καθώς καθορίζουν μια σχέση μεταξύ της παραγώγου του διανυσματικού δυναμικού A και των σταθμισμένων τιμών του.
4. Περιοδικές: Οι συνθήκες αυτές συνδέουν δύο όρια μεταξύ τους καθώς στα αντίστοιχα σημεία δύο ορίων, οι τιμές του πεδίου είναι ίσες. Οι συνθήκες αυτές χρησιμοποιούνται στα άκρα του προβλήματος όταν επιλύεται ένα ζεύγος πόλων ή άρτιος αριθμός πόλων της μηχανής.
5. Αντιπεριοδικές: Οι συνθήκες αυτές συνδέουν επίσης δύο όρια μεταξύ τους. Στα αντίστοιχα σημεία δύο ορίων, οι τιμές του πεδίου είναι αντίθετες. Οι συνθήκες αυτές χρησιμοποιούνται στα άκρα του προβλήματος όταν επιλύεται ένας πόλος ή περιττός αριθμός πόλων της μηχανής.

Οι περιοδικές και αντιπεριοδικές συνθήκες εφαρμόζονται όταν μοντελοποιείται όχι ολόκληρη η γεωμετρία, αλλά ένα τμήμα της μηχανής.

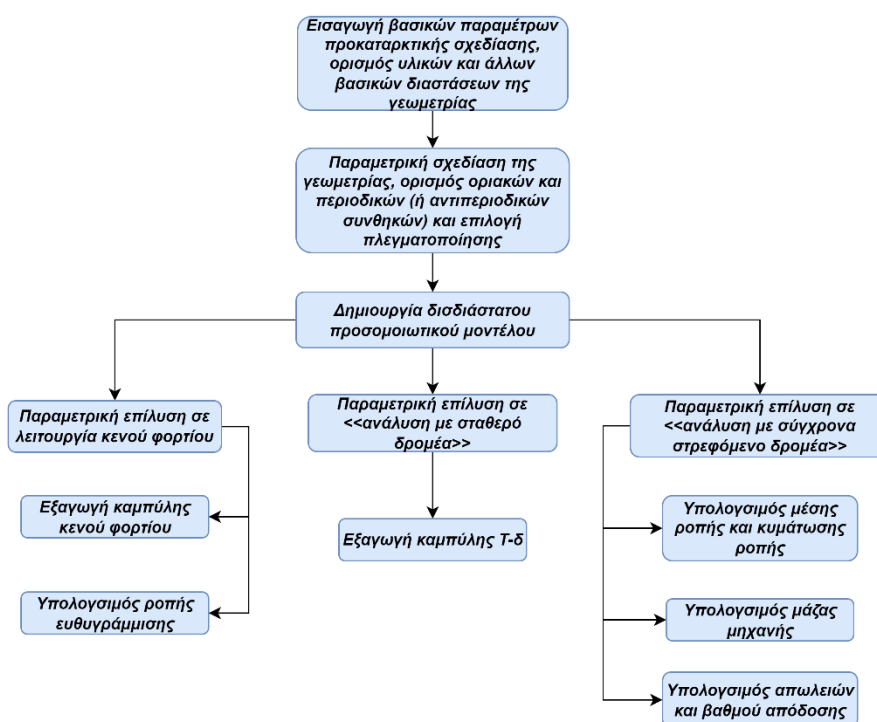


Σχήμα 5. 1. Αποτύπωση οριακών συνθηκών σε τμηματική γεωμετρία (8 πόλοι) (αριστερά) και σε ολόκληρη γεωμετρία μηχανής (δεξιά).

Στην παρούσα διπλωματική, θα αναλυθεί ολόκληρη η γεωμετρία της αρχικής υπό εξέταση μηχανής του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, καθώς δεν παρουσιάζει συμμετρίες στα τυλίγματά της ώστε να μπορεί να κλασματοποιηθεί. Στην συνέχεια όπως θα παρουσιαστεί σε επόμενο κεφάλαιο, θα αναλυθεί η κλασματική γεωμετρία εναλλακτικής σχεδίασης της μηχανής, που θα μας επιτρέψει την διαίρεση της ολόκληρης γεωμετρίας με τον μέγιστο κοινό διαιρέτη του αριθμού των αυλάκων Q και πόλων P . Σε αυτή την κλασματική γεωμετρία (geometry fraction), μέσω ορισμού των κατάλληλων οριακών συνθηκών θα προκύπτουν τα πεδιακά μεγέθη ολόκληρης της γεωμετρίας. Η μοντελοποίηση κλασματικής γεωμετρίας, όπως θα φανεί και στην συνέχεια προσφέρει σημαντική μείωση του υπολογιστικού χρόνου, γεγονός ιδιαίτερης σημασίας όσο αυξάνεται ο αριθμός των μηχανών που απαιτείται να μελετηθούν. Οι χρόνοι που απαιτούνται για την ανάλυση ολόκληρης γεωμετρίας ή ενός κλάσματός της θα παρουσιαστούν σε επόμενο κεφάλαιο.

5.2 Παραμετροποιημένη σχεδίαση γεωμετρίας

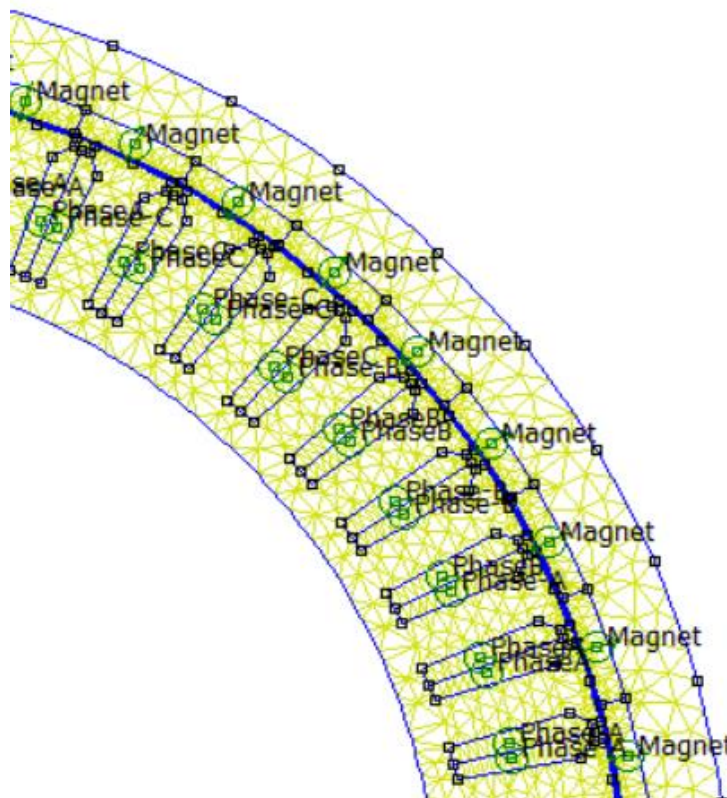
Όπως αναφέρθηκε στα προηγούμενα, κατά την διαδικασία της προκαταρκτικής σχεδίασης προκύπτει μια αρχική προσέγγιση για τα τελικά χαρακτηριστικά της ηλεκτρικής μηχανής. Για την επίτευξη λεπτομερούς βελτιστοποίησης της γεωμετρίας, για την οριστική σχεδίαση θα γίνει χρήση λογισμικού πεπερασμένων στοιχείων για την επίλυση των εξισώσεων του μαγνητικού πεδίου για πλήθος γεωμετριών μηχανών. Απαιτήση για να επιτευχθεί η διαδικασία αυτή είναι η επαναληπτική επίλυση του προβλήματος, αλλάζοντας τις γεωμετρικές παραμέτρους οι οποίες αντιστοιχούν στα χαρακτηριστικά των διαφόρων μηχανών, με στόχο να βρεθεί ο βέλτιστος συνδυασμός των παραμέτρων αυτών με βάση τα κριτήρια της βελτιστοποίησης. Η παραπάνω διαδικασία υλοποιήθηκε με την ανάπτυξη κώδικα παραμετροποιημένης σχεδίασης γεωμετρίας, ο οποίος επιτρέπει την εισαγωγή γεωμετρικών χαρακτηριστικών για κάθε διαφορετική μηχανή που επιλέγεται να αναλυθεί και εξάγει ως αποτελέσματα τα χαρακτηριστικά επίδοσης και απόδοσης της εκάστοτε μηχανής. Ο κώδικας σχεδίασης και ανάλυσης αναπτύχθηκε μέσω του λογισμικού MATLAB, σε συνδυασμό με το λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων FEMM.



Σχήμα 5. 2. Δομικό διάγραμμα κώδικα παραμετροποιημένης σχεδίασης γεωμετρίας και ανάλυσης ηλεκτρικών μηχανών.

Παραπάνω φαίνεται το δομικό διάγραμμα της της συνολικής διαδικασίας που θα ακολουθηθεί. Τα επιμέρους βήματα του κώδικα παραμετρικής σχεδίασης και ανάλυσης των ηλεκτρικών μηχανών, που φαίνονται στο δομικό διάγραμμα θα αναλυθούν στις επόμενες υποενότητες. Το μαγνητοστατικό πρόβλημα κάθε γεωμετρίας θα επιλύεται ανά μονάδα μήκους του μαγνητικού κυκλώματος, ώστε να

υπάρχει η δυνατότητα τα αποτελέσματα της κάθε επίλυσης να μπορούν να αναχθούν σε οποιοδήποτε επιθυμητό προς επίλυση ενεργό μήκος. Το μαγνητικό πεδίο δεν αλλάζει μορφή κατά μήκος της μηχανής καθώς το πρόβλημα είναι δισδιάστατο και τα μεγέθη που θα προκύψουν κατά το post-processing θα είναι ανάλογα του ενεργού μήκους. Όσον αφορά το πλέγμα, είναι επιθυμητό να είναι πυκνότερο στην περιοχή του διακένου της μηχανής, καθώς εκεί γίνεται η ηλεκτρομηχανική μετατροπή. Για αυτόν τον λόγο, υπάρχει ανάγκη αυξημένης ακρίβειας υπολογισμού, δηλαδή πυκνότερου πλέγματος. Ωστόσο, γενικώς πρέπει να υπάρχει ένας συμβιβασμός μεταξύ ποιότητας πλέγματος και υπολογιστικής ταχύτητας, καθώς όσο αυξάνεται ο αριθμός των κελιών, τόσο πιο πολύπλοκο γίνεται το πρόβλημα και τόσο αυξάνεται το υπολογιστικό κόστος, σε σημείο που μπορεί ο χρόνος επίλυσης ενός προβλήματος βελτιστοποίησης, διαδικασία κατά την οποία εξετάζονται εκατοντάδες διαφορετικές γεωμετρίες, να είναι απαγορευτικά μεγάλος, ειδικά σε περιπτώσεις γεωμετριών των οποίων ο συνδυασμός αυλάκων / πόλων να μην επιτρέπει να κλασματοποίηση της γεωμετρίας.



Σχήμα 5. 3. Λεπτομέρεια στο πλέγμα του λογισμικού πεπερασμένων στοιχείων FEMM.

5.3 Μεταβλητές σχεδίασης μηχανής

Για την παραμετροποιημένη σχεδίαση της ηλεκτρικής μηχανής πρέπει να καθοριστούν αρχικά οι γενικές ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης, οι οποίες θα δίνονται ως είσοδοι στο πρόγραμμα και στην συνέχεια οι εξαρτημένες μεταβλητές σχεδίασης του δρομέα και του στάτη. Η συνολική δομή του προβλήματος (struct) ονομάζεται MotorEntity και μέρη της αποτελούν οι ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης δρομέα, στάτη και τυλιγμάτων και εισάγονται ως είσοδοι στον κώδικα. Οι μεταβλητές αυτές παρουσιάζονται στους παρακάτω πίνακες:

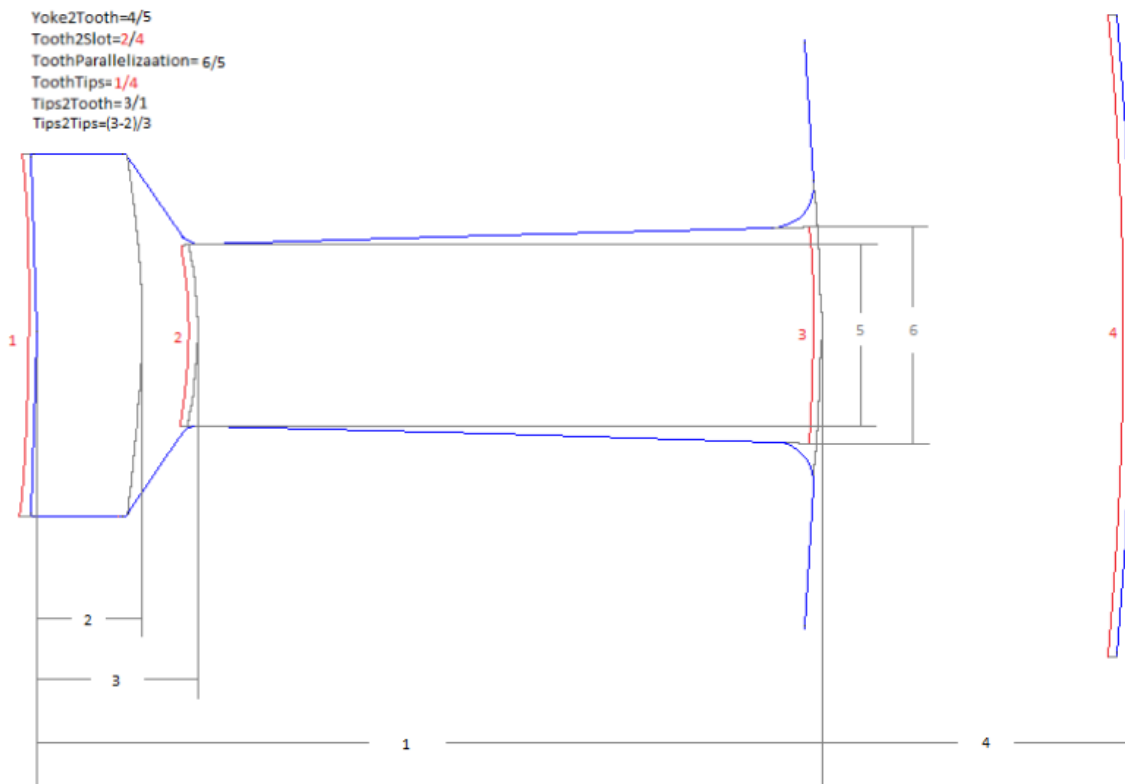
Πίνακας 5. 1. Γενικές μεταβλητές σχεδίασης της μηχανής.

Γενικές ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης	
Συμβολισμός	Φυσική σημασία
P	Αριθμός πόλων
m	Αριθμός φάσεων
ff	Συντελεστής πληρότητας αύλακος
L	Ενεργό μήκος μηχανής
R_{gap}	Πάχος διακένου
J	Ονομαστική πυκνότητα ρεύματος

Πίνακας 5. 2. Ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης στάτη.

Ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης στάτη	
Συμβολισμός	Φυσική σημασία
Q	Αριθμός αυλάκων
R_{si}	Εσωτερική ακτίνα στάτη
spp	Αριθμός αυλάκων ανά πόλο και φάση
$Yoke2ToothNormalized$	Λόγος του πάχους σώματος του στάτη ως προς το πάχος ενός δοντιού
$Tooth2SlotPercentage$	Ποσοστό δοντιού ως προς το άθροισμα ενός δοντιού και μιας αύλακος
$ToothParallelization$	Παραλληλία των γραμμών που ορίζουν το δόντι
$ToothTips$	Ποσοστό της γωνίας πέλματος του δοντιού ως προς το πολικό βήμα
$Tips2Tooth$	Ποσοστό του συνολικού ύψους του πέλματος ως προς το μήκος του δοντιού
$Tips2Tips$	Ποσοστό του ύψους των άκρων δοντιών ως προς το συνολικό ύψος του πέλματος
$Edges$	Ακτίνα κύκλου για εξομάλυνση των γωνιών των δοντιών στην μεριά των αυλάκων

Παρακάτω παρουσιάζεται μια πιο ενδεικτική εικόνα της φυσικής σημασίας των παραπάνω ανεξάρτητων μεταβλητών που αποτελούν λόγους μεταξύ διαστάσεων της τοπολογίας του δοντιού του στάτη [62]:



Σχήμα 5. 4. Παράδειγμα εικόνας γεωμετρίας δοντιού στάτη, όπου απεικονίζονται οι απαραίτητες ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης για τη δημιουργία του από το MATLAB στο FEMM. Οι γκριζες γραμμές ορίζουν μήκη ενώ τα κόκκινα τόξα ορίζουν γωνίες στο κέντρο της μηχανής [62].

Πίνακας 5. 3. Ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης δρομέα.

Ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης δρομέα	
Συμβολισμός	Φυσική σημασία
<i>MagnetHeight</i>	Ποσοστό ύψους επιφανειακού μαγνήτη ως προς την εξωτερική ακτίνα στάτη
<i>MagnetDC</i>	Ποσοστό επίκεντρης γωνίας μαγνήτη ως προς το πολικό βήμα

Πίνακας 5. 4. Ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης τυλιγμάτων.

Ανεξάρτητες μεταβλητές σχεδίασης τυλιγμάτων	
Συμβολισμός	Φυσική σημασία
<i>Layers</i>	Αριθμός στρώσεων
<i>CoilSeries</i>	Αριθμός συνδεδεμένων πηνίων σε σειρά ανά στρώση και αύλακα
<i>Overlap</i>	Αριθμός επικαλυπτόμενων αυλάκων μεταξύ δύο στρώσεων (για κατανεμημένο τύλιγμα)

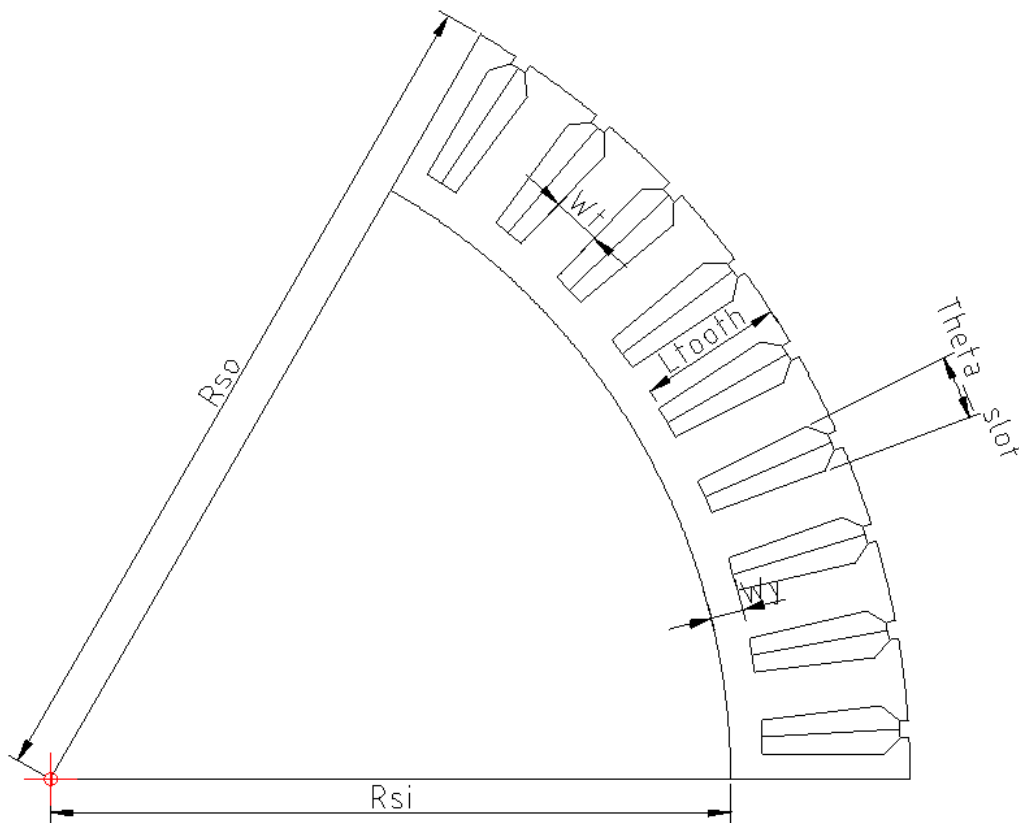
5.4 Σχεδίαση στάτη

Οι σημαντικότερες εξαρτημένες μεταβλητές σχεδίασης του στάτη της μηχανής παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 5. 5. Εξαρτημένες μεταβλητές σχεδίασης στάτη.

Εξαρτημένες μεταβλητές σχεδίασης στάτη	
Συμβολισμός	Φυσική σημασία
W_t	Πλάτος δοντιού
R_{so}	Εξωτερική ακτίνα στάτη
W_{tips}	Πάχος άκρης δοντιού
L_{tooth}	Μήκος δοντιού
θ_{slot}	Γωνία αύλακας
θ_{tooth}	Γωνία δοντιού
θ_{tips}	Γωνία πέλματος
W_y	Πάχος σώματος στάτη

Γεωμετρικά αποτυπώνονται επιλεγμένες μεταβλητές σχεδίασης του στάτη στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 5. 5. Απεικόνιση επιλεγμένων μεταβλητών σχεδίασης στάτη.

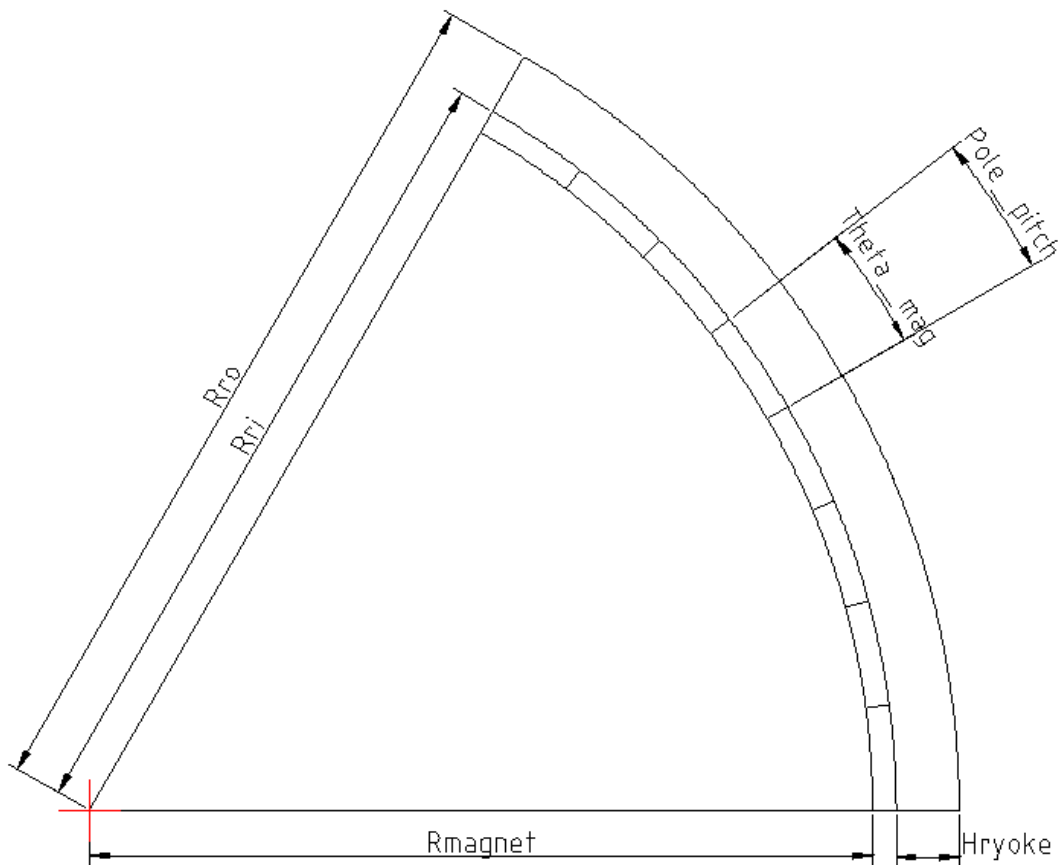
5.5 Σχεδίαση δρομέα

Οι σημαντικότερες εξαρτημένες μεταβλητές σχεδίασης του δρομέα της μηχανής παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 5. 6. Εξαρτημένες μεταβλητές σχεδίασης δρομέα.

Εξαρτημένες μεταβλητές σχεδίασης δρομέα	
Συμβολισμός	Φυσική σημασία
R_{ri}	Εσωτερική ακτίνα δρομέα (χωρίς τους μαγνήτες)
R_{ro}	Εξωτερική ακτίνα δρομέα
H_{ryoke}	Πάχος σώματος δρομέα
R_{magnet}	Εσωτερική ακτίνα δρομέα (με τους μαγνήτες)
$Pole_pitch$	Πολικό βήμα
θ_{mag}	Γωνία επιφανειακού μαγνήτη

Γεωμετρικά αποτυπώνονται επιλεγμένες μεταβλητές σχεδίασης δρομέα στο παρακάτω σχήμα:



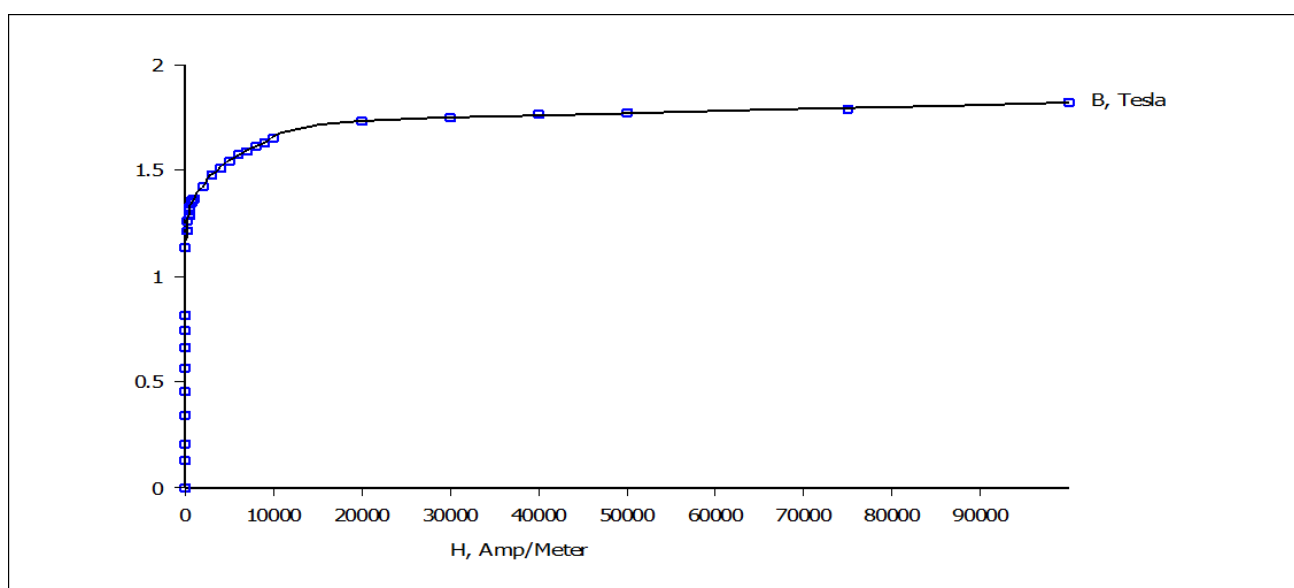
Σχήμα 5. 6. Απεικόνιση επιλεγμένων μεταβλητών σχεδίασης δρομέα.

Επιπλέον, μέσω των επιλογών εισόδου, τόσο η προ-επεξεργασία (pre-processing), όσο και η μετεπεξεργασία (post-processing) είναι πλήρως παραμετροποιημένες και δίνεται η δυνατότητα στον χρήστη να επιλέξει μεταξύ οποιασδήποτε διαμόρφωσης μηχανής επιφανειακών μονίμων μαγνητών (εσωτερικού ή εξωτερικού δρομέα), είτε κατανεμημένου, είτε συγκεντρωμένου τυλίγματος (μονής ή διπλής στρώσης).

5.6 Επιλογή υλικών κατασκευής μηχανής

5.6.1 Επιλογή σιδήρου πυρήνα

Για την προσομοίωση του σιδήρου του πυρήνα τόσο του στάτη όσο και του δρομέα επιλέγεται συμβατική μαγνητική λαμαρίνα τύπου M235 35A πάχους 0.35 mm με ειδικές απώλειες 2.35 W/kg σε συχνότητα 50 Hz για μέγιστη επαγωγή 1.5 T, της οποίας η καμπύλη μαγνήτισης φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 5. 7. Καμπύλη μαγνήτισης ατσαλιού σώματος στάτη και δρομέα.

5.6.2 Επιλογή μαγνητών

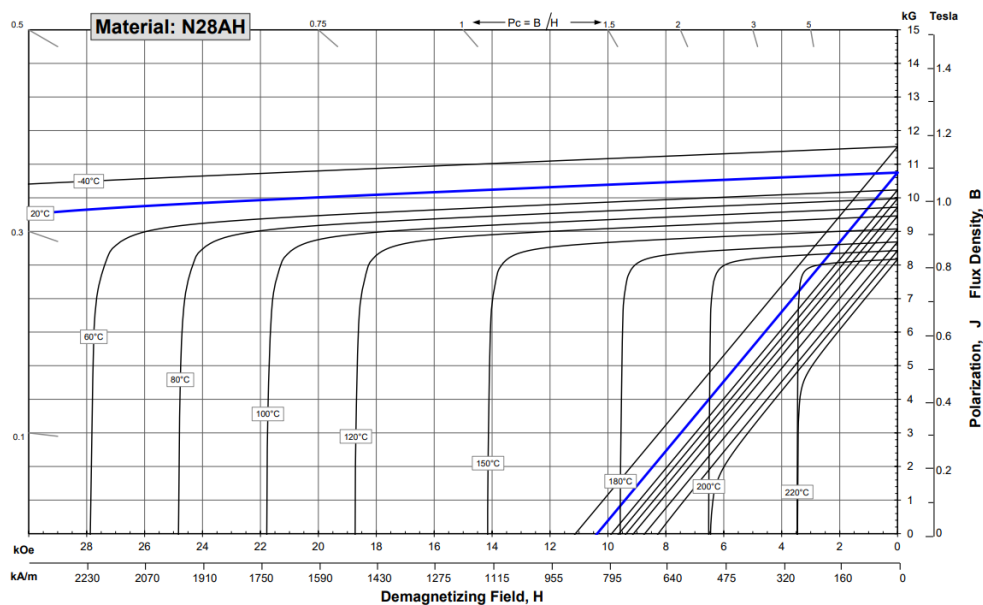
Για την παρούσα εφαρμογή επιλέγονται μαγνήτες Νεοδυμίου – Σιδήρου – Βορίου (NdFeB) τύπου N28AH. Γνωστοί ως << μαγνήτες Νεοδυμίου >>, είναι οι πιο ευρέως χρησιμοποιούμενοι μαγνήτες σπάνιων γαιών, καθώς διαθέτουν τη μεγαλύτερη πυκνότητα ενέργειας από τους εμπορικά διαθέσιμους μαγνήτες, σε φυσιολογικό κόστος. Ωστόσο, δεν επιδεικνύουν σημαντική αντοχή στην αύξηση της θερμοκρασίας, ωστόσο στην παρούσα εφαρμογή όπου στόχος είναι η λειτουργία της μηχανής σε υψηλό βαθμό απόδοσης, δεν προβλέπεται να αυξηθεί σημαντικά η θερμοκρασία των μαγνητών. Οι ιδιότητές τους καθώς και η καμπύλη απομαγνήτισής τους φαίνονται παρακάτω:

Magnetic Properties	Characteristic	Units	min.	nominal	max.
	Br , Residual Induction	Gauss	10,200	10,750	11,300
		mT	1020	1075	1130
	H_{cB} , Coercivity	Oersteds	9,800	10,300	10,800
		kA/m	780	820	859
	H_{cJ} , Intrinsic Coercivity	Oersteds	34,000		
kA/m		2,706			
BH_{max} , Maximum Energy Product	MGOe	25	28	31	
	kJ/m ³	199	223	247	

Σχήμα 5. 8. Μαγνητικές ιδιότητες μαγνήτη N28AH [22].

Thermal Properties	Characteristic	Units	C //	C ⊥
	Reversible Temperature Coefficients ⁽¹⁾			
	of Induction, α(Br)	%/°C		-0.12
	of Coercivity, α(Hcj)	%/°C		-0.45
	Coefficient of Thermal Expansion ⁽²⁾	ΔL/L per °Cx10 ⁻⁶	7	-1
	Thermal Conductivity	kcal/mhr°C	5.3	5.8
	Specific Heat ⁽³⁾	cal/g°C		0.11
Curie Temperature, T _c	°C		310	
Other Properties	Flexural Strength	psi	41,300	
		MPa	285	
	Density	g/cm ³	7.6	
	Hardness, Vickers	Hv	620	
	Electrical Resistivity, ρ	μΩ • cm	150 // 130 ⊥	

Σχήμα 5. 9. Θερμικές και άλλες ιδιότητες μαγνήτη N28AH [22].



Σχήμα 5. 10. Χαρακτηριστική καμπύλη πεδίου απομαγνήτισης μαγνήτη N28AH σε συνάρτηση με τη θερμοκρασία [22].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΗΧΑΝΗΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕΣΩ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟΥ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

6.1 Υπολογισμός μακροσκοπικών μεγεθών

Η επεξεργασία της ηλεκτρικής μηχανής μέχρι την έναρξη της διαδικασίας υπολογισμού του διανυσματικού δυναμικού στηρίζεται κυρίως στον ορισμό του μαγνητοστατικού προβλήματος. Όπως περιεγράφηκε ωστόσο και στο προηγούμενο κεφάλαιο, η επίλυση του μαγνητοστατικού προβλήματος αποτελεί σύνθετο πρόβλημα. Το αποτέλεσμα της λύσης του μαγνητοστατικού προβλήματος αποδίδει μια μικροσκοπική περιγραφή του πεδίου στην μηχανή, η οποία καθορίζει και την συνολική μακροσκοπική συμπεριφορά της. Η μετάβαση από τη γνώση του πεδίου της μηχανής, στις επιδόσεις της αποτελεί μια διαδικασία της οποίας τα βήματα θα περιγραφούν παρακάτω.

6.1.1 Υπολογισμός ροπής διακένου

Για τον υπολογισμό της ροπής που αναπτύσσεται στο διάκενο της μηχανής θα ακολουθηθεί μέθοδος υπολογισμού που βασίζεται στον τανυστή του Maxwell, με την χρήση του οποίου γίνεται γρήγορα ο υπολογισμός των ηλεκτρομαγνητικών δυνάμεων οι οποίες επιδρούν πάνω σε ένα σώμα, όταν αυτό βρίσκεται εντός ηλεκτρομαγνητικού πεδίου.

Αρχικά θα πρέπει αν επιλεγθεί η επιφάνεια η οποία περικλύει το σώμα πάνω στο οποίο επιδρούν οι ηλεκτρομαγνητικές δυνάμεις. Η δύναμη υπολογίζεται ως το ολοκλήρωμα πάνω στην επιφάνεια των μεγεθών που προκύπτουν απευθείας από το δυναμικό που περιγράφει το πεδίο.

Η αλληλεπίδραση μεταξύ των μονίμων μαγνητών και των τυλιγμάτων του στάτη επιβάλλει ροπή στο διάκενο της μηχανής. Επιλέγεται λοιπόν κυλινδρική επιφάνεια η οποία << κόβει >> στην μέση το διάκενο της μηχανής. Εφόσον στο λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων δουλεύουμε με μία δισδιάστατη ανάλυση, η επιφάνεια αυτή πρακτικά εκφυλίζεται σε έναν κύκλο στο μέσο του διακένου. Επομένως, για τον υπολογισμό της ροπής γίνεται η ολοκλήρωση του τανυστή Maxwell πάνω στον κύκλο αυτό και έπειτα το αποτέλεσμα πολλαπλασιάζεται με το ενεργό μήκος της μηχανής. Σε μία μηχανή με p ζεύγη πόλων η ροπή εκφράζεται ως [1]:

$$T_{cog} = \frac{D - g}{2} \cdot \frac{L_{Fe}}{\mu_0} \cdot p \int_{l_g} B_r B_\theta dl \quad (6.1)$$

όπου B_r η ακτινική και B_θ η αζιμουθιακή συνιστώσα της μαγνητικής επαγωγής, l_g η γραμμή διακένου, D η εξωτερική διάμετρος του στάτη και g το μήκος διακένου. Διαφορετική εκδοχή της παραπάνω σχέσης, για μεγαλύτερη ακρίβεια, υπολογίζει τη ροπή σε όλον τον δακτύλιο του διακένου S_g , μετατρέποντας τον τύπο σε:

$$T_{cog} = \frac{L_{Fe}}{g \cdot \mu_0} \cdot p \int_{S_g} B_r B_\theta dS \quad (6.2)$$

Η παρούσα ανάλυση θα αρκείται στην σχέση (6.1).

6.1.2 Υπολογισμός μαγνητικής ροής

Αφού γίνει η επίλυση του πλέγματος, είναι γνωστή η τιμή του διανυσματικού δυναμικού σε όλη την έκταση του προβλήματος. Η μαγνητική ροή λόγω των μονίμων μαγνητών που είναι πεπλεγμένη με την j φάση των τυλιγμάτων δίνεται από την σχέση [23]:

$$\Lambda_{j,pm} = 2pL_{Fe} \frac{n_q}{n_{pp}} \sum_{q=1}^{\frac{Q}{2p}} k_{jq} \frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS \quad , \mu\epsilon j = a, b, c \quad (6.3)$$

όπου n_q είναι το πλήθος των αγωγών στο αυλάκι, n_{pp} ο αριθμός των παραλληλισμένων καλωδίων στο τύλιγμα, $Q/2p$ ο αριθμός των αυλάκων ανά πόλο και k_{jq} συντελεστής που παίρνει τιμές $0, \pm 0.5, \pm 1$ ανάλογα με την κατεύθυνση των τυλιγμάτων και τη φάση που ανήκουν. Με την σχέση (6.3) λοιπόν είναι δυνατό να υπολογιστεί η ροή σε κάθε φάση.

6.1.3 Υπολογισμός ηλεκτρεγερτικής δύναμης (HEΔ)

Για την εύρεση της ηλεκτρεγερτικής δύναμης που αναπτύσσεται σε κάθε λειτουργική κατάσταση της μηχανής, καταρχάς σε λειτουργία κενού φορτίου για να γίνει και σύγκριση με τα πειραματικά δεδομένα που έχουμε, θα υπολογιστεί αρχικά για μικρές τιμές ρεύματος, πρακτικά μηδενικές. Άλλωστε οι τιμή του ρεύματος δεν επηρεάζει την HEΔ καθώς αυτή εξαρτάται πρωτίστως από το πεδίο της μηχανής, όπου στις σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών επηρεάζεται ελάχιστα από το πεδίο που προκαλούν τα τυλίγματα του στάτη. Ο υπολογισμός της HEΔ βασίζεται στην μεταβολή της ροής σε κάθε φάση, μεταξύ δύο διαδοχικών θέσεων λειτουργίας. Εφόσον η αντιμετώπιση του προβλήματος από το Femm είναι μαγνητοστατική, για την αναπαράσταση δύο διαδοχικών χρονικών στιγμών, μεταβάλλονται οι τιμές των ρευμάτων και η θέση του δρομέα αντίστοιχα και ακολουθεί νέα επίλυση του πλέγματος. Επομένως η τιμή της HEΔ υπολογίζεται λαμβάνοντας τιμές ροής μεταξύ δύο κοντινών χρονικών στιγμών και δίνεται από την ακόλουθη σχέση [1],[14]:

$$e(\theta_m) = \frac{d\Lambda_{pm}(\theta_m)}{dt} = \frac{d\Lambda_{pm}(\theta_m)}{d\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} = \frac{d\Lambda_{pm}(\theta_m)}{d\theta_m} \omega_m \quad (6.4)$$

Επαναλαμβάνοντας την ίδια διαδικασία για 360 ηλεκτρικές μοίρες, δηλαδή για έναν κύκλο, λαμβάνουμε την καμπύλη της HEΔ, η οποία παρουσιάζει και αρμονικά περιεχόμενα. Με FFT

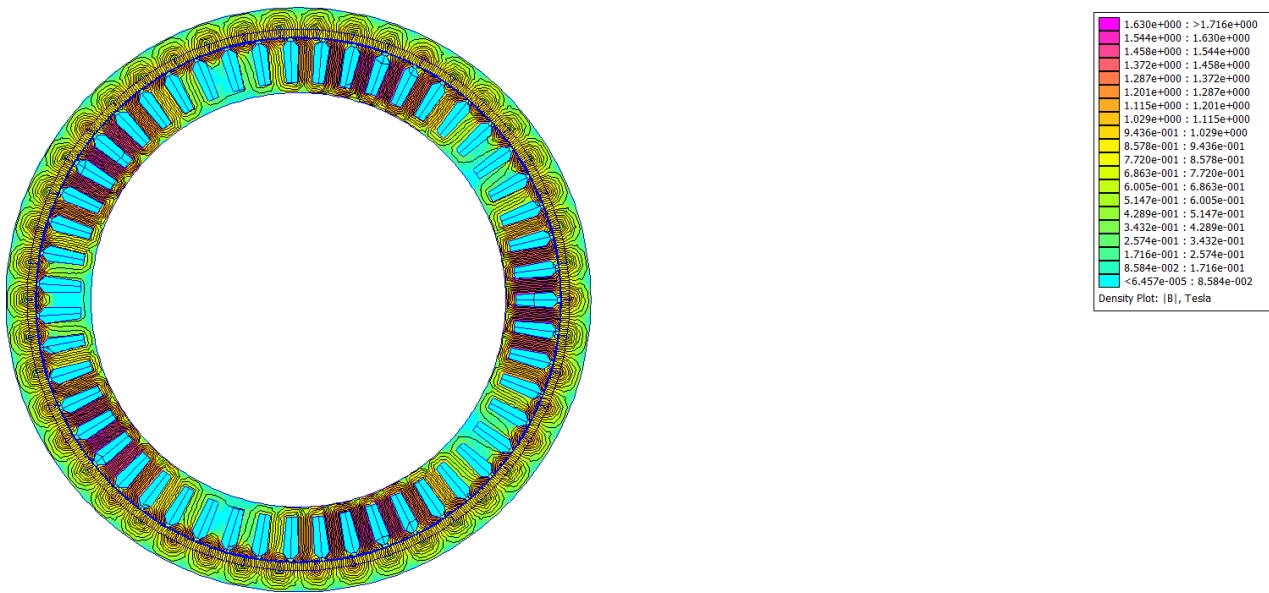
ανάλυση μέσω του MATLAB γίνεται η ανάλυση του αρμονικού της περιεχομένου και λαμβάνεται η RMS τιμή της ΗΕΔ.

6.2 Λειτουργία σε κενό φορτίο

Ο δρομέας της μηχανής, από την κατασκευή του μέσω των συναρτήσεων επεξεργασίας, αρχικά τοποθετείται με τυχαίο προσανατολισμό. Παράλληλα, για το τύλιγμα δεν γνωρίζουμε εκ των προτέρων τη γωνία του άξονα στον οποίο η φάση A λαμβάνει τη μέγιστη ροή από τον δρομέα. Σημασία έχει ο εντοπισμός της σχετικής θέσης μεταξύ των δύο αυτών αξόνων και όχι ο προσανατολισμός τους στον χώρο. Τα πεδία του στάτη και του δρομέα μπορούν να περιγραφούν στα δύο ακόλουθα πλαίσια DQ. Πρώτον, ο δρομέας έχει ροή μόνο στον άξονα d και συνεπώς ο άξονας d του πλαισίου dq είναι ο άξονας του δρομέα. Ακόμα, στον στάτη κατά τον μετασχηματισμό Park, η γωνία του πλαισίου dq ταυτίζεται με αυτή της φάσης A καθώς εκεί συναντάται η μέγιστη ροή στον άξονα d και μηδενική στον άξονα q.

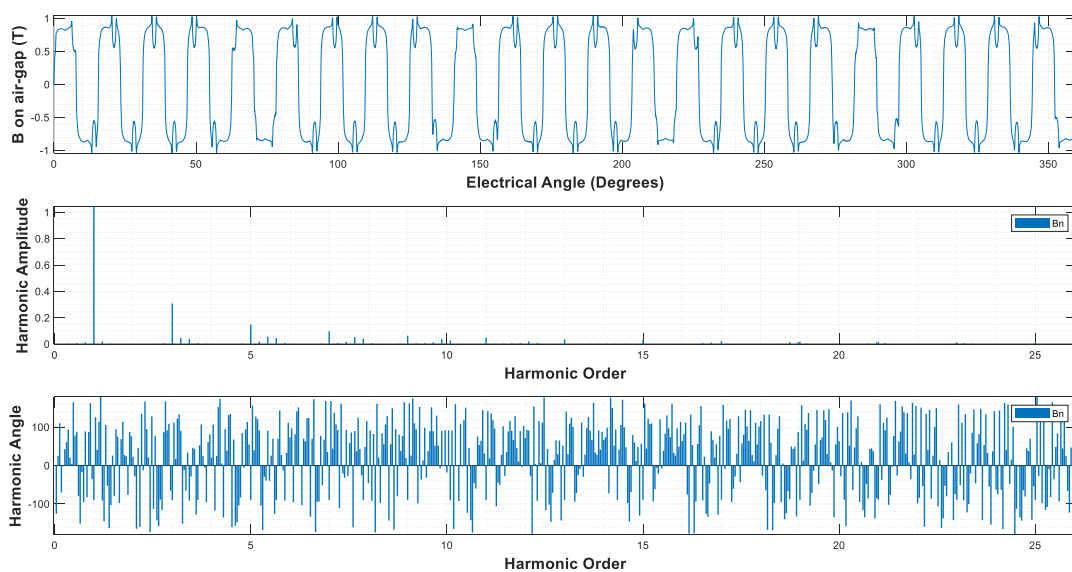
Προκειμένου να γίνει η ανάλυση της μηχανής από ένα πλαίσιο dq η ευθυγράμμιση του άξονα δρομέα και του άξονα της φάσης A είναι απαραίτητη και επιτυγχάνεται μέσω ενός πειράματος κενού φορτίου, κατά το οποίο θέτουμε μηδενικά ρεύματα στον στάτη και στρέφουμε τον δρομέα με σταθερό βήμα αρκετά μικρό, για μία ηλεκτρική περίοδο. Λαμβάνουμε διαδοχικά τις τιμές της μαγνητικής ροής στα τυλίγματα. Όταν ο μετασχηματισμός Park με $\theta=0$ παρουσιάσει τη μέγιστη δυνατή ροή στον άξονα d, τότε ο άξονας του δρομέα έχει ευθυγραμμιστεί με τον άξονα της φάσης A και συνεπώς η γωνία αυτή αποθηκεύεται ώστε ο δρομέας να τοποθετείται με αυτόν τον προσανατολισμό. Σε περίπτωση που επιθυμούμε να εκτελέσουμε μια << σύγχρονη περιστροφή >>, θα τοποθετούμε τον δρομέα να ξεκινάει από τη γωνία αυτή.

Έτσι, για να επιτύχουμε συνθήκες κενού φορτίου, έχουμε μηδενίσει τη πυκνότητα ρεύματος στα αυλάκια, ενώ ο άξονας d έχει ευθυγραμμιστεί με τον άξονα της φάσης A. Επιλύοντας το πεδίο προέκυψε η ακόλουθη κατανομή του πεδίου (πυκνότητα μαγνητικής ροής B):



Σχήμα 6. 1. Κατανομή του πεδίου για κενό φορτίο.

Παρατηρούμε μια ομοιόμορφη κατανομή του πεδίου, με τις μαγνητικές ροές να παρουσιάζουν την μικρότερη δυνατή παραμόρφωση λόγω της απουσίας δευτέρου μαγνητικού πεδίου από τα τυλίγματα του στάτη, το οποίο θα προκαλούσε τη στρέβλωσή τους. Όποια μικρή αλλοίωση της μαγνητικής ροής οφείλεται στην εκτυπότητα αλλά και την αλληλεπίδραση του πεδίου των μαγνητών με την ανομοιομορφία στάτη λόγω των δοντιών (cogging torque). Παρακάτω παραθέτουμε μια πλήρη ηλεκτρική περίοδο της πραγματικής τιμής του πεδίου στο διάκενο και μέσω αρμονικής ανάλυσης (εντολή fft Matlab), λάβαμε τα εξής αποτελέσματα για το πλάτος και την γωνία των αρμονικών συνιστωσών του πεδίου :



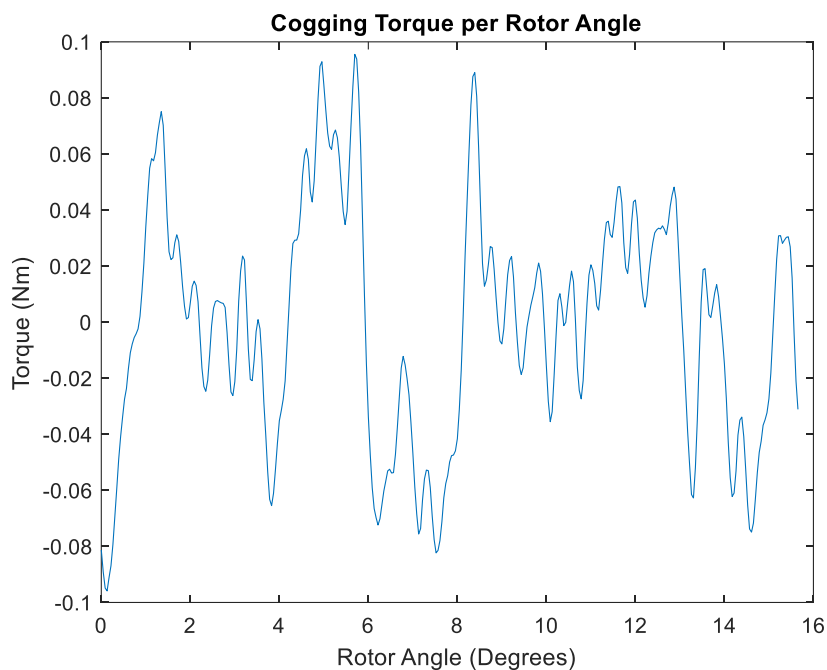
Σχήμα 6. 2. Πραγματική τιμή του πεδίου B στο διάκενο και αρμονική ανάλυση.

6.2.1 Υπολογισμός ροπής ευθυγράμμισης (Cogging Torque)

Για τον υπολογισμό της ροπής ευθυγράμμισης (cogging torque), την ροπή δηλαδή που αναπτύσσεται εξαιτίας της αλληλεπίδρασης μεταξύ των μονίμων μαγνητών του δρομέα και των αυλάκων του στάτη, περιστρέψαμε τον δρομέα για 360 ηλεκτρικές μοίρες με βήμα 1 ηλεκτρική μοίρα. Η σχέση μεταξύ ηλεκτρικών και μηχανικών μοιρών είναι η εξής [21]:

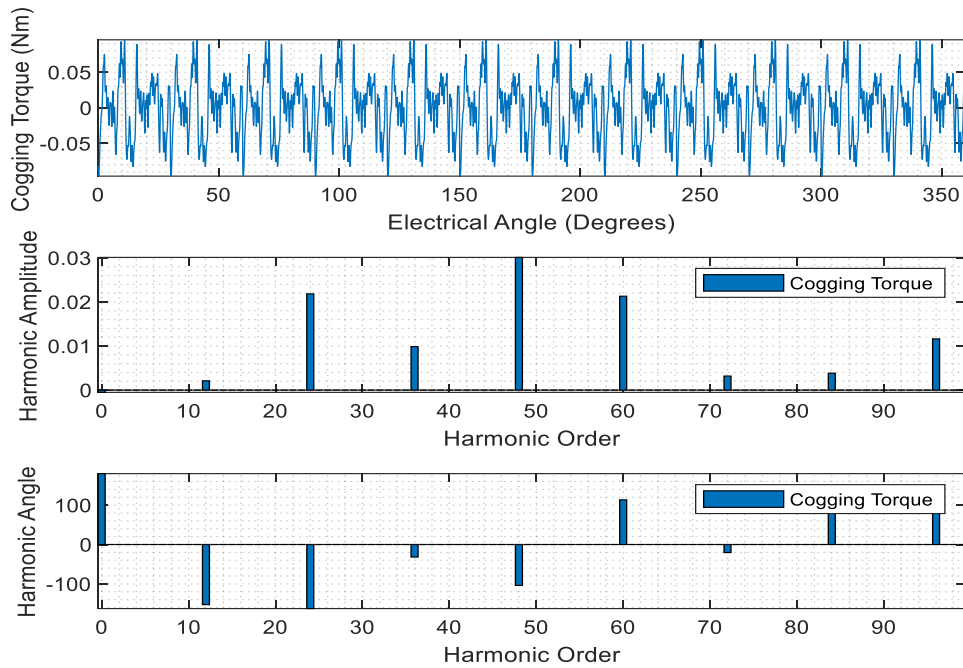
$$\Delta\theta_{\eta\lambda\epsilon\kappa} = \frac{p}{2} \cdot \Delta\theta_{\mu\eta\chi} \quad (6.5)$$

Επομένως περιστρέφουμε τον δρομέα με βήμα $\Delta\theta_{\mu\eta\chi} = \frac{2}{46} \cdot 1 = 0.435^\circ$ για $\frac{2}{46} \cdot 360 = 15.65$ μηχανικές μοίρες και σε κάθε στιγμιότυπο υπολογίζουμε την ροπή χρησιμοποιώντας την μέθοδο block integral και της επιλογής Torque via Weighted stress tensor, έχοντας επιλέξει την περιοχή του δρομέα. Η ροπή ευθυγράμμισης σε συνάρτηση με τις μηχανικές μοίρες περιστροφής του δρομέα φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 6. 3. Ροπή ευθυγράμμισης συναρτήσει μηχανικής γωνίας.

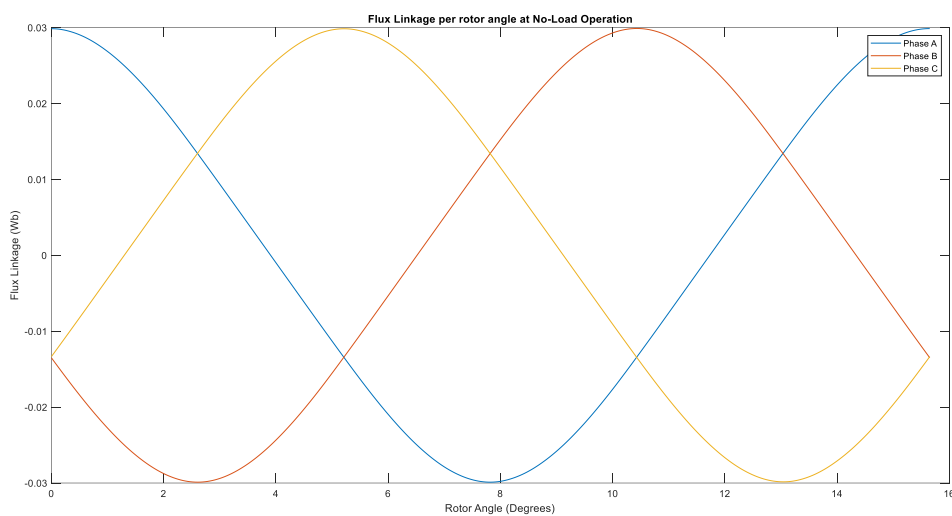
Μέσω αρμονικής ανάλυσης λάβαμε τα παρακάτω αποτελέσματα για το πλάτος και την γωνία των αρμονικών συνιστωσών της ροπής ευθυγράμμισης:



Σχήμα 6. 4. Ανάλυση αρμονικού περιεχομένου ροπής ευθυγράμμισης.

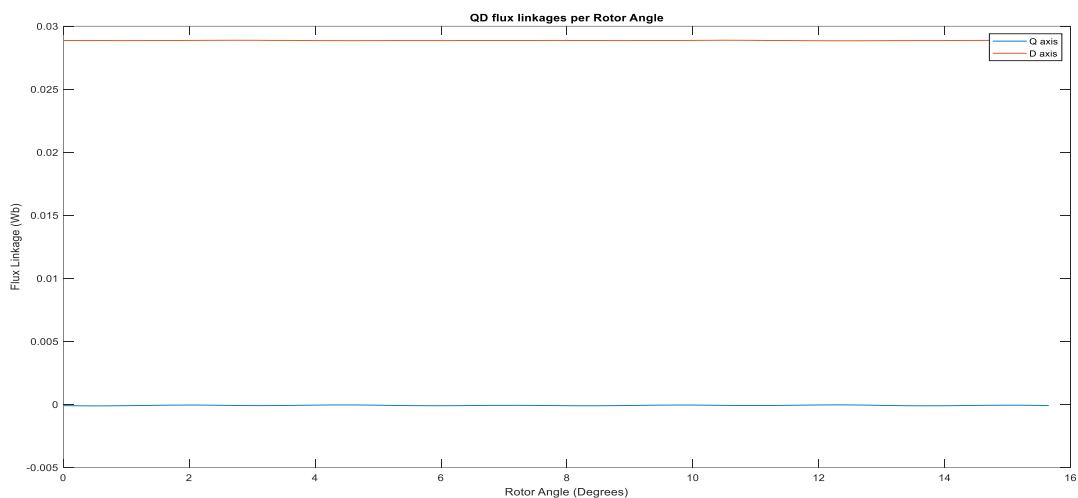
6.2.2 Υπολογισμός μαγνητικής ροής

Για τον υπολογισμό της επαγόμενης ΗΕΔ και την σύγκριση με τα πειραματικά δεδομένα είναι απαραίτητος ο υπολογισμός της μαγνητικής ροής (flux linkage) των μόνιμων μαγνητών που είναι πεπλεγμένη με τις τρεις φάσεις των τυλιγμάτων, όπως περιεγράφηκε παραπάνω. Έτσι στο εύρος μιας ηλεκτρικής περιόδου, υπολογίζουμε την μαγνητική ροή που είναι πεπλεγμένη σε κάθε φάση για κάθε στιγμιότυπο περιστροφής του δρομέα σύμφωνα με την σχέση (6.3) και έχουμε:



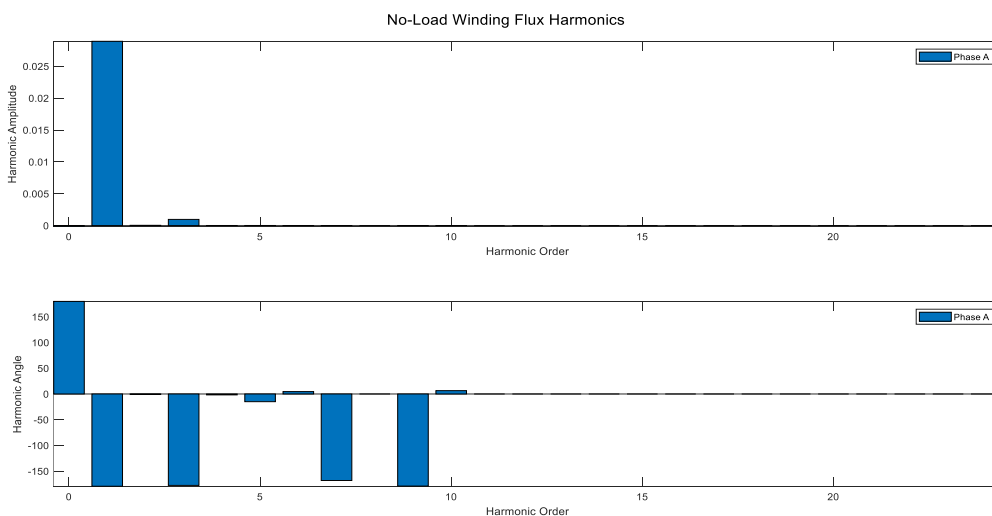
Σχήμα 6. 5. Πεπλεγμένη μαγνητική ροή των τριών φάσεων συναρτήσει μηχανικής γωνίας.

Εφαρμόζοντας μετασχηματισμό Park για τις πεπλεγμένες μαγνητικές ροές των τριών φάσεων, αναχθήκανε οι τιμές τους στο πλαίσιο DQ και λάβαμε τα εξής αποτελέσματα:

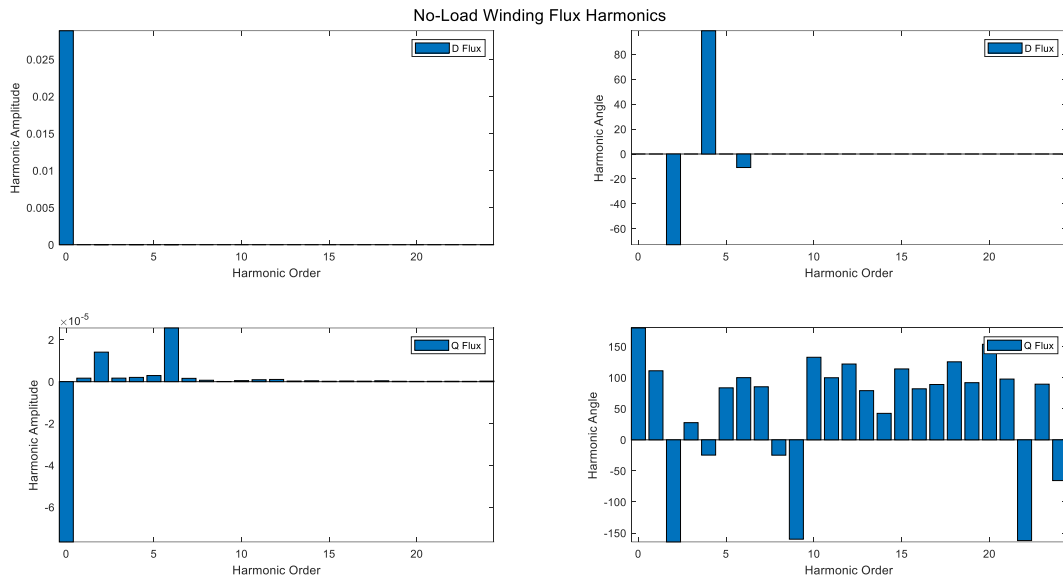


Σχήμα 6. 6. Πεπλεγμένη μαγνητική ροή στο πλαίσιο DQ.

Από τα παραπάνω αποτελέσματα επιβεβαιώνουμε ότι έχει γίνει σωστή ευθυγράμμιση του d άξονα με τον άξονα της φάσης A, καθώς μέσω του μετασχηματισμού Park που η γωνία του πλαισίου ταυτίζεται με αυτή της φάσης A, η μέγιστη ροή συναντάται στον άξονα d και πρακτικά μηδενική στον άξονα q, όπως επιβεβαιώνεται στο σχήμα (6.6). Ακόμα παρατηρούμε καλή σύγκλιση όσον αφορά τις τιμές αναπτυσσόμενης ροής λόγω μονίμων μαγνητών, σε σχέση με τα αποτελέσματα των πειραματικών μετρήσεων. Μέσω αρμονικής ανάλυσης λάβαμε τα παρακάτω αποτελέσματα για το πλάτος και την γωνία των αρμονικών συνιστωσών της πεπλεγμένης ροής τόσο στο πλαίσιο ABC (εν προκειμένω για την φάση A) όσο και στο πλαίσιο DQ:



Σχήμα 6. 7. Ανάλυση αρμονικού περιεχομένου πεπλεγμένης ροής για την φάση A.

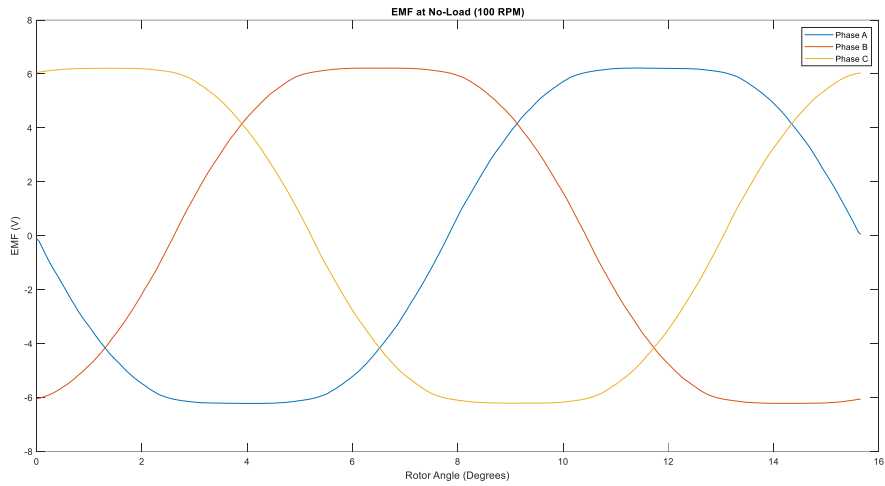


Σχήμα 6. 8. Ανάλυση αρμονικού περιεχομένου μαγνητικής ροής στο πλαίσιο DQ.

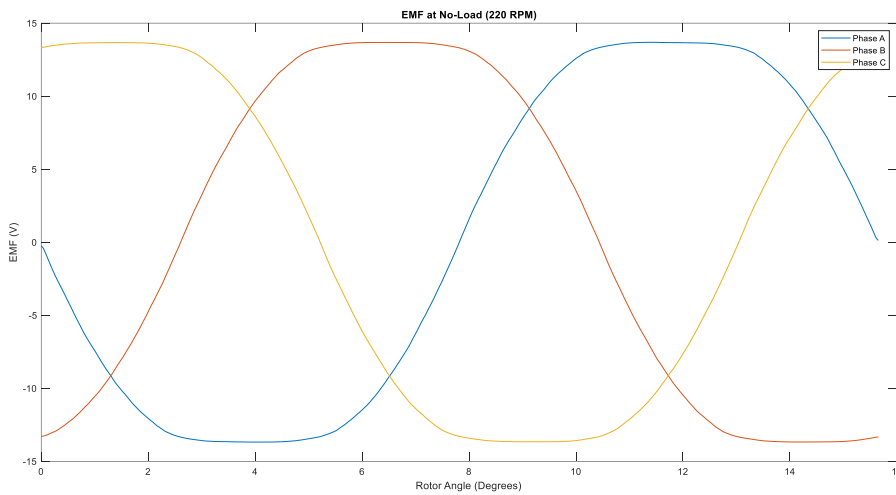
6.2.3 Υπολογισμός επαγόμενης ΗΕΔ

6.2.3.1 Αποτελέσματα προσομοιωτικού μοντέλου

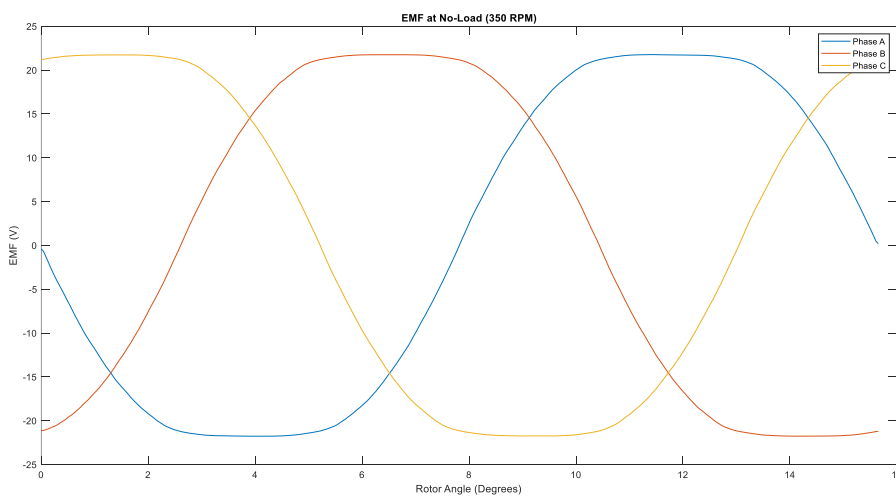
Προκειμένου να υπολογίσουμε την επαγόμενη ΗΕΔ ώστε να εξάγουμε την καμπύλη κενού φορτίου, ακολουθήσαμε την διαδικασία που περιγράψαμε στην υποενότητα 6.1.3. Η τιμή της ΗΕΔ υπολογίζεται σύμφωνα με την σχέση (6.4), λαμβάνοντας τιμές ροής μεταξύ δύο διαδοχικών στιγμιότυπων, για ένα εύρος ταχυτήτων 100 – 600 RPM. Εδώ σημειώνεται πως εφόσον είμαστε σε λειτουργία κενού φορτίου δεν σημειώνεται αλλαγή γωνίας ρευμάτων κατά την σύγχρονη περιστροφή καθώς τα ρεύματα είναι μηδενικά. Εφόσον δεν έχουμε στοιχεία για τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν στην κατασκευή της υπό εξέταση μηχανής, υπάρχει απροσδιοριστία ως προς το υλικό των μαγνητών, το οποίο είναι μια παράμετρος που επιδρά καθοριστικά στην παραγόμενη ΗΕΔ. Πραγματοποιήθηκαν δοκιμές για διάφορες τιμές συνεκτικότητας μαγνήτη και με γνώμονα ότι η προσομοίωση της καμπύλης κενού φορτίου θα πρέπει να δίνει αποτελέσματα κοντά στα πειραματικά, καταληκτική τιμή συνεκτικότητας προέκυψε η τιμή 975 kA/m , των μαγνητών N28AH, όπως φαίνεται στο σχήμα (5.8). Έτσι για μία πλήρη ηλεκτρική περιστροφή, η τιμή της επαγόμενης ΗΕΔ κάθε φάσης υπολογίστηκε ως εξής:



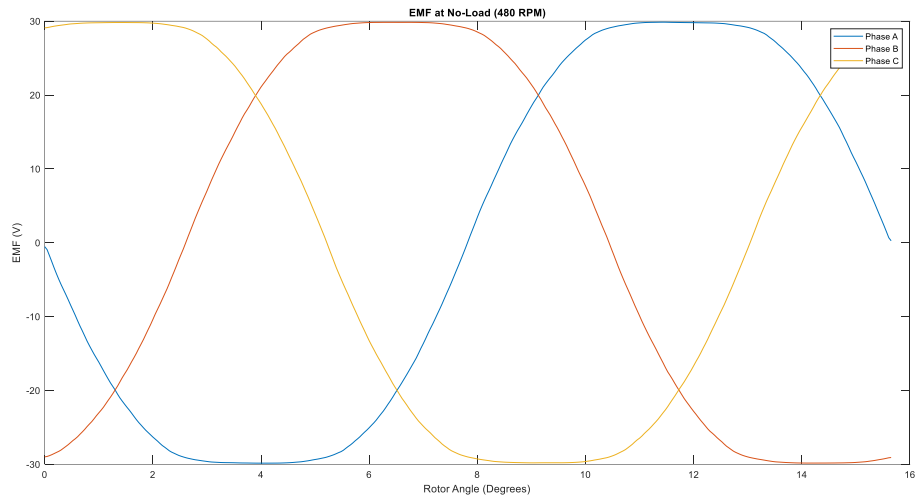
Σχήμα 6. 9. Επαγόμενη ΗΕΔ σε λειτουργία κενού φορτίου σε ταχύτητα 100 ΣΑΛ.



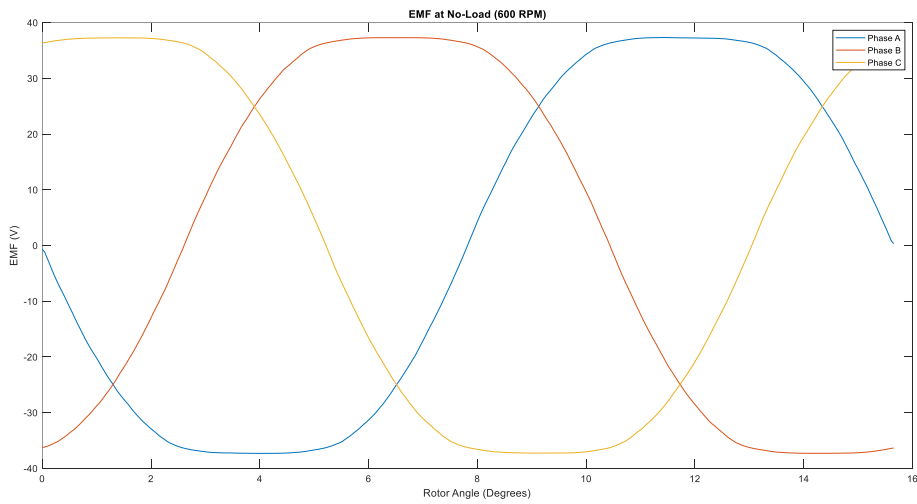
Σχήμα 6. 10. Επαγόμενη ΗΕΔ σε λειτουργία κενού φορτίου σε ταχύτητα 220 ΣΑΛ.



Σχήμα 6. 11. Επαγόμενη ΗΕΔ σε λειτουργία κενού φορτίου σε ταχύτητα 350 ΣΑΛ.

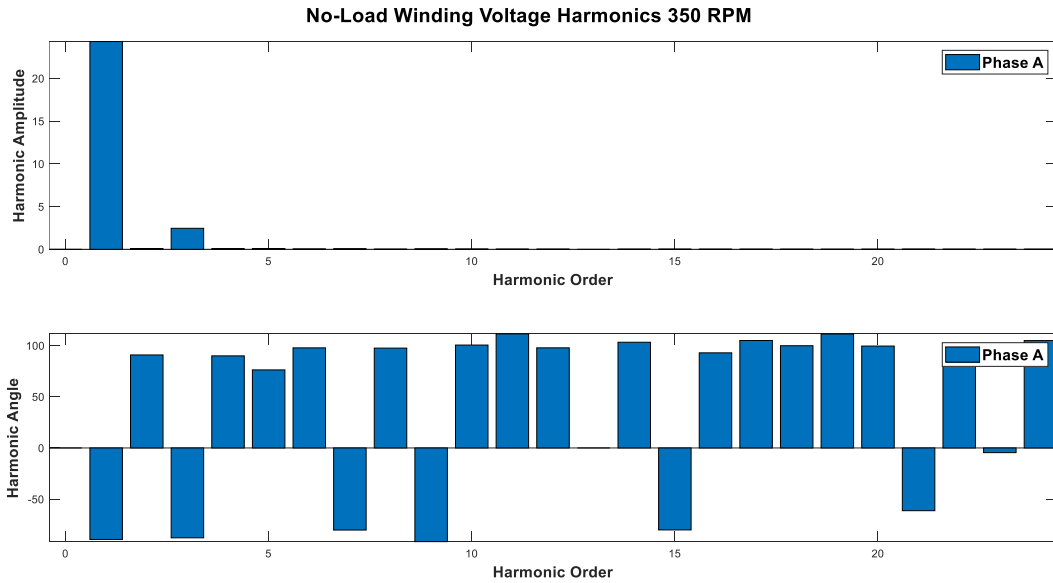


Σχήμα 6. 12. Επαγόμενη ΗΕΔ σε λειτουργία κενού φορτίου σε ταχύτητα 480 ΣΑΛ.



Σχήμα 6. 13. Επαγόμενη ΗΕΔ σε λειτουργία κενού φορτίου σε ταχύτητα 600 ΣΑΛ.

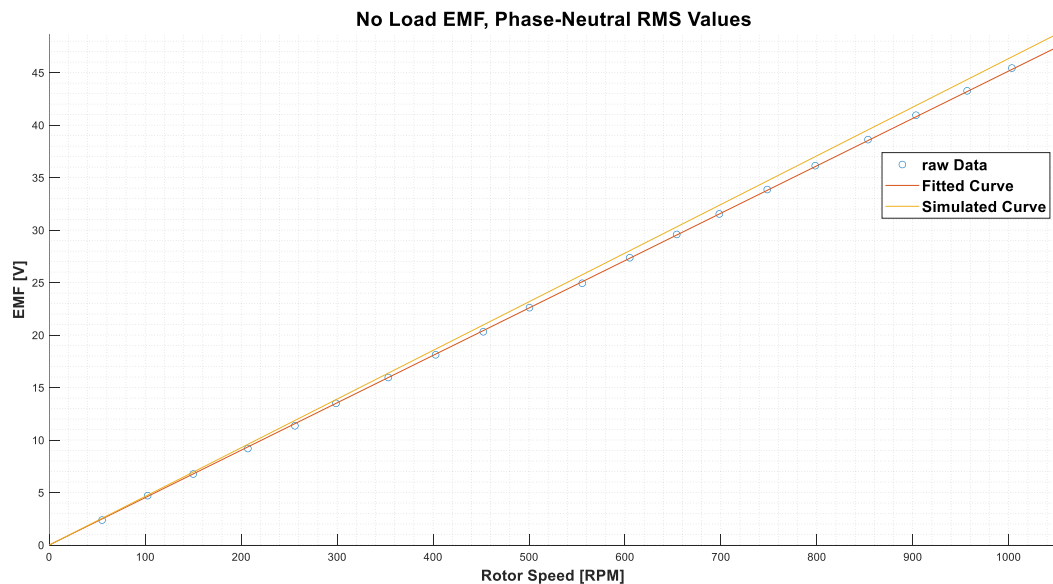
Μέσω αρμονικής ανάλυσης λάβαμε τα παρακάτω αποτελέσματα για το πλάτος και την γωνία των αρμονικών συνιστωσών της επαγόμενης ΗΕΔ (εν προκειμένω για την φάση Α στις 350 ΣΑΛ):



Σχήμα 6. 14. Ανάλυση αρμονικού περιεχομένου επαγόμενης ΗΕΔ της φάσης Α σε ταχύτητα 350 RPM.

6.2.3.2 Σύγκριση αποτελεσμάτων προσομοίωσης με τα πειραματικά

Με βάση τα παραπάνω, εξάγουμε τα εξής δεδομένα για την καμπύλη κενού φορτίου και την αντίστοιχη απόκλιση από τα πειραματικά δεδομένα:



Σχήμα 6. 15. Σύγκριση καμπύλης κενού φορτίου που προκύπτει από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και τα πειραματικά.

Παρατηρείται απόκλιση 2.6351% καθώς το προσομοιωτικό μοντέλο υπερεκτιμά την αναπτυσσόμενη μαγνητική ροή στην μηχανή. Αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι το προσομοιωτικό μοντέλο δέχεται

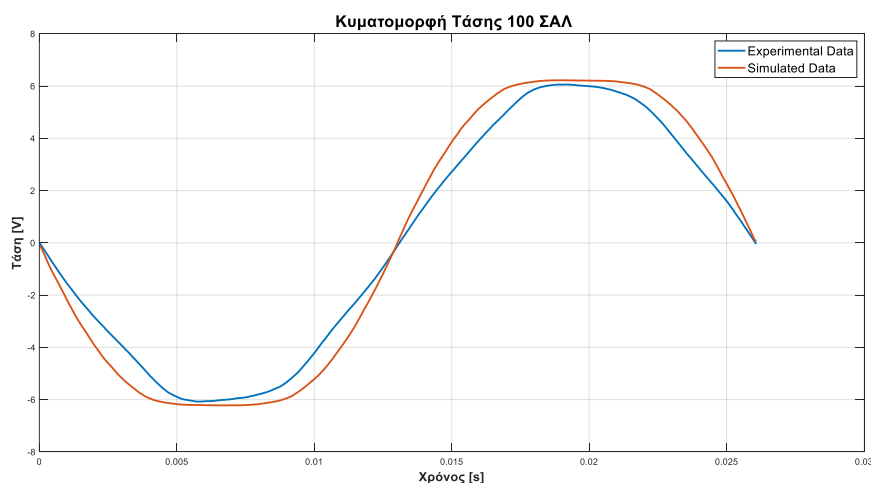
σαν είσοδο την καμπύλη B-H του μαγνήτη για θερμοκρασία αναφοράς 20°C, ενώ στην πραγματικότητα, όπως είδαμε και στο κεφάλαιο 4, με την αύξηση των στροφών οι απώλειες υστέρησης και δινορρευμάτων στον πυρήνα και τους μαγνήτες της μηχανής μετατρέπονται σε θερμότητα η οποία αυξάνει την θερμοκρασία των μαγνητών, επομένως με την αύξηση της θερμοκρασίας μειώνεται η παραμένουσα μαγνήτιση B_r και η συνεχούσα δύναμη H_c των μαγνητών. Πιο συγκεκριμένα, ο κατασκευαστής παρέχει μόνο μια τιμή για τα B_r και H_c (συνήθως για θερμοκρασία μαγνήτη στους 20°C), ενώ ταυτόχρονα παρέχονται συντελεστές της γραμμικής εξάρτησης που έχουν οι τιμές των B_r και H_c , με την θερμοκρασία. Η εξάρτηση των B_r και H_c από την θερμοκρασία περιγράφεται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$B_r(temp) = \frac{B_r(20^\circ\text{C})}{100} \cdot [100 + (temp - 20) \cdot a_{B_r}] \quad (6.6)$$

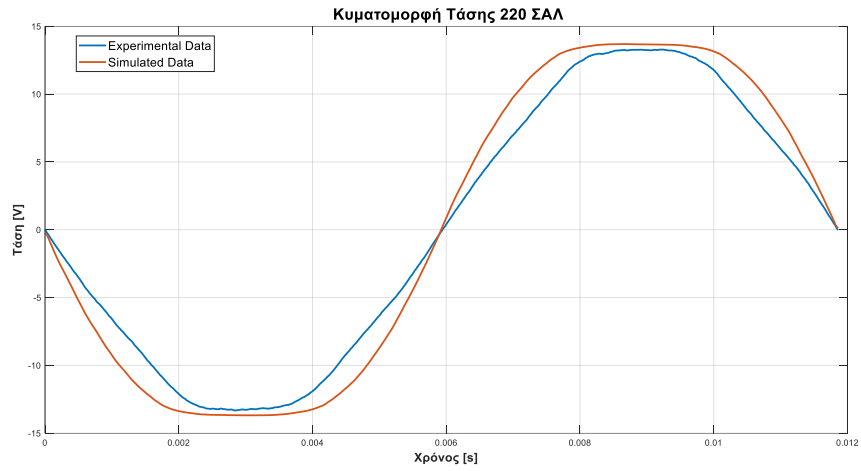
$$H_c(temp) = \frac{H_c(20^\circ\text{C})}{100} \cdot [100 + (temp - 20) \cdot a_{H_c}] \quad (6.7)$$

Όπου τα a_{B_r} , a_{H_c} δίνονται από τον κατασκευαστή και περιγράφουν ποσοστιαία μεταβολή ανά μονάδα θερμοκρασίας (%/°C) ενώ το temp είναι η θερμοκρασία για την οποία θέλουμε να υπολογίσουμε τις τιμές των B_r και H_c .

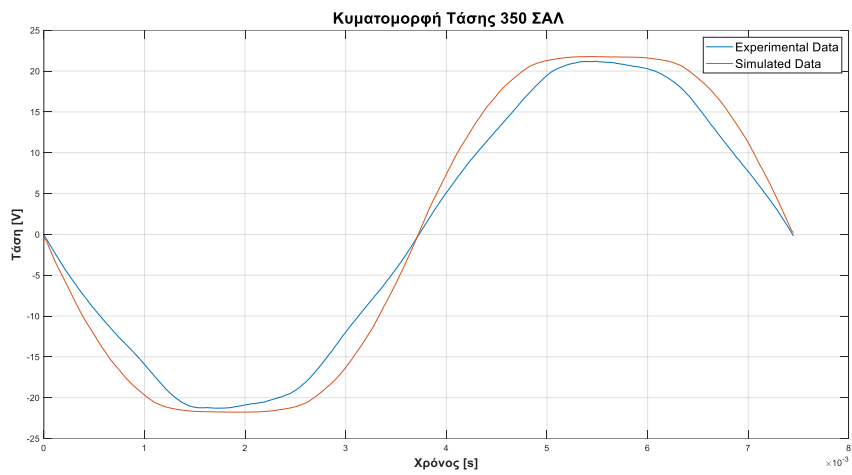
Παρακάτω παρουσιάζονται ακόμα συγκριτικά οι κυματομορφές τάσης κενού φορτίου πειραματικών μετρήσεων και προσομοιωτικού μοντέλου για τη φάση A στο πεδίο του χρόνου, για διάφορες τιμές στροφών:



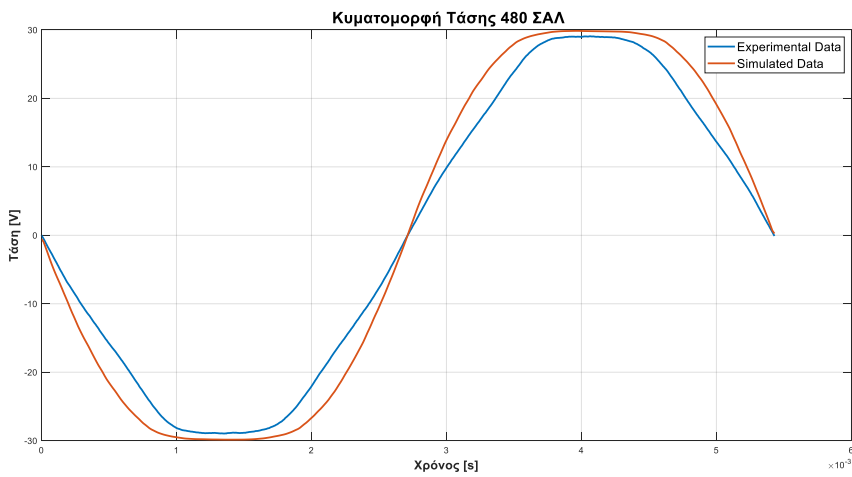
Σχήμα 6. 16. Σύγκριση τάσεως κενού φορτίου πειράματος και προσομοίωσης στις 100 ΣΑΛ.



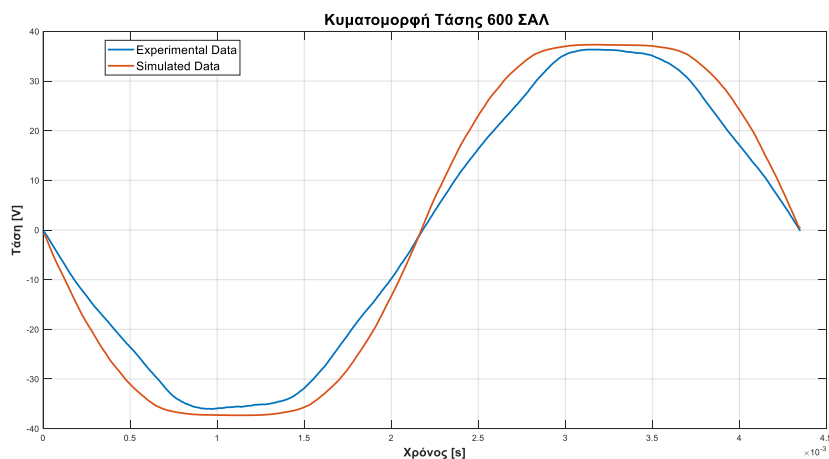
Σχήμα 6. 17. Σύγκριση τάσεως κενού φορτίου πειράματος και προσομοίωσης στις 220 ΣΑΛ.



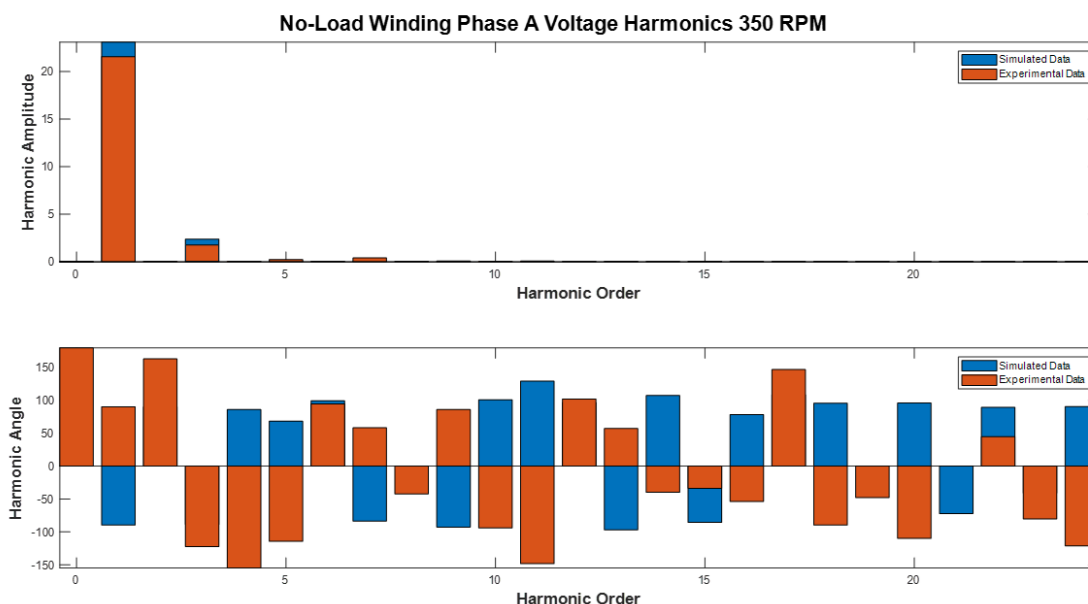
Σχήμα 6. 18. Σύγκριση τάσεως κενού φορτίου πειράματος και προσομοίωσης στις 350 ΣΑΛ.



Σχήμα 6. 19. Σύγκριση τάσεως κενού φορτίου πειράματος και προσομοίωσης στις 480 ΣΑΛ.



Σχήμα 6. 20. Σύγκριση τάσεως κενού φορτίου πειράματος και προσομοίωσης στις 600 ΣΑΛ.



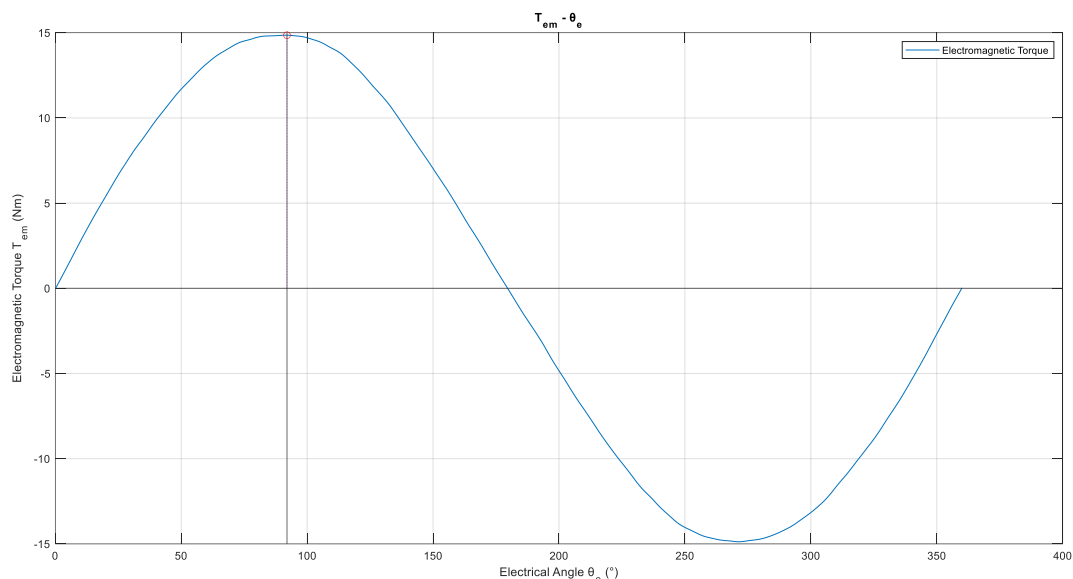
Σχήμα 6. 21. Σύγκριση αρμονικού περιεχομένου τάσεως κενού φορτίου πειράματος και προσομοίωσης της φάσης Α στις 350 ΣΑΛ.

6.3 Λειτουργία υπό φορτίο

6.3.1 Υπολογισμός καμπύλης γωνίας ροπής ($T - \delta$)

Για την εξαγωγή της κυματομορφής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής σε συνάρτηση με την ηλεκτρική γωνία θ_e , εφαρμόζουμε αρχικά ονομαστική πυκνότητα ρεύματος $J_{nom} = 4 A/mm^2$ στα τυλίγματα του στάτη και έχοντας ευθυγραμμίσει τον d άξονα πραγματοποιούμε ανάλυση με <<σταθερό δρομέα>>. Πιο συγκεκριμένα, η γεωμετρία σχεδιάζεται και πλεγματοποιείται μόνο κατά τη πρώτη επίλυση του προβλήματος. Στην συνέχεια προσομοιώνεται η μεταβολή της ηλεκτρικής γωνίας ισχύος του κινητήρα μέσω ολίσθησης της φάσης των ρευμάτων του στάτη, διατηρώντας την ημιτονοειδή κατανομή των ρευμάτων των τριών φάσεων. Σε κάθε στιγμιότυπο επιλύεται το μαγνητοστατικό πρόβλημα και υπολογίζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή στο διάκενο. Έτσι με την διαδικασία αυτή

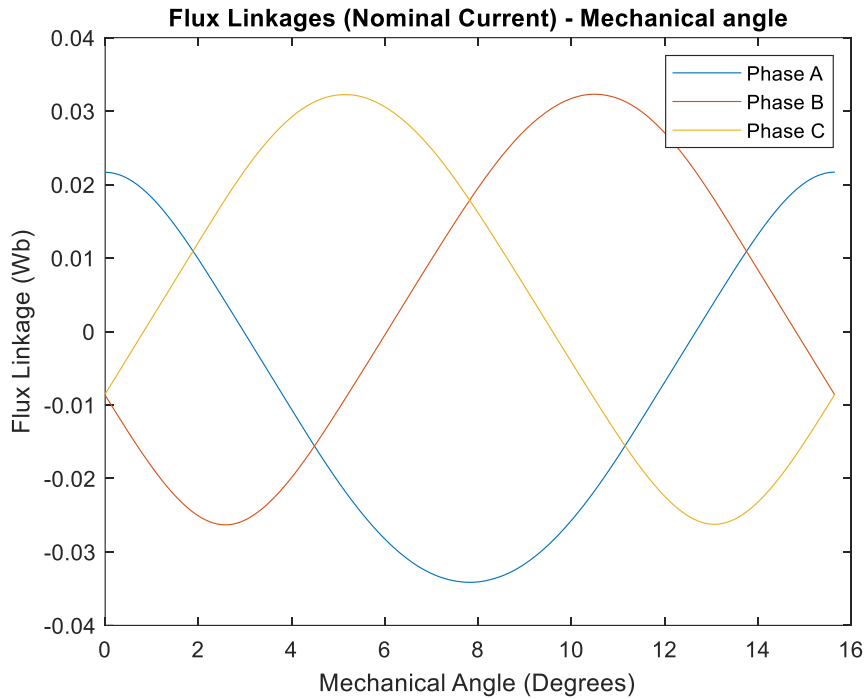
εξάγεται το διάγραμμα μεταβολής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στο διάκενο σε συνάρτηση με την μεταβολή της ηλεκτρικής γωνίας των ρευμάτων των τυλιγμάτων στάτη, η αλλιώς η καμπύλη γωνίας – ροπής της μηχανής:



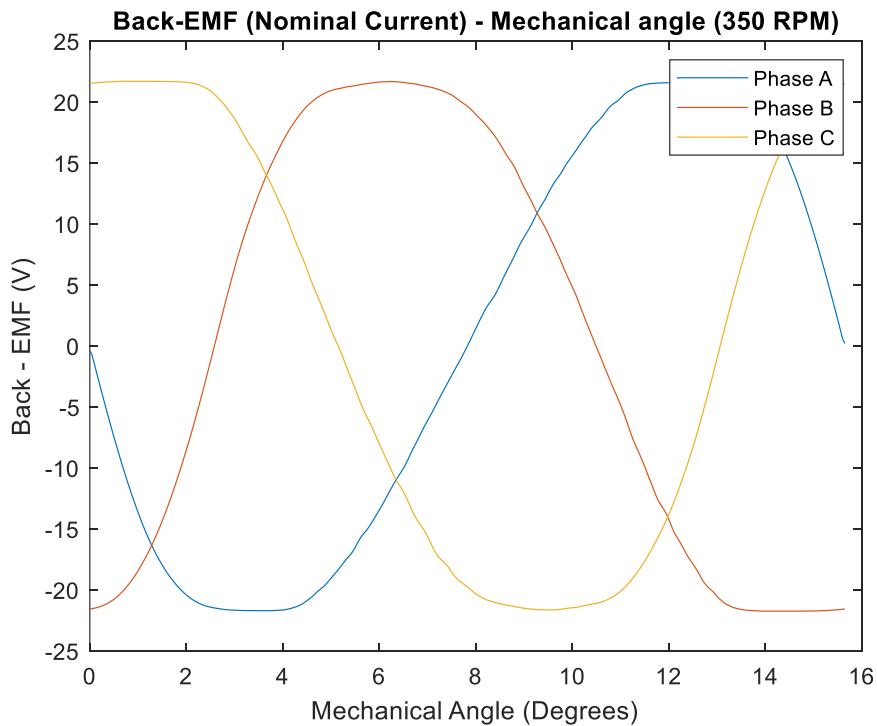
Σχήμα 6. 22. Εύρεση ηλεκτρικής γωνίας για την μέγιστη παραγωγή ροπής, για σταθερό δρομέα. Η μέγιστη ηλεκτρομαγνητική ροπή $T_e = 14.86 \text{ Nm}$ συναντάται σε ηλεκτρική γωνία $\theta_e = 92^\circ$.

Η γωνία η οποία αντιστοιχεί σε μεγιστοποίηση της ροπής (κοντά στις 90° για μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών όπως η παρούσα) αποθηκεύεται, ώστε ο υπολογισμός της ροπής, της κυμάτωσης ροπής καθώς και η μελέτη των απωλειών της μηχανής να γίνουν στη λειτουργική κατάσταση μέγιστης παραγόμενης ροπής (T_{max}, δ_{max}).

Έπειτα από την ανάλυση με <<σταθερό δρομέα>>, τα διαγράμματα που προέκυψαν για τις πεπλεγμένες μαγνητικές ροές των τριών φάσεων καθώς και για την επαγόμενη τάση (σε ταχύτητα 350 ΣΑΛ), συναρτήσει της μηχανικής γωνίας (βλ. σχέση 6.5) παρατίθενται παρακάτω:



Σχήμα 6. 23. Μαγνητική ροή των τριών φάσεων συναρτήσει μηχανικής γωνίας.



Σχήμα 6. 24. Επαγόμενη τάση των τριών φάσεων συναρτήσει μηχανικής γωνίας στα 350 ΣΑΛ.

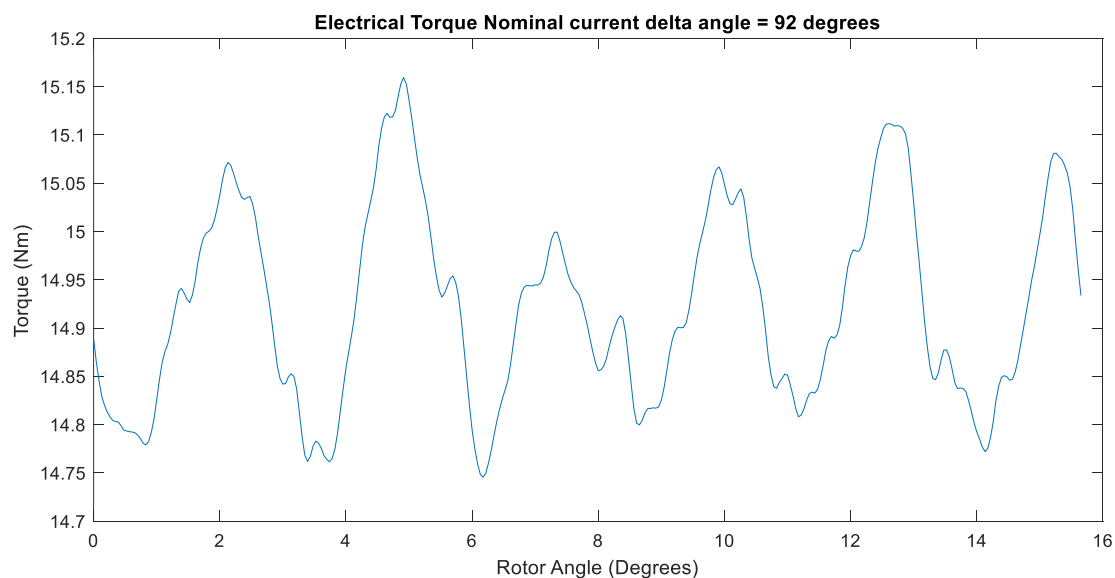
6.3.2 Υπολογισμός μέσης ροπής και κυμάτωσης ροπής

Αφού έχει επιλεγθεί κατάσταση μέγιστης ροπής όπως αυτή που αναλύθηκε παραπάνω, θα ακολουθήσει η ανάλυση με <<σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα>>, κατά την οποία τα πεδία δρομέα και στάτη στρέφονται συγχρονισμένα μεταξύ τους για διάστημα μιας πλήρους ηλεκτρικής περιστροφής

μέσω συγχρονισμένης ολίσθησης της φάσης των ρευμάτων στάτη και της αντίστοιχης μηχανικής γωνίας στροφής του δρομέα. Στην περίπτωση αυτή η γεωμετρία σχεδιάζεται και επαναπλεγματοποιείται κάθε φορά πριν την επίλυση του μαγνητοστατικού προβλήματος. Ο δρομέας στρέφεται κατά δύο πολικά βήματα και υπολογίζεται σε κάθε βήμα η ηλεκτρομαγνητική ροπή μέσω του τανυστή του Maxwell και αποθηκεύεται σε πίνακα. Η μέση ροπή (mean torque) υπολογίζεται για μια ηλεκτρική περίοδο. Η κυμάτωση ροπής προκύπτει από το ποσοστό της μέγιστης μείον της ελάχιστης ροπής, δια την μέση ροπή της μηχανής, ως εξής:

$$T_{ripple} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{mean}} \quad (6.8)$$

Η κυματομορφή της ροπής σε λειτουργία μέγιστης ροπής για μία ηλεκτρική περίοδο εξάγεται ως εξής:



Σχήμα 6. 25. Κυματομορφή ροπής συναρτήσει μηχανικής γωνίας σε λειτουργία μέγιστης ροπής.

Η μέση ροπή υπολογίστηκε $T_{mean} = 14.92 Nm$, ενώ $T_{max} = 15.16 Nm$ και $T_{min} = 14.75 Nm$.

Επομένως από την σχέση (6.8) προκύπτει $T_{ripple} = 2.75 \%$.

6.3.3 Υπολογισμός απωλειών

Οι απώλειες μιας ηλεκτρικής μηχανής καθορίζουν τον βαθμό απόδοσής της. Έτσι, είναι ιδιαίτερα σημαντική η ανάπτυξη αυτοματοποιημένων μεθόδων και η χρήση αναλυτικών εξισώσεων για τον υπολογισμό τους με όσο το δυνατόν μεγαλύτερη ακρίβεια. Οι επιμέρους απώλειες της μηχανής και οι μέθοδοι που ακολουθήθηκαν για τον υπολογισμό τους θα αναλυθούν παρακάτω.

6.3.3.1 Απώλειες χαλκού

Στις σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών οι απώλειες χαλκού οφείλονται στις ωμικές απώλειες των τυλιγμάτων του στάτη και συνήθως είναι οι μεγαλύτερες από όλες τις υπόλοιπες. Ο τύπος που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό τους είναι ο εξής:

$$P_{cu} = 3 \cdot I^2 \cdot R_{cu} \quad (6.9)$$

Έτσι, για να υπολογιστούν πρέπει να γίνουν γνωστές οι τιμές του ονομαστικού ρεύματος I και της ωμικής αντίστασης κάθε φάσης του τυλίγματος, R_{cu} . Κατά την διαδικασία της βελτιστοποίησης της γεωμετρίας μιας ηλεκτρικής μηχανής, εφόσον οι γεωμετρικές παράμετροι του στάτη μεταβάλλονται, άρα και το εμβαδόν των αυλάκων αλλάζει, το ονομαστικό ρεύμα δεν αποτελεί σταθερό μέγεθος. Συνεπώς, το ονομαστικό ρεύμα I θα πρέπει να υπολογίζεται εκ νέου για κάθε γεωμετρία που εξετάζεται. Ο τύπος που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του ρεύματος στάτη I , για δεδομένη πυκνότητα ρεύματος εισόδου J , είναι ο εξής:

$$I = \frac{J \cdot ff \cdot A_{slot}}{N_s} \quad (6.10)$$

όπου J είναι η RMS τιμή της πυκνότητας ρεύματος, N_s ο αριθμός ελιγμάτων ανά αύλακα, ff ο συντελεστής πληρότητας αύλακος και A_{slot} το εμβαδό κάθε αύλακος. Η ωμική αντίσταση του τυλίγματος κάθε φάσης υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$R_{cu} = \frac{N_s \cdot Q}{m} \cdot r_{cu} \cdot \frac{l_{turn}}{A_{wire}} \quad (6.11)$$

όπου Q ο αριθμός των αυλάκων της μηχανής, r_{cu} η ειδική αντίσταση του χαλκού σε θερμοκρασία θ , l_{turn} το μέσο μήκος αγωγού και $A_{wire} = \frac{A_{cu}}{N_s} = \frac{ff \cdot A_{slot}}{N_s}$, η διατομή του κάθε αγωγού. Η ειδική αντίσταση του χαλκού σε θερμοκρασία $\theta = 20^\circ\text{C}$ ισούται με $r_{cu20^\circ\text{C}} = 1.75 \mu\Omega \cdot \text{cm}$. Έτσι, τελικά η ειδική αντίσταση θα προκύψει σε $\mu\Omega \cdot \text{cm}$ ως εξής:

$$r_{cu} = r_{cu20^\circ\text{C}} \cdot (1 + a \cdot (\theta - 20^\circ\text{C})) \quad (6.12)$$

όπου a ο συντελεστής θερμοκρασιακής μεταβολής.

6.3.3.2 Απώλειες πυρήνα

Οι απώλειες πυρήνα είναι οι αμέσως επόμενες σημαντικές απώλειες. Είναι αποτέλεσμα των απωλειών υστέρησης και δινορρευμάτων πάνω στον σίδηρο της μηχανής. Για να εκτιμηθούν οι απώλειες πυρήνα έχουν γίνει προσεγγίσεις που στηρίζονται σε εμπειρικούς τύπους και σταθερές αλλά και σε συγκεκριμένες παραδοχές και περιορισμούς.

Πολλά μοντέλα απωλειών πυρήνα στηρίχθηκαν στην εμπειρική προσέγγιση που εισήγαγε ο Steinmetz το 1892 [25], με το μεγάλο ωστόσο μειονέκτημα ότι ισχύει μόνο για ημιτονοειδή κατανομή του πεδίου:

$$P_{fe} = k_{SE} \cdot f^\alpha \cdot \hat{B}^\beta \quad (6.13)$$

όπου P_{fe} είναι οι ειδικές απώλειες πυρήνα (W/kg), f η συχνότητα, \hat{B} είναι το μέγιστο της μαγνητικής επαγωγής, ενώ οι συντελεστές α , β και k_{SE} προκύπτουν μέσω προσαρμογής της καμπύλης των πειραματικών μετρήσεων που λαμβάνονται υπό ημιτονοειδή διέγερση. Με βάση την αρχική εξίσωση του Steinmetz (σχέση (6.13)) αναπτύχθηκε η τροποποιημένη εξίσωση Steinmetz (MSE), η οποία προσεγγίζει τις απώλειες πυρήνα για συνθήκες μη ημιτονοειδούς διέγερσης:

$$P_{fe} = k_{SE} \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot \hat{B}^\beta \cdot f \quad (6.14)$$

Όπου f_{eq} είναι μια ισοδύναμη συχνότητα η οποία εξαρτάται από τη συχνότητα μαγνήτισης και απομαγνήτισης του υλικού και είναι ανάλογη του ρυθμού μεταβολής της μαγνητικής επαγωγής dB/dt :

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \cdot \pi^2} \cdot \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (6.15)$$

όπου ΔB είναι το πλάτος της μαγνητικής επαγωγής μεταξύ μεγίστων. Το μειονέκτημα της προσέγγισης αυτής είναι η μείωση της ακρίβειας των αποτελεσμάτων όταν η θεμελιώδης συχνότητα της κυματομορφής είναι χαμηλή. Μία επιπλέον προσέγγιση είναι η γενικευμένη εξίσωση Steinmetz (GSE):

$$P_{fe} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T k_{GSE} \cdot \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} dt \quad (6.16)$$

όπου k_{GSE} είναι συντελεστής που σχετίζεται με τον αρχικό συντελεστή k_{SE} . Το κύριο πλεονέκτημα της προσέγγισης αυτής είναι η βελτίωση της ακρίβειας της MSE, ωστόσο υστερεί σε ακρίβεια στην περίπτωση μια αρμονική συνιστώσα κοντά της θεμελιώδους να έχει υψηλή τιμή.

Το μειονέκτημα των παραπάνω μεθόδων είναι η έκπτωση στην ακρίβεια σε περιπτώσεις κυματομορφών με υψηλό αρμονικό περιεχόμενο, αφού οι συντελεστές Steinmetz εξαρτώνται από την συχνότητα και επομένως είναι δύσκολο να υπολογιστούν συντελεστές που δίνουν καλά αποτελέσματα σε όλο το εύρος συχνοτήτων της εκάστοτε κυματομορφής, ενώ επίσης σε χαμηλές συχνότητες όπου

οι απώλειες πυρήνα οφείλονται κυρίως στο φαινόμενο της μαγνητικής υστέρησης, προκύπτουν αποκλίσεις στην εκτίμηση των απωλειών [26].

Η μέθοδος θεώρησης των απωλειών πυρήνα που θα ακολουθηθεί στην παρούσα εργασία στηρίζεται στην μέθοδο διαχωρισμού των απωλειών πυρήνα σε διαφορετικές συνιστώσες. Ο Jordan πρότεινε τον διαχωρισμό των απωλειών πυρήνα σε απώλειες υστέρησης και δινορρευμάτων [27]. Οι συνιστώσες αυτές των απωλειών είναι ανάλογες με το τετράγωνο του μέτρου της μαγνητικής επαγωγής \hat{B} . Ο όρος της μαγνητικής υστέρησης εξαρτάται από την συχνότητα f ενώ ο όρος των δινορρευμάτων εξαρτάται από το τετράγωνο της συχνότητας f^2 και έχουμε:

$$P_{fe} = P_{hys} + P_{ec} = k_{hys} \cdot f \cdot \hat{B}^2 + k_{ec} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \quad (6.17)$$

όπου k_{hys} και k_{ec} είναι οι συντελεστές υστέρησης και δινορρευμάτων. Οι Pry και Bean εισήγαγαν έναν διορθωτικό συντελεστή $n_{exc} = \frac{P_{ec,measured}}{P_{ec,calculated}} > 1$, ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι αποκλίσεις μεταξύ των απωλειών δινορρευμάτων που υπολογίζονται από την εξίσωση Jordan και των πειραματικά υπολογισμένων απωλειών [28]:

$$P_{fe} = P_{hys} + n_{exc} \cdot P_{ec} = k_{hys} \cdot f \cdot \hat{B}^2 + n_{exc} \cdot k_{ec} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \quad (6.18)$$

Η παραπάνω μέθοδος όσον αφορά την ακρίβεια βελτιώθηκε από τον Bertotti, ο οποίος πρόσθεσε τον όρο απωλειών P_{exc} , ο οποίος αντιπροσωπεύει τις απώλειες από την μη ομαλή κατανομή των δινορρευμάτων και εξαρτάται από τη συχνότητα και τη μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής [29], [30]. Για να βελτιωθεί η ακρίβεια για μη συμβατικά υλικά πυρήνα, όπως ο πυριτιούχος σίδηρος με υψηλή περιεκτικότητα πυριτίου, προστέθηκε ο συντελεστής προσαρμογής a για τις απώλειες υστέρησης, με τιμές που κυμαίνονται συνήθως από 1.6 έως 2.2 για φερομαγνητικά υλικά και έτσι η σχέση (6.18) τελικά γίνεται:

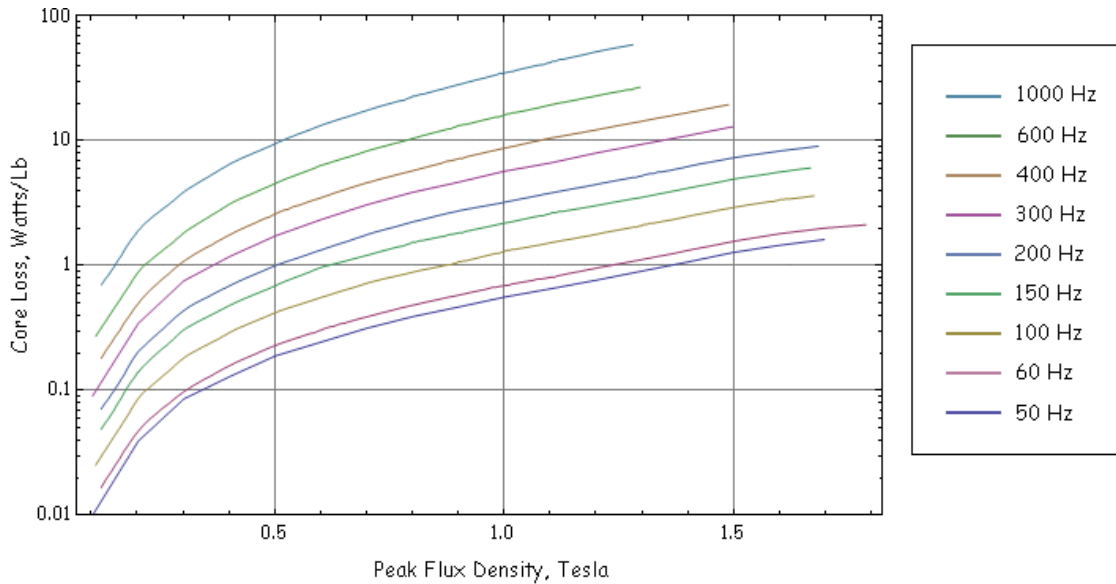
$$P_{fe} = P_{hys} + P_{ec} + P_{exc} = k_{hys} \cdot f \cdot \hat{B}^a + k_{ec} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 + k_{exc} \cdot f^{1.5} \cdot \hat{B}^{1.5} \quad (6.19)$$

Ο συντελεστής k_{exc} υπολογίζεται ως εξής:

$$k_{exc} = \sqrt{S \cdot V_0 \cdot \sigma \cdot G} \quad (6.20)$$

όπου S είναι το εμβαδό της λαμαρίνας, $G \approx 0.136$ ένας συντελεστής απόσβεσης των δινορρευμάτων, σ η ηλεκτρική αντίσταση του σιδηρομαγνητικού υλικού και V_0 συντελεστής που εξαρτάται από τα τοπικά πεδία απομαγνήτισης και το μέγεθος των κόκκων στην επιφάνεια του υλικού [26].

Για την παρούσα εφαρμογή το datasheet του υλικού του πυρήνα M235-25A μας παρέχει τα δεδομένα απωλειών του σιδήρου που είναι απαραίτητα για τον υπολογισμό των απωλειών πυρήνα [31]:



Σχήμα 6. 26. Καμπύλες απωλειών πυρήνα σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας τύπου M235-25A.

Με σκοπό τον περιορισμό της υπολογιστικής πολυπλοκότητας χωρίς σημαντική έκπτωση στην ακρίβεια, θα γίνει χρήση της σχέσης (6.17) του κλασσικού μοντέλου Jordan:

$$P_{fe} = P_{hys} + P_{ec} = k_{hys} \cdot f \cdot \hat{B}^2 + k_{ec} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 = c_{hys} \cdot \omega \cdot \hat{B}^2 + c_{ec} \cdot \omega^2 \cdot \hat{B}^2 \quad (6.21)$$

όπου $c_{hys} = \frac{k_{hys}}{2\pi}$ και $c_{ec} = \frac{k_{ec}}{4\pi^2}$.

Μέσω curve fitting από τις καμπύλες απωλειών πυρήνα για σιδηρομαγνητική λαμαρίνα τύπου M235-35A, για συχνότητες 50 Hz – 600 Hz προκύπτει:

$$c_{hys} = 143 \text{ W}/(\text{m}^3 \cdot \text{T} \cdot \text{Hz}) \text{ και } c_{ec} = 0.53 \text{ W}/(\text{m}^3 \cdot \text{T} \cdot \text{Hz})$$

Θεωρώντας συντελεστή ελασματοποίησης (stacking factor) 95% για την μαγνητική μας λαμαρίνα πάχους 0.35 mm, για τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου ανά μονάδα όγκου, γίνεται χρήση της παρακάτω σχέσης:

$$P_{stack} = (151 \cdot \omega \cdot B_m^2 + 0.558 \cdot \omega^2 \cdot B_m^2) (\text{W}/\text{m}^3) \quad (6.22)$$

όπου B_m το πλάτος της m-στής αρμονικής της γωνιακής συχνότητας βάσης, ω .

Η μαγνητική ροή που θα υπολογίζεται από το μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων δεν θα είναι ημιτονοειδής καθώς θα περιέχει την επίδραση της γεωμετρίας της μηχανής όσο ο δρομέας κινείται σε σχέση με τον στάτη. Εάν το υλικό του σιδήρου του στάτη είχε γραμμικές ιδιότητες, οι απώλειες

σιδήρου θα μπορούσαν να διακριθούν σε στοιχεία τα οποία εμφανίζονται σε διαφορετικές συχνότητες, το οποία θα αθροίζονται για να υπολογιστούν οι συνολικές απώλειες. Παρόλο που ο σίδηρος δεν έχει γραμμικές ιδιότητες, μια ευρέως χρησιμοποιούμενη μέθοδος εκτίμησης των απωλειών πυρήνα είναι να θεωρήσουμε ότι οι απώλειες μπορούν να διακριθούν σε πολλαπλά τμήματα που προκύπτουν σε πολλαπλές χρονικές αρμονικές συνιστώσες. Η σχέση υπολογισμού των απωλειών μπορεί στη συνέχεια να εφαρμοσθεί σε κάθε αρμονική συνιστώσα και τα αποτελέσματα να αθροιστούν ώστε να ληφθεί μια προσέγγιση των συνολικών απωλειών πυρήνα. Μαθηματικά, η προσέγγιση αυτή μπορεί να αναπαρασταθεί ως [32]:

$$P_{tot} = \sum_{m=1}^{\infty} (151 \cdot \omega \cdot B_m^2 + 0.558 \cdot \omega^2 \cdot B_m^2) (W/m^3) \quad (6.23)$$

6.3.3.3 Απώλειες μονίμων μαγνητών

Στις μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών οι μαγνήτες τοποθετούνται στο διάκενο της μηχανής και αναπτύσσουν δινορρέυματα λόγω της μεταβολής της ΜΕΔ στο διάκενο [33], με αποτέλεσμα οι απώλειες δινορρευμάτων στο σώμα των μαγνητών να αποτελούν απώλεια ισχύος. Τα αναπτυσσόμενα δινορρέυματα αυξάνουν τη θερμοκρασία των μονίμων μαγνητών, με αποτέλεσμα να υπάρχει κίνδυνος απομαγνήτισής τους. Οι απώλειες αυτές είναι μεγαλύτερες σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων καθώς είναι ανάλογες του τετραγώνου της συχνότητας λειτουργίας, ενώ σε εφαρμογές συμβατικών ταχυτήτων όπως η παρούσα είναι ιδιαίτερα χαμηλές [34]. Ο υπολογισμός τους βασίζεται σε αναλυτικές μεθόδους οι οποίες θεωρούν τις ακόλουθες παραδοχές και απλουστεύσεις. Αρχικά θεωρείται ότι οι πυρήνες δρομέα και στάτη έχουν άπειρη διαπερατότητα και μηδενική ηλεκτρική αγωγιμότητα, καθώς και ότι τα επαγόμενα δινορρέυματα έχουν αξονική κατεύθυνση. Ακόμα, θεωρείται ότι οι μόνιμοι μαγνήτες έχουν ηλεκτρική αγωγιμότητα σ_m και ότι η αλλαγή της μαγνητικής διαπερατότητας στο διάκενο λόγω εναλλαγής δοντιών – αυλάκων αγνοείται.

Για τον υπολογισμό των απωλειών, αφού η γεωμετρία σχεδιαστεί και πλεγματοποιηθεί και ο δρομέας περιστρέφεται σύγχρονα με τα ρεύματα του στάτη, αρχικά αναγνωρίζονται οι περιοχές που υπάρχουν μαγνήτες και λαμβάνονται οι τιμές του διανυσματικού δυναμικού A στο βαρύκεντρο κάθε στοιχειώδους τριγώνου των μαγνητών. Στην συνέχεια, αφού ολοκληρωθεί μια πλήρης ηλεκτρική περιστροφή, εξάγεται ένας πίνακας $m \times n$, ο οποίος περιέχει το διανυσματικό δυναμικό σε κάθε ένα από τα στοιχεία n στοιχεία του πλέγματος για κάθε ένα από τα m διαφορετικά στιγμιότυπα κατά την περιστροφή του δρομέα. Σε όσα στοιχεία υπάρχει υλικό μαγνήτη, ο πίνακας θα έχει κάποια τιμή διανυσματικού δυναμικού, ενώ στα υπόλοιπα θα έχει μηδενική τιμή, υποδηλώνοντας την απουσία μαγνήτη και την παρουσία άλλου υλικού. Τα επαγόμενα δινορρέυματα στους μαγνήτες λόγω του

χρονομεταβλητού πεδίου του στάτη, υπολογίζονται με την παρακάτω σχέση, σε μορφή πίνακα $m \times n$:

$$J_m = -\sigma_m \cdot \frac{dA}{dt} + J_c \quad (6.24)$$

όπου σ_m η ηλεκτρική αγωγιμότητα των μαγνητών και J_c η σταθερά ολοκλήρωσης που απαιτείται για τον μηδενισμό της πυκνότητας ρεύματος στην εγκάρσια διατομή του κάθε μαγνήτη. Επιλέγεται να υπολογιστούν οι αρμονικές συνιστώσες του διανυσματικού δυναμικού μέσω μετασχηματισμού Fourier (fft στο Matlab) και η παραπάνω σχέση μετατρέπεται σε:

$$J_m = -\sigma_m \cdot j \cdot f \cdot A + J_c \quad (6.25)$$

Η σταθερά J_c εκφράζεται ως εξής:

$$J_c = J_m \cdot \frac{\Delta v_m}{V_{mag}} \quad (6.26)$$

όπου J_m είναι πίνακας $m \times n$, Δv_m πίνακας $n \times 1$ που περιέχει τους στοιχειώδεις όγκους των τριγωνικών στοιχείων των μαγνητών και V_{mag} ο συνολικός όγκος των μαγνητών. Το J_c λοιπόν προκύπτει ένα διάνυσμα στήλη $m \times 1$ και έτσι για κάθε θέση δρομέα θα προκύπτει μια ισοδύναμη πυκνότητα ρεύματος περιορισμού. Για τον υπολογισμό των συνολικών απωλειών δινορρευμάτων των μονίμων μαγνητών γίνεται άθροισμα όλων των αρμονικών συνιστωσών του διανυσματικού δυναμικού A , σε κάθε στοιχειώδη όγκο της γεωμετρίας των μαγνητών. Οι συνολικές απώλειες μονίμων μαγνητών εκφράζονται λοιπόν σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$P_{mag} = \frac{1}{2} \cdot \sigma_m \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{\infty} \Delta v_i \cdot (2 \cdot \pi \cdot j \cdot f)^2 \cdot (J_{m,j})^2 \quad (6.27)$$

6.3.3.4 Απώλειες λόγω εγγύτητας και επιδερμικού φαινομένου

Σε ορισμένες μηχανές, οι απώλειες λόγω εγγύτητας μπορούν να αυξήσουν σημαντικά τις απώλειες χαλκού [35]. Σε προβλήματα εναλλασσόμενου ρεύματος, όπως παρουσιάζεται στο [35], μια περιοχή με αγωγούς μπορεί να αντικατασταθεί από μια ομογενοποιημένη περιοχή με διαπερατότητα σύνθετης τιμής. Ο φανταστικός όρος της διαπερατότητας αυτής συνδέεται με τις απώλειες. Αν και στο [35] παρουσιάζεται μια συνάρτηση προσαρμογής που υπολογίζει τις απώλειες σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων και συντελεστών πληρότητας ff , σε συμβατικές εφαρμογές μηχανών όπως η παρούσα, η κατάσταση λειτουργίας που είναι πιθανότερο να συναντήσουμε θα είναι σε χαμηλότερες συχνότητες. Στις περιπτώσεις αυτές, οι απώλειες λόγω εγγύτητας ανά μονάδα όγκου εκφράζονται ως εξής:

$$P_{prox} = c_{prox} \cdot \omega^2 \cdot \hat{B}^2 \quad (6.28)$$

όπου c_{prox} είναι ένας συντελεστής απωλειών ο οποίος εκφράζεται από την σχέση:

$$c_{prox} = ff \cdot \left(\frac{\pi^2}{8}\right) \cdot \sigma_{wire} \cdot d_{wire}^2 \quad (6.29)$$

όπου σ_{wire} είναι η ηλεκτρική αγωγιμότητα και d_{wire} η διάμετρος των αγωγών.

6.3.3.5 Υπολογισμός απόδοσης

Έπειτα από τον υπολογισμό των επιμέρους συνιστωσών των απωλειών σύμφωνα με τις προαναφερθείσες μεθόδους, η απόδοση της μηχανής δίνεται από την παρακάτω σχέση:

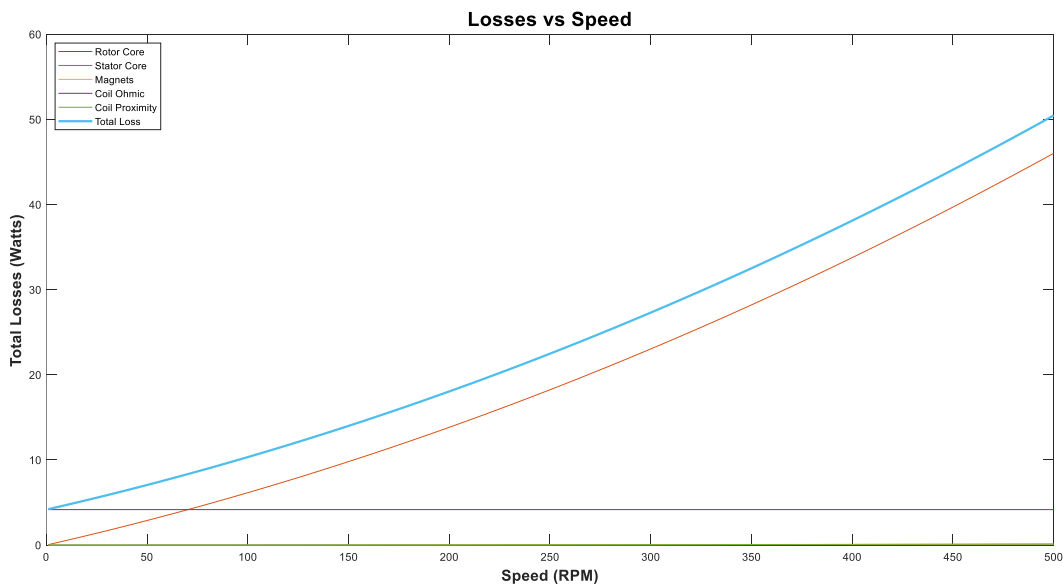
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \quad (6.30)$$

όπου $P_{out} = P_m = T_m \cdot \omega_m$ είναι η παραγόμενη ισχύς της μηχανής και P_{loss} οι συνολικές απώλειες της μηχανής οι οποίες ορίζονται ως:

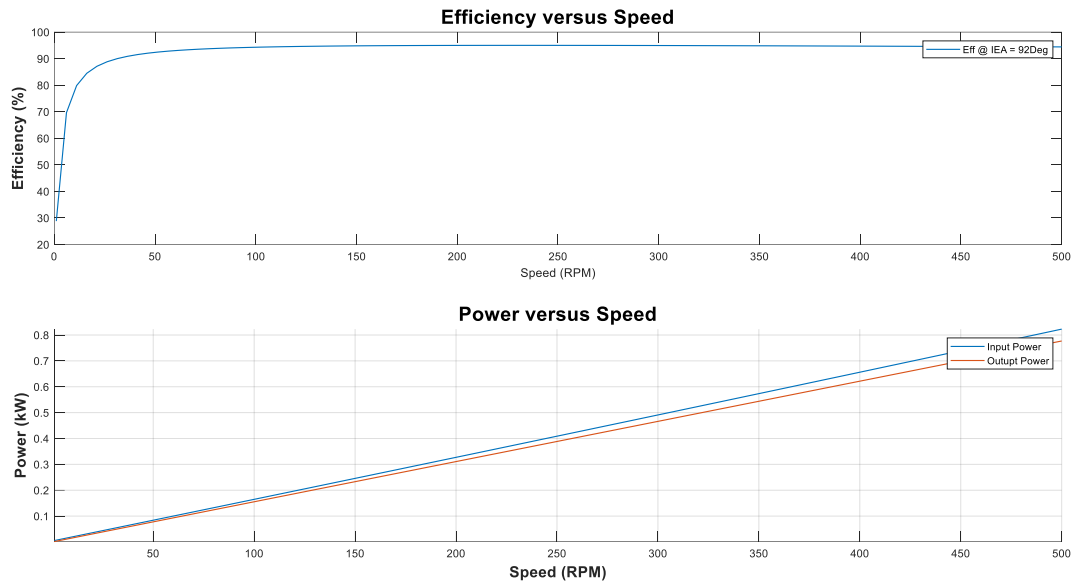
$$P_{loss} = P_{fe} + P_{cu} + P_{mag} + P_{prox} \quad (6.31)$$

6.3.3.6 Αποτελέσματα προσομοίωσης απωλειών μηχανής αναφοράς

Αφού υπολογίσθηκαν οι απώλειες της μηχανής αναφοράς υπό γωνία μέγιστης ροπής, σύμφωνα με τη μεθοδολογία που αναλύθηκε παραπάνω, εξάγουμε τα παρακάτω αποτελέσματα:



Σχήμα 6. 27. Συνολικές και επιμέρους απώλειες του κινητήρα αναφορά συναρτήσει της ταχύτητας.



Σχήμα 6. 28. Βαθμός απόδοσης και ισχύς εισόδου και εξόδου του κινητήρα αναφοράς συναρτήσει της ταχύτητας. Στην ονομαστική ταχύτητα ο βαθμός απόδοσης είναι 94%.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: ΑΝΑΛΥΣΗ ΝΕΑΣ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗΣ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΜΕΣΩ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟΥ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

7.1 Επιλογή μεταβολών στη γεωμετρία προς ανάλυση και βελτιστοποίηση

Όπως έχει αναλυθεί προηγουμένως, η γεωμετρία αναφοράς έχει συνδυασμό πόλων / αυλάκων ίσο με 46 / 51, με αποτέλεσμα να παρουσιάζει μία συμμετρία στα τυλίγματα της και να καθίσταται αναγκαία η πλεγματοποίηση και επίλυση ολόκληρης της γεωμετρίας, με αποτέλεσμα το υπολογιστικό φορτίο επίλυσης να είναι ιδιαίτερα αυξημένο κατά την διαδικασία της βελτιστοποίησης στην οποία θα χρειαστεί μεγάλος αριθμός επιλύσεων και επαναλήψεων. Έτσι, στην παρούσα μελέτη προτείνονται μεταβολές της γεωμετρίας ώστε να παρουσιάζεται υψηλότερος συντελεστής τυλίγματος και να επιτρέπεται βελτίωση των λειτουργικών χαρακτηριστικών της. Έτσι προτείνεται συνδυασμός πόλων / αυλάκων ίσος με 48 / 54, καθώς ο συνδυασμός αυτός παρουσιάζει 6 συμμετρίες γεωμετρίας και διεγέρσεων και μας επιτρέπει την διαίρεση του προβλήματος και την κλασματοποίηση της γεωμετρίας. Έχουμε λοιπόν την δυνατότητα να επιλύσουμε το 1/6 ολόκληρης της γεωμετρίας επιλύοντας το κλάσμα που αντιστοιχεί σε 8 πόλους / 9 αυλάκια μειώνοντας έτσι σημαντικά το υπολογιστικό φορτίο.

	40	42	44	46	48	50	52
42	2		2	1		1	2
45	5	3	1	1	3	5	1
48	4		2	1		1	2
51	1		1	1		1	1
54	2	3	2	1	6	1	2
57	1		1	1		1	1
60	20		2	1		5	2

Σχήμα 7. 1. Αριθμός συμμετριών στα τυλίγματα ανάλογα με τον συνδυασμό πόλων / αυλάκων [13].

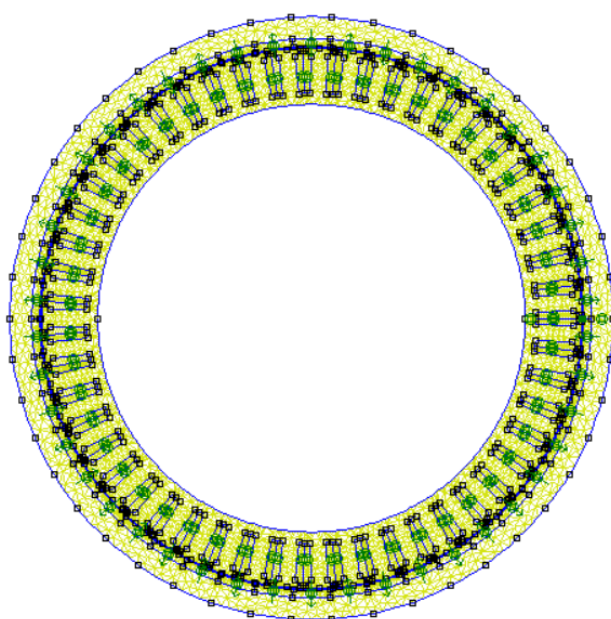
	40	42	44	46	48	50	52
42	0.953		0.953	0.945		0.913	0.89
45	0.945	0.951	0.955	0.955	0.951	0.945	0.927
48	0.966		0.958	0.956		0.956	0.958
51	0.901		0.933	0.944		0.955	0.955
54	0.877	0.902	0.915	0.93	0.945	0.949	0.954
57	0.852		0.894	0.912		0.937	0.946
60	0.866		0.874	0.893		0.966	0.936

Σχήμα 7. 2. Συντελεστής τυλίγματος γεωμετρίας αναφοράς (0.944) και προτεινόμενης σχεδίασης (0.945) [13].

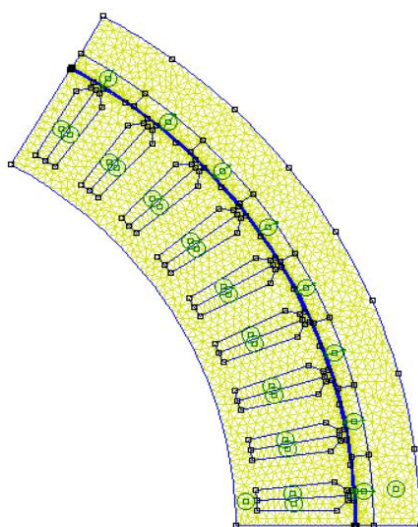
Ο χρόνος που απαιτείται για την ανάλυση ολόκληρης της γεωμετρίας του κινητήρα αναφοράς και της κλασματικής γεωμετρίας της προτεινόμενης σχεδίασης καθώς και ο αριθμός των κόμβων του πλέγματος σε κάθε περίπτωση, φαίνονται παρακάτω:

Πίνακας 7. 1. Χρόνοι επίλυσης μιας λειτουργικής κατάστασης σε ολόκληρη την γεωμετρία της μηχανής (46P/51S) και σε κλασματική γεωμετρία 8 πόλων της μηχανής (48P/54S).

Στοιχεία προσομοίωσης	Ολόκληρη γεωμετρία μηχανής αναφοράς	Κλάσμα προτεινόμενης σχεδίασης	Διαφορά
Κόμβοι πλέγματος	36500	7287	-80.3 %
Απαιτούμενος χρόνος (sec)	12.47	1.61	-87.1 %



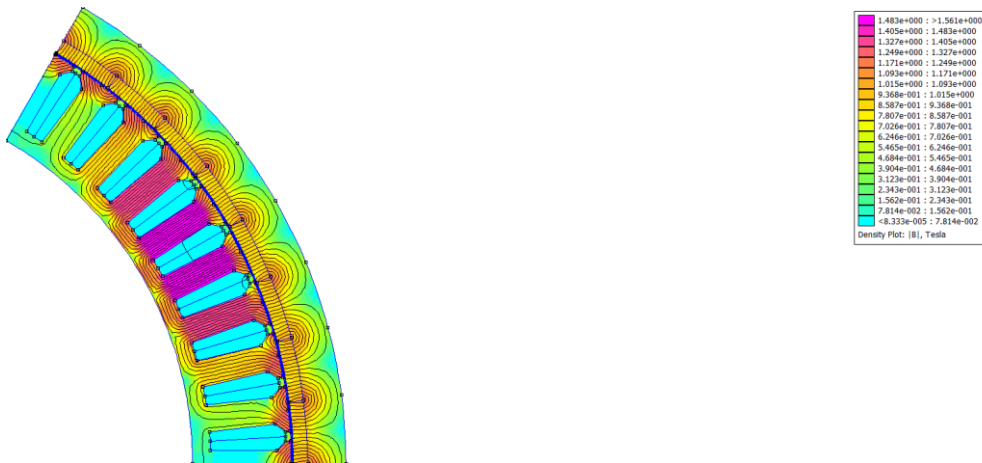
Σχήμα 7. 3. Πλέγμα 36500 κόμβων γεωμετρίας μηχανής αναφοράς.



Σχήμα 7. 4. Πλέγμα 7287 κόμβων προτεινόμενης σχεδίασης.

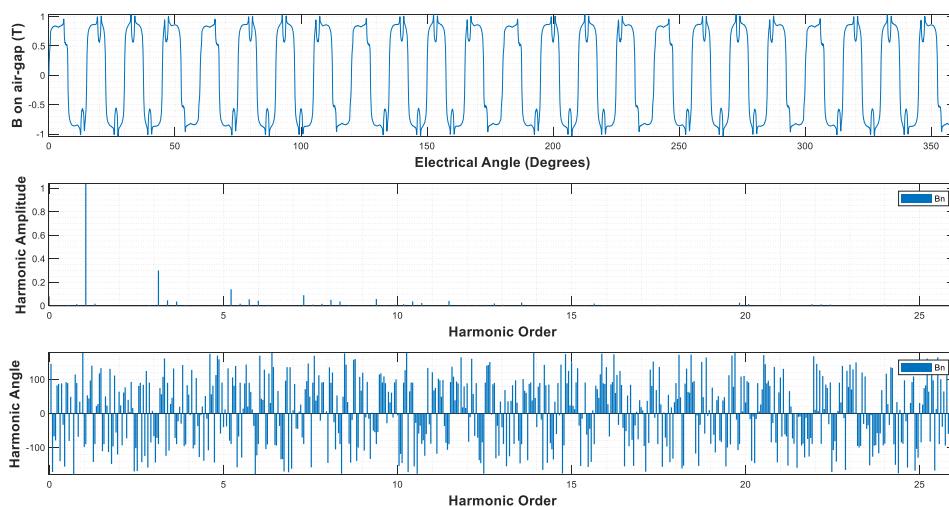
7.2 Λειτουργία σε κενό φορτίο

Όπως ακριβώς κάναμε και προηγουμένως, μηδενίζουμε τη πυκνότητα ρεύματος στα αυλάκια, ενώ ο άξονας d έχει ευθυγραμμιστεί με τον άξονα της φάσης A. Αφού επιλύσαμε το πεδίο της κλασματικής γεωμετρίας προέκυψε η ακόλουθη πυκνότητα μαγνητικής ροής B:



Σχήμα 7. 5. Κατανομή του πεδίου για κενό φορτίο.

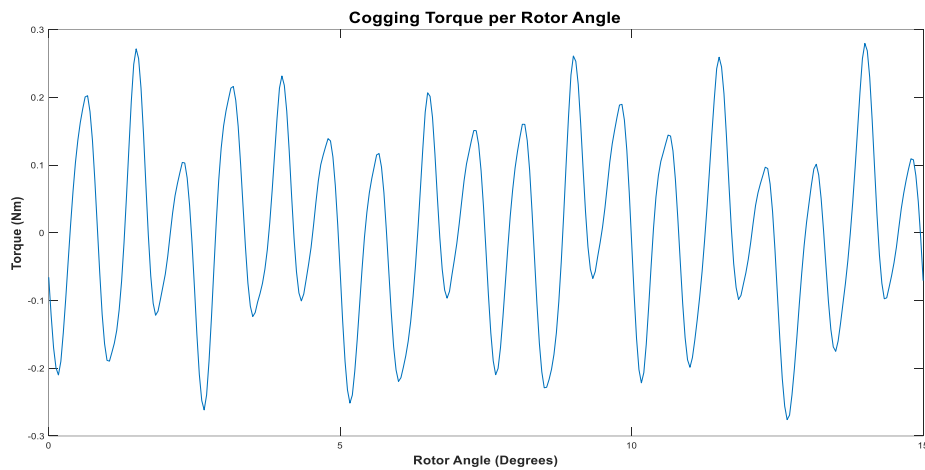
Όπως και πριν παρατηρούμε ομοιόμορφη κατανομή του πεδίου, με τις μαγνητικές ροές να παρουσιάζουν την μικρότερη δυνατή παραμόρφωση λόγω της απουσίας πεδίου στάτη. Αξίζει να σημειωθεί ότι παρατηρείται ελαφρώς χαμηλότερη τιμή πυκνότητας μαγνητικής ροής στα δόντια του στάτη σε σχέση με τη γεωμετρία αναφοράς, καθώς έχουμε ελαφρώς υψηλότερο αριθμό αυλάκων ανά πόλο και φάση ($q_{\text{πρωτ}} = 0.375$, $q_{\text{αναρ}} = 0.37$) με αποτέλεσμα ελαφρώς αραιότερη κατανομή μαγνητικής ροής στα δόντια του στάτη. Μέσω ανάλυσης Fourier λάβαμε τα εξής αποτελέσματα για το πλάτος και την φάση των αρμονικών συνιστωσών του πεδίου:



Σχήμα 7. 6. Πραγματική τιμή του πεδίου B στο διάκενο και αρμονική ανάλυση.

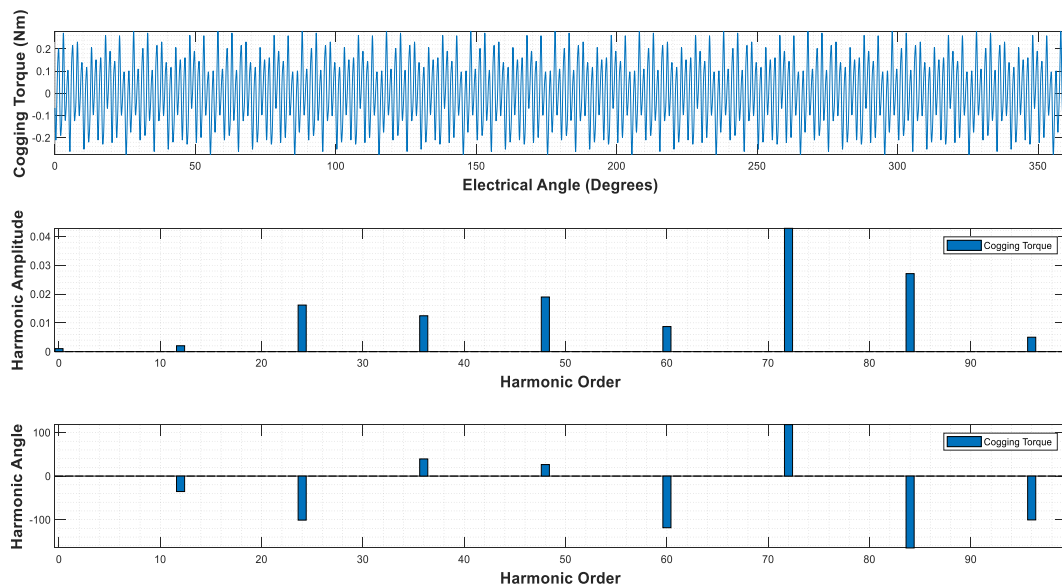
7.2.1 Υπολογισμός ροπής ευθυγράμμισης (Cogging Torque)

Για τον υπολογισμό της ροπής ευθυγράμμισης, εφόσον σε αντίθεση με προηγουμένως έχουμε κλασματικοποιημένη γεωμετρία, ο υπολογισμός της ροπής δεν είναι δυνατόν να γίνει με την μέθοδο Torque via Weighted stress tensor, αλλά με την εντολή gap integral και η περιστροφή του δρομέα γίνεται με την εντολή modifyboundprop της οριακής συνθήκης “ pslidingband ”, η οποία έχει εφαρμοσθεί στο διάκενο. Η ροπή ευθυγράμμισης σε συνάρτηση με τις μηχανικές μοίρες περιστροφής του δρομέα φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 7. 7. Ροπή ευθυγράμμισης συναρτήσει μηχανικής γωνίας.

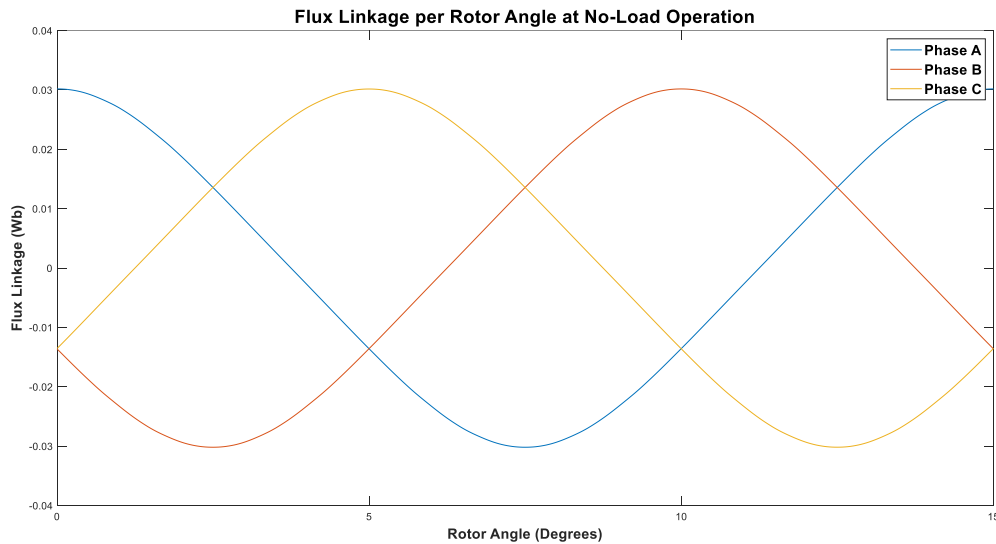
Μέσω αρμονικής ανάλυσης λάβαμε τα παρακάτω αποτελέσματα για το πλάτος και την γωνία των αρμονικών συνιστωσών της ροπής ευθυγράμμισης:



Σχήμα 7. 8. Ανάλυση αρμονικού περιεχομένου ροπής ευθυγράμμισης.

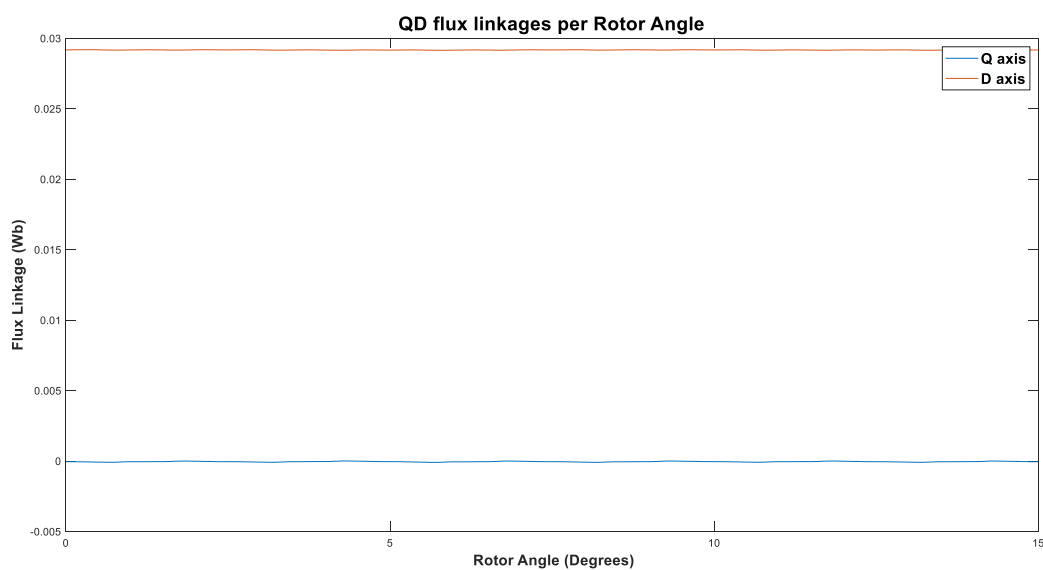
7.2.2 Υπολογισμός μαγνητικής ροής

Ο υπολογισμός της μαγνητικής ροής των μονίμων μαγνητών που είναι πεπλεγμένη με τις τρεις φάσεις των τυλιγμάτων γίνεται ομοίως με την ανάλυση ολόκληρης γεωμετρίας. Εφόσον υπολογίζουμε την μέση πεπλεγμένη μαγνητική ροή, δεν είναι απαραίτητος ο πολλαπλασιασμός του αποτελέσματος με τον αριθμό των συμμετριών στα τυλίγματα του στάτη. Έτσι, για το εύρος μιας ηλεκτρικής περιόδου, η μαγνητική ροή υπολογίζεται σύμφωνα με την σχέση (6.3) και έχουμε:



Σχήμα 7. 9. Πεπλεγμένη μαγνητική ροή των τριών φάσεων συναρτήσει μηχανικής γωνίας.

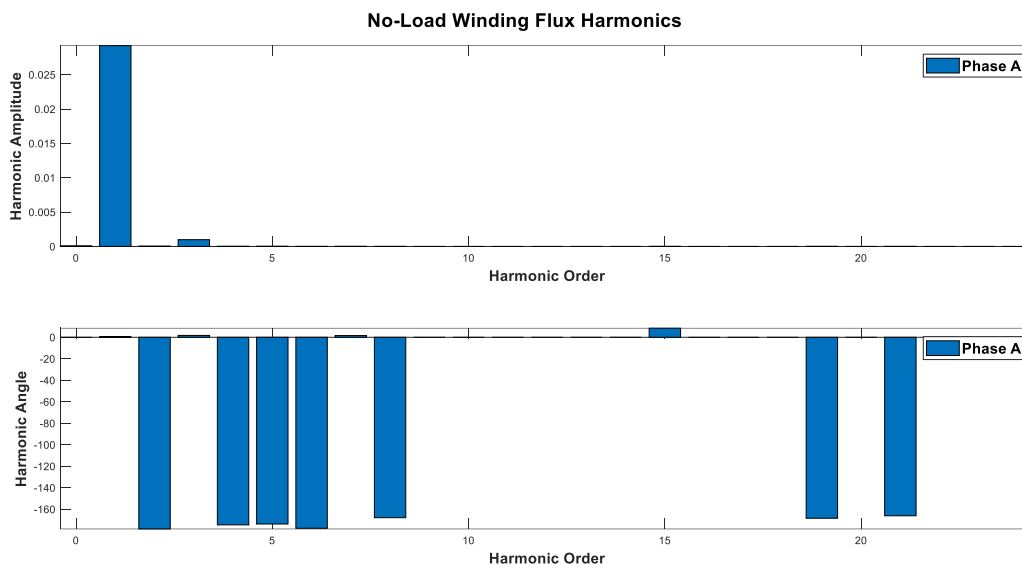
Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Park για τις πεπλεγμένες ροές των τριών φάσεων, αναχθήκανε οι τιμές τους στο πλαίσιο DQ και λάβαμε τα εξής αποτελέσματα:



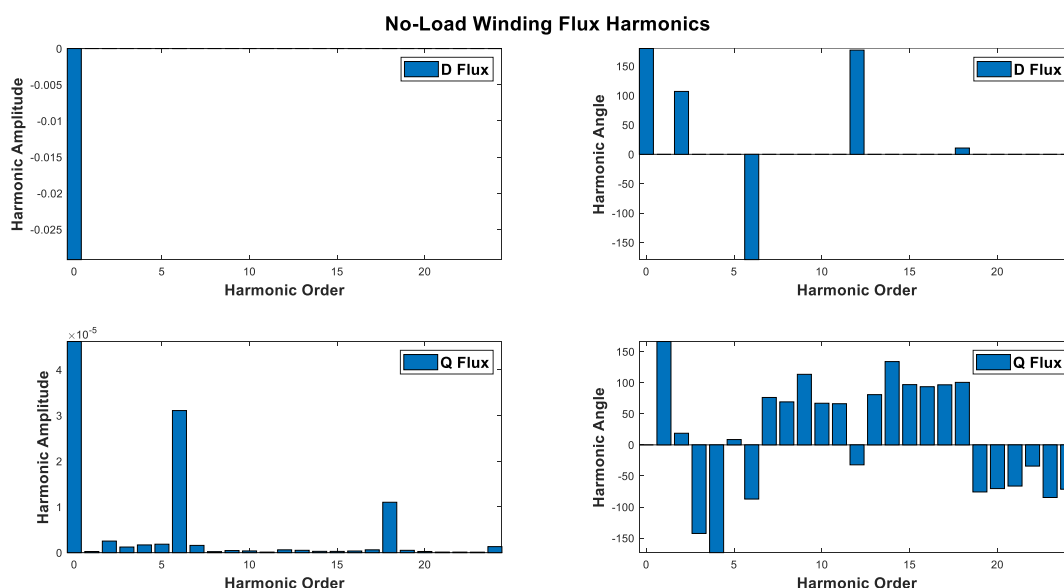
Σχήμα 7. 10. Πεπλεγμένη μαγνητική ροή στο πλαίσιο DQ.

Από τα παραπάνω αποτελέσματα πέρα από την επιβεβαίωση της ορθής ευθυγράμμισης του d άξονα με τον άξονα της φάσης A, παρατηρούμε τιμές μαγνητικής ροής πολύ κοντά σε αυτές της μηχανής αναφοράς.

Μέσω αρμονικής ανάλυσης λάβαμε τα παρακάτω αποτελέσματα για το πλάτος και τη γωνία των αρμονικών συνιστωσών της πεπλεγμένης ροής τόσο στο πλαίσιο ABC (εν προκειμένω για την φάση A) όσο και στο πλαίσιο DQ:



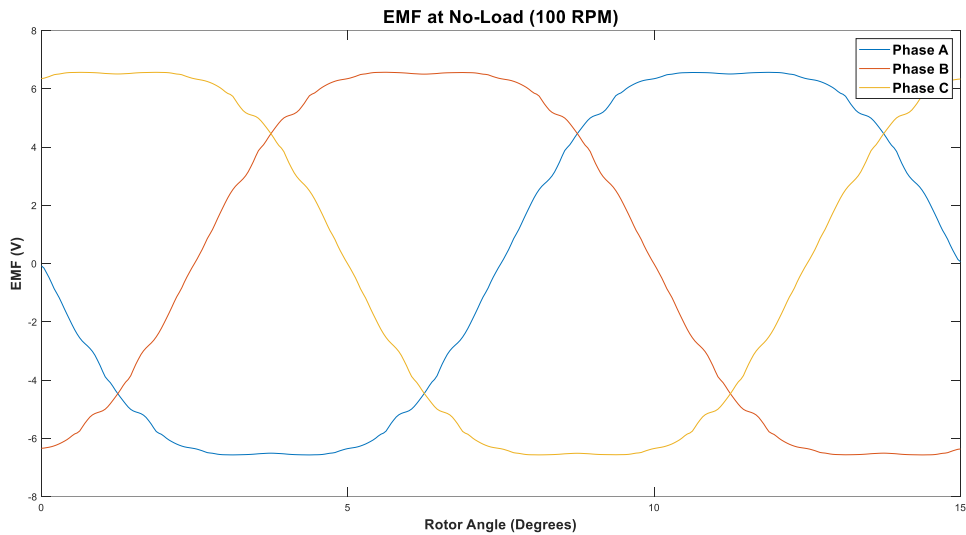
Σχήμα 7. 11. Ανάλυση αρμονικού περιεχομένου πεπλεγμένης ροής για την φάση A.



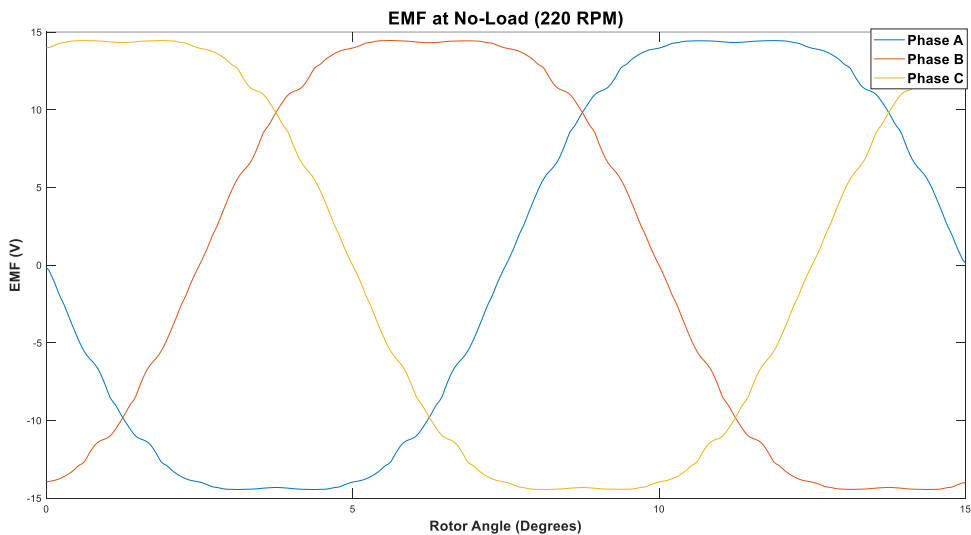
Σχήμα 7. 12. Ανάλυση αρμονικού περιεχομένου μαγνητικής ροής στο πλαίσιο DQ.

7.2.3 Υπολογισμός επαγόμενης ΗΕΔ

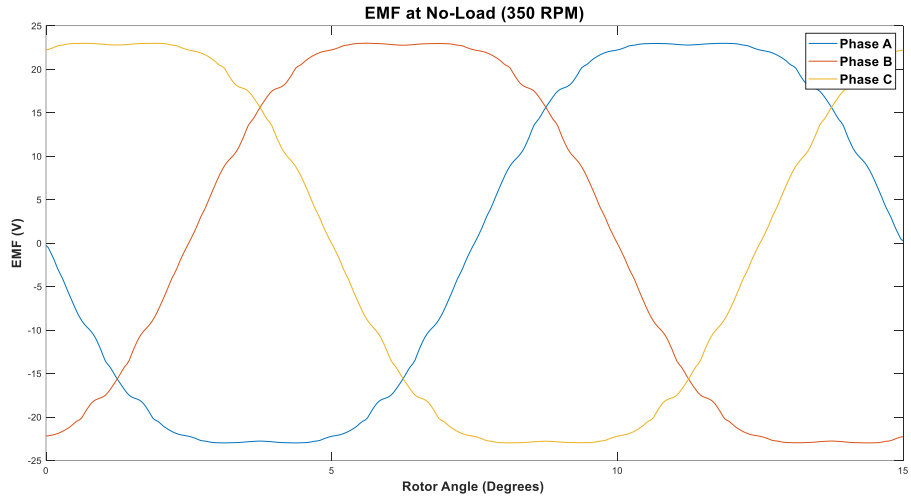
Ο υπολογισμός της ΗΕΔ γίνεται ομοίως με την ανάλυση ολόκληρης γεωμετρίας και γίνεται σύμφωνα με την σχέση (6.4) για ένα εύρος ταχυτήτων 100 – 600 RPM. Θεωρώντας ίδια τιμή συνεκτικότητας μαγνήτη (των μαγνητών N28AH), για μια πλήρη ηλεκτρική περιστροφή, η τιμή της επαγόμενης ΗΕΔ κάθε φάσης υπολογίστηκε ως εξής:



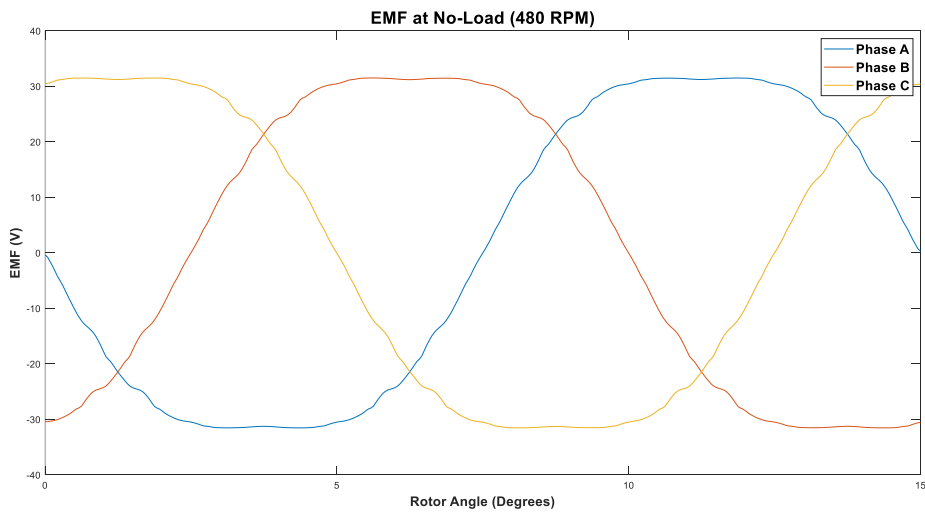
Σχήμα 7. 13. Επαγόμενη ΗΕΔ σε λειτουργία κενού φορτίου σε ταχύτητα 100 ΣΑΛ.



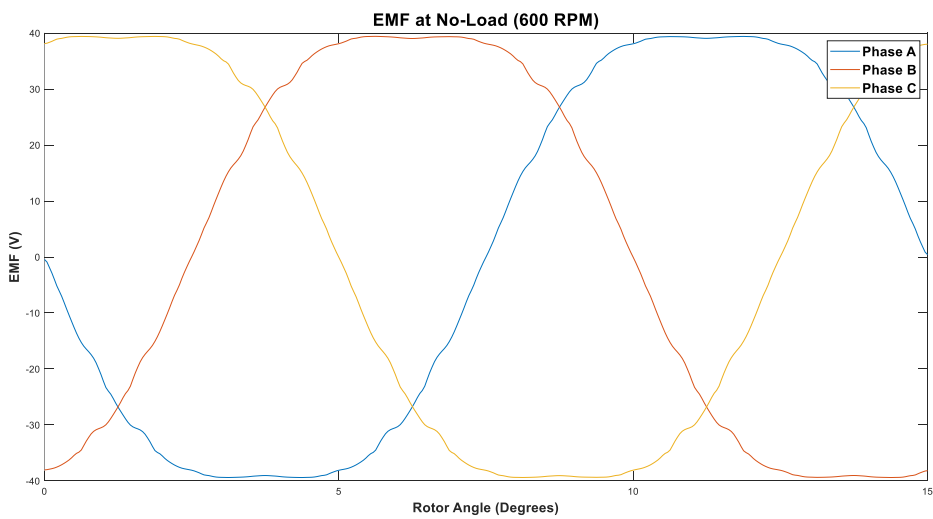
Σχήμα 7. 14. Επαγόμενη ΗΕΔ σε λειτουργία κενού φορτίου σε ταχύτητα 220 ΣΑΛ.



Σχήμα 7. 15. Επαγόμενη ΗΕΔ σε λειτουργία κενού φορτίου σε ταχύτητα 350 ΣΑΛ.

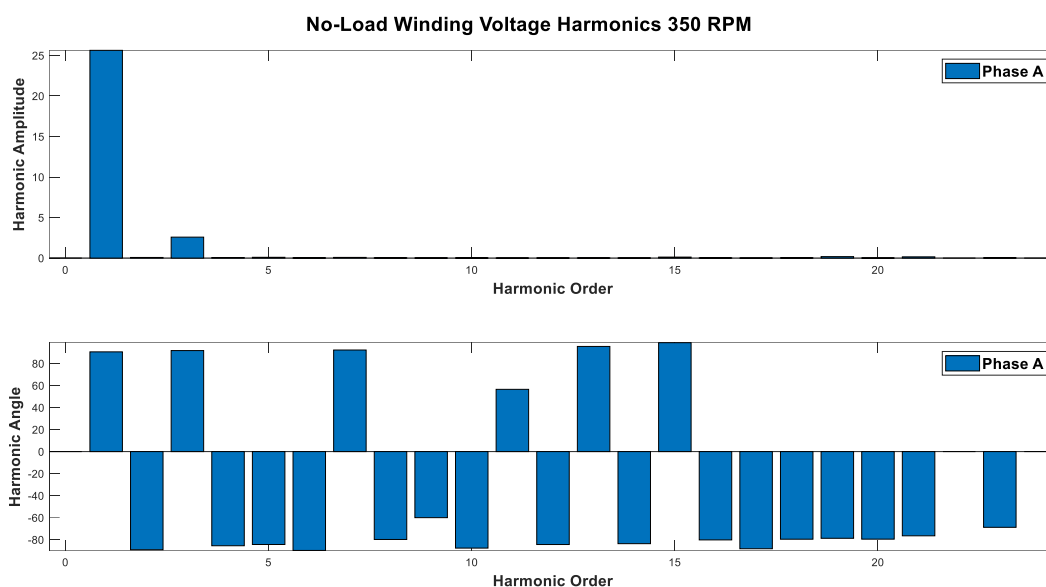


Σχήμα 7. 16. Επαγόμενη ΗΕΔ σε λειτουργία κενού φορτίου σε ταχύτητα 480 ΣΑΛ.



Σχήμα 7. 17. Επαγόμενη ΗΕΔ σε λειτουργία κενού φορτίου σε ταχύτητα 600 ΣΑΛ.

Μέσω αρμονικής ανάλυσης λάβαμε τα παρακάτω αποτελέσματα για το πλάτος και την γωνία των αρμονικών συνιστωσών της επαγόμενης ΗΕΔ (εν προκειμένω για την φάση Α στις 350 ΣΑΛ):

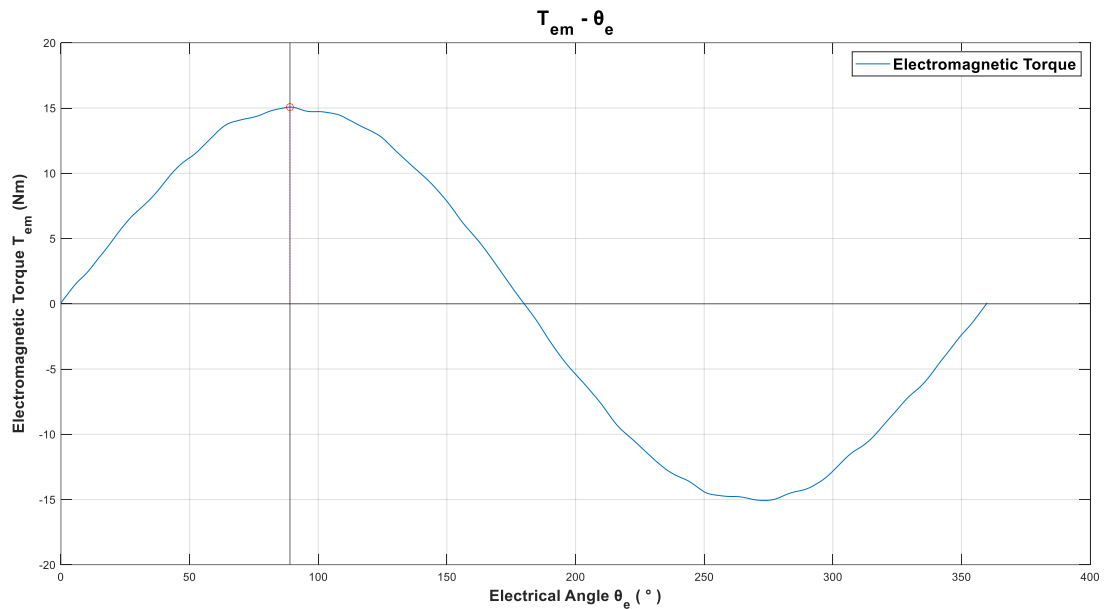


Σχήμα 7. 18. Ανάλυση αρμονικού περιεχομένου επαγόμενης ΗΕΔ της φάσης Α σε ταχύτητα 350 RPM.

7.3 Λειτουργία υπό φορτίο

7.3.1 Υπολογισμός καμπύλης γωνίας ροπής ($T - \delta$)

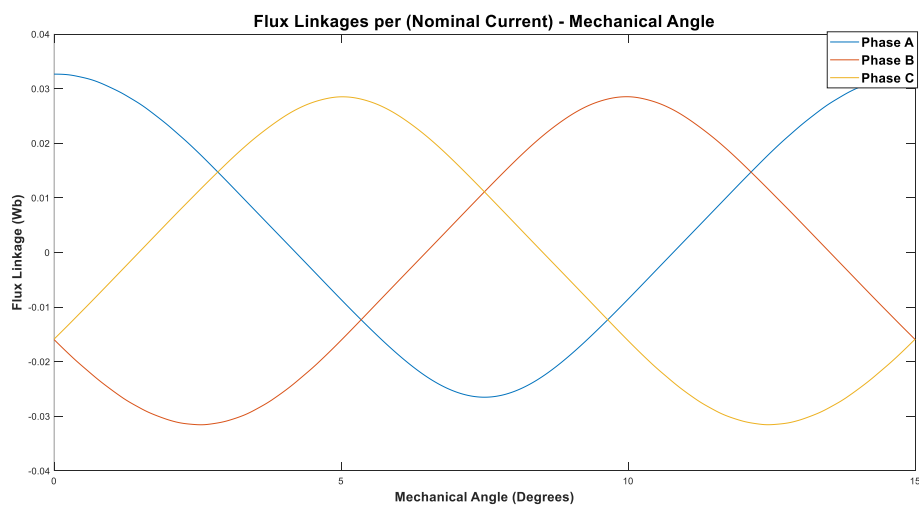
Για την εξαγωγή καμπύλης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής σε συνάρτηση με την ηλεκτρική γωνία, αφού εφαρμόσθηκε ονομαστική πυκνότητα ρεύματος στα τυλίγματα του στάτη και ευθυγραμμίστηκε ο d άξονας, πραγματοποιήθηκε η ίδια ανάλυση με <<σταθερό δρομέα>> με το κεφάλαιο 6. Έτσι, το διάγραμμα μεταβολής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στο διάκενο σε συνάρτηση με τη μεταβολή της ηλεκτρικής γωνίας των ρευμάτων των τυλιγμάτων στάτη που προέκυψε, φαίνεται παρακάτω:



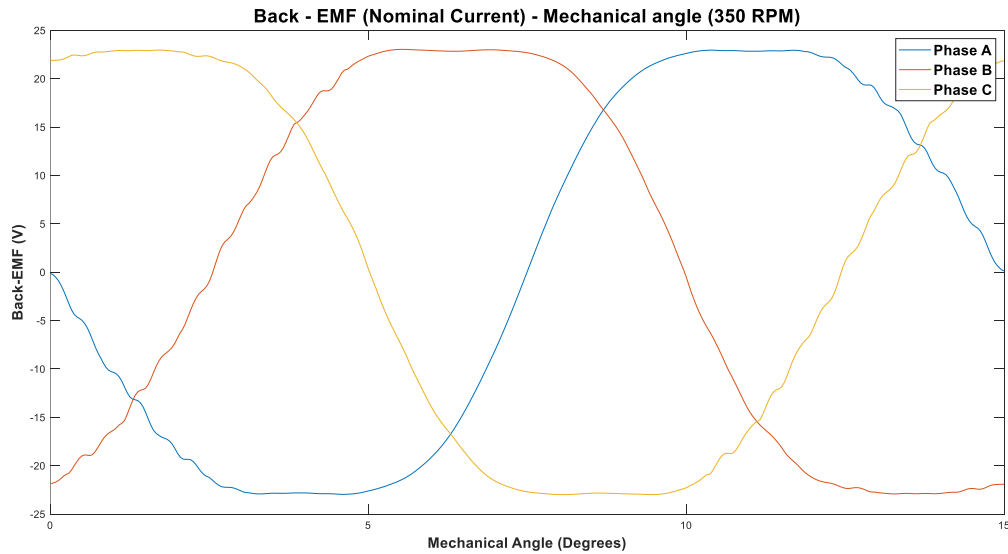
Σχήμα 7. 19. Εύρεση ηλεκτρικής γωνίας για τη μέγιστη παραγωγή ροπής, για σταθερό δρομέα. Η μέγιστη ηλεκτρομαγνητική ροπή $T_e = 15.0705 \text{ Nm}$ συναντάται σε ηλεκτρική γωνία $\theta_e = 93^\circ$.

Όπως και προηγουμένως, η γωνία που αντιστοιχεί σε μεγιστοποίηση της ροπής θα αποθηκευτεί έτσι ώστε ο υπολογισμός της ροπής, της κυμάτωσης ροπής καθώς και των απωλειών της μηχανής να γίνουν στην κατάσταση μέγιστης παραγόμενης ροπής (T_{max} , δ_{max}).

Έπειτα από την ανάλυση με <<σταθερό δρομέα>>, τα διαγράμματα που προέκυψαν για τις πεπλεγμένες μαγνητικές ροές των τριών φάσεων καθώς και για την επαγόμενη τάση (σε ταχύτητα 350 ΣΑΛ), συναρτήσει της μηχανικής γωνίας (βλ. σχέση 6.5) παρατίθενται παρακάτω:



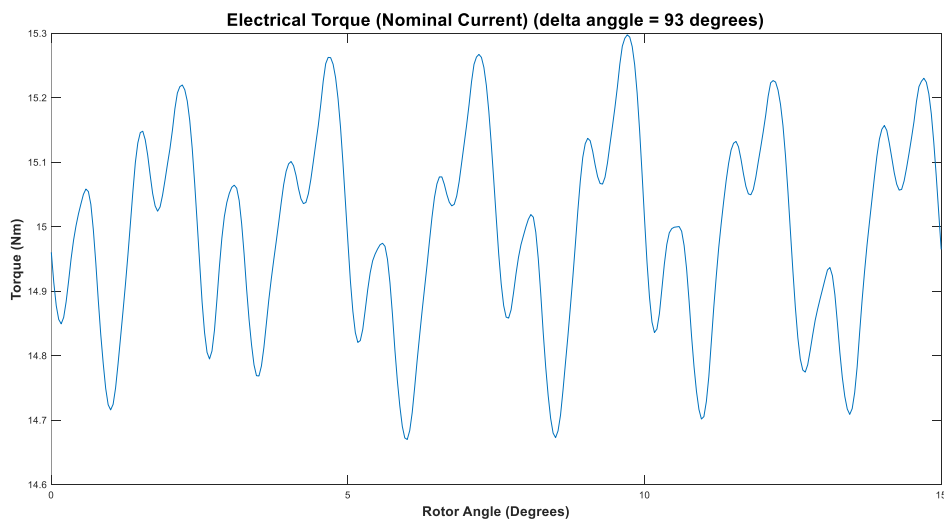
Σχήμα 7. 20. Μαγνητική ροή των τριών φάσεων συναρτήσει της μηχανικής γωνίας.



Σχήμα 7. 21. Επαγόμενη τάση συναρτήσει της μηχανικής γωνίας στις 350 ΣΑΛ.

7.3.2 Υπολογισμός μέσης ροπής και κυμάτωσης ροπής

Αφού έχει επιλεγθεί κατάσταση μέγιστης ροπής, όπως αυτή που αναλύθηκε στην υποενότητα 7.3.1, ακολουθεί η ανάλυση με <<σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα>> με την ίδια ακριβώς διαδικασία όπως και στο κεφάλαιο 6, με την μόνη διαφορά ότι η περιστροφή του δρομέα πραγματοποιείται με την εντολή `modifyboundprop` της οριακής συνθήκης “`pslidingband`”, η οποία έχει εφαρμοσθεί στο διάκενο (βλ. υποενότητα 7.2.1). Η κυμάτωση της ροπής υπολογίζεται από την σχέση (6.8) και η κυματομορφή της ροπής σε λειτουργία μέγιστης ροπής για μια ηλεκτρική περίοδο προκύπτει ως εξής:



Σχήμα 7. 22. Κυματομορφή ροπής συναρτήσει μηχανικής γωνίας σε λειτουργία μέγιστης ροπής.

Η μέση ροπή υπολογίστηκε $T_{mean} = 14.99 Nm$, ενώ η μέγιστη ροπή είναι $T_{max} = 15.3 Nm$ και η ελάχιστη είναι $T_{min} = 14.67 Nm$. Επομένως από την σχέση (6.8) προκύπτει $T_{ripple} = 4.2 \%$. Διαπιστώνουμε ότι η προτεινόμενη σχεδίαση έχει υψηλότερη κυμάτωση ροπής από τη γεωμετρία αναφοράς, ωστόσο η κυμάτωση ροπής παραμένει σε χαμηλά επίπεδα.

7.3.3 Υπολογισμός μάζας μηχανής

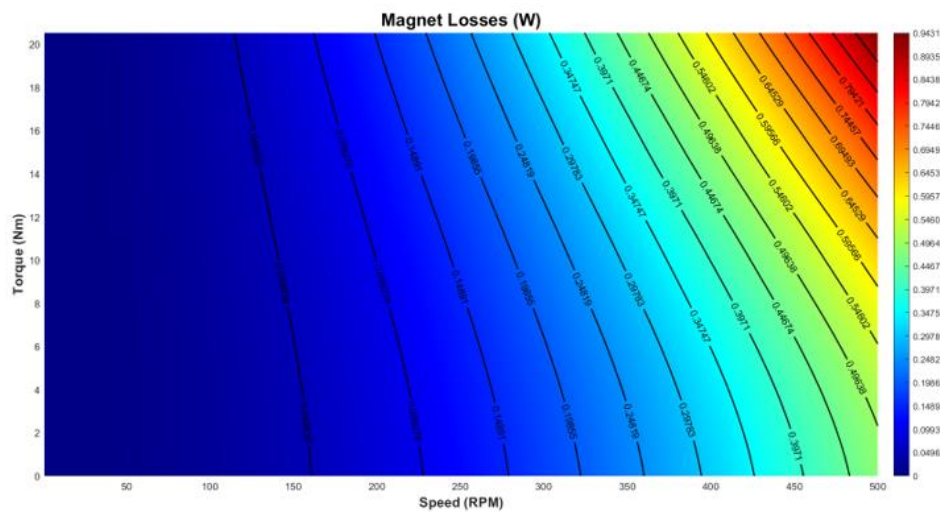
Προκειμένου να υπολογίσουμε την μάζα της εκάστοτε μηχανής προς βελτιστοποίηση, ώστε να υπολογίσουμε την πυκνότητα ισχύος της, χρησιμοποιούμε την δυνατότητα υπολογισμού εμβαδού της γεωμετρίας μέσω του λογισμικού πεπερασμένων στοιχείων. Αναλυτικότερα, κατά την δημιουργία των γεωμετριών των μηχανών στο FEMM οι διάφορες περιοχές χαρακτηρίζονται από διαφορετικά υλικά και μέγεθος τριγωνικών στοιχείων πλέγματος. Έτσι, επιλέγοντας την εκάστοτε περιοχή μέσω FEMM μπορούμε να υπολογίσουμε εύκολα την επιφάνεια αυτής, μέσω της εντολής `mo_blockintegral(5)` για όλα τα τριγωνικά στοιχεία της περιοχής αυτής. Με τον τρόπο αυτό, αρχικά επιλέγονται τα στοιχεία των αυλάκων της μηχανής, υπολογίζεται και αθροίζεται το απειροστό εμβαδόν τους, ενώ στην συνέχεια πολλαπλασιάζεται με τον συντελεστή πληρότητας αύλακος ff (ο οποίος προκύπτει για τους αγωγούς AWG25), ώστε να υπολογιστεί το συνολικό εμβαδό χαλκού A_{cu} της μηχανής. Συνεχίζοντας, επιλέγονται τα στοιχεία του σιδήρου στάτη και δρομέα, υπολογίζεται και αθροίζεται το συνολικό εμβαδόν τους, ώστε να υπολογιστεί το συνολικό εμβαδόν πυρήνα A_{iron} της μηχανής και αντίστοιχα υπολογίζεται το εμβαδόν των μαγνητών A_{magnet} . Στην συνέχεια, τα εμβαδά αυτά πολλαπλασιάζονται με το ενεργό μήκος της μηχανής και με τον αριθμό των συμμετριών με τον οποίο διαιρέθηκε και κλασματοποιήθηκε ολόκληρη η γεωμετρία, ώστε να προκύψει ο συνολικός όγκος που κατέχει το κάθε υλικό της μηχανής, ενώ τέλος τον πολλαπλασιάζουμε με τις αντίστοιχες πυκνότητες κάθε υλικού ώστε να εξαχθεί η μάζα κάθε υλικού, με τις εκάστοτε μάζες να αθροίζονται για να εξαχθεί η συνολική μάζα της μηχανής. Οι πυκνότητες των υπό εξέταση υλικών βάση των φυλλαδίων προδιαγραφών των κατασκευαστών, φαίνονται παρακάτω [58]-[60]:

Πίνακας 7. 2. Πυκνότητες υλικών πυρήνα βάση των φυλλαδίων προδιαγραφών των κατασκευαστών.

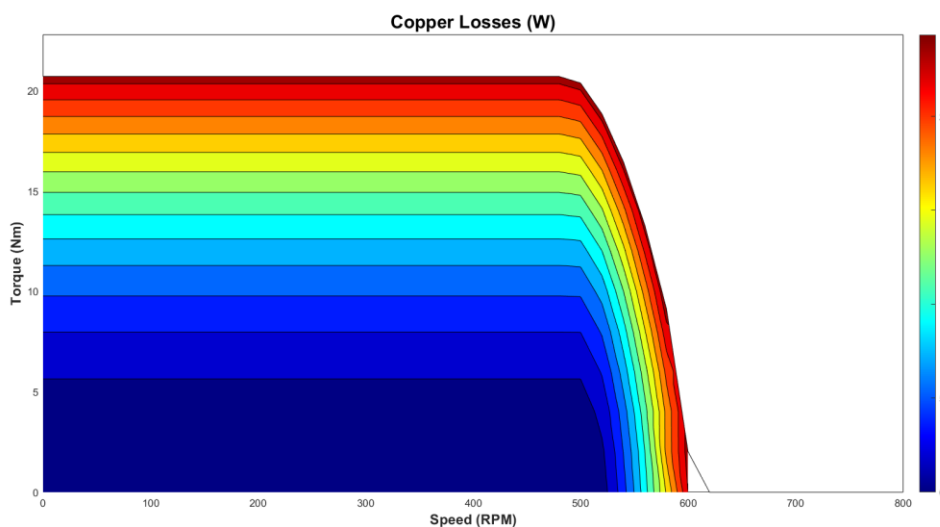
Στοιχείο Μηχανής	Υλικό	Πυκνότητα υλικού d (kg/m^3)
Σώμα στάτη/δρομέα	Fe	7600
Τύλιγμα	Cu	8920
Μόνιμος Μαγνήτης	NdFeB	7500

7.3.4 Υπολογισμός απωλειών και χάρτη απόδοσης

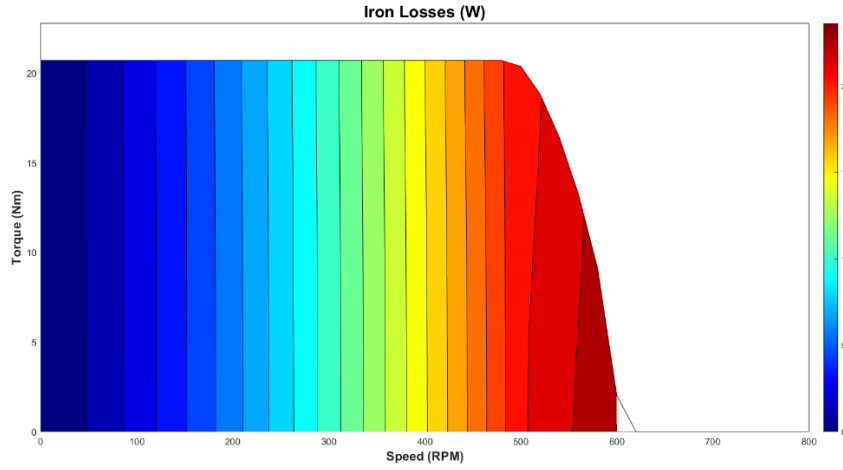
Με την ίδια μεθοδολογία που ακολουθήθηκε στο Κεφάλαιο 6 έγινε ο υπολογισμός των επιμέρους και συνολικών απωλειών του προτεινόμενης σχεδίασης, υπολογίστηκε ο βαθμός απόδοσης για φόρτιση με ρεύματα μέχρι 1.3 επί του ονομαστικού υπό βέλτιστο τρόπο τροφοδότησης (στρατηγική ελέγχου ΜΤΡΑ πριν την είσοδο στην περιοχή εξασθένισης πεδίου και στρατηγική ελέγχου ΜΤΡV μετά την είσοδο στην περιοχή εξασθένισης πεδίου) και έτσι εξήχθησαν οι χάρτες απόδοσης και απωλειών του κινητήρα, αλλά και πληροφορίες για την γωνία τροφοδότησης του κινητήρα, την αναπτυσσόμενη άεργο ισχύ και τον συντελεστή ισχύος. Τα αποτελέσματα που εξάγουμε φαίνονται παρακάτω:



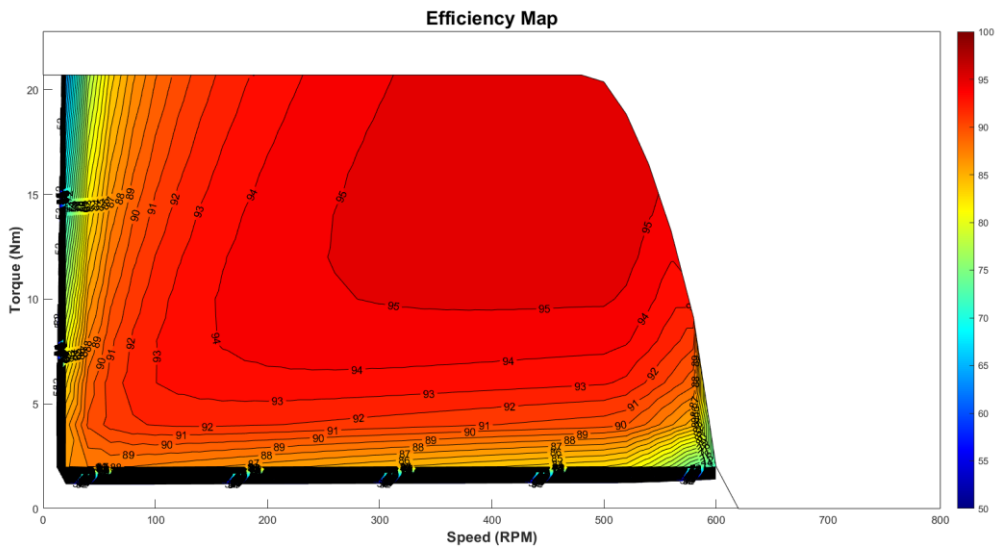
Σχήμα 7. 23. Απώλειες μονίμων μαγνητών συναρτήσει της ταχύτητας.



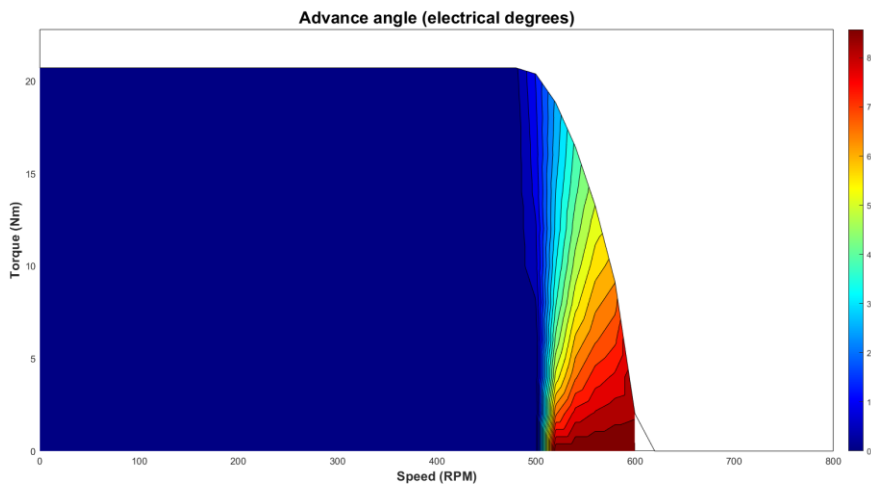
Σχήμα 7. 24. Απώλειες χαλκού συναρτήσει της ταχύτητας.



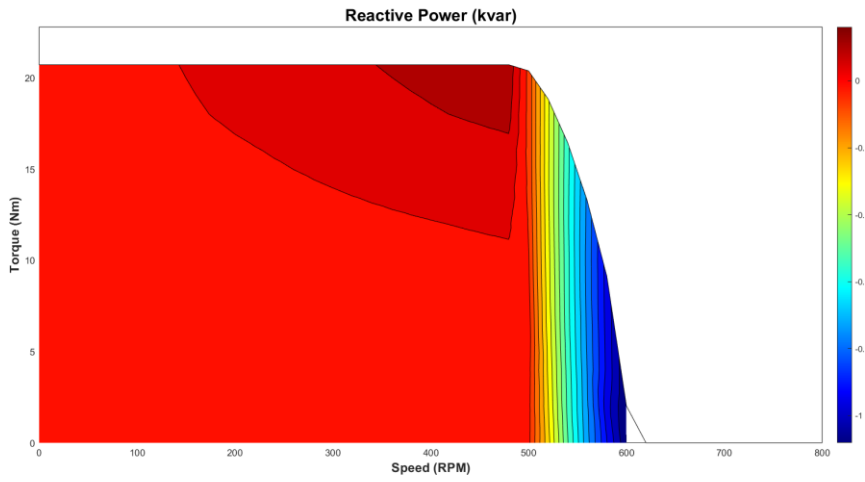
Σχήμα 7. 25. Απώλειες πυρήνα στάτη και δρομέα συναρτήσει της ταχύτητας.



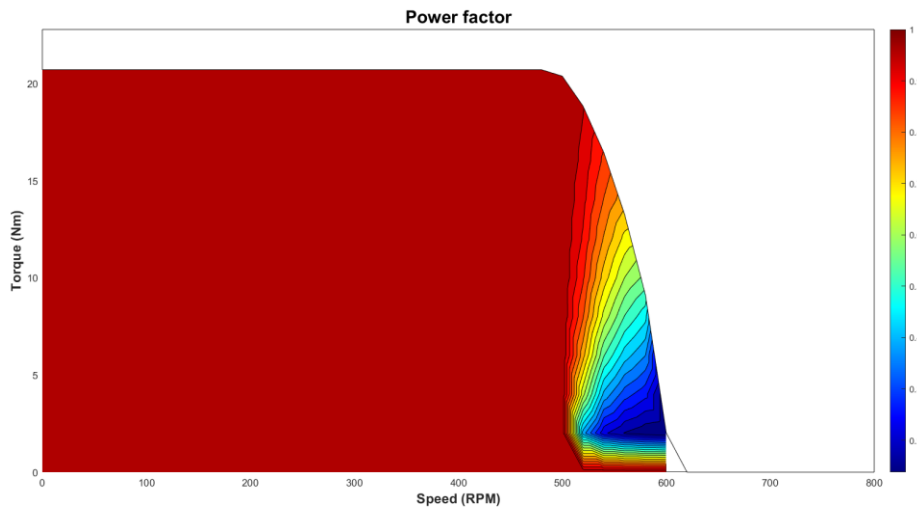
Σχήμα 7.26. Χάρτης απόδοσης του κινητήρα.



Σχήμα 7. 27. Αύξηση γωνίας ροπής μετά την είσοδο στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, σε σχέση με την γωνία μέγιστης ροπής κατά τον έλεγχο MTPA, η οποία υπολογίστηκε στις 93°.



Σχήμα 7. 28. Άεργος ισχύς του κινητήρα.



Σχήμα 7. 29. Συντελεστής ισχύος του κινητήρα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8: ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗΣ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ

8.1 Προβλήματα Βελτιστοποίησης

Πρόβλημα βελτιστοποίησης ορίζεται ένα πρόβλημα στο οποίο στόχος είναι η ελαχιστοποίηση ή μεγιστοποίηση μιας ποσότητας η οποία ονομάζεται αντικειμενική και εξαρτάται από έναν πεπερασμένο αριθμό μεταβλητών εισόδου. Οι μεταβλητές αυτές εισόδου είναι δυνατόν είτε να είναι ανεξάρτητες, είτε να εξαρτώνται από έναν ή περισσότερους περιορισμούς [33],[61].

8.1.1 Βελτιστοποίηση συναρτήσεων μίας μεταβλητής

Το πρόβλημα βελτιστοποίησης μίας μεταβλητής παίρνει τη μορφή $Z = f(x)$. Η μεταβλητή x μπορεί να μην έχει περιορισμούς ή να έχει περιορισμό της μορφής $a \leq x \leq b$.

Η ποσότητα $Z = f(x)$ ονομάζεται αντικειμενική συνάρτηση και το πεδίο ορισμού της είναι το $D \subseteq R$, το οποίο προκύπτει από τους περιορισμούς της μεταβλητής x .

Μια αντικειμενική συνάρτηση $Z = f(x)$ εμφανίζει τοπικό ελάχιστο στο σημείο x_0 , αν υπάρχει μικρό διάστημα με κέντρο το x_0 , τέτοιο ώστε $f(x) \geq f(x_0)$, $\forall x$ για το οποίο η συνάρτηση ορίζεται σε αυτό το διάστημα. Στην περίπτωση που $f(x) \geq f(x_0)$, $\forall x$ για το οποίο ορίζεται η συνάρτηση, τότε το ελάχιστο στο σημείο x_0 εκτός από τοπικό, είναι και ολικό ελάχιστο. Κατά αντίστοιχο τρόπο ορίζονται και το τοπικό και ολικό μέγιστο.

8.1.2 Βελτιστοποίηση συναρτήσεων πολλών μεταβλητών

Στο πρόβλημα βελτιστοποίησης πολλών μεταβλητών, η αντικειμενική συνάρτηση παίρνει τη μορφή $Z = f(X)$, εξαρτάται δηλαδή από έναν πεπερασμένο αριθμό μεταβλητών εισόδου $X = [X_1, X_2, \dots, X_n]^T$ και το πεδίο ορισμού $D \subseteq R^n$ της αντικειμενικής συνάρτησης Z προκύπτει από τους περιορισμούς τους οποίους θα πρέπει να ικανοποιούν οι μεταβλητές $X_i, i = 1, 2, \dots, n$.

Το εσωτερικό χωρίο και το όριο μιας σφαίρας η διαστάσεων και ακτίνας ϵ με κέντρο το \hat{X} , το ονομάζουμε γειτονία ακτίνας ϵ περί το \hat{X} .

Μια αντικειμενική συνάρτηση $Z = f(X)$ παρουσιάζει μέγιστο στο σημείο \hat{X} , αν υπάρχει γειτονία ακτίνας ϵ περί το \hat{X} , έτσι ώστε $f(x) \leq f(\hat{X})$, $\forall X$ της γειτονίας ακτίνας ϵ , για το οποίο ορίζεται η συνάρτηση. Στην περίπτωση που η συνθήκη ικανοποιείται για κάθε θετική τιμή ακτίνας ϵ , τότε η συνάρτηση έχει ολικό μέγιστο στο \hat{X} .

8.1.2.1 Συνάρτηση κόστους – προβλήματα ελαχιστοποίησης

Στην περίπτωση που είναι επιθυμητή η ελαχιστοποίηση της συνάρτησης $Z = f(X)$, η συνάρτηση Z ονομάζεται συνάρτηση κόστους.

Η συνάρτηση κόστους έχει πεδίο ορισμού το οποίο εκφράζεται από ένα σύνολο περιορισμών και στην περίπτωση αυτή το πρόβλημα εκφράζεται μαθηματικά από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\min(Z) = f(x)$$

με τους περιορισμούς:

$$\begin{cases} g_1(x) \leq 0 \\ g_2(x) \leq 0 \\ \dots \dots \dots \\ g_m(x) \leq 0 \end{cases}$$

8.1.2.2 Μέθοδος Βαρών

Στις περιπτώσεις όπου το πλήθος των μεταβλητών εισόδου του προβλήματος είναι μεγάλο, είναι δυνατό να ορίσουμε το διάνυσμα X ως ένα περιορισμένο πλήθος κριτηρίων βελτιστοποίησης, σύμφωνα με τα οποία θα αξιολογηθεί το τελικό αποτέλεσμα.

Στο πρόβλημα της παρούσας διπλωματικής εργασίας, οι μεταβλητές εισόδου που σχετίζονται με τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του κινητήρα, τις ιδιότητες των υλικών κατασκευής, αλλά και τον κύκλο λειτουργίας του κινητήρα και των συνθηκών υπό τις οποίες θα λειτουργεί, είναι πολυπληθείς και είναι ιδιαίτερα δύσκολο να αντιστοιχισθούν απευθείας σε μια αντικειμενική συνάρτηση ή συνάρτηση κόστους. Έτσι, μπορούμε εναλλακτικά να ορίσουμε το διάνυσμα X ως το πλήθος κάποιων κριτηρίων αξιολόγησης τα οποία σχετίζονται με την επίδοση, την απόδοση και την ποιότητα ισχύος του κινητήρα, τα οποία εξαρτώνται από τις μεταβλητές εισόδου. Η μέθοδος των βαρών θα χρησιμοποιηθεί για τη στάθμιση των κριτηρίων βελτιστοποίησης X , μέσα από κάποιους προεπιλεγμένους συντελεστές βαρύτητας W . Έτσι, η αντικειμενική συνάρτηση θα πάρει την ακόλουθη μορφή:

$$\max(Z) = \sum_{i=1}^n W_i \cdot f_i(x)$$

όπου: W_i οι συντελεστές βαρύτητας, οι οποίοι ορίζουν την σημασία των επιμέρους κριτηρίων και $f_i(x)$ οι αντικειμενικές συναρτήσεις των επιμέρους κριτηρίων, εκφρασμένες σε ποσοστό επί τις εκατό.

Σημειώνεται ότι για τους συντελεστές βαρύτητας θα πρέπει να ικανοποιείται ο περιορισμός:

$$\sum_{i=1}^n W_i = 1$$

8.2 Υλοποίηση Βελτιστοποίησης της προτεινόμενης σχεδίασης

Η βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του κινητήρα πραγματοποιείται με βάση τα παρακάτω βήματα:

- Η βελτιστοποίηση θα πραγματοποιηθεί με την χρήση στοχαστικής μεθόδου, σύμφωνα με την οποία η γεωμετρία του εκάστοτε υποψήφιου κινητήρα θα σχεδιάζεται μεταβάλλοντας ταυτόχρονα ορισμένες μεταβλητές σχεδίασης της γεωμετρίας του στάτη και του δρομέα. Εδώ είναι σημαντικό να λάβουμε υπόψιν τους περιορισμούς των εκάστοτε μεταβλητών ώστε να ικανοποιούνται παρά τις όποιες διακυμάνσεις ενδέχεται να προκύψουν, ώστε να είναι δυνατός ο σχεδιασμός της γεωμετρίας. Οι μεταβλητές σχεδίασης οι οποίες επιλέγεται να μεταβληθούν στην διαδικασία της βελτιστοποίησης είναι οι εξής:
 - Συντελεστής πληρότητας αύλακος: ff
 - Ενεργό μήκος μηχανής: L
 - Λόγος του πάχους σώματος του στάτη ως προς το πάχος ενός δοντιού: $Yoke2ToothNormalized$
 - Ποσοστό δοντιού ως προς το άθροισμα ενός δοντιού και μιας αύλακος: $Tooth2SlotPercentage$
 - Ποσοστό της γωνίας πέλματος του δοντιού ως προς το πολικό βήμα: $ToothTips$
 - Ποσοστό του συνολικού ύψους του πέλματος ως προς το μήκος του δοντιού: $Tips2Tooth$
 - Ποσοστό του ύψους των άκρων δοντιών ως προς το συνολικό ύψος του πέλματος: $Tips2Tips$
 - Ακτίνα κύκλου για εξομάλυνση των γωνιών των δοντιών στην μεριά των αυλάκων: $Edges$
 - Εξωτερική ακτίνα δρομέα: R_{ro}

Οι τιμές των μεταβλητών αυτών για την προτεινόμενη σχεδίαση και τα όρια στα οποία θα κυμαίνονται κατά την βελτιστοποίηση φαίνονται παρακάτω:

Πίνακας 8. 1. Όρια των μεταβλητών βελτιστοποίησης και οι τιμές τους για την προτεινόμενη γεωμετρία.

Μεταβλητή σχεδίασης	Τιμή στην αρχική γεωμετρία	Ελάχιστο	Μέγιστο
ff	0.4917	0.3917	0.5917
L (mm)	29.5	20	37
$Yoke2ToothNormalized$	0.6667	0.4667	0.8667
$Tooth2SlotPercentage$ (%)	49.2278	39.2278	59.2278
$ToothTips$ (%)	82.002	72.002	92.002
$Tips2Tooth$ (%)	18.018	14.018	22.018
$Tips2Tips$ (%)	66.6667	46.667	76.667
$Edges$	0	0	0.9
R_{ro} (mm)	110.4	104.9	112.4

- Στην συνέχεια, σχεδιάζεται και πλεγματοποιείται η εκάστοτε γεωμετρία, υπολογίζεται και αποθηκεύεται η μάζα της εκάστοτε μηχανής, MotorMass, με τον τρόπο που αναλύθηκε στο κεφάλαιο 7.
- Έπειτα, τροφοδοτώντας τα τυλίγματα του στάτη υπό ονομαστική πυκνότητα ρεύματος $J = 4 \text{ A/mm}^2$, πραγματοποιείται ανάλυση με <<σταθερό δρομέα>> και εξάγεται η καμπύλη $T - \delta$ ώστε να βρεθεί η γωνία υπό την οποία ο εκάστοτε κινητήρας παράγει μέγιστη ροπή.
- Πραγματοποιώντας σύγχρονη περιστροφή στην συνέχεια υπό γωνία μέγιστης ροπής, υπολογίζουμε και αποθηκεύουμε την μέση ροπή T_{mean} , την κυμάτωση ροπής T_{ripple} και την πυκνότητα ισχύος $PowerDensity = \frac{T_{mean} \cdot \omega_{nom}}{MotorMass} \text{ (W/kg)}$.
- Το επόμενο βήμα είναι ο υπολογισμός των απωλειών και του χάρτη απόδοσης του εκάστοτε κινητήρα. Ο υπολογισμός των απωλειών γίνεται για τιμές τροφοδοσίας μέχρι 1.3 επί της ονομαστικής πυκνότητας ρεύματος και για ένα εύρος ταχυτήτων 0 έως 600 RPM. Έτσι εξάγεται ο χάρτης απόδοσης του εκάστοτε κινητήρα. Στο σημείο αυτό θα ορίσουμε το μέγεθος Effective Efficiency (EfEf), τον συνολικό δηλαδή συντελεστή απόδοσης του κινητήρα σε έναν συγκεκριμένο κύκλο λειτουργίας. Για την παρούσα εφαρμογή, θεωρείται ότι κατά τον ονομαστικό κύκλο λειτουργίας του κινητήρα, το 50% του κύκλου θα είναι σε συνθήκες ροπής-ταχύτητας $(T,n) = (14 \text{ Nm}, 350 \text{ RPM})$, το 30% του κύκλου θα είναι σε συνθήκες $(T,n)=(18 \text{ Nm}, 100 \text{ RPM})$ και το 20% του κύκλου θα είναι σε συνθήκες $(T,n)=(4.45 \text{ Nm}, 495 \text{ RPM})$. Έτσι, το EfEf του k κινητήρα θα υπολογίζεται ως: $EfEf(k) = 0.5 \cdot Ef_k(14,350) + 0.3 \cdot Ef_k(18,100) + 0.2 \cdot Ef_k(4.45,495)$.
- Τα κριτήρια λοιπόν για την βελτιστοποίηση θα είναι:

$$\begin{cases} f_1 = T_{ripple}, \text{ η κυμάτωση ροπής του εκάστοτε κινητήρα} \\ f_2 = PowerDensity, \text{ η πυκνότητα ισχύος του εκάστοτε κινητήρα} \\ f_3 = EfEf, \text{ το Effective Efficiency του εκάστοτε κινητήρα} \end{cases}$$

Εφόσον επιδιώκουμε να πραγματοποιήσουμε βελτιστοποίηση λαμβάνοντας υπόψιν και τα τρία παραπάνω κριτήρια ταυτόχρονα, ορίζουμε αντικειμενική συνάρτηση

$$\max(Z) = \sum_{i=1}^n W_i \cdot f_i(x)$$

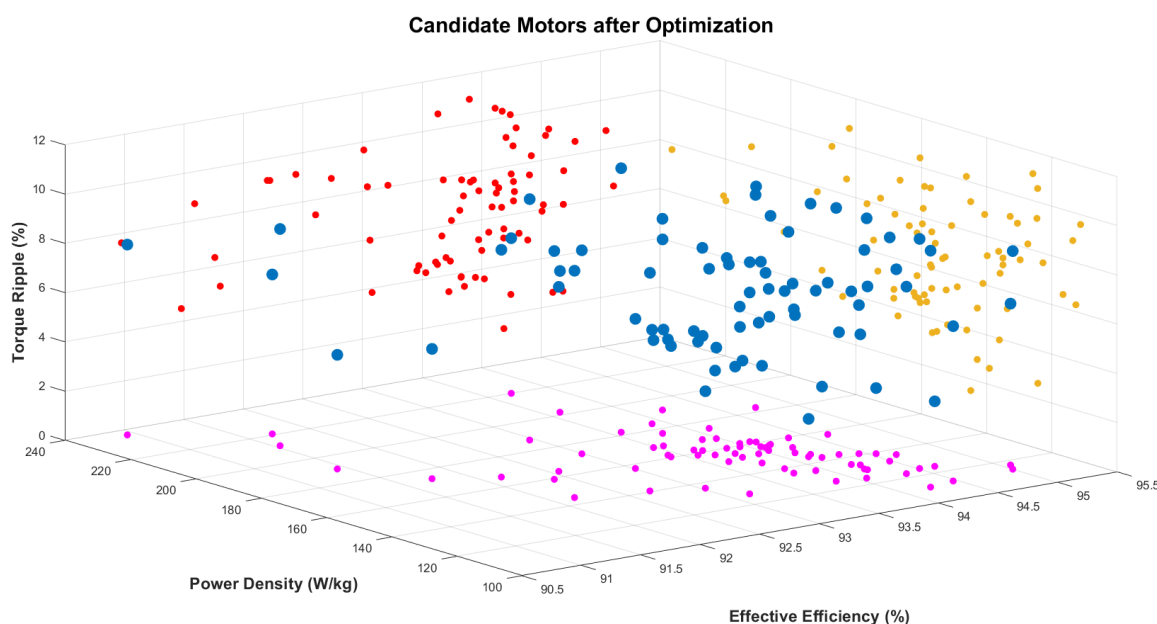
, με συντελεστές βάρους $W_1 = 0.1$ για το f_1 (κυμάτωση ροπής), $W_2 = 0.3$ για το f_2 (πυκνότητα ισχύος) και $W_3 = 0.6$ για το f_3 (απόδοση). Τελικά η αντικειμενική συνάρτηση θα πάρει τη μορφή: $\max(Z) = 0.6 \cdot EfEf + 0.3 \cdot PowerDensity + 0.1 \cdot (1 - T_{ripple})$, με τα επιμέρους κριτήρια να είναι εκφρασμένα σε ποσοστό επί τις εκατό.
- Με κάθε επανάληψη υπολογίζεται η προς μεγιστοποίηση τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης

και συγκρίνεται με την προηγούμενή της τιμή. Αν η τιμή της είναι μεγαλύτερη από την προηγούμενη τότε ορίζεται ως βέλτιστη μέχρι την επόμενη επανάληψη, όπου η μέγιστη τιμή θα συγκριθεί με την επόμενη τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης. Ο αλγόριθμος θα συνεχίζει να παράγει νέες γεωμετρίες προς σύγκριση έως ότου συγκλίνει 3 φορές, όπου η σύγκλιση ορίζεται ως 15 διαδοχικές επαναλήψεις χωρίς εύρεση νέας μέγιστης αντικειμενικής συνάρτησης. Έπειτα από κάθε σύγκλιση, ο συντελεστής διασποράς d των περιορισμών των μεταβλητών σχεδίασης υποδιπλασιάζεται με αποτέλεσμα να παράγονται γεωμετρίες με χαρακτηριστικά πιο κοντά σε αυτά της αρχικής προτεινόμενης γεωμετρίας.

- Τέλος εξάγονται τα αποτελέσματα βελτιστοποίησης τόσο ως προς την μεγιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης όσο και ως προς τα επιμέρους κριτήρια και σχολιάζονται οι επικρατέστερες επιλογές γεωμετρίας.

8.3 Αποτελέσματα Βελτιστοποίησης

Έπειτα από 76 επαναλήψεις, ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης συγκλίνει, με το παρακάτω τρισδιάστατο γράφημα να αναπαριστά τα αποτελέσματα των υποψηφίων κινητήρων ως προς την απόδοση, την πυκνότητα ισχύος και την κυμάτωση ροπής:



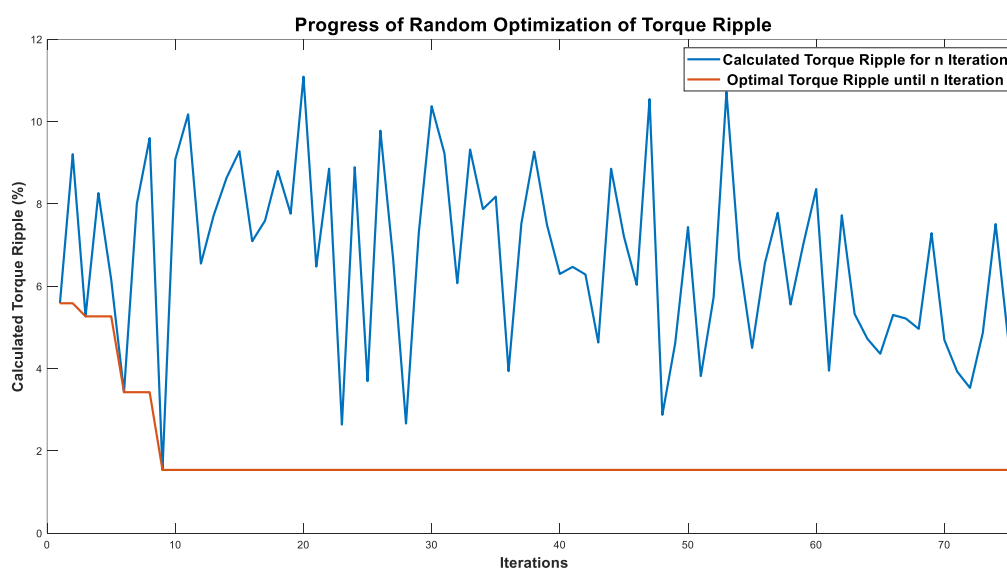
Σχήμα 8. 1. Τρισδιάστατη αναπαράσταση υποψηφίων κινητήρων (Μπλε) που προέκυψαν κατά την διαδικασία της βελτιστοποίησης και οι προβολές των τιμών τους ως προς απόδοση, πυκνότητα ισχύος και κυμάτωση ροπής, σε κάθε επίπεδο.

Από τη βελτιστοποίηση προέκυψε πλήθος κινητήρων με ορισμένα από τα κριτήρια χειρότερα αλλά με τα άλλα κριτήρια καλύτερα από την προτεινόμενη σχεδίαση αναφοράς. Στην συνέχεια θα

παρουσιαστούν οι εννιά καλύτερες υποψήφιες γεωμετρίες σύμφωνα με τα κριτήρια $f_{1,2,3}$ ξεχωριστά και οι εννιά απόλυτα καλύτερες υποψήφιες γεωμετρίες σύμφωνα με την μεγιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης.

8.3.1 Ελαχιστοποίηση κυμάτωσης ροπής

Κατά την διάρκεια εκτέλεσης του αλγορίθμου βελτιστοποίησης, λαμβάνοντας υπόψη σαν κριτήριο μόνο την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης ροπής, εξάγουμε τα παρακάτω αποτελέσματα:



Σχήμα 8. 2. Κυμάτωση ροπής και ελάχιστη κυμάτωσης ροπής των υποψηφίων κινητήρων κατά την εκτέλεση του αλγορίθμου.

Σύμφωνα λοιπόν με την προκύπτουσα καμπύλη τιμών κυμάτωσης ροπής, οι εννιά καλύτερες υποψήφιες γεωμετρίες με μόνο κριτήριο την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης ροπής και τα χαρακτηριστικά τους παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 8. 2. Οι μηχανές που προκύπτουν με κριτήριο την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης ροπής.

	Tmean (Nm)	Motor Mass (kg)	EfEf (%)	Power Density (W/kg)	Tripple (%)
Κινητήρας 9	13.8095	3.4936	94.1383	144.8785	1.5382
Κινητήρας 23	15.6959	4.6272	94.6341	124.3278	2.6388
Κινητήρας 28	14.7753	3.8907	94.549	139.191	2.6649
Κινητήρας 48	14.3119	3.6704	94.1969	142.9177	2.8757
Κινητήρας 6	10.6578	2.4933	93.6762	156.673	3.4269
Κινητήρας 72	15.3481	3.6223	93.8068	155.2966	3.5308
Κινητήρας 25	19.2501	4.2204	93.9745	167.1767	3.6942
Κινητήρας 51	19.242	3.8304	93.8993	184.1216	3.8169
Κινητήρας 71	16.6966	4.0258	93.7786	152.0117	3.9274
Αναφορά	14.99	3.909	94.1373	140.5506	4.2

Παρατηρούμε γενικά, ότι όχι μόνο επιτυγχάνεται με τις εναλλακτικές γεωμετρίες μικρότερο Trippl από την μηχανή αναφοράς αλλά σε ορισμένες περιπτώσεις (Κινητήρες 9,23,28,48) ελαφρώς υψηλότερη EfEf και σε άλλες περιπτώσεις (Κινητήρες 9,48,6,72,25,51,71) μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος. Ακόμα αξίζει να σημειωθεί πως τόσο ο Κινητήρας 9, όσο και ο Κινητήρας 48 παρουσιάζουν βελτίωση και των τριών επιμέρους κριτηρίων βελτιστοποίησης $f_{1,2,3}$ σε σχέση με τον Κινητήρα αναφοράς, με μειονέκτημα ωστόσο ότι παράγουν χαμηλότερη ροπή. Για τον λόγο αυτό παρακάτω θα αναλυθούν περεταίρω ο Κινητήρας 9 που είναι ο βέλτιστος ως προς την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης ροπής αλλά και ο Κινητήρας 48 καθώς παρουσιάζει καλύτερα χαρακτηριστικά από τον κινητήρα αναφοράς.

• Κινητήρας 9

Πίνακας 8. 3. Τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 9.

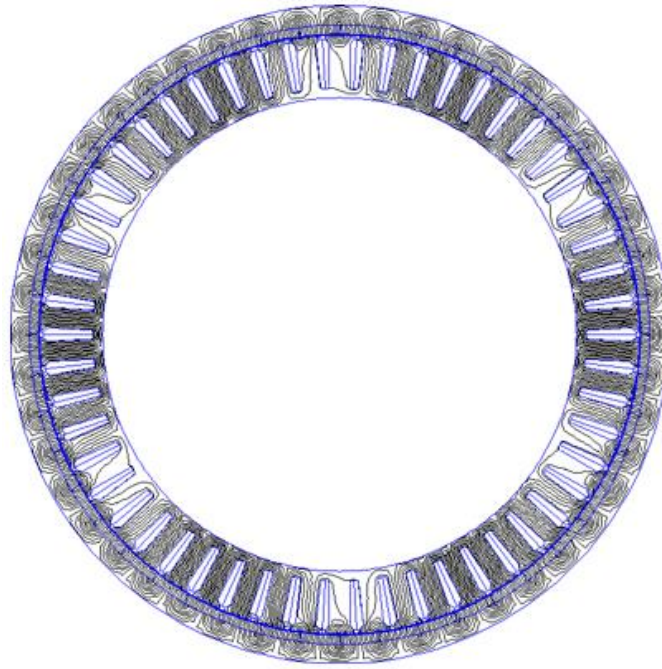
	Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
	Tmean (Nm)	Motor Mass (kg)	EfEf (%)	Power Density (W/kg)	Trippl (%)
Κινητήρας 9	13.8095	3.4936	94.1383	144.8785	1.5382
Αναφορά	14.99	3.909	94.1373	140.5506	4.2
Απόκλιση (%)	-7.875	-10.627	0.001	3.079	-63.376

Πίνακας 8. 4. Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 9.

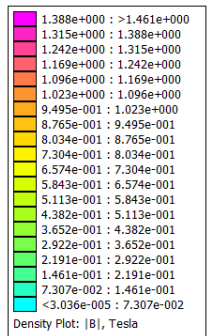
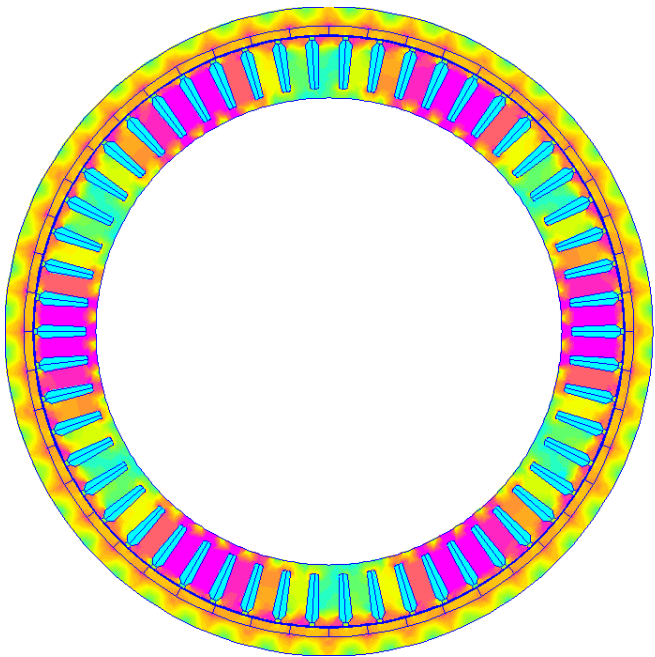
	Γεωμετρικά Χαρακτηριστικά								
	ff	L	Yoke2Tooth	Tooth2Slot	ToothTips	Tips2Tooth	Tips2Tips	Edges	Rro
Κινητήρας 9	0.5415	27.3503	0.4823	58.1543	83.1784	15.4888	61.6051	0.6818	108.7838
Αναφορά	0.4917	29.5	0.6667	49.2278	82.002	18.018	66.6667	0	110.4
Απόκλιση (%)	10.1356	-7.2873	-27.6489	18.133	1.4346	-14.0374	-7.5823	-	-1.4639

Πίνακας 8. 5. Τα χαρακτηριστικά της αύλακας του Κινητήρα 9.

Μέγεθος αύλακας	
	Επιφάνεια Αύλακας (mm^2)
Κινητήρας 9	58.73
Αναφορά	72.324
Απόκλιση (%)	-18.7959



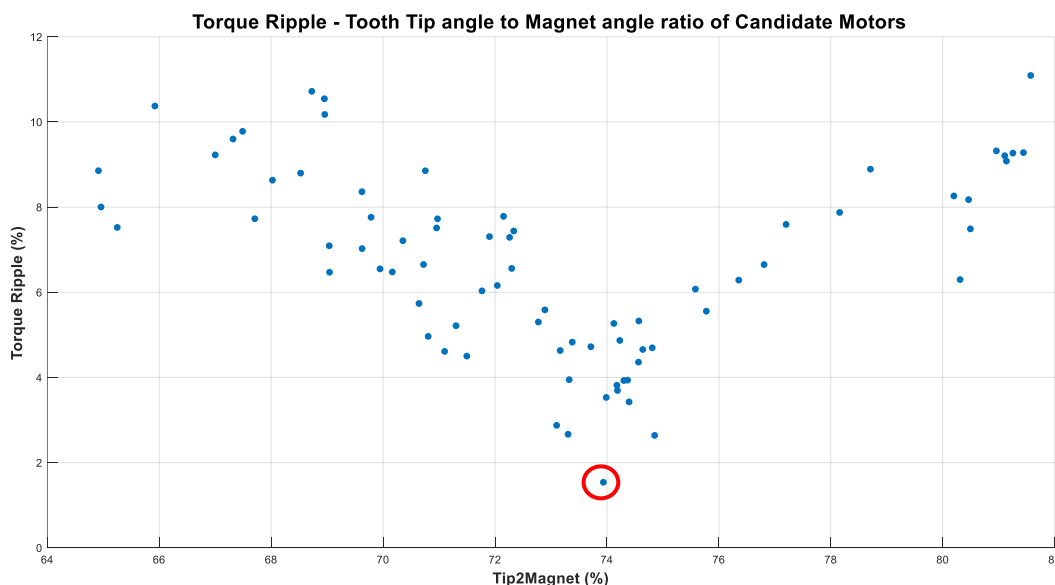
Σχήμα 8. 3. Η ροή του μαγνητικού πεδίου στον Κινητήρα 9.



Σχήμα 8. 4. Η κατανομή του μαγνητικού πεδίου στον Κινητήρα 9.

Ο Κινητήρας 9 είναι μετατοπισμένος σε μικρότερο ενεργό μήκος και η κατανομή του μαγνητικού πεδίου αγγίζει χαμηλότερες τιμές σε σχέση με την προτεινόμενη γεωμετρία αναφοράς, καθώς η μέγιστη τιμή είναι περί τα 1.5 Tesla σε σχέση με την παλαιότερη τιμή των 1.75 Tesla. Επίσης, η κατανομή του μαγνητικού πεδίου παρουσιάζει αρκετές ανομοιομορφίες προς τα άκρα, γεγονός που υποδηλώνει λάθος αξιοποίηση του υλικού.

Παρακάτω παρουσιάζεται η σχέση της κυμάτωσης ροπής με τον λόγο της γωνίας άκρου του δοντιού *TipAngle* προς την γωνία του μαγνήτη *MagnetAngle* των υποψηφίων κινητήρων, όπως προέκυψε από τα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης:



Σχήμα 8. 5. Η σχέση μεταξύ κυμάτωσης ροπής και *Tip2Magnet* ratio των υποψηφίων κινητήρων.

Διαπιστώνουμε την εύρεση βέλτιστης υποψήφιας γεωμετρίας ως προς την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης ροπής με τιμή *Tip2Magnet* κοντά στο 73.9% . Η κυμάτωση ροπής αυξάνεται όσο απομακρυνόμαστε από την τιμή αυτή είτε προς μικρότερες, είτε προς μεγαλύτερες τιμές του λόγου.

• Κινητήρας 48

Πίνακας 8. 6. Τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 48.

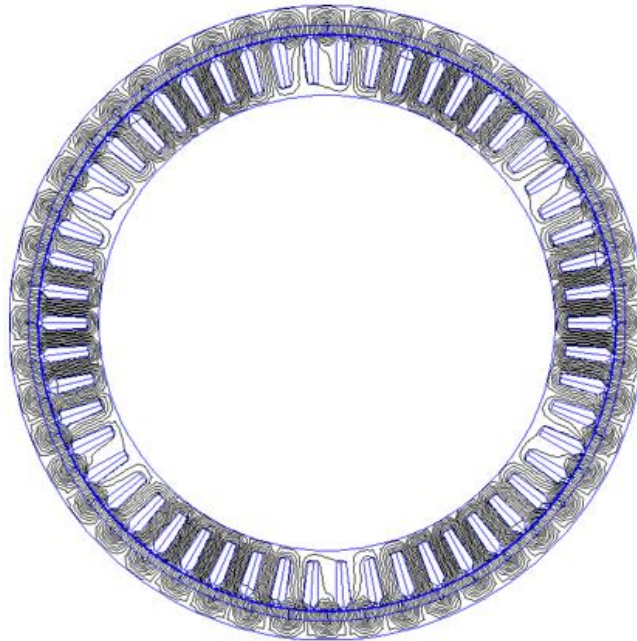
	Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
	Tmean (Nm)	Motor Mass (kg)	EfEf (%)	Power Density (W/kg)	Tripple (%)
Κινητήρας 48	14.3119	3.6704	94.1969	142.9177	2.8757
Αναφορά	14.99	3.909	94.1373	140.5506	4.2
Απόκλιση (%)	-4.5237	-6.1039	0.0063	1.6846	-31.5309

Πίνακας 8. 7. Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 48.

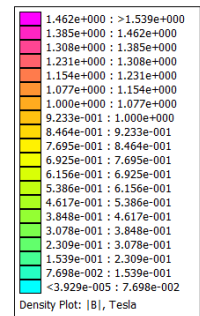
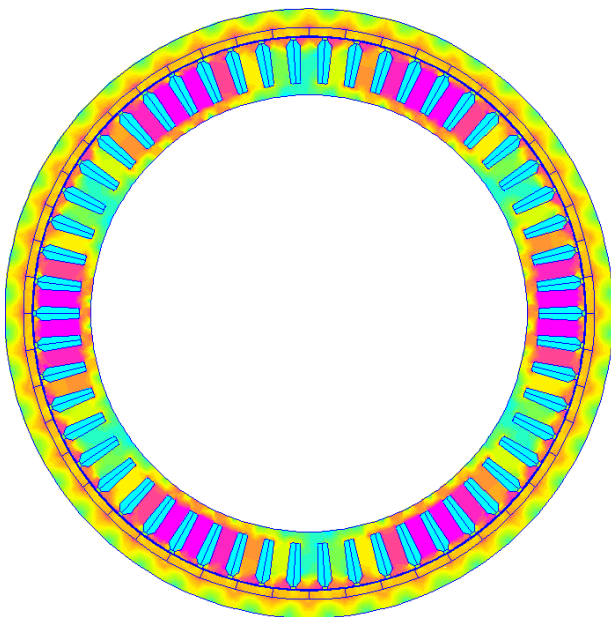
	Γεωμετρικά Χαρακτηριστικά								
	<i>ff</i>	<i>L</i>	<i>Yoke2Tooth</i>	<i>Tooth2Slot</i>	<i>ToothTips</i>	<i>Tips2Tooth</i>	<i>Tips2Tips</i>	<i>Edges</i>	<i>Rro</i>
Κινητήρας 48	0.4842	29.0162	0.6889	52.7855	82.2379	17.2133	67.2262	0.6177	109.081
Αναφορά	0.4917	29.5	0.6667	49.2278	82.002	18.018	66.6667	0	110.4
Απόκλιση (%)	-1.5154	-1.6401	3.3371	7.2271	0.2877	-4.4663	0.8393	-	-1.1947

Πίνακας 8. 8. Τα χαρακτηριστικά της αύλακας του Κινητήρα 48.

Μέγεθος αύλακας	
	Επιφάνεια Αύλακας (mm^2)
Κινητήρας 48	65.304
Αναφορά	72.324
Απόκλιση (%)	-9.7063



Σχήμα 8. 6. Η ροή του μαγνητικού πεδίου στον Κινητήρα 48.

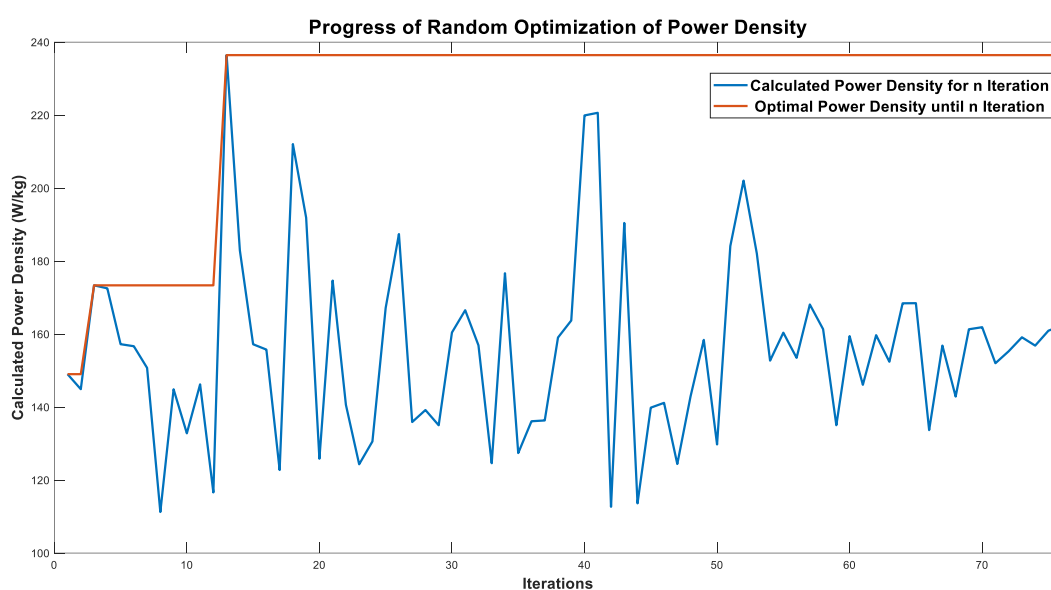


Σχήμα 8. 7. Η κατανομή του πεδίου στον Κινητήρα 48.

Ο Κινητήρας 48 είναι μετατοπισμένος σε ελαφρώς μικρότερο ενεργό μήκος και η κατανομή του μαγνητικού πεδίου αγγίζει χαμηλότερες τιμές σε σχέση με την προτεινόμενη γεωμετρία αναφοράς, καθώς η μέγιστη τιμή είναι περί τα 1.54 Tesla σε σχέση με την παλαιότερη τιμή των 1.75 Tesla. Παρατηρούνται και σε αυτή την περίπτωση ανομοιομορφίες του πεδίου προς τα άκρα.

8.3.2 Μεγιστοποίηση πυκνότητας ισχύος

Κατά την διάρκεια εκτέλεσης του αλγορίθμου βελτιστοποίησης, λαμβάνοντας υπόψη σαν κριτήριο μόνο την μεγιστοποίηση της πυκνότητας ισχύος, εξάγουμε τα παρακάτω αποτελέσματα:



Σχήμα 8. Πυκνότητα ισχύος και μέγιστη πυκνότητα ισχύος των υποψηφίων κινητήρων κατά την εκτέλεση του αλγορίθμου.

Σύμφωνα λοιπόν με την προκύπτουσα καμπύλη τιμών πυκνότητας ισχύος, οι εννιά καλύτερες υποψήφιες γεωμετρίες με μόνο κριτήριο τη μεγιστοποίηση της πυκνότητας ισχύος και τα χαρακτηριστικά τους παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 8. 9. Οι μηχανές που προκύπτουν με κριτήριο τη μεγιστοποίηση της πυκνότητας ισχύος.

	Tmean (Nm)	Motor Mass (kg)	EfEf (%)	Power Density (W/kg)	Tripple (%)
Κινητήρας 13	13.3891	2.0755	90.9272	236.4397	7.7275
Κινητήρας 41	13.4386	2.2324	91.7113	220.6365	6.4713
Κινητήρας 40	23.2386	3.8731	93.6979	219.9128	6.2986
Κινητήρας 18	14.034	2.4255	91.5419	212.0687	8.7993
Κινητήρας 52	19.7978	3.5912	93.6174	202.0566	5.737
Κινητήρας 19	22.442	4.2864	94.1997	191.8979	7.763
Κινητήρας 43	15.269	2.9385	91.4302	190.4521	4.6329
Κινητήρας 26	13.3727	2.6153	92.962	187.4138	9.7803
Κινητήρας 51	19.242	3.8304	93.8993	184.1216	3.8169
Αναφορά	14.99	3.909	94.1373	140.5506	4.2

Παρατηρούμε γενικά, ότι επιτυγχάνεται με τις εναλλακτικές γεωμετρίες πολύ υψηλότερο Power Density από την μηχανή αναφοράς ενώ στις περισσότερες περιπτώσεις υψηλότερο Torque Ripple (με εξαίρεση τον Κινητήρα 51) και σχετικά μειωμένη απόδοση (με εξαίρεση τον Κινητήρα 19). Παρακάτω θα αναλυθεί περαιτέρω ο Κινητήρας 13 που είναι ο βέλτιστος ως προς την μεγιστοποίηση της πυκνότητας ισχύος, καθώς και ο κινητήρας 51, ο οποίος παρουσιάζει ενδιαφέρον καθώς έχει καλύτερα λειτουργικά χαρακτηριστικά από τον κινητήρα αναφοράς σε όλες τις κατηγορίες με εξαίρεση μια πολύ μικρή μείωση στην απόδοση.

- **Κινητήρας 13**

Πίνακας 8. 10. Τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 13.

	Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
	Tmean (Nm)	Motor Mass (kg)	EfEf (%)	Power Density (W/kg)	Tripple (%)
Κινητήρας 13	13.389	2.0755	90.9272	236.4397	7.7275
Αναφορά	14.99	3.909	94.1373	140.5506	4.2
Απόκλιση (%)	-10.6803	-46.9043	-3.41	68.2258	83.987

Πίνακας 8. 11. Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 13.

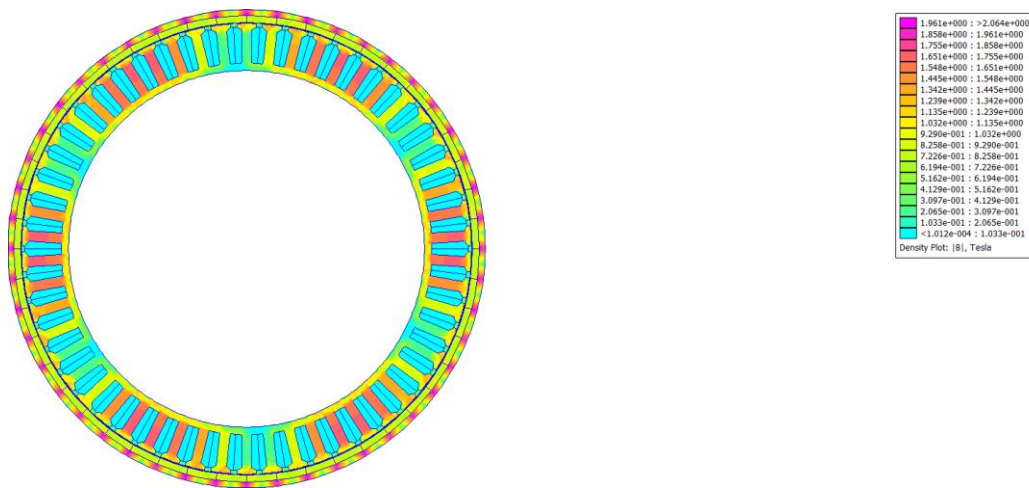
	Γεωμετρικά Χαρακτηριστικά								
	ff	L	$Yoke2Tooth$	$Tooth2Slot$	$ToothTips$	$Tips2Tooth$	$Tips2Tips$	$Edges$	Rro
Κινητήρας 13	0.5747	20.1587	0.7238	39.2562	76.1714	17.6577	50.4846	0.3152	104.9649
Αναφορά	0.4917	29.5	0.6667	49.2278	82.002	18.018	66.6667	0	110.4
Απόκλιση (%)	16.8829	-31.6656	8.5645	-20.2561	-7.1103	-1.9995	-24.273	-	-4.9231

Πίνακας 8. 12. Τα χαρακτηριστικά της αύλακας του Κινητήρα 13.

Μέγεθος αύλακας	
	Επιφάνεια Αύλακας (mm^2)
Κινητήρας 13	90.067
Αναφορά	72.324
Απόκλιση (%)	24.5327



Σχήμα 8. 9. Η ροή του μαγνητικού πεδίου στον Κινητήρα 13.



Σχήμα 8. 10. Η κατανομή του πεδίου στον Κινητήρα 13.

Ο Κινητήρας 13 είναι μετατοπισμένος σε σημαντικά μικρότερο ενεργό μήκος και η κατανομή του μαγνητικού πεδίου φθάνει σε υψηλές τιμές σε σχέση με την προτεινόμενη γεωμετρία αναφοράς, καθώς η μέγιστη τιμή είναι περί τα 2 Tesla σε σχέση με την παλαιότερη τιμή των 1.75 Tesla. Σε αυτή την περίπτωση, οι ανομοιομορφίες του πεδίου και η συσσώρευση μαγνητικών γραμμών προς τα άκρα είναι ακόμα εντονότερες και σε αυτό συμβάλει το σημαντικά λεπτότερο σώμα του δρομέα.

- **Κινητήρας 51**

Πίνακας 8. 13. Τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 51.

	Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
	T _{mean} (Nm)	Motor Mass (kg)	EfEf (%)	Power Density (W/kg)	Tripple (%)
Κινητήρας 51	19.242	3.8304	93.8993	184.1216	3.8169
Αναφορά	14.99	3.909	94.1373	140.5506	4.2
Απόκλιση (%)	28.3654	-2.0114	-0.2528	31.0017	-9.1224

Πίνακας 8. 14. Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 51.

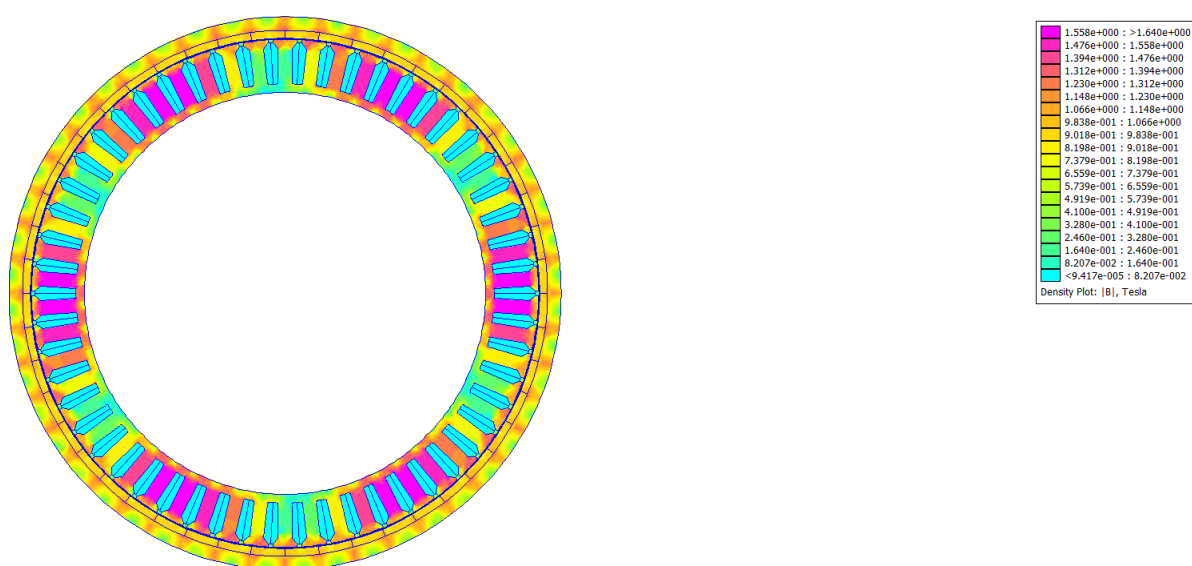
	Γεωμετρικά Χαρακτηριστικά								
	ff	L	$Yoke2Tooth$	$Tooth2Slot$	$ToothTips$	$Tips2Tooth$	$Tips2Tips$	$Edges$	Rro
Κινητήρας 51	0.5355	32.1689	0.5946	48.1668	83.4499	19.6037	63.9001	0.6951	107.7028
Αναφορά	0.4917	29.5	0.6667	49.2278	82.002	18.018	66.6667	0	110.4
Απόκλιση (%)	8.9088	9.0472	-10.8093	-2.1553	1.7657	8.8003	-4.1498	-	-2.4431

Πίνακας 8. 15. Τα χαρακτηριστικά της αύλακας του Κινητήρα 51.

Μέγεθος αύλακας	
	Επιφάνεια Αύλακας (mm^2)
Κινητήρας 51	74.147
Αναφορά	72.324
Απόκλιση (%)	2.5206



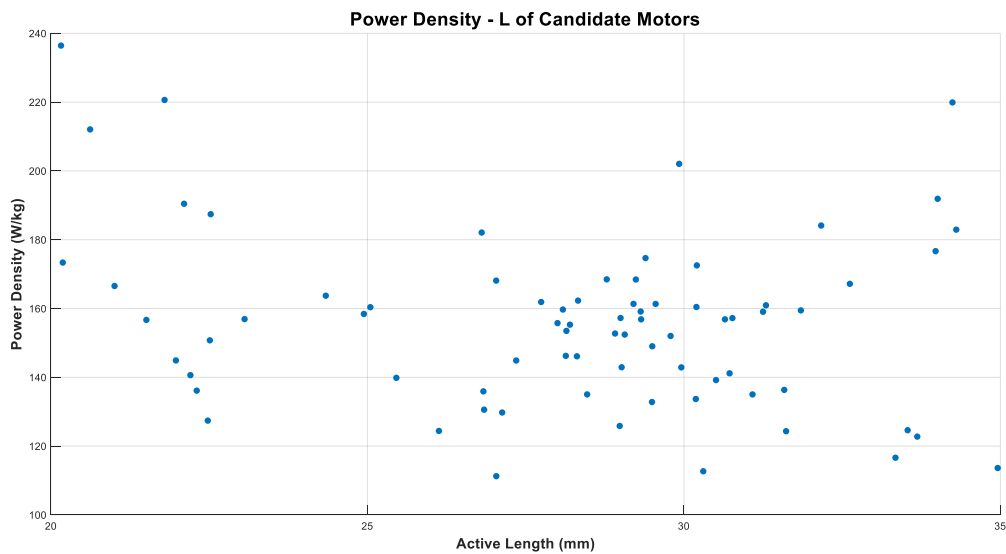
Σχήμα 8. 11. Η ροή του μαγνητικού πεδίου στον Κινητήρα 51.



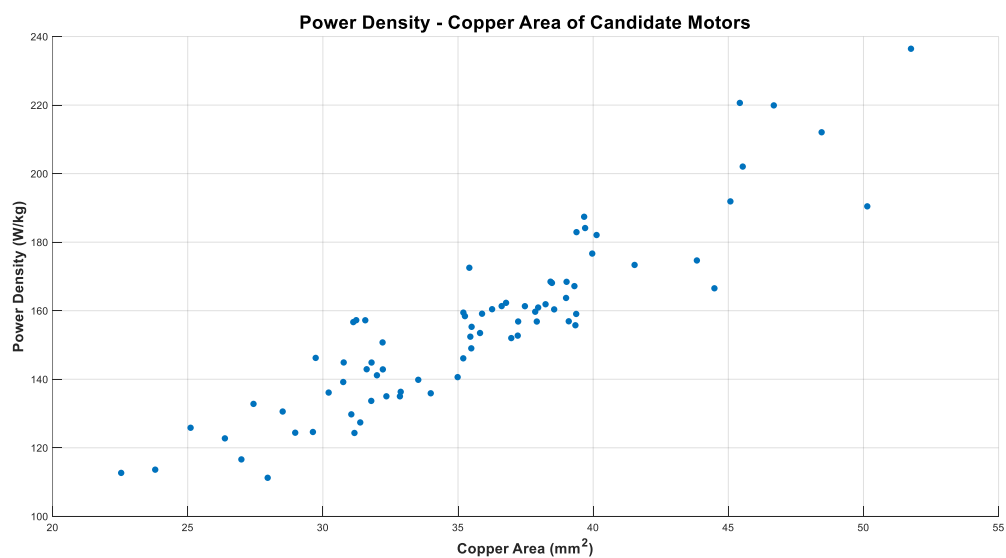
Σχήμα 8. 12. Η κατανομή του πεδίου στον Κινητήρα 51.

Ο Κινητήρας 51 είναι μετατοπισμένος σε ελαφρώς μεγαλύτερο ενεργό μήκος και η κατανομή του μαγνητικού πεδίου αγγίζει ελαφρώς χαμηλότερες τιμές σε σχέση με την προτεινόμενη γεωμετρία αναφοράς, καθώς η μέγιστη τιμή είναι περί τα 1.64 Tesla σε σχέση με την παλαιότερη τιμή των 1.75 Tesla. Δεν παρατηρούνται σε αυτή την περίπτωση έντονες ανομοιομορφίες του πεδίου.

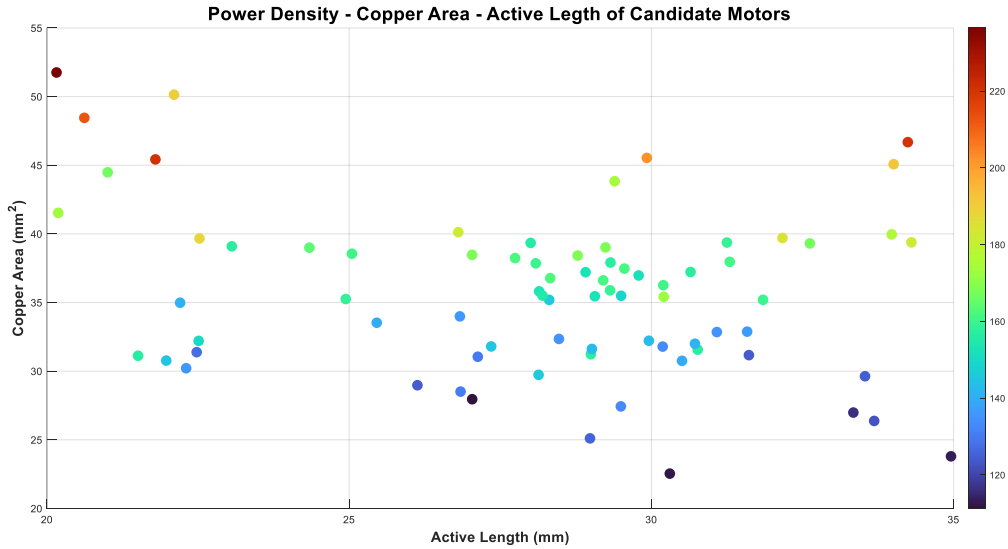
Παρακάτω παρουσιάζεται η σχέση της πυκνότητας ισχύος τόσο με την επιφάνεια χαλκού στα αυλάκια $A_{cu} = ff \cdot A_{slot}$, όσο και με το ενεργό μήκος L των υποψηφίων κινητήρων, όπως προέκυψε από τα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης:



Σχήμα 8. 13. Η σχέση ανάμεσα στην πυκνότητα ισχύος και το ενεργό μήκος των υποψηφίων κινητήρων.



Σχήμα 8. 14. Η σχέση ανάμεσα στην πυκνότητα ισχύος και την επιφάνεια χαλκού στα αυλάκια των υποψηφίων κινητήρων.

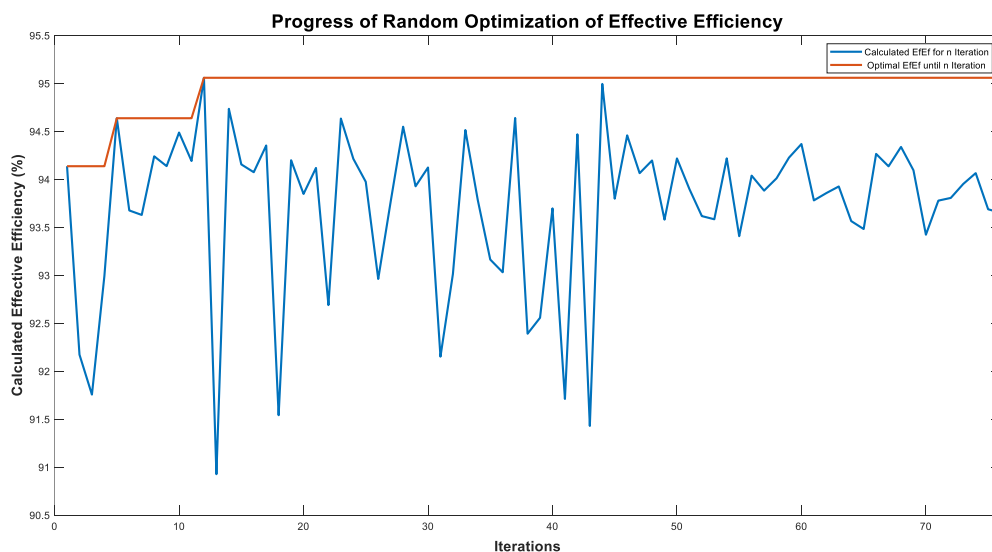


Σχήμα 8. 15. Ανάλυση ευαισθησίας ανάμεσα στο ενεργό μήκος και την επιφάνεια χαλκού στα αυλάκια των υποψηφίων κινητήρων, ως προς την πυκνότητα ισχύος.

Διαπιστώνουμε ότι δεν εξάγουμε κάποιο συγκεκριμένο συμπέρασμα για τη πυκνότητα ισχύος ως προς τη μεταβολή του ενεργού μήκους του κινητήρα. Αυτό είναι λογικό καθώς με την αύξηση ή μείωση του ενεργού μήκους εκτός από την παραγόμενη ροπή και κατά συνέπεια την ισχύ, αυξάνεται ή μειώνεται ταυτόχρονα και η μάζα του κινητήρα. Αντιθέτως, όσο αυξάνεται η επιφάνεια χαλκού στα αυλάκια παρατηρούμε αύξηση της πυκνότητας ισχύος καθώς υπάρχει η δυνατότητα υψηλότερης φόρτισης ρεύματος, επομένως αυξημένη ροπή άρα και ισχύς.

8.3.3 Μεγιστοποίηση απόδοσης (Effective Efficiency)

Κατά την διάρκεια εκτέλεσης του αλγορίθμου βελτιστοποίησης, λαμβάνοντας υπόψη σαν κριτήριο μόνο την μεγιστοποίηση του Effective Efficiency, εξάγουμε τα παρακάτω αποτελέσματα:



Σχήμα 8. 16. Effective Efficiency και μέγιστο Effective Efficiency των υποψηφίων κινητήρων κατά την εκτέλεση του αλγορίθμου.

Σύμφωνα λοιπόν με την προκύπτουσα καμπύλη τιμών EfEf, οι εννιά καλύτερες υποψήφιες γεωμετρίες με μόνο κριτήριο τη μεγιστοποίηση της Effective Efficiency και τα χαρακτηριστικά τους παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 8. 16. Οι μηχανές που προκύπτουν με κριτήριο τη μεγιστοποίηση της Effective Efficiency.

	Tmean (Nm)	Motor Mass (kg)	EfEf (%)	Power Density (W/kg)	Tripple (%)
Κινητήρας 12	14.2398	4.4757	95.059	116.6107	6.5496
Κινητήρας 44	12.9924	4.1911	94.9953	113.6214	8.8545
Κινητήρας 14	20.4795	4.1034	94.7355	182.9248	8.6333
Κινητήρας 37	15.997	4.3006	94.6404	136.3341	7.5233
Κινητήρας 5	19.9119	3.2429	94.6375	157.2345	6.1595
Κινητήρας 23	15.696	4.6272	94.6341	124.3278	2.6388
Κινητήρας 28	14.7754	3.8907	94.549	139.191	2.6649
Κινητήρας 33	15.8156	4.6518	94.5147	124.6132	9.3214
Κινητήρας 10	12.9258	3.5672	94.4883	132.8078	9.082
Αναφορά	14.99	3.909	94.1373	140.5506	4.2

Παρατηρούμε γενικά, ότι επιτυγχάνεται με τις εναλλακτικές γεωμετρίες υψηλότερο Effective Efficiency από την μηχανή αναφοράς, ωστόσο στις περισσότερες περιπτώσεις αρκετά υψηλότερο Torque Ripple (με εξαίρεση τους Κινητήρες 23 και 28) και μειωμένη πυκνότητα ισχύος (με εξαίρεση τους Κινητήρες 14 και 5). Παρακάτω θα αναλυθεί περαιτέρω ο Κινητήρας 12 που είναι ο βέλτιστος ως προς την μεγιστοποίηση της απόδοσης, καθώς και ο κινητήρας 28, ο οποίος παρουσιάζει ενδιαφέρον καθώς έχει καλύτερα λειτουργικά χαρακτηριστικά από τον κινητήρα αναφοράς σε όλες τις κατηγορίες με εξαίρεση μια πολύ μικρή μείωση στην πυκνότητα ισχύος.

• Κινητήρας 12

Πίνακας 8. 17. Τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 12.

	Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
	Tmean (Nm)	Motor Mass (kg)	EfEf (%)	Power Density (W/kg)	Tripple (%)
Κινητήρας 12	14.2398	4.4757	95.059	116.6107	6.5496
Αναφορά	14.99	3.909	94.1373	140.5506	4.2
Απόκλιση (%)	-5.0049	14.4973	0.9791	-17.032	55.9432

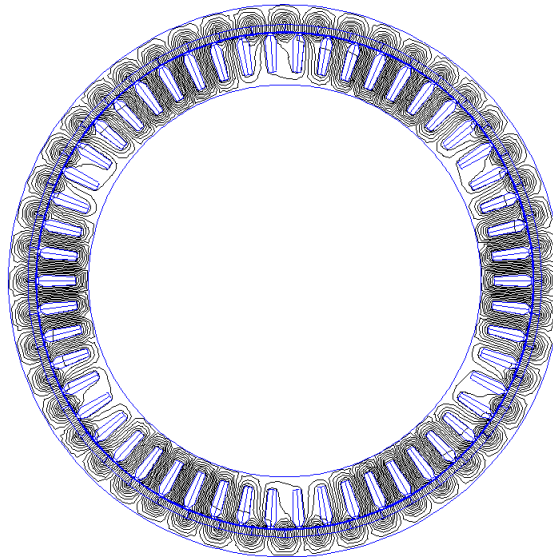
Πίνακας 8. 18. Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 12.

	Γεωμετρικά Χαρακτηριστικά								
	ff	L	Yoke2Tooth	Tooth2Slot	ToothTips	Tips2Tooth	Tips2Tips	Edges	Rro
Κινητήρας 12	0.4846	33.3425	0.7923	57.1967	78.6886	18.7912	73.7264	0.5146	110.1655
Αναφορά	0.4917	29.5	0.6667	49.2278	82.002	18.018	66.6667	0	110.4

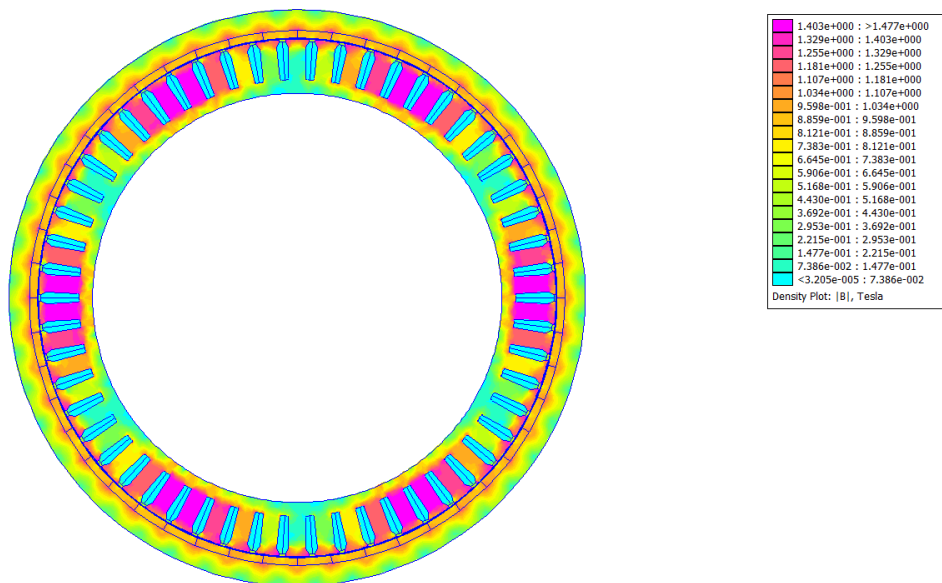
Απόκλιση (%)	-1.4256	13.0254	18.8386	16.1878	-4.0406	4.2911	10.5896	-	-0.2124
--------------	---------	---------	---------	---------	---------	--------	---------	---	---------

Πίνακας 8. 19. Τα χαρακτηριστικά της αύλακας του Κινητήρα 12.

Μέγεθος αύλακας	
	Επιφάνεια Αύλακας (mm ²)
Κινητήρας 12	55.679
Αναφορά	72.324
Απόκλιση (%)	-23.-145



Σχήμα 8. 17. Η ροή του μαγνητικού πεδίου στον Κινητήρα 12.



Σχήμα 8. 18. Η κατανομή του πεδίου στον κινητήρα 12.

Ο Κινητήρας 12 είναι μετατοπισμένος σε μεγαλύτερο ενεργό μήκος και η κατανομή του μαγνητικού πεδίου αγγίζει χαμηλότερες τιμές σε σχέση με την προτεινόμενη γεωμετρία αναφοράς, καθώς η μέγιστη τιμή είναι περί τα 1.5 Tesla σε σχέση με την παλαιότερη τιμή των 1.75 Tesla. Ούτε στην συγκεκριμένη περίπτωση παρατηρούνται ανομοιομορφίες του πεδίου.

- **Κινητήρας 28**

Πίνακας 8. 20. Τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 28.

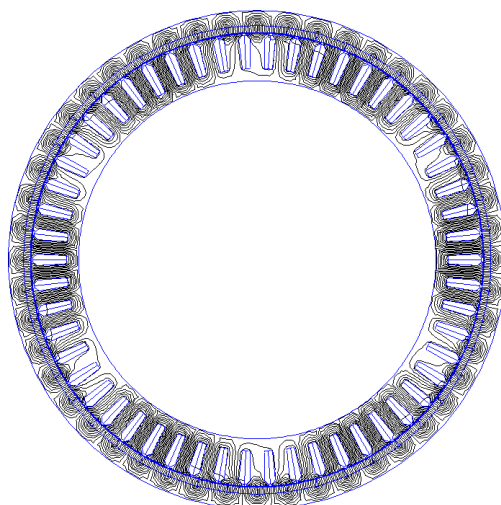
	Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
	Tmean (Nm)	Motor Mass (kg)	EfEf (%)	Power Density (W/kg)	Tripple (%)
Κινητήρας 28	14.7754	3.8907	94.549	139.191	2.6649
Αναφορά	14.99	3.909	94.1373	140.5506	4.2
Απόκλιση (%)	-1.4319	-0.4691	0.4373	-0.9662	-36.5497

Πίνακας 8. 21. Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 28.

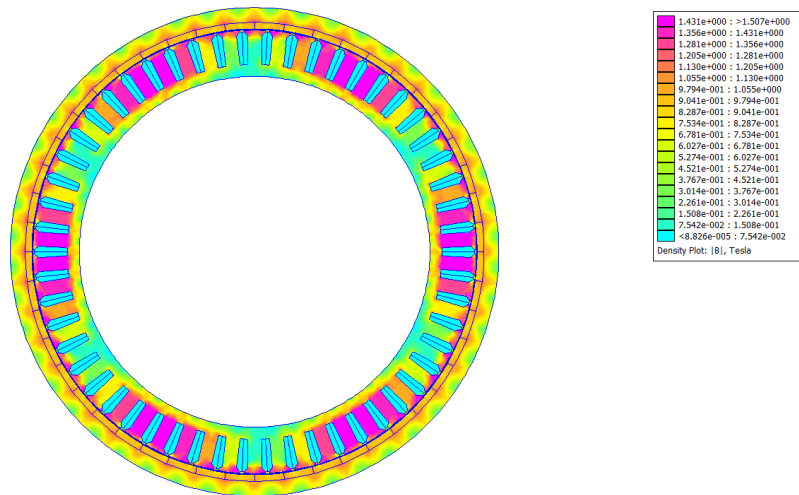
	Γεωμετρικά Χαρακτηριστικά								
	ff	L	$Yoke2Tooth$	$Tooth2Slot$	$ToothTips$	$Tips2Tooth$	$Tips2Tips$	$Edges$	Rro
Κινητήρας 28	0.5051	30.5076	0.8515	54.1499	82.4683	16.0972	75.5265	0.6313	108.9515
Αναφορά	0.4917	29.5	0.6667	49.2278	82.002	18.018	66.6667	0	110.4
Απόκλιση (%)	2.7314	3.4154	27.7179	9.9986	0.5686	-10.6607	13.2897	-	-1.312

Πίνακας 8. 22. Τα χαρακτηριστικά της αύλακας του Κινητήρα 28.

Μέγεθος αύλακας	
	Επιφάνεια Αύλακας (mm^2)
Κινητήρας 28	60.887
Αναφορά	72.324
Απόκλιση (%)	-15.8136

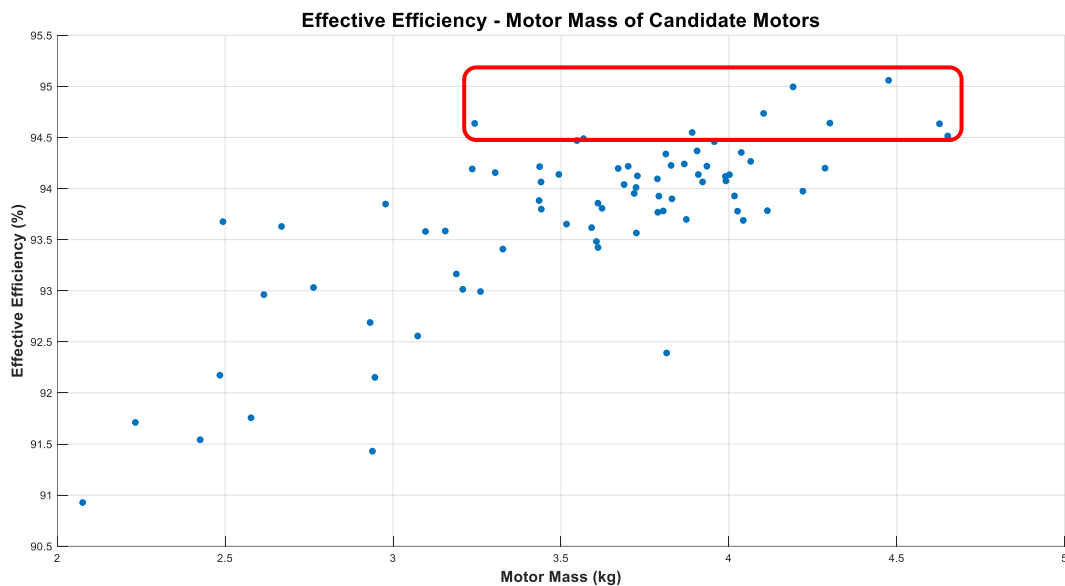


Σχήμα 8. 19. Η ροή του μαγνητικού πεδίου στον Κινητήρα 28.



Σχήμα 8. 20. Η κατανομή του πεδίου στον Κινητήρα 28.

Ο Κινητήρας 28 είναι μετατοπισμένος σε ελαφρώς μεγαλύτερο ενεργό μήκος και η κατανομή του μαγνητικού πεδίου αγγίζει χαμηλότερες τιμές σε σχέση με την προτεινόμενη γεωμετρία αναφοράς, καθώς η μέγιστη τιμή είναι περί τα 1.5 Tesla σε σχέση με την παλαιότερη τιμή των 1.75 Tesla. Οι μαγνητικές ροές δεν παρουσιάζουν έντονη παραμόρφωση και είναι σχετικά ομοιόμορφα κατανεμημένες. Παρακάτω παρουσιάζεται η σχέση του Effective Efficiency με την μάζα των υποψηφίων κινητήρων, όπως προέκυψε από τα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης:

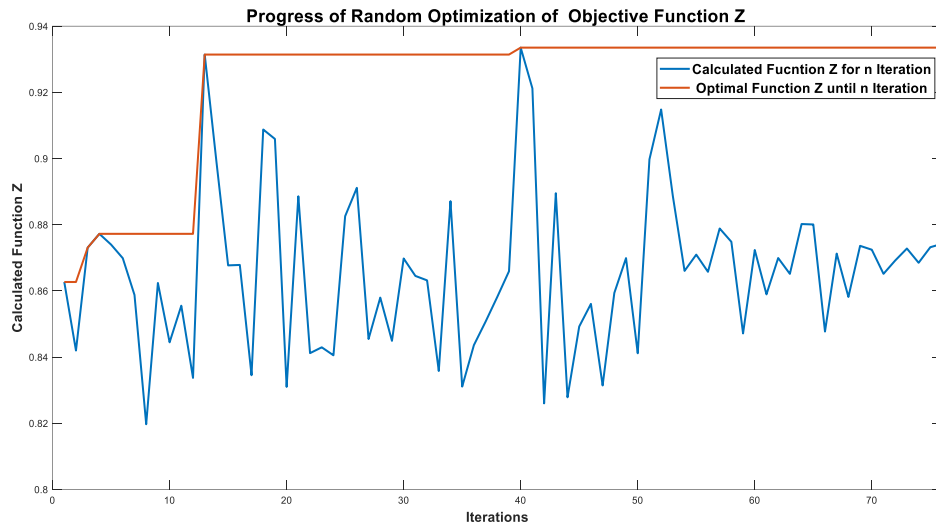


Σχήμα 8. 21. Η σχέση ανάμεσα σε Effective Efficiency και την μάζα των υποψηφίων κινητήρων.

Οι εννέα βέλτιστες γεωμετρίες ως προς τη μεγιστοποίηση της απόδοσης φαίνονται εντός του κόκκινου περιγράμματος. Σε εφαρμογές εξοικονόμησης ενέργειας είναι επιθυμητή η μεγιστοποίηση της απόδοσης σε συνδυασμό με την ελαχιστοποίηση της μάζας.

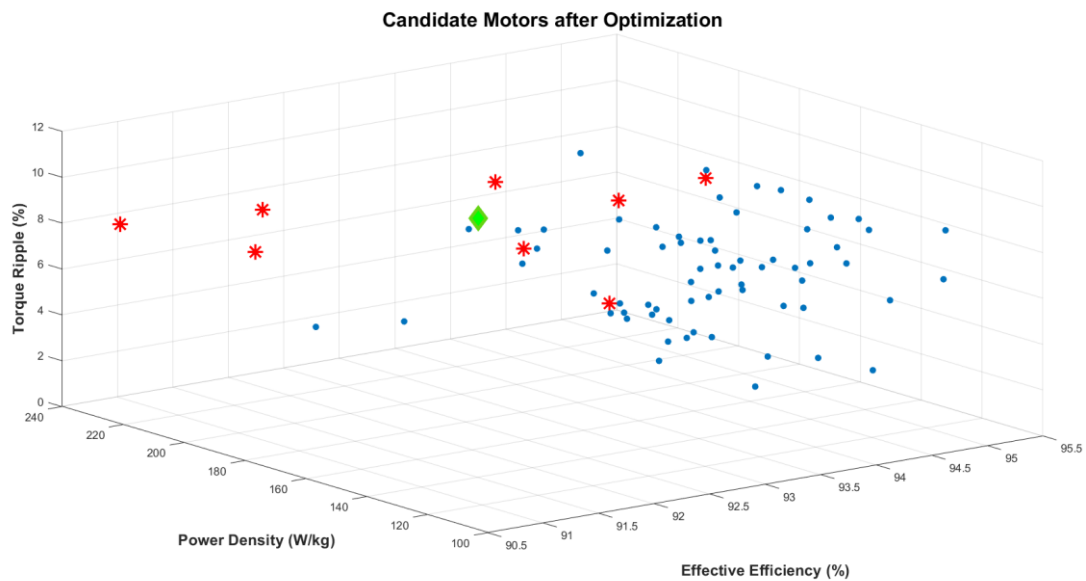
8.3.4 Μεγιστοποίηση αντικειμενικής συνάρτησης (Συνδυασμός των τριών κριτηρίων)

Κατά την διάρκεια εκτέλεσης του αλγορίθμου βελτιστοποίησης, λαμβάνοντας για κάθε επανάληψη την τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης Z και αποθηκεύοντας την μέγιστη έως την εκάστοτε επανάληψη, εξάγουμε τα παρακάτω αποτελέσματα:



Σχήμα 8. 22. Z και μέγιστο Z των υποψηφίων κινητήρων κατά την εκτέλεση του αλγορίθμου.

Σύμφωνα λοιπόν με την προκύπτουσα καμπύλη τιμών της αντικειμενικής συνάρτησης, το παρακάτω τρισδιάστατο γράφημα αναπαριστά τα αποτελέσματα των εννιά απόλυτα καλύτερων υποψηφίων κινητήρων ως προς τη μεγιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης, με τους συντελεστές βάρους που ορίστηκαν:



Σχήμα 8. 23. Με πράσινο φαίνεται η ολικά βέλτιστη γεωμετρία σύμφωνα με τη μεγιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης Z , με κόκκινο οι αμέσως 8 καλύτερες λύσεις και με μπλε οι υπόλοιπες υποψήφιες γεωμετρίες.

Σύμφωνα λοιπόν με τα αποτελέσματα που προκύπτουν, οι εννιά απόλυτα καλύτερες υποψήφιες γεωμετρίες με κριτήριο τη μεγιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης Z και τα χαρακτηριστικά τους παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 8. 23. Οι μηχανές που προκύπτουν με κριτήριο τη μεγιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης Z .

	Tmean (Nm)	Motor Mass (kg)	EfEf (%)	Power Density (W/kg)	Tripple (%)	Z
Κινητήρας 40	23.2386	3.8731	93.6979	219.9128	6.2986	0.9335
Κινητήρας 13	13.3891	2.0755	90.9272	236.4397	7.7275	0.9314
Κινητήρας 41	13.4386	2.2324	91.7113	220.6365	6.4713	0.9212
Κινητήρας 52	19.7978	3.5912	93.6174	202.0566	5.737	0.9148
Κινητήρας 18	14.034	2.4255	91.5419	212.0687	8.7993	0.9088
Κινητήρας 19	22.442	4.2864	94.1997	191.8979	7.763	0.9059
Κινητήρας 51	19.242	3.8304	93.8993	184.1216	3.8169	0.8997
Κινητήρας 14	20.4795	4.1034	94.7355	182.9248	8.6333	0.8991
Κινητήρας 26	13.3727	2.6153	92.962	187.4138	9.7803	0.8911
Αναφορά	14.99	3.909	94.1373	140.5506	4.2	0.8627

Παρατηρούμε ότι με κριτήριο την μεγιστοποίηση της συγκεκριμένης αντικειμενικής συνάρτησης Z επιτυγχάνεται με τις εναλλακτικές γεωμετρίες υψηλότερη τιμή της από την μηχανή αναφοράς, με όλες τις υποψήφιες γεωμετρίες να παρουσιάζουν σημαντική αύξηση πυκνότητας ισχύος, ωστόσο στις περισσότερες περιπτώσεις υπάρχει σχετικά μικρή έκπτωση της απόδοσης (με εξαίρεση τους Κινητήρες 19 και 14) και υψηλότερο Torque Ripple (με εξαίρεση τον Κινητήρα 51). Δεν υπάρχει λύση η οποία είναι απόλυτα καλύτερη όσο αφορά και τα τρία κριτήρια $f_{1,2,3}$ και αυτό οφείλεται στους συντελεστές βάρους που έχουν οριστεί σε αυτά για την μεγιστοποίηση της συγκεκριμένης αντικειμενικής συνάρτησης Z που ορίσαμε παραπάνω. Παρακάτω θα αναλυθεί περαιτέρω ο Κινητήρας 40 που είναι ο ολικά βέλτιστος ως προς την μεγιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης Z , ο οποίος παράγει πολύ υψηλότερη ροπή από τον Κινητήρα αναφοράς και ελαφρώς μειωμένη μάζα, με αποτέλεσμα να έχει πολύ υψηλότερη πυκνότητα ισχύος, παρουσιάζοντας ταυτόχρονα ελαφρώς μειωμένη απόδοση και αυξημένη κυμάτωση ροπής, γεγονός που εξηγείται από τον μικρό συντελεστή βάρους $W_1 = 0.1$ για το συγκεκριμένο κριτήριο f_1 .

- **Κινητήρας 40**

Πίνακας 8. 24. Τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 40.

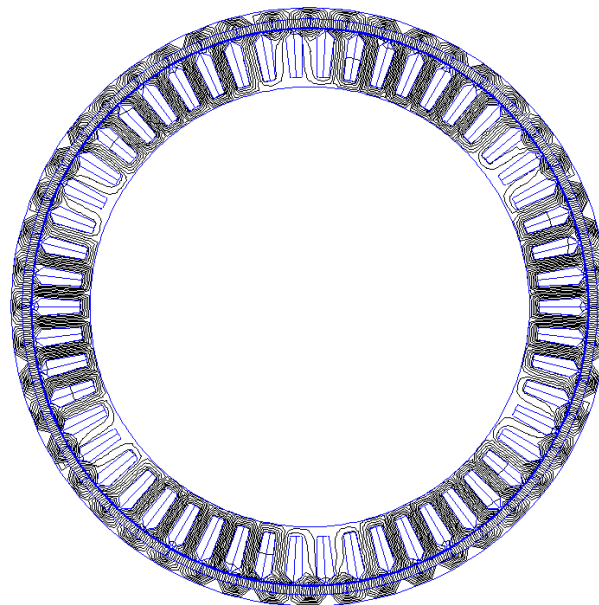
	Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
	Tmean (Nm)	Motor Mass (kg)	EfEf (%)	Power Density (W/kg)	Tripple (%)
Κινητήρας 40	23.2386	3.8731	93.6979	219.9128	6.2986
Αναφορά	14.99	3.909	94.1373	140.5506	4.2
Απόκλιση (%)	55.0298	-0.9176	-0.4668	56.467	49.9656

Πίνακας 8. 25. Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του Κινητήρα 40.

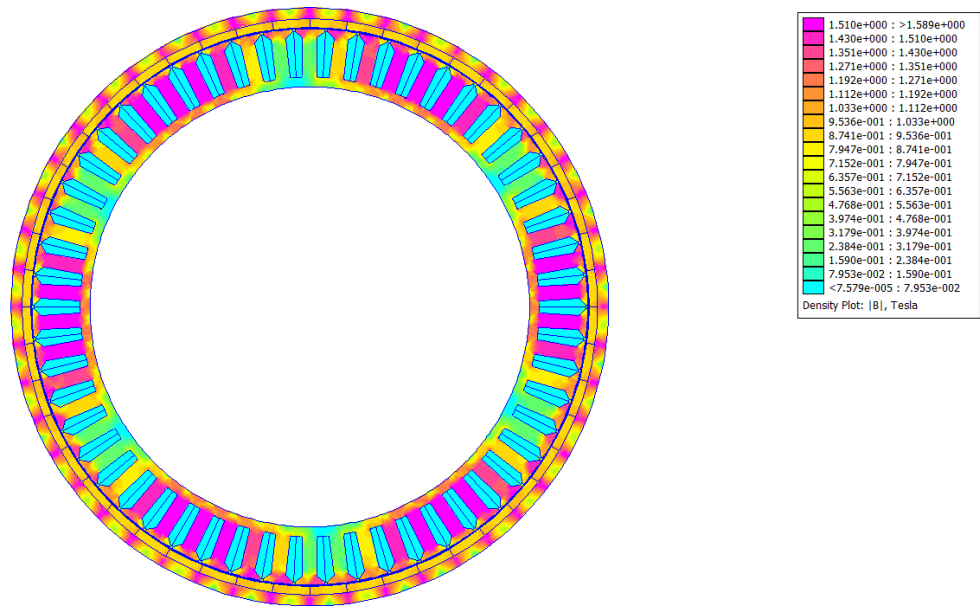
	Γεωμετρικά Χαρακτηριστικά								
	ff	L	Yoke2Tooth	Tooth2Slot	ToothTips	Tips2Tooth	Tips2Tips	Edges	Rro
Κινητήρας 40	0.5758	34.2433	0.6661	44.78	90.348	18.0967	75.8924	0.6263	106.3796
Αναφορά	0.4917	29.5	0.6667	49.2278	82.002	18.018	66.6667	0	110.4
Απόκλιση (%)	17.1174	16.079	-0.1063	-9.0351	10.1778	0.4369	13.8386	-	-3.6417

Πίνακας 8. 26. Τα χαρακτηριστικά της αύλακας του Κινητήρα 40.

Μέγεθος αύλακας	
	Επιφάνεια Αύλακας (mm^2)
Κινητήρας 40	81.071
Αναφορά	72.324
Απόκλιση (%)	12.0942



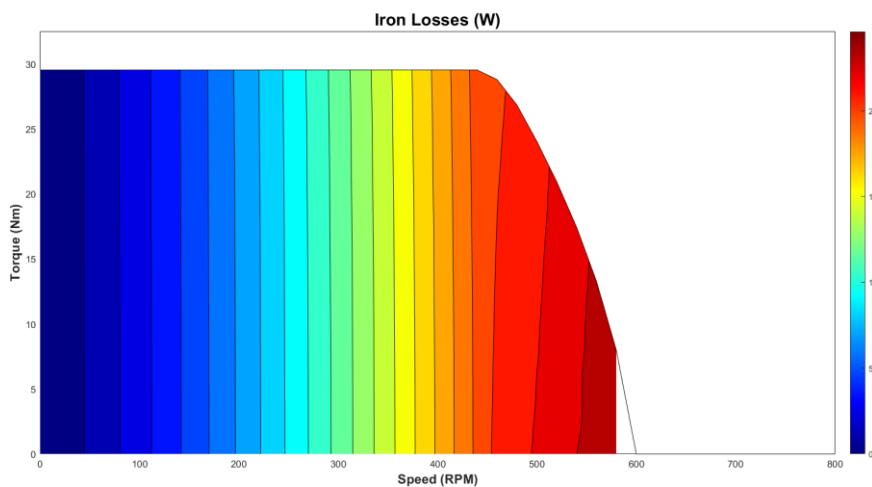
Σχήμα 8. 24. Η ροή του μαγνητικού πεδίου στον Κινητήρα 40.



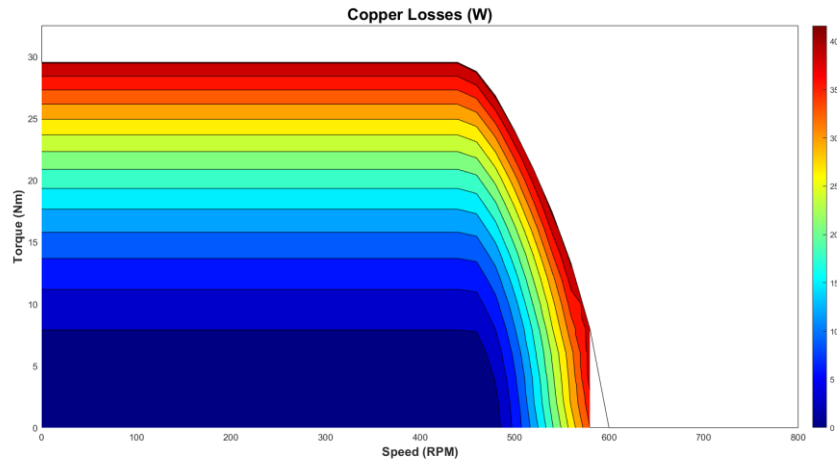
Σχήμα 8. 25. Η κατανομή του πεδίου στον Κινητήρα 40.

Ο Κινητήρας 40 είναι μετατοπισμένος σε μεγαλύτερο ενεργό μήκος (γεγονός που συμβάλει στην σημαντικά αυξημένη παραγωγή ροπής) και η κατανομή του μαγνητικού πεδίου αγγίζει χαμηλότερες τιμές σε σχέση με την προτεινόμενη γεωμετρία αναφοράς, καθώς η μέγιστη τιμή είναι περί τα 1.6 Tesla σε σχέση με την παλαιότερη τιμή των 1.75 Tesla. Στην συγκεκριμένη περίπτωση παρατηρούνται ανομοιομορφίες του πεδίου και των μαγνητικών γραμμών, γεγονός στο οποίο συμβάλει το μειωμένο πάχος του σώματος του δρομέα.

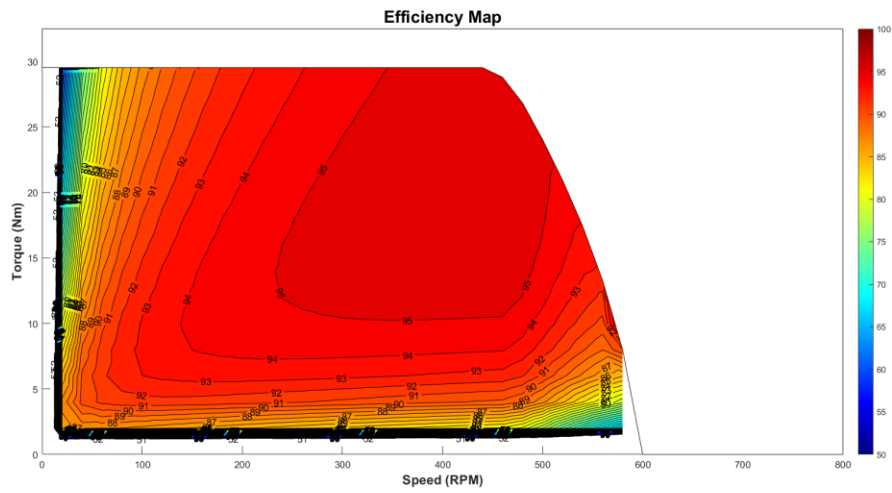
Τα αποτελέσματα που εξήχθησαν για τους χάρτες απόδοσης και απωλειών του ολικά βέλτιστου κινητήρα, και οι πληροφορίες για την γωνία τροφοδότησης, την αναπτυσσόμενη άεργο ισχύ και τον συντελεστή ισχύος, φαίνονται παρακάτω:



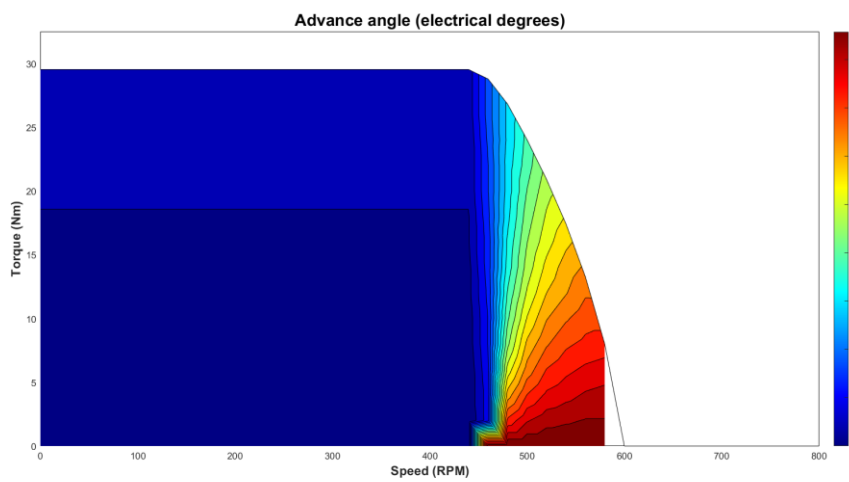
Σχήμα 8. 26. Χάρτης απωλειών πυρήνα του Κινητήρα 40.



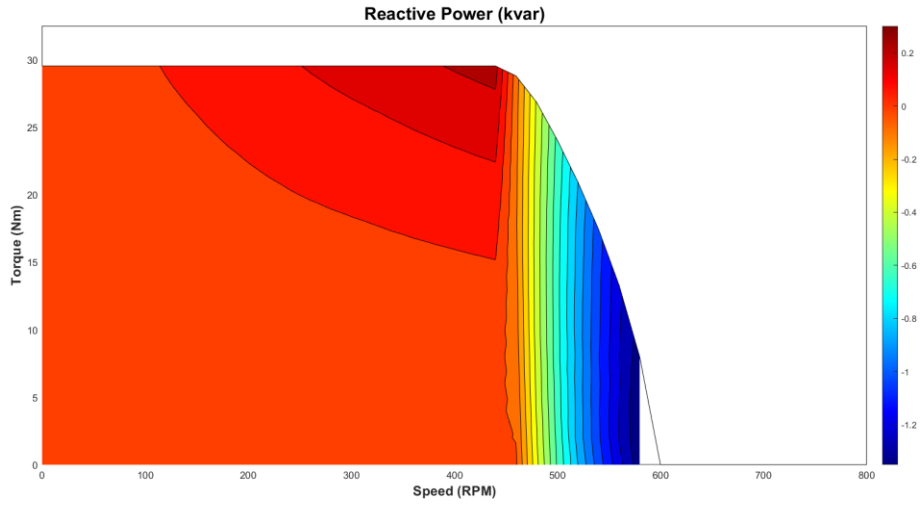
Σχήμα 8. 27. Χάρτης απωλειών χαλκού του Κινητήρα 40.



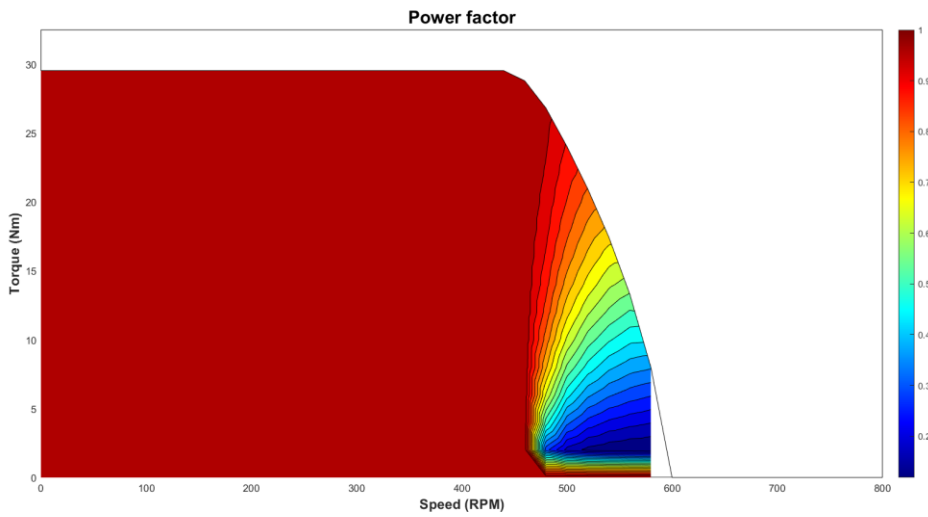
Σχήμα 8. 28. Χάρτης απόδοσης του Κινητήρα 40.



Σχήμα 8. 29. Χάρτης γωνίας προώθησης του Κινητήρα 40. Η γωνία προώθησης 0° αντιστοιχεί σε καθαρό ρεύμα άξονα q , ενώ γωνία προώθησης 90° αντιστοιχεί σε καθαρό αρνητικό ρεύμα άξονα d .



Σχήμα 8. 30. Χάρτης άεργου ισχύος του Κινητήρα 40.



Σχήμα 8. 31. Χάρτης συντελεστή ισχύος Κινητήρα 40.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

9.1 Κυριότερα συμπεράσματα

Κατά τη διεξαγωγή της παρούσας διπλωματικής εργασίας αναπτύχθηκε μια μεθοδολογία, η οποία συνδύασε την πειραματική διαδικασία και την επεξεργασία των δεδομένων υφιστάμενου κινητήρα για την ανάπτυξη μοντέλων προσομοίωσης και αλγορίθμων με σκοπό τη διερεύνηση περαιτέρω βελτιστοποίησης της γεωμετρίας του. Κατά τη διάρκεια αυτής της διαδικασίας ήταν αναγκαίο να αντιμετωπιστούν προβλήματα τόσο κατά τη διεξαγωγή των πειραμάτων όσο και κατά τη δημιουργία των μοντέλων, να αναπτυχθεί κατάλληλος αλγόριθμος βελτιστοποίησης και να επιλεγούν βέλτιστα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της προτεινόμενης μηχανής με έναν ολοκληρωμένο τρόπο. Συγκεκριμένα, τα κυριότερα συμπεράσματα είναι τα ακόλουθα:

- ❖ Στη διπλωματική εργασία αναδεικνύονται τα πλεονεκτήματα σχεδίασης και ανάλυσης ηλεκτρικών μηχανών μέσω ανάπτυξης μοντέλου προσομοίωσης, που λαμβάνουν υπόψη αποκλίσεις που προκύπτουν κατά την κατασκευή των ηλεκτρικών μηχανών.
- ❖ Βρέθηκαν τα κύρια τοπικά βέλτιστα της γεωμετρίας με βάση το κάθε κριτήριο βελτιστοποίησης ξεχωριστά, αλλά και η ολικά βέλτιστη γεωμετρία με βάση την μεγιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης που υιοθετήθηκε. Συγκεκριμένα, η γεωμετρία που προσδιορίστηκε έχει πυκνότητα ισχύος 220 W/kg μετά από αύξηση κατά 56.5% σε σχέση με την γεωμετρία αναφοράς, με βάρος 3.873 kg μετά από μείωση κατά 0.917% σε σχέση με τη γεωμετρία αναφοράς, αποδίδοντας ροπή 23.24 Nm, αυξημένη κατά 55.03% σε σχέση με αυτή της αρχικής γεωμετρίας.
- ❖ Διαπιστώθηκε η καλή σύγκλιση μεταξύ πειραματικών μετρήσεων και προσομοιωμένων αποτελεσμάτων, καθώς υπήρχαν μικρές αποκλίσεις, επιβεβαιώνοντας ότι το μοντέλο που αναπτύχθηκε είναι αρκετά ακριβές για την ανάλυση ηλεκτρικών μηχανών.
- ❖ Αναδείχθηκε τεχνική αξιοποίησης των υφιστάμενων συμμετριών με σκοπό την σημαντική μείωση του υπολογιστικού κόστους.
- ❖ Διαπιστώθηκε σημαντική πολυπλοκότητα και δυσκολία αναπαράστασης των απωλειών σε έναν ηλεκτρικό κινητήρα, κυρίως στα σιδηρομαγνητικά υλικά και τους μόνιμους μαγνήτες. Συγκεκριμένα, παρατηρήθηκε η δυσκολία στην ακριβή αποτύπωση των απωλειών σιδήρου λόγω αβεβαιοτήτων που αφορούν στη μη γραμμική συμπεριφορά των υλικών καθώς και στη μαθηματική πολυπλοκότητα που απαιτείται για τον αναλυτικό προσδιορισμό των απωλειών στους μόνιμους μαγνήτες. Το μοντέλο απωλειών πυρήνα θα πρέπει να περιλαμβάνει την επίδραση των αρμονικών συνιστωσών χώρου που προκύπτουν από τη γεωμετρία του στάτη.
- ❖ Διαπιστώθηκε η μεταβολή της απομαγνήτισης και η μείωση της παραγόμενης μαγνητικής ροής

με την αύξηση της θερμοκρασίας και ο ρόλος που διαδραματίζουν στο φαινόμενο οι θερμοκρασιακοί συντελεστές απομείωσης της συνεχούς δύναμης των μαγνητών.

- ❖ Οι βελτιώσεις των λειτουργικών χαρακτηριστικών της μηχανής που επιτεύχθηκαν κατά τη διαδικασία της βελτιστοποίησης της προτεινόμενης γεωμετρίας επιφανειακών μονίμων μαγνητών δίνουν ικανοποιητικά αποτελέσματα σε σχέση με εκείνα που προέκυψαν από την προκαταρκτική σχεδίαση.
- ❖ Από την ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων προκύπτει ότι η μεταβολή των παραμέτρων γεωμετρίας του στάτη όπως το ποσοστό της γωνίας άκρου δοντιού προς την γωνία αύλακας, επηρεάζουν σε κάποιο βαθμό τα χαρακτηριστικά απόδοσης και επίδοσης της μηχανής. Η μεταβολή που προκαλούν αφορά κυρίως το αρμονικό περιεχόμενο του πεδίου με συνέπεια την αλλαγή της κυμάτωσης ροπής, ενώ με την αλλαγή της μάζας του κινητήρα μεταβάλλεται σε κάποιο βαθμό και η απόδοσή της. Με τη μεταβολή του ενεργού μήκους της μηχανής και του συντελεστή πληρότητας, μεταβάλλεται σημαντικά η δυνατότητα παραγωγής ροπής της μηχανής.
- ❖ Κατά τη διαδικασία της βελτιστοποίησης αναδεικνύεται η πολυπλοκότητα που εισάγουν οι πολλαπλές παράμετροι βελτιστοποίησης, λόγω του ότι καθιστούν την ανάλυση ευαισθησίας πιο πολύπλοκη, με ανάγκη απομόνωσης των κυρίων παραμέτρων η μεταβολή των οποίων επηρεάζει σημαντικότερα τα χαρακτηριστικά επίδοσης και απόδοσης της μηχανής.

9.2 Σημεία επιστημονικής συνεισφοράς

Με βάση τα συμπεράσματα που προέκυψαν κατά την υλοποίηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, τα κυριότερα σημεία επιστημονικής συνεισφοράς είναι τα εξής:

- ❖ Ανάπτυξη παραμετρικού μοντέλου υψηλής ακρίβειας ανάλυσης ηλεκτρικών κινητήρων μονίμων μαγνητών βασισμένου σε πειραματική επιβεβαίωση κατασκευασμένου κινητήρα χρησιμοποιώντας κατάλληλο συνδυασμό των λογισμικών MATLAB και FEMM.
- ❖ Γραφική αναπαράσταση των λειτουργικών χαρακτηριστικών (απωλειών και απόδοσης της μηχανής) με χρήση της χαρακτηριστικής καμπύλης $T-\omega$ και δημιουργία χαρτών απόδοσης.
- ❖ Πειραματική επιβεβαίωση της εξάρτησης της απομαγνήτισης από την αύξηση της θερμοκρασίας των μαγνητών.
- ❖ Ανάπτυξη αλγορίθμου βελτιστοποίησης με βάση την μεγιστοποίηση σύνθετης αντικειμενικής συνάρτησης, λαμβάνοντας υπόψη την πυκνότητα ισχύος, την απόδοση εντός συγκεκριμένου κύκλου λειτουργίας και την κυμάτωση ροπής.

9.3 Θέματα προς περαιτέρω διερεύνηση

Με την ολοκλήρωση της εργασίας, αναδείχθηκαν τα παρακάτω σημεία που χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης:

- ❖ Θερμική ανάλυση της προταθείσας γεωμετρίας ώστε να εξετασθεί αν προκύπτει κάποιο θερμικό πρόβλημα κατά τον κύκλο λειτουργίας.
- ❖ Κατασκευή της προτεινόμενης ολικά βέλτιστης γεωμετρίας και πειραματική επιβεβαίωση των λειτουργικών χαρακτηριστικών της.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Μίνωας Η. Μπενιακάρ, “Πολυκριτηριακή βελτιστοποίηση κινητήρων με θεώρηση των απωλειών των μόνιμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης”, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα, 2014.
- [2] Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen, Valeria Hrabovcova, “*Design of Rotating Electrical Machines*”, John Wiley & Sons Ltd., 2008.
- [3] JFE – Electrical Steel Sheets: <https://www.jfe-steel.co.jp/en/products/electrical/catalog/f1e-001.pdf>
- [4] Η. Αντωκακάκης, Γ. Βαμβακάς, “Σχεδίαση Ηλεκτρικού Κινητήρα για Χρήση σε Οχημα Εξοικονόμησης Ενέργειας”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2019.
- [5] Lukáš Veg, Jan Kaska, Martin Skalický and Roman Pechánek, "A Complex Study of Stator Tooth-Coil Winding Thermal Models for PM Synchronous Motors Used in Electric Vehicle Applications," *Energies*, 2021, pp. 1-16.
- [6] Iris Eirini K. Koukouvini, Christos T. Krasopoulos and Antonios G. Kladas, "Fault Tolerant Design of Fractional Slot Concentrated Winding PM Motor for Electric Traction", *2017 IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2017.
- [7] Τρις Ειρήνη Κ. Κουκουβίνη, “Μοντελοποίηση, πειραματική επιβεβαίωση και βελτιστοποίηση γεωμετρίας κινητήρα μόνιμων μαγνητών”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα, 2016.
- [8] Tang, Y., Paulides, J.J.H., Kazmin, E. and Lomonova, E.A. (2012), "Investigation of winding topologies for permanent magnet in-wheel motors", *COMPEL – The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, Vol. 31 No 1, pp. 88-107.
- [9] F. Libert and J. Soulard, “Investigation on pole-slot combinations for permanent-magnet machines with concentrated windings,” *Int. Conf. Electr. Mach.*, pp. 5–8, 2004.
- [10] J. Zhao, Y. Liu and X. Xu, "Comparisons of Concentrated and Distributed Winding PMSM in MV Power Generation," *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Alexandroupoli, 2018, pp. 2437-2443.
- [11] Y. Y. Choe *et al.*, “Comparison of concentrated and distributed winding in an IPMSM for vehicle traction,” *Energy Procedia*, vol. 14, pp. 1368–1373, 2012.
- [12] F. Meier, “Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications”, Doctoral Dissertation, School of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2008.
- [13] Emotor - Electric motor winding calculator: <https://www.emotor.com/windings/>
- [14] S. Raj, R. Aziz, and M. Z. Ahmad, “Influence of pole number on the characteristics of permanent magnet synchronous motor (PMSM),” *Indones. J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 13, no. 3, pp. 1318–1323, 2019.
- [15] Κωνσταντίνος Ι. Λάσκαρης, “Σχεδιασμός Και Κατασκευή Κινητήρων Μόνιμων Μαγνητών Για Ηλεκτρικά Οχήματα”, Διδακτορική διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα, 2011.

- [16] C. Ma et al., "Analytical Calculation of No-Load Magnetic Field of External Rotor Permanent Magnet Brushless Direct Current Motor Used as In-Wheel Motor of Electric Vehicle," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, no. 4, pp. 1-6, April 2018, Art no. 8103106, doi: 10.1109/TMAG.2017.2779861.
- [17] I. D. Mayergoyz, *Mathematical Models of Hysteresis and their Applications*, 2nd ed. Academic Press, Aug. 2003.
- [18] D. Meeker, "Finite Element Method Magnetics manual v4.2," 2018.
- [19] J. F. Gieras, *Permanent Magnet Motors Technology: Design and Applications*, 3rd ed., CRC Press 2010.
- [20] T. Ohnishi and N. Takahashi, "Optimal design of efficient IPM motor using finite element method," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp. 3537-3539, Sept 2000.
- [21] Stephen J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, Εκδόσεις McGraw Hill, 2005.
- [22] <https://www.arnoldmagnetics.com/wp-content/uploads/2017/11/N28AH-151021.pdf>
- [23] Nicola Bianchi, *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements*, Εκδόσεις CRC Press, 2005
- [24] Duane Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*, Εκδόσεις Magna Physics, 2006
- [25] Steinmetz, C.: On the law of hysteresis (originally published in 1892), *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 2, pp 197-221, 1984.
- [26] A. Krings, "Iron Losses in Electrical Machines- Influence of Material Properties, Manufacturing Processes and Inverter Operation," PhD thesis, KTH Royal Institute of Technology, 2014.
- [27] H. Jordan, "Die ferromagnetischen konstanten für schwache wechselfelder.," *Elektr. Nach. Techn.*, vol. 1, p. 8, 1924.
- [28] R. H. Pry and C. P. Bean, "Calculation of the energy loss in magnetic sheet materials using a domain model," *Journal of Applied Physics*, vol. 29, no. 3, pp. 532-533, 1958.
- [29] G. Bertotti, "Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials. I. theoretical considerations," *Journal of Applied Physics*, vol. 57, no. 6, pp. 2110-2117, 1985.
- [30] G. Bertotti, "Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials. II. analysis of experimental results," *Journal of Applied Physics*, vol. 57, no. 6, pp. 2118-2126, 1985.
- [31] <https://www.tatasteeleurope.com/sites/default/files/m235-35a.pdf>
- [32] <https://www.femm.info/wiki/SPMLoss>
- [33] Α. Γ. Σαρηγιαννίδης, "Βέλτιστος Σχεδιασμός και Διαχείριση Συστημάτων Κίνησης Ηλεκτρικών Οχημάτων," Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα, 2016.
- [34] 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," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 9, pp. 2462-2469, Sept. 2005.
- [35] D.C. Meeker, "[An improved continuum skin and proximity effect model for hexagonally packed wires](http://dx.doi.org/10.1016/j.cam.2012.04.009)," *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 236(18):4635-4644, Dec. 2012. <http://dx.doi.org/10.1016/j.cam.2012.04.009>

- [36] European Commission, “A policy framework for climate and energy in the period from 2020 to 2030,” no. 2014, pp. 1–18, 2012.
- [37] European Commission, “A Clean Planet for all. A European long-term strategic vision for a prosperous, modern, competitive and climate neutral economy,” *Com (2018) 773*, p. 114, 2018.
- [38] Talukdar, Bipul & Deka, Bimal. (2021). An Approach to Reliability, Availability and Maintainability Analysis of a Plug-In Electric Vehicle. *World Electric Vehicle Journal*. 12. 34. 10.3390/wevj12010034.
- [39] Χρήστος Θ. Κρασόπουλος, Σχεδίαση και κατασκευή κινητήρα μονίμων μαγνητών για πρότυπο ηλεκτρικό όχημα, Διπλωματική Εργασία, Αθήνα, 2013, ΕΜΠ
- [40] M. Zeraoulia, M.E.H. Benbouzid, D. Diallo, Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 55, Issue: 6, Nov. 2006
- [41] Nasser Hashernnia, Behzad Asaei, Comparative Study of Using Different Electric Motors in the Electric Vehicles, *Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines*
- [42] <https://www.monolithicpower.com/en/brushless-vs-brushed-dc-motors>
- [43] R. de Doncker, D. W. J. Pulle, and A. Veltman, “Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control,” *Power Syst.*, vol. 52, pp. 1–443, 2011.
- [44] R. Krishnan. *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. 2001.
- [45] <https://www.watelectrical.com/synchronous-reluctance-motor-principle-advantages-and-applications/>
- [46] N. Bianchi, “Electromagnetic and Thermal Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machines,” M. Barcaro, Ed. Rijeka: IntechOpen, 2012, p. Ch. 17.
- [47] E. Schubert, S. Li and B. Sarlioglu, "High-speed surface permanent magnet machines - rotor design analysis, considerations, and challenges," 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Dearborn, MI, 2016, pp. 1-6.
- [48] Y. Yang et al., "Design and Comparison of Interior Permanent Magnet Motor Topologies for Traction Applications," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 1, pp. 86-97, March 2017.
- [49] Stephen D. Umans, Filtzgerald & Kingsley’s *Electric Machinery*, Εκδόσεις McGraw Hill, 2014
- [50] Δημήτριος Γ. Γκίτσος, “ΕΥΡΩΣΤΟΣ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΓΙΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΟΧΗΜΑ”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2020.
- [51] Tetik, Meltem & Parlak, Firat. (2017). VELOCITY VECTOR CONTROLLED S-CURVE MOTION PROFILE IN PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE (PMSM). *e-Journal of New World Sciences Academy*. 12. 203-217. 10.12739/NWSA.2017.12.4.2A0128.
- [52] <https://www.mathworks.com/solutions/electrification/field-weakening-control.html>
- [53] C. Patsios, E. Tsampouris, M. Beniakar, P. Rovolis, and A. G. Kladas, “Dynamic finite element hysteresis model for iron loss calculation in non-oriented grain iron laminations under PWM

- excitation,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 5, pp. 1130–1133, 2011.
- [54] Oikonomou, Christos. (2015). On Surface Characteristics and Microstructural Development of Soft Magnetic Composite Powder and Components.
- [55] <https://www.arnoldmagnetics.com/wp-content/uploads/2017/11/N40-151021.pdf>
- [56] Γεώργιος Δ. Καλοκύρης, “Καινοτομικά υλικά για συστήματα κίνησης μηδενικής εκπομπής ρύπων,” Διδακτορική διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα, 2006.
- [57] Rommel, D.P. & Di Maio, Dario & Tinga, Tiedo. (2021). Transformer hot spot temperature prediction based on basic operator information. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 124. 106340. 10.1016/j.ijepes.2020.106340.
- [58] ARMCO® – Pure Iron Datasheet: www.aksteel.nl/files/downloads/172888_armco_pure_iron_pdb_euro_final_secured_92.pdf
- [59] Cogent NO20 Datasheet: https://cogent-power.com/cms-data/downloads/Hi-Lite_NO20.pdf.
- [60] JFE – Supercore™ Datasheet: <https://www.jfe-steel.co.jp/en/products/electrical/catalog/fl1e-002.pdf>
- [61] R. Bronson, G. Naadimuthu, “Schaum's Outline of Theory and Problems of Operations Research”, The McGraw-Hill Companies Inc, 21997
- [62] Γεώργιος Κ. Σακκάς, “Βελτιστοποίηση γεωμετρίας για διαφορετικά υλικά μονίμων μαγνητών σε κινητήρες για ηλεκτρικά οχήματα”, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2020.