



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Βέλτιστος Σχεδιασμός Κινητήρα με
Μόνιμους Μαγνήτες για Ηλεκτρικό Όχημα**

Ιωάννης Δ. Γιαννόπουλος

Επιβλέπων: Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2023



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Βέλτιστος Σχεδιασμός Κινητήρα με Μόνιμους Μαγνήτες για Ηλεκτρικό Όχημα

Ιωάννης Δ. Γιαννόπουλος

Επιβλέπων: Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 26^η Οκτωβρίου, 2023

.....

Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Σταύρος Παπαθανασίου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Αντώνιος Αντωνόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2023

.....

Ιωάννης Δ. Γιαννόπουλος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών ΕΜΠ

Copyright © Ιωάννης Γιαννόπουλος, 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.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία επιχειρεί τη σχεδιομελέτη ενός κινητήρα μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης με υποβοήθηση μονίμων μαγνητών 5,9 kW – 3140 RPM για εφαρμογή σε ηλεκτρικό όχημα, τη σύγκριση με αντίστοιχο απλό κινητήρα μαγνητικής αντίστασης (χωρίς μόνιμους μαγνήτες), καθώς και τη βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του.

Πρωταρχικός στόχος της παρούσας εργασίας είναι η ανάπτυξη ενός προσομοιωτικού μοντέλου ενός κινητήρα με γνώμονα τη ροπή, την κυμάτωσή της και το συντελεστή ισχύος, λαμβάνοντας υπόψιν την ελάχιστη δυνατή χρήση μονίμων μαγνητών. Συγκεκριμένα, η εργασία περιλαμβάνει τα εξής στάδια: την ανάπτυξη κατάλληλου μοντέλου προσομοίωσης, την ανάλυση της σχεδίασης ως προς τα βασικά της χαρακτηριστικά και τις προτάσεις για βελτιστοποίηση της γεωμετρίας.

Αρχικά, μετά από μια σύντομη παρουσίαση των ηλεκτρικών μηχανών και των διαφόρων τύπων που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, αναλύθηκαν οι αρχές λειτουργίας και η διερεύνηση των λειτουργικών χαρακτηριστικών τους. Εν συνεχεία, αναπτύχθηκε ένα παραμετρικό μοντέλο που αναπαριστά με ικανοποιητική ακρίβεια τα λειτουργικά χαρακτηριστικά μίας σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης μονίμων μαγνητών, όταν μεταβάλλονται τα κύρια γεωμετρικά χαρακτηριστικά της, τα οποία αποτελούν εισόδους του μοντέλου. Τέλος, χρησιμοποιήθηκε ένας γενετικός αλγόριθμος βελτιστοποίησης της γεωμετρίας, ως προς τις βασικές σχεδιαστικές παραμέτρους του δρομέα της μηχανής, με τον οποίο προέκυψε η βέλτιστη προτεινόμενη γεωμετρία και τα χαρακτηριστικά της.

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

Λέξεις Κλειδιά: Σύγχρονες μηχανές μαγνητικής αντίστασης με μόνιμους μαγνήτες, ηλεκτρικά οχήματα, σχεδιασμός ηλεκτρικού κινητήρα, εσωτερικοί μαγνήτες, μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων, παραμετροποιημένη σχεδίαση, βελτιστοποίηση γεωμετρίας, χάρτης ροπής, χάρτης συντελεστή ισχύος ηλεκτρικού κινητήρα, υπολογισμός παραμέτρων ισοδυνάμου κυκλώματος, ανάλυση της σχεδίασης.

Abstract

The present diploma thesis undertakes the design of a permanent magnet assisted synchronous reluctance motor (PMASynRM), rated at 5.9 kW - 3140 RPM, for traction applications. It also includes the comparison with a respective simple synchronous reluctance motor (without permanent magnets) and an optimization procedure for its geometry.

The primary goal of this work is the development of a simulation model of α motor with respect to the output torque, its ripple, and power factor, taking into consideration the minimization of necessary permanent magnets volume. More specifically, the work includes the following stages: the development of a suitable simulation model, implementation of the analysis of the design in terms of its basic characteristics, and proposals for geometry optimization.

Initially, following a brief presentation of electric machines and their several types used in electric vehicle applications, the operational principles and investigation of functional characteristics were analyzed. Subsequently, a parametric model was developed, which accurately represents the operating characteristics of a modern permanent magnet synchronous reluctance machine when its main geometric characteristics are varied, which serve as inputs to the model. Finally, a genetic algorithm was introduced to optimize the geometry with respect to the basic rotor parameters of the machine, enabling efficient implementation of a geometry optimization procedure.

In the simulations, the MATLAB numerical integration software for differential equations was used in conjunction with the finite element software FEMM.

Keywords: Permanent magnet assisted synchronous reluctance machines, electric vehicles, electric motor design, inset magnets, finite element method, parametric design, geometry optimization, torque map, power factor map, equivalent circuit parameter calculation, simulation model development.

Πρόλογος – Ευχαριστίες

Ολοκληρώνοντας την διπλωματική εργασία, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους βοήθησαν κατά την εκπόνησή της αλλά και κατά τη συνολική διάρκεια φοίτησής μου στη Σχολή.

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα 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.

Επίσης, θα ήθελα, κυρίως, να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτορα του ΕΜΠ και συνεπιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας, Γιώργο Σακκά, για την αδιάκοπη και συνεχή συνεισφορά του στην εργασία αυτή, μέσω της καθοδήγησής του και των συζητήσεων για το αντικείμενο, μεταδίδοντάς μου το πάθος του. Οι συμβουλές του υπήρξαν πολύτιμες και απαραίτητες για την εκπόνηση της διπλωματικής εργασίας.

Επιπρόσθετα, θα ήθελα να απευθύνω ευχαριστίες σε όλους τους φίλους και συμφοιτητές μου που καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου στάθηκαν δίπλα μου με συμπαράσταση στα εύκολα και στα δύσκολα.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω μέσα από την καρδιά μου την οικογένειά μου, που μου στάθηκε στις καλές και στις δύσκολες στιγμές, καθώς και για την συμπαράσταση, την κατανόηση και την αδιάκοπη στήριξη καθ' όλα τα χρόνια των σπουδών μου. Τους ευχαριστώ ιδιαιτέρως που δε σταμάτησαν να πιστεύουν σε μένα και με στήριξαν μέχρι τέλους.

Πίνακας περιεχομένων

Περίληψη	5
Abstract	7
Πρόλογος – Ευχαριστίες.....	9
Πίνακας περιεχομένων.....	10
Ευρετήριο Σχημάτων	14
Ευρετήριο Πινάκων	20
1. Εισαγωγή.....	21
1.1 Σκοπός της εργασίας.....	21
1.2 Δομή της εργασίας.....	21
2. Ηλεκτροκίνηση.....	22
2.1 Εισαγωγή στην Ηλεκτροκίνηση.....	22
2.2 Ηλεκτρικές Μηχανές [26]	23
2.2.1 Κινητήρες Συνεχούς Ρεύματος (DC)	23
2.2.2 Κινητήρες Επαγωγής	24
2.2.3 Κινητήρες Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης	24
2.2.3.1 Κινητήρες Διακοπτικής Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης (SRM)	24
2.2.3.2 Σύγχρονοι Κινητήρες Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης (SynRM).....	24
2.2.4 Κινητήρες Μόνιμων Μαγνητών	25
2.2.4.1 Κινητήρας Επιφανειακών Μόνιμων Μαγνητών.....	25
2.2.4.2 Κινητήρας Ενσωματωμένων Επιφανειακών Μαγνητών	26
2.2.4.3 Κινητήρας Εσωτερικών Μόνιμων Μαγνητών.....	26
2.2.5 Σύγχρονος Κινητήρας Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης με Εσωτερικούς Μόνιμους Μαγνήτες (PMASynRM).....	27
2.3 Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο	28
2.4 Μαγνήτες.....	28
2.4.1 Μαγνήτες Σαμαρίου Κοβαλτίου (SmCo).....	29
2.4.2 Μαγνήτες Νεοδυμίου Βορίου Σιδήρου(NdFeB)	29
2.4.3 Μαγνήτες Αλουμινίου Νικελίου Κοβαλτίου	29
2.4.4 Μαγνήτες Φερρίτη ή Κεραμικοί.....	29

3. Μαγνητικός πυρήνας ηλεκτρικών μηχανών [5]	30
3.1. Κατηγορίες μαγνητικών υλικών	31
3.2. Μαγνητικός κορεσμός.....	32
3.3. Μαγνητική υστέρηση	32
3.4. Δινορρεύματα στα ηλεκτρικά κυκλώματα.....	35
3.5. Μοντελοποίηση απωλειών πυρήνα	36
3.5.1. Μοντέλο απωλειών υστέρησης Jiles-Atherton.....	36
3.5.2. Μοντέλο απωλειών δινορρευμάτων Jiles-Atherton.....	38
3.5.3 Αναπαράσταση σταθερής αντίστασης.....	39
4. Βασικές Αρχές Προκαταρκτικής Σχεδίασης Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών [1]	41
4.1 Διαστασιολόγηση διακένου	41
4.2 Πάχος διακένου.....	41
4.3 Ειδική μαγνητική φόρτιση.....	41
4.4 Ειδική ηλεκτρική φόρτιση	42
4.5 Επιφάνεια Διακένου.....	42
4.6 Αναλογία διαστάσεων D_g και L	43
4.7 Προσδιορισμός χαρακτηριστικών στάτη	44
4.8 Προσδιορισμός χαρακτηριστικών τυλιγμάτων.....	45
4.9 Επίλυση μαγνητοστατικών προβλημάτων.....	45
4.10 Οριακές συνθήκες.....	47
4.11 Προκαταρκτική Σχεδίαση	48
4.11.1 Αναλυτική προσέγγιση	48
4.12 Απώλειες Χαλκού	51
4.13 Απώλειες Πυρήνα.....	52
5. Μεθοδολογία χαρτογράφησης ηλεκτρικών μηχανών	53
5.1 Σύγχρονος κινητήρας μαγνητικής αντίστασης με εσωτερικούς μόνιμους μαγνήτες(PMASynRM)	53
5.1.2 Παραμετρικά χαρακτηριστικά σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης με μόνιμους μαγνήτες.....	55
5.1.3 Πεπλεγμένη ροή.....	55
5.1.4 Ανάλυση d-q	56
5.1.5 Υπολογισμός L_d και L_q για κάθε ρεύμα.....	56
5.1.6 Παραμετρική επίλυση κινητήρα μονίμων μαγνητών	66
5.1.7 Υπολογισμός μέσης ροπής και κυμάτωσης ροπής	67

5.1.8 Υπολογισμός επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης και τάσης τυμπάνου.	70
5.1.9 Συντελεστής Ισχύος	72
5.2 Κινητήρας μαγνητικής αντίστασης (SynRM).....	77
5.2.2 Παραμετρικά χαρακτηριστικά σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης.....	78
5.2.3 Πεπλεγμένη ροή	79
5.2.4 Ανάλυση d-q	80
5.2.5 Υπολογισμός L_d και L_q για κάθε ρεύμα.....	80
5.2.6 Παραμετρική επίλυση κινητήρα μονίμων μαγνητών	90
5.2.7 Υπολογισμός μέσης ροπής και κυμάτωσης ροπής	91
5.2.8 Υπολογισμός επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης και τάσης τυμπάνου.	94
5.2.9 Συντελεστής Ισχύος	96
5.3 Σύγκριση των κινητήρων PMSynRM και SynRM.....	101
6. Βελτιστοποίηση Γεωμετρίας.....	102
6.1 Γενετικός Αλγόριθμος βελτιστοποίησης (GA).....	102
6.2 Βελτιστοποίηση μεταβλητών γεωμετρίας του ηλεκτροκινητήρα PMSynRM.....	102
6.3 Κλασική προσέγγιση με συνάθροιση κριτηρίων	105
6.4 Ανάλυση των παραμέτρων	105
6.5 Παρουσίαση αποτελεσμάτων αλγορίθμου	108
6.6 Παρουσίαση πιθανών σχεδιάσεων μηχανών	112
6.7 Παρουσίαση χαρακτηριστικών τελικής σχεδίασης	115
7. Συμπεράσματα.....	126
7.1 Κυριότερα Συμπεράσματα	126
7.2 Σημεία επιστημονικής συνεισφοράς	127
7.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση	127
Βιβλιογραφία.....	128

Ευρετήριο Σχημάτων

Εικόνα 1- Κατηγοριοποίηση μηχανών	23
Εικόνα 2 - Κύριες τοπολογίες δρομέων κινητήρων MM: (α) επιφανειακών MM, (β) εσωτερικά επιφανειακών MM, (γ) εσωτερικών MM τύπου I, (δ) εγκάρσιων MM, (ε) εσωτερικών MM τύπου V και (στ) μαγνητικής αντίστασης με υποβοήθηση MM.	25
Εικόνα 3 - Είδη μονίμων μαγνητών	30
Εικόνα 4 - Χαρακτηριστικά μονίμων μαγνητών	30
Εικόνα 5 - Καμπύλη κορεσμού (καμπύλη αρχικής μαγνήτισης) για ένα τυπικό σιδηρομαγνητικό υλικό	32
Εικόνα 6 - Χαρακτηριστικές μαγνήτισης $M(H)$	33
Εικόνα 7 - Καμπύλη μαγνήτισης.....	35
Εικόνα 8 - Συμπαγής/Ελασματοποιημένος πυρήνας.....	36
Εικόνα 9 - Παραδείγματα βρόχων υστέρησης που υπολογίζονται για διαφορετικές τιμές παραμέτρων.....	38
Εικόνα 10 - Γραφική παράσταση διαστάσεων μηχανών που τελικά επιλέχθηκαν.	49
Εικόνα 11 - Εικόνα της γεωμετρίας ενός πόλου της μηχανής PMASynRM.....	53
Εικόνα 12 - Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής PMASynRM στο d-q reference frame.....	54
Εικόνα 13 - Διανυσματικό διάγραμμα κινητήρα PMASynRM.....	54
Εικόνα 14 - Ροή φάσης A ως προς τις διάφορες εσωτερικές ηλεκτρικές γωνίες (0° - 180°)	56
Εικόνα 15 - Ρεύματα τριών φάσεων A, B, C για τις διάφορες τιμές ηλεκτρικών γωνιών.....	57
Εικόνα 16 - Ρεύματα ευθέως και κάθετου άξονα συναρτήσει των μηχανικών γωνιών (0° - 360°).....	58
Εικόνα 17 - Ρεύματα ευθέως και κάθετου άξονα συναρτήσει των εσωτερικών ηλεκτρικών γωνιών (0° - 180°), για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος (10%-100%)	59
Εικόνα 18 - Κυματομορφή ρεύματος μιας φάσης ως προς τη σύγχρονη γωνία, για τις διάφορες τιμές ηλεκτρικών γωνιών	60
Εικόνα 19 - Πεπλεγμένες ροές ευθέως και κάθετου άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0° - 180°)	61
Εικόνα 20 - Πεπλεγμένες ροές ευθέως άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0° - 180°).....	62
Εικόνα 21 - Πεπλεγμένες ροές κάθετου άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0° - 180°).....	62
Εικόνα 22- Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (L_d) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA...	63
Εικόνα 23- Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA .	63
Εικόνα 24 - Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (L_d) ως προς τα πλάτη ρεύματος τις ηλεκτρικές γωνίες IEA: 0° , 180°	64
Εικόνα 25 - Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς τα πλάτη ρεύματος για ηλεκτρική γωνία IEA: 90°	64

Εικόνα 26 - Ροή ευθέως και κάθετου άξονα για τη γωνία μέγιστης ροπής ως προς τη μηχανική γωνία (0° - 360°)	65
Εικόνα 27 - Μέση ροπή ως προς τις εσωτερικές ηλεκτρικές γωνίες, για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος	66
Εικόνα 28 - Χάρτης ροπής συναρτήσει εσωτερικών ηλεκτρικών γωνιών και πλατών πυκνότητας ρεύματος.....	68
Εικόνα 29 - Κυμάτωση ροπής.....	69
Εικόνα 30 - Αρμονικό περιεχόμενο κυμάτωσης ροπής.....	70
Εικόνα 31 - Κυματομορφή επαγόμενης τάσης στα άκρα τυλιγμάτων ως προς το χρόνο	71
Εικόνα 32 - Πεπλεγμένη ροή φάσης A ως προς τη μηχανική γωνία.....	72
Εικόνα 33 - Συντελεστής Ισχύος ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες (IEA) και τα πλάτη ρεύματος (Current).....	74
Εικόνα 34 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού PMASynRM κινητήρα $T_e = 50.8332 \text{ Nm}$, $\delta=126^{\circ}$, $\text{CurAmpl}=100\%$	75
Εικόνα 35 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού PMASynRMκινητήρα $T_e = 0.156026 \text{ Nm}$, $\delta=0^{\circ}$, $\text{CurAmpl}=100\%$	76
Εικόνα 36 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού PMASynRM κινητήρα $T_e = - 0.105749 \text{ Nm}$, $\delta=180^{\circ}$, $\text{CurAmpl}=100\%$	76
Εικόνα 37 - Εικόνα της γεωμετρίας ενός πόλου της μηχανής SynRM	77
Εικόνα 38 - Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής SynRM στο d-q reference frame.....	78
Εικόνα 39 - Διανυσματικό διάγραμμα κινητήρα SynRM.....	78
Εικόνα 40 - Ροή φάσης A ως προς τις διάφορες εσωτερικές ηλεκτρικές γωνίες (0° - 180°)	80
Εικόνα 41 - Ρεύματα τριών φάσεων A, B, C για τις διάφορες τιμές ηλεκτρικών γωνιών.....	81
Εικόνα 42 - Ρεύματα ευθέως και κάθετου άξονα συναρτήσει των μηχανικών γωνιών (0° - 360°)	82
Εικόνα 43 - Ρεύματα ευθέως και κάθετου άξονα συναρτήσει των εσωτερικών ηλεκτρικών γωνιών (0° - 180°), για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος (10%-100%)	83
Εικόνα 44 - Κυματομορφή ρεύματος μιας φάσης ως προς τη σύγχρονη γωνία, για τις διάφορες τιμές ηλεκτρικών γωνιών	84
Εικόνα 45 - Πεπλεγμένες ροές ευθέως και κάθετου άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0° - 180°)	85
Εικόνα 46 - Πεπλεγμένες ροές ευθέως άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0° - 180°).....	86
Εικόνα 47 - Πεπλεγμένες ροές κάθετου άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0° - 180°).....	86
Εικόνα 48 - Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (L_d) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA..	87
Εικόνα 49- Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA .	87
Εικόνα 50 - Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (L_d) ως προς τα πλάτη ρεύματος τις ηλεκτρικές γωνίες IEA: 0° , 180°	88
Εικόνα 51 - Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς τα πλάτη ρεύματος για ηλεκτρική γωνία IEA: 90°	88
Εικόνα 52 - Ροή ευθέως και κάθετου άξονα για τη γωνία μέγιστης ροπής ως προς τη μηχανική γωνία (0° - 360°)	89

Εικόνα 53 - Μέση ροπή ως προς τις εσωτερικές ηλεκτρικές γωνίες, για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος.....	90
Εικόνα 54 - Χάρτης ροπής συναρτήσει εσωτερικών ηλεκτρικών γωνιών και πλατών πυκνότητας ρεύματος.....	92
Εικόνα 55 - Κυμάτωση ροπής.....	93
Εικόνα 56 - Αρμονικό περιεχόμενο κυμάτωσης ροπής.....	94
Εικόνα 57 - Κυματομορφή επαγόμενης τάσης στα άκρα τυλιγμάτων ως προς το χρόνο	95
Εικόνα 58 - Πεπλεγμένη ροή φάσης A ως προς τη μηχανική γωνία.....	96
Εικόνα 59- Συντελεστής Ισχύος ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες (IEA) και τα πλάτη ρεύματος (Current).....	98
Εικόνα 60 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού SynRM κινητήρα $T_e = 31.6041 \text{ Nm}$, $\delta=132^\circ$, $\text{CurAmpI}=100\%$	99
Εικόνα 61 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού SynRM κινητήρα $T_e = -0.000686964 \text{ Nm}$, $\delta=0^\circ$, $\text{CurAmpI}=100\%$	99
Εικόνα 62 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού SynRM κινητήρα $T_e = -0.000686964 \text{ Nm}$, $\delta=90^\circ$, $\text{CurAmpI}=100\%$	100
Εικόνα 63 - Συνολική γεωμετρία σχεδίασης κινητήρα PMASynRM.....	103
Εικόνα 64 - Γεωμετρία ενός flux barrier και οι μεταβλητές του X_G διανύσματος σχεδίασης	104
Εικόνα 65 - Διάγραμμα μέσης και καλύτερης τιμής fitness ως προς τις γενιές του GA.....	107
Εικόνα 66 - Διάγραμμα κυμάτωσης ροπής ως προς τη μέγιστη ροπή για τις διάφορες τιμές f_{val}	108
Εικόνα 67- Διάγραμμα συντελεστή ισχύος ως προς τη μέγιστη ροπή για τις διάφορες τιμές f_{val}	108
Εικόνα 68 - Διάγραμμα όγκου μαγνητών ως προς τη μέγιστη ροπή για τις διάφορες τιμές f_{val}	109
Εικόνα 69 - Διάγραμμα συντελεστή ισχύος ως προς την κυμάτωση ροπής για τις διάφορες τιμές f_{val}	109
Εικόνα 70 - Διάγραμμα όγκου μαγνητών ως προς την κυμάτωση ροπής για τις διάφορες τιμές f_{val}	110
Εικόνα 71 - Διάγραμμα συντελεστή ισχύος ως προς τον όγκο των μαγνητών για τις διάφορες τιμές f_{val}	110
Εικόνα 72 - Τρισδιάστατη απεικόνιση των υποψηφίων μηχανών ως προς τον όγκο των μαγνητών, το συντελεστή ισχύος και τη μέγιστη ροπή	112
Εικόνα 73 - Τρισδιάστατη απεικόνιση των υποψηφίων μηχανών ως προς τον όγκο των μαγνητών, την κυμάτωση ροπής και τη μέγιστη ροπή	112
Εικόνα 74 - Τρισδιάστατη απεικόνιση των υποψηφίων μηχανών ως προς την κυμάτωση ροπής, το συντελεστή ισχύος και τη μέγιστη ροπή.....	113
Εικόνα 75 - Τρισδιάστατη απεικόνιση των υποψηφίων μηχανών ως προς την κυμάτωση ροπής, το συντελεστή ισχύος και τον όγκο των μαγνητών.....	113
Εικόνα 76 - Τελική βελτιστοποιημένη γεωμετρία PMASynRM.....	115
Εικόνα 77 - Χάρτης ροπής συναρτήσει εσωτερικών ηλεκτρικών γωνιών και πλατών πυκνότητας ρεύματος.....	116

Εικόνα 78 - Μέση ροπή ως προς τις εσωτερικές ηλεκτρικές γωνίες, για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος	116
Εικόνα 79 - Κυμάτωση ροπής	117
Εικόνα 80 - Πεπλεγμένη ροή φάσης A ως προς τη μηχανική γωνία	117
Εικόνα 81 - Κυματομορφή επαγόμενης τάσης στα άκρα τυλιγμάτων ως προς το χρόνο	118
Εικόνα 82 - Αρμονικό περιεχόμενο κυμάτωσης ροπής.....	118
Εικόνα 83 - Ρεύματα τριών φάσεων A, B, C για τις διάφορες τιμές ηλεκτρικών γωνιών.....	119
Εικόνα 84 - Πεπλεγμένες ροές ευθέως και κάθετου άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0° - 180°)	119
Εικόνα 85 - Ροή ευθέως και κάθετου άξονα για τη γωνία μέγιστης ροπής ως προς τη μηχανική γωνία (0° - 360°)	120
Εικόνα 86 - Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (L_d) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA	120
Εικόνα 87 - Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA	121
Εικόνα 88 - Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (L_d) ως προς το ποσοστό του πλάτους του ρεύματος για ηλ. γωνίες IEA: 0° , 180°	121
Εικόνα 89 - Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς το ποσοστό του πλάτους του ρεύματος για ηλ. γωνία IEA: 90°	122
Εικόνα 90- Συντελεστής Ισχύος ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες (IEA) και τα πλάτη ρεύματος (Current).....	122
Εικόνα 91 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του βελτιστοποιημένου κινητήρα $T_e = 49.9421\text{Nm}$, $\delta=132^{\circ}$, $\text{CurAmpI}=100\%$	123
Εικόνα 92 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του βελτιστοποιημένου κινητήρα $T_e = 0.00791368\text{ Nm}$, $\delta=0^{\circ}$, $\text{CurAmpI}=100\%$	124
Εικόνα 93 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του βελτιστοποιημένου κινητήρα $T_e = 0.078349\text{Nm}$, $\delta=180^{\circ}$, $\text{CurAmpI}=100\%$	125

Ευρετήριο Πινάκων

Πίνακας 1 - Χαρακτηριστικά μηχανής PMASynRM	50
Πίνακας 2 - Σύγκριση αποτελεσμάτων	101
Πίνακας 3 - Αρχικές επιλεγθείσες τιμές των σχεδιαστικών παραμέτρων της γεωμετρίας του κινητήρα.....	104
Πίνακας 4 - Εύρος τιμών σχεδιαστικών παραμέτρων που τέθηκαν προς βελτιστοποίηση .	106
Πίνακας 5 - Τιμές Κριτηρίων Βελτιστοποίησης στην αρχικά επιλεγθείσα και στην τελική σχεδίαση	111
Πίνακας 6 - Τελικές τιμές παραμέτρων σχεδίασης	115

1. Εισαγωγή

1.1 Σκοπός της εργασίας

Σκοπός της παρούσης διπλωματικής εργασίας που εκπονήθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος είναι η μελέτη και ανάλυση μιας μηχανής μαγνητικής αντίστασης με μόνιμους μαγνήτες, καθώς και τη βελτιστοποίησή της ως προς βασικές σχεδιαστικές παραμέτρους. Επιπλέον, αναλύεται η αντίστοιχη γεωμετρία μηχανής μαγνητικής αντίστασης χωρίς τους μόνιμους μαγνήτες και συγκρίνεται με την πρώτη.

Στα πλαίσια της εργασίας αναπτύσσεται παραμετροποιημένη σχεδίαση ενός ηλεκτρικού σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης με υποβοήθηση μονίμων μαγνητών, με γνώμονα τη ροπή, το συντελεστή ισχύος και τον κυματισμό ροπής, στοχεύοντας παράλληλα στην ελάχιστη δυνατή ποσότητα μαγνήτη στο δρομέα. Το συγκεκριμένο είδος μηχανής “πάσχει” στα αναφερθέντα τρία χαρακτηριστικά [8], πράγμα που βελτιώνει η εισαγωγή μονίμων μαγνητών σε σχεδίαση κλασικού κινητήρα μαγνητικής αντίστασης.

1.2 Δομή της εργασίας

Η δομή της παρούσας διπλωματικής εργασίας, η οποία πραγματεύεται την παραμετροποιημένη σχεδίαση ενός ηλεκτρικού κινητήρα και τη βελτιστοποίηση αυτής είναι η εξής:

- Στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζεται οι κατηγορίες κινητήρων, καθώς και ο λόγος που χρησιμοποιείται ο καθένας στην ηλεκτροκίνηση. Παρουσιάζονται επίσης και τα είδη των μαγνητών που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές κινητήρων μονίμων μαγνητών
- Στο Κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο των σιδηρομαγνητικών υλικών και των ιδιοτήτων τους, αλλά και των φαινομένων υστέρησης και δινορρευμάτων στους σιδηρομαγνητικούς πυρήνες
- Στο Κεφάλαιο 4 παρουσιάζονται η προκαταρκτική σχεδίαση του υπό μελέτη κινητήρα και αναλυτική προσέγγιση των χαρακτηριστικών του αρχικού κινητήρα που επιλέχθηκε
- Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζεται η μεθοδολογία χαρτογράφησης της γεωμετρίας κινητήρα με (PMASynRM) και χωρίς μαγνήτες (SynRM) και συγκρίνονται τα βασικά τους χαρακτηριστικά
- Στο Κεφάλαιο 6 παρουσιάζεται η βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του κινητήρα με τη μέθοδο γενετικού αλγορίθμου (GA), καθώς και τα αποτελέσματα αυτής
- Στο Κεφάλαιο 7 παρουσιάζεται η σύνοψη, τα κυριότερα συμπεράσματα, η επιστημονική συνεισφορά της εργασίας και οι προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση.

2. Ηλεκτροκίνηση

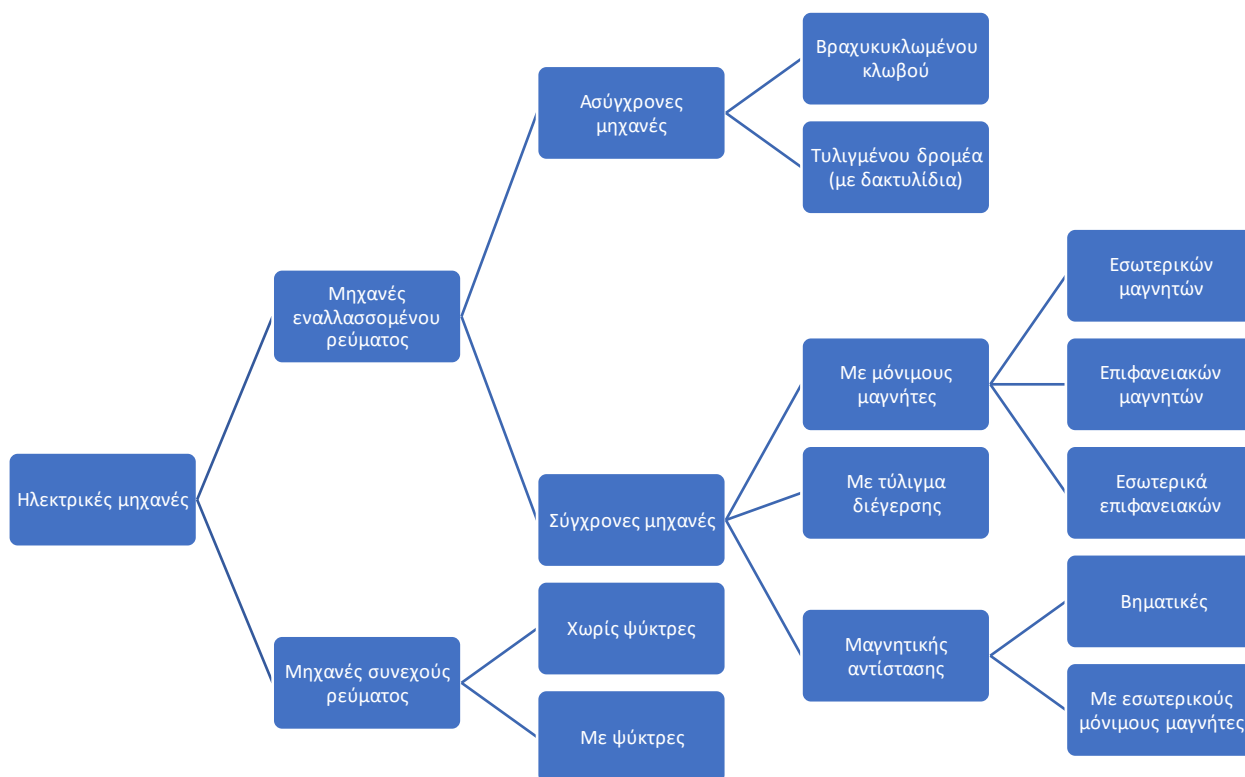
2.1 Εισαγωγή στην Ηλεκτροκίνηση

Τις τελευταίες δεκαετίες, οι ολοένα αυξανόμενες ενεργειακές ανάγκες των σύγχρονων κοινωνιών έχουν εντείνει το πρόβλημα της ρύπανσης του περιβάλλοντος. Η χρήση συμβατικών καυσίμων, τόσο στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, όσο και στις μεταφορές, έχει οδηγήσει στην αύξηση της συγκέντρωσης των αερίων του θερμοκηπίου. Η διείσδυση των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ) έχει στόχο να μειώσει αυτές τις εκπομπές CO₂. Οι κινητήρες εσωτερικής καύσης εντείνουν το πρόβλημα της ενεργειακής κρίσης, καθώς από τη φύση τους περιορίζονται σε χαμηλούς βαθμούς απόδοσης. Τη λύση στα παραπάνω προβλήματα φαίνεται να προτείνουν οι ηλεκτροκινητήρες, είτε σε ηλεκτρικά, είτε σε υβριδικά οχήματα.

Με την αύξηση του παγκόσμιου πληθυσμού, η ζήτηση οχημάτων για τη μεταφορά των ανθρώπων έχει αυξηθεί δραματικά την περασμένη δεκαετία. Αυτό βέβαια οδήγησε σε σημαντική αύξηση της ζήτησης του πετρελαίου. Ένα άλλο πρόβλημα της αυξανόμενης χρήσης του είναι η εκπομπές CO₂ που συνδέεται με την αυξανόμενη χρήση των αυτοκινήτων για προσωπική χρήση. Το φαινόμενο του θερμοκηπίου, γνωστό και ως υπερθέρμανση του πλανήτη, είναι ένα σοβαρό ζήτημα που πρέπει να αντιμετωπιστεί. Λαμβάνοντας υπόψη όλα αυτά προβλήματα, τα ηλεκτρικά οχήματα με μπαταρία είναι ένα από τα λύσεις που προτείνονται για να ξεπεραστεί η ενεργειακή κρίση και η παγκόσμια θέρμανση.

2.2 Ηλεκτρικές Μηχανές [26]

Δύο κύριες κατηγορίες ηλεκτρικών κινητήρων είναι οι συνεχούς και εναλλασσόμενου ρεύματος. Στην Εικόνα 1, παρουσιάζονται οι κυριότερες υποκατηγορίες ηλεκτρικών μηχανών [25].



Εικόνα 1- Κατηγοριοποίηση μηχανών

2.2.1 Κινητήρες Συνεχούς Ρεύματος (DC)

Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος, γνωστοί και ως DC κινητήρες, αποτελούν σημαντική τεχνολογία στον τομέα της ηλεκτρονικής και ηλεκτρομηχανικής. Λειτουργούν με συνεχές ηλεκτρικό ρεύμα και χαρακτηρίζονται από αξιόπιστη λειτουργία, υψηλή απόδοση και απλή κατασκευή. Χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές όπως τα κινητήρια συστήματα, τους αυτοματισμούς, τις ηλεκτρικές συσκευές και άλλα, καθιστώντας τους σημαντική πτυχή της σύγχρονης τεχνολογίας.

Θετικά χαρακτηριστικά των κινητήρων συνεχούς ρεύματος (DC) περιλαμβάνουν υψηλή απόδοση, ακρίβεια ελέγχου ταχύτητας, εκκίνηση χαμηλής τάσης και αντοχή σε

μεταβαλλόμενα φορτία. Επίσης, μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε εφαρμογές που απαιτούν ακρίβεια στην κίνηση και απόδοση.

Ωστόσο, υπάρχουν και αρνητικά χαρακτηριστικά. Οι DC κινητήρες απαιτούν σχετικά περισσότερη συντήρηση λόγω των ψηκτρών και των συνδέσεων που απαιτούν τακτική παρακολούθηση και αντικατάσταση. Επίσης, η διάρκεια ζωής των ψηκτρών μπορεί να είναι περιορισμένη. Παρόλο που παρέχουν ακριβή έλεγχο ταχύτητας, μπορεί να έχουν περιορισμένη αντοχή σε απότομες αλλαγές φορτίου.

2.2.2 Κινητήρες Επαγωγής

Οι επαγωγικοί κινητήρες υψηλής ισχύος (IM) συναντώνται σε πολλές εφαρμογές στη βιομηχανία, λόγω των αρχών λειτουργίας τους. Το χαμηλό κόστος τους, καθώς και της έχουν προταθεί σε ηλεκτρικά οχήματα, για την πλήρη αντικατάσταση των κινητήρων εσωτερικής καύσης (IC). Η αλληλεπίδραση μεταξύ των επαγόμενων ρευμάτων και του RMF (περιστρεφόμενο μαγνητικό πεδίο) επιβάλλει δυνάμεις στις μπάρες του δρομέα και στη συνέχεια ο ρότορας αρχίζει να περιστρέφεται.

2.2.3 Κινητήρες Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης

2.2.3.1 Κινητήρες Διακοπτικής Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης (SRM)

Οι κινητήρες Διακοπτικής Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης (Switched Reluctance Motors - SRM) αντιπροσωπεύουν μια πρωτοποριακή κατηγορία κινητήρων που έχει ενδιαφέρον εξαιτίας του μοναδικού σχεδιασμού τους. Η λειτουργία τους βασίζεται στην έντονη μεταβολή της μαγνητικής αντίστασης του δρομέα μέσω κατάλληλης εκτυπότητας, καθώς εναλλάσσονται τα ρεύματα σε συγκεκριμένα τμήματα του στάτη του κινητήρα, δημιουργώντας εναλλασσόμενη μαγνητική ροή ανάμεσα σε στάτη και ρότορα.

Το θετικό των κινητήρων SRM είναι η απλότητα του σχεδιασμού τους, η υψηλή αντοχή σε απαιτητικές συνθήκες λειτουργίας και η δυνατότητα ανταπόκρισης σε υψηλές ταχύτητες και αλλαγές φορτίου. Επίσης, λόγω της απουσίας συνεχούς καμπύλης μαγνήτισης, είναι αρκετά ανθεκτικοί σε βραχυκυκλώματα.

Αντίθετα, αρνητικό είναι η δυσκολία ελέγχου τους σε χαμηλές ταχύτητες, η εμφάνιση δονήσεων λόγω των γρήγορων αλλαγών φάσης, και η ανάγκη για περίπλοκους αλγορίθμους ελέγχου. Παρ' όλα αυτά, οι κινητήρες SRM αντιπροσωπεύουν μια σημαντική πρόκληση στον τομέα των ηλεκτροκινητικών, επιδεικνύοντας μοναδικά χαρακτηριστικά και δυνατότητες.

2.2.3.2 Σύγχρονοι Κινητήρες Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης (SynRM)

Οι Σύγχρονοι κινητήρες Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης (Synchronous Reluctance Motors - SynRM) αποτελούν μια εξελιγμένη κατηγορία κινητήρων που συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των σύγχρονων κινητήρων και των κινητήρων χωρίς απαίτηση ρευμάτων διέγερσης στο δρομέα. Αυτοί οι κινητήρες προσφέρουν αξιόπιστη και αποδοτική λειτουργία με εξαιρετική ακρίβεια ελέγχου.

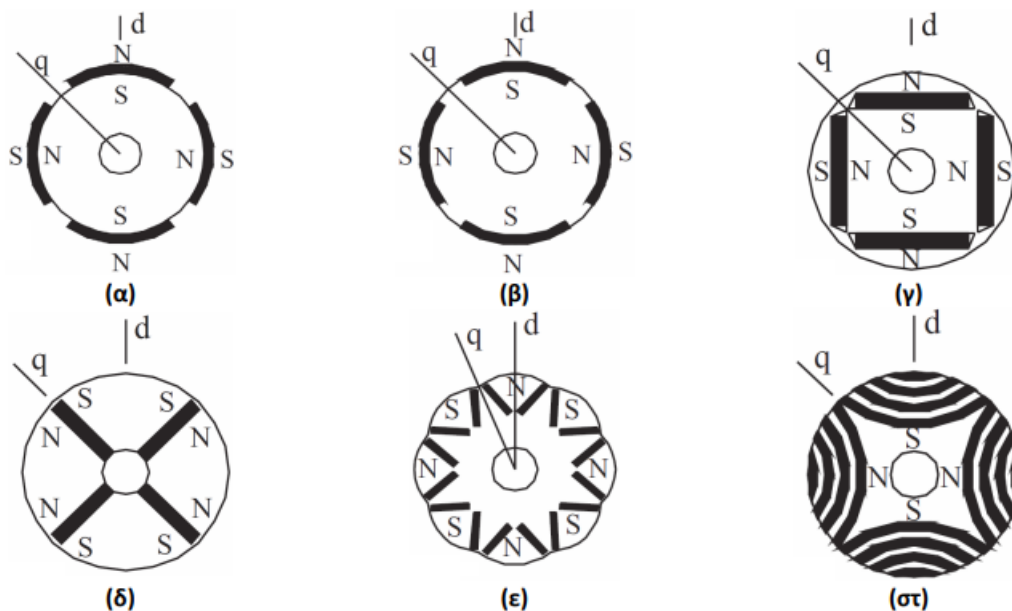
Ένα από τα θετικά χαρακτηριστικά των κινητήρων SynRM είναι η υψηλή απόδοση και αποτελεσματικότητά τους, παρόμοια με τους κινητήρες μονίμων μαγνητών. Επίσης,

προσφέρουν ακρίβεια ελέγχου και λειτουργία σε υψηλές ταχύτητες, χάρη στην τεχνολογία των σύγχρονων κινητήρων.

Ωστόσο, μια πρόκληση για τους κινητήρες SynRM είναι η πιο περίπλοκη κατασκευή τους σε σύγκριση με άλλους τύπους κινητήρων, καθώς απαιτούν ειδικά σχεδιασμένο πυρήνα και περίβλημα. Επίσης, οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης απαιτούν προηγμένη τεχνολογία ελέγχου για την επίτευξη της βέλτιστης απόδοσης και λειτουργίας τους. Συνολικά, οι κινητήρες SynRM αντιπροσωπεύουν μια προηγμένη επιλογή για εφαρμογές που απαιτούν υψηλή απόδοση, ακρίβεια και αποτελεσματικότητα στον τομέα της ηλεκτροκίνησης.

2.2.4 Κινητήρες Μονίμων Μαγνητών

Στην Εικόνα 2, παρουσιάζονται οι βασικές γεωμετρίες κινητήρων μονίμων μαγνητών [7].



Εικόνα 2 - Κύριες τοπολογίες δρομέων κινητήρων MM: (α) επιφανειακών MM, (β) εσωτερικά επιφανειακών MM, (γ) εσωτερικών MM τύπου I, (δ) εγκάρσιων MM, (ε) εσωτερικών MM τύπου V και (στ) μαγνητικής αντίστασης με υποβοήθηση MM.

2.2.4.1 Κινητήρας Επιφανειακών Μόνιμων Μαγνητών

Μια από τις συνηθισμένες διαμορφώσεις κινητήρων μονίμων μαγνητών είναι αυτή στην οποία οι μόνιμοι μαγνήτες είναι τοποθετημένοι στην επιφάνεια του δρομέα. Η διαμόρφωση του μαγνητικού κυκλώματος είναι κυλινδρικού δρομέα, με αποτέλεσμα οι αυτεπαγωγές ευθέως (d) και καθέτου (q) άξονα να είναι περίπου ίσες. Αυτό γιατί η μαγνητική διαπερατότητα του MM είναι περίπου ίση με τη μαγνητική διαπερατότητα του αέρα. Αυτή η τοπολογία έχει τα εξής πλεονεκτήματα:

- Απλότητα κατασκευής
- Χαμηλό κόστος

Οι μηχανές επιφανειακών MM συνδυάζονται ιδανικά με διαμορφώσεις Συγκεντρωμένων Τυλιγμάτων Κλασματικής Αύλακας (FSCW). Οι συνδυασμοί αυτοί παρέχουν σημαντικά πλεονεκτήματα, όπως:

- υψηλή απόδοση
- επίδοση
- ποιότητα ισχύος
- χαμηλό κόστος

Η διαμόρφωση του πεδίου διέγερσης στις μηχανές επιφανειακών ΜΜ, σε συνδυασμό με την κατανομή της Μαγνητεγερτικής Δύναμης (ΜΕΔ) του πεδίου του τυμπάνου και τη μείωση της περιοδικότητας αυλάκων/πόλων είναι οι κύριοι λόγοι για την υψηλής ποιότητας παραγωγή ροπής και Ηλεκτρεγερτικής Δύναμης (ΗΕΔ).

Όμως, οι μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών έχουν και αρκετά μειονεκτήματα. Τα κυριότερα από αυτά είναι:

- κίνδυνος απομαγνήτισης των μαγνητών λόγω εξωτερικών πεδίων
- υψηλές απώλειες δινορρευμάτων στους ΜΜ στις υψηλές ταχύτητες
- χαμηλές τιμές αυτεπαγωγών
- χαμηλή ικανότητα εξασθένησης πεδίου

Ακόμη, οι μαγνήτες υπόκεινται σε φυγόκεντρες δυνάμεις που μπορεί να προκαλέσουν την αποκόλλησή τους απ' τον δρομέα. Για τον λόγο αυτό, σε πολλές εφαρμογές κατασκευάζονται ειδικά στρώματα από ανθρακονήματα ή από ειδικά μέταλλα υψηλής αντοχής για τη συγκράτηση των μαγνητών.

2.2.4.2 Κινητήρας Ενσωματωμένων Επιφανειακών Μαγνητών

Σε αυτήν την περίπτωση, οι μαγνήτες βρίσκονται στην επιφάνεια του δρομέα, με τη διαφορά ότι τα διάκενα μεταξύ των μαγνητών είναι πληρωμένα με σίδηρο. Η εκτυπότητα που προκύπτει λόγω του σιδήρου προκαλεί μία επιπλέον συνιστώσα ροπής. Μειονεκτούν ως προς τη θερμική τους συμπεριφορά, αλλά πλεονεκτούν στη συγκράτηση των μαγνητών, σε σχέση με τους επιφανειακούς μόνιμους μαγνήτες.

2.2.4.3 Κινητήρας Εσωτερικών Μόνιμων Μαγνητών

Στους κινητήρες εσωτερικών μονίμων μαγνητών, οι μόνιμοι μαγνήτες τοποθετούνται στο εσωτερικό του μαγνητικού κυκλώματος του δρομέα. Τα κυριότερα θετικά στοιχεία αυτής της τοπολογίας είναι:

- μικρότερο κίνδυνο απομαγνήτισης των μονίμων μαγνητών λόγω θερμικών, μαγνητικών ή μηχανικών καταπονήσεων, καθώς η θέση τους δεν επιτρέπει απότομες μεταβολές στη θερμοκρασία, μειώνει την επίδραση των εξωτερικών πεδίων και προστατεύει από μηχανικές καταπονήσεις.
- υψηλότερες τιμές αυτεπαγωγών, διότι η ισοδύναμη μαγνητική διαπερατότητα του διακένου είναι υψηλότερη σε σύγκριση με την τοπολογία επιφανειακών ΜΜ. Η υψηλότερη τιμή αυτεπαγωγής προσφέρει μεγαλύτερη ικανότητα φιλτραρίσματος του ρεύματος τυμπάνου από τις ανώτερες αρμονικές που εισάγονται στον κινητήρα λόγω του αντιστροφέα, ενώ αντίστοιχα μειώνονται και τα επαγόμενα ρεύματα τυμπάνου σε καταστάσεις σφάλματος.
- λειτουργία σταθερής ισχύος σε μεγάλο εύρος στροφών με σχετικά υψηλή πυκνότητα ροπής

- υψηλή απόδοση και υψηλό συντελεστή ισχύος
- το σώμα του δρομέα αποτελεί εμπόδιο στη μαγνητική ροή, με αποτέλεσμα την εξάλειψη των απωλειών δινορρευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες
- η διαμόρφωση του μαγνητικού κυκλώματος του δρομέα δημιουργεί εκτυπότητα μεταξύ του d και του q άξονα, επομένως και αντίστοιχη συνιστώσα ροπής επιπρόσθετα στη ροπή μαγνήτισης.

Παρόλα αυτά, η τοπολογία εσωτερικών μόνιμων μαγνητών παρουσιάζει και αρνητικά, όπως:

- κατασκευαστική δυσκολία
- αυξημένο κόστος

τόσο κατά τη διαδικασία κοπής των MM και της μαγνητικής λαμαρίνας, όσο και κατά τη διαδικασία τοποθέτησης των MM στο δρομέα.

- ελαφρά χαμηλότερη πυκνότητα ροπής
- η περιοχή σταθερής ισχύος είναι περιορισμένη σε διαμορφώσεις επιφανειακού MM, εξαιτίας της μειωμένης ικανότητας εξασθένησης πεδίου (FW capability)
- οι απώλειες MM είναι αυξημένες, λόγω της έκθεσης των μόνιμων μαγνητών στις αρμονικές της ΜΕΔ του διακένου.

2.2.5 Σύγχρονος Κινητήρας Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίστασης με Εσωτερικούς Μόνιμους Μαγνήτες (PMASynRM)

Η σχεδίαση του (Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor - PMASynRM) που επιλέγεται να μελετηθεί διαφέρει από τις κλασικές γεωμετρίες κινητήρων για ηλεκτρικό όχημα. Ο συνδυασμός των ιδιοτήτων των μόνιμων μαγνητών και της μαγνητικής αντίστασης αυξάνουν την απόδοση υπερσχύοντας, έτσι, των άλλων συμβατικών κινητήρων.

Τα σημαντικά προβλήματα των κινητήρων μαγνητικής αντίστασης όπως ο συντελεστής ισχύος, η απόδοση και η πυκνότητα ροπής μπορούν να βελτιωθούν τοποθετώντας σε συμβατικό κινητήρα μαγνητικής αντίδρασης μόνιμους μαγνήτες. Υπάρχουν δύο στρατηγικές διαθέσιμες στη βιβλιογραφία για την εισαγωγή μόνιμων μαγνητών. Είτε δύο αντίθετες με τη ροή του άξονα q είτε για την υποβοήθηση της ροής του άξονα d , που δημιουργείται λόγω της διέγερσης του στάτη.

2.3 Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο

Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα είναι οχήματα που κινούνται με τη χρήση ηλεκτρικής ενέργειας αντί για ορυκτά καύσιμα. Εδώ είναι μερικά βασικά χαρακτηριστικά των ηλεκτρικών αυτοκινήτων:

1. **Κινητήρας και Μπαταρία:** Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα διαθέτουν ηλεκτρικό κινητήρα που λειτουργεί με την ενέργεια από μία ή περισσότερες μπαταρίες. Οι μπαταρίες φορτίζονται συνήθως από ηλεκτρικές πηγές, όπως πρίζες ή σταθμούς φόρτισης.
2. **Μηδενικές Εκπομπές:** Ένα από τα μεγάλα πλεονεκτήματα των ηλεκτρικών αυτοκινήτων είναι ότι δεν εκπέμπουν αέρια ρύπων κατά την λειτουργία τους, προστατεύοντας έτσι το περιβάλλον και την ατμόσφαιρα.
3. **Χαμηλό Κόστος Λειτουργίας:** Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα έχουν συνήθως χαμηλότερο κόστος λειτουργίας ανά χιλιόμετρο σε σχέση με τα βενζινοκίνητα αυτοκίνητα, καθώς η ηλεκτρική ενέργεια είναι φθηνότερη από τη βενζίνη ή το πετρέλαιο.
4. **Συνεχής Βελτίωση της Τεχνολογίας:** Η τεχνολογία των ηλεκτρικών αυτοκινήτων εξελίσσεται συνεχώς, με τη βελτίωση της αυτονομίας των μπαταριών και την αύξηση της διαθεσιμότητας σταθμών φόρτισης.
5. **Ηχητικός Θόρυβος:** Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα συνήθως είναι πολύ «ήσυχα» κατά την κίνησή τους, καθώς δεν υπάρχει κινητήρας εσωτερικής καύσης που παράγει θόρυβο.
6. **Συνεισφορά στην Βιώσιμη Κινητικότητα:** Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα συμβάλλουν στη μείωση της εξάρτησης από τα ορυκτά καύσιμα και στην προώθηση της βιώσιμης κινητικότητας.

Συνολικά, τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα αντιπροσωπεύουν μια προηγμένη τεχνολογία που συνδυάζει απόδοση, οικονομία και είναι φιλικά προς το περιβάλλον. Με τη συνεχή ανάπτυξη της τεχνολογίας, αναμένεται ότι θα γίνουν ακόμη πιο δημοφιλή και διαδεδομένα στον τομέα των μεταφορών.

2.4 Μαγνήτες

Οι μαγνήτες αποτελούν σημαντικό στοιχείο στους ηλεκτροκινητήρες και παίζουν κρίσιμο ρόλο στη λειτουργία τους. Παρακάτω, παρουσιάζονται λίγα πράγματα σχετικά με τους μαγνήτες σε ηλεκτροκινητήρες:

1. **Τύποι Μαγνητών:** Συνήθως, στους ηλεκτροκινητήρες χρησιμοποιούνται δύο κύριοι τύποι μαγνητών: οι παραμαγνητικοί (περισσότερο συνηθισμένοι) και οι διαμαγνητικοί.
2. **Στατικοί και Κινητοί Μαγνήτες:** Οι μαγνήτες μπορεί να είναι στατικοί (μην αλλάζουν θέση) ή κινητοί (μπορούν να αλλάζουν θέση ή περιστροφή), ανάλογα με τον τύπο του ηλεκτροκινητήρα.
3. **Πόλοι Μαγνήτη:** Οι μαγνήτες έχουν δύο πόλους, τον βόρειο και τον νότιο πόλο. Αυτοί οι πόλοι παίζουν κρίσιμο ρόλο στον τρόπο λειτουργίας του ηλεκτροκινητήρα.

4. **Χρήση στις Μηχανές:** Οι ηλεκτροκινητήρες χρησιμοποιούνται ευρέως σε διάφορες εφαρμογές, όπως αυτοκίνητα, εργαλεία, ανεμιστήρες, ανελκυστήρες και πολλά άλλα, για τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε κινητική ενέργεια.
5. **Σημασία της Συντήρησης:** Οι μαγνήτες σε ηλεκτροκινητήρες πρέπει να διατηρούνται σε καλή κατάσταση για να εξασφαλίσουν αποτελεσματική λειτουργία. Η συντήρηση περιλαμβάνει τον έλεγχο της συντήρησης των μαγνητών και την αντικατάστασή τους αν χρειαστεί.

Συνολικά, οι μαγνήτες στους ηλεκτροκινητήρες είναι θεμελιώδεις για τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε κινητική ενέργεια και την ορθή λειτουργία των συσκευών και μηχανημάτων που τους χρησιμοποιούν.

2.4.1 Μαγνήτες Σαμαρίου Κοβαλτίου (SmCo)

Οι μαγνήτες Σαμαρίου Κοβαλτίου είναι από τους ισχυρότερους μαγνήτες στην κατηγορία των μόνιμων μαγνητών που είναι πολύ δύσκολο να απομαγνητιστούν. Αυτοί οι μαγνήτες χρησιμοποιούνται από τη δεκαετία του 1960 και είναι διαθέσιμοι σε δύο ξεχωριστές ομάδες με βάση το ενεργειακό τους επίπεδο, δηλαδή SmCo₅ και Sm₂Co₁₇. Η μέγιστη πυκνότητα ροής είναι 0,83 T και 1 T για SmCo₅ και Sm₂Co₁₇, αντίστοιχα. Η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας αυτών των μαγνητών είναι αρκετά υψηλή και είναι περίπου 300°C. Το σημαντικό μειονέκτημα αυτών των μαγνητών είναι η χαμηλή διαθεσιμότητα κοβαλτίου και οι μεγαλύτερες τιμές σαμαρίου.

2.4.2 Μαγνήτες Νεοδυμίου Βορίου Σιδήρου(NdFeB)

Αυτοί οι μαγνήτες ανήκουν επίσης στην κατηγορία των μαγνητών σπάνιων γαιών. Αυτοί οι μαγνήτες είναι παρόμοιοι με τους μαγνήτες SmCo και είναι πολύ δύσκολο να απομαγνητιστούν. Αυτοί οι μαγνήτες χρησιμοποιούνται από τη δεκαετία του 1980. Όπως και οι SmCo, αυτοί οι μαγνήτες είναι επίσης πολύ ακριβότεροι μαγνήτες και είναι διαθέσιμοι σε τρεις διαφορετικές ποιότητες, δηλαδή MQI, MQII και MQIII ανάλογα με τη διαδικασία κατασκευής τους. Κάθε κατηγορία έχει τα δικά της πλεονεκτήματα όπως στο MQI, η πυκνότητα ροής είναι 0,61 T ενώ για τα MQII και MQIII, είναι 0,8 T και 1,18 T, αντίστοιχα. Η πυκνότητα του MQI είναι 6000 Kg/m³, ενώ για τα MQII και MQIII η πυκνότητα είναι 7500 Kg/m³. Η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας κυμαίνεται μεταξύ 125°C και 150°C.

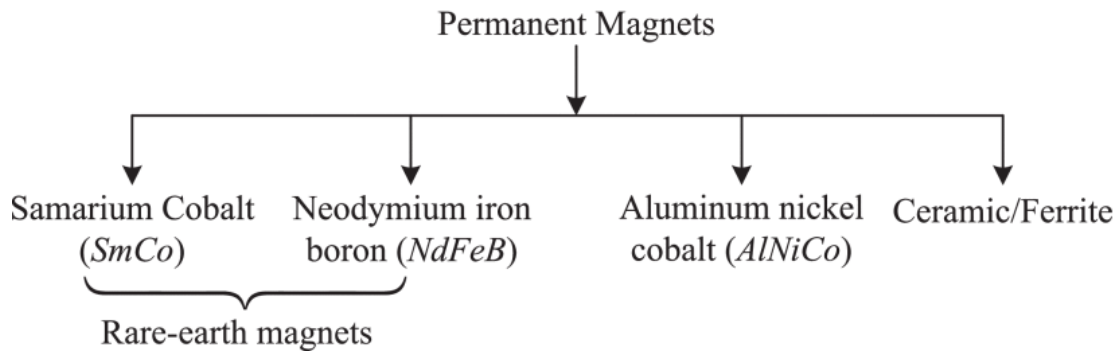
2.4.3 Μαγνήτες Αλουμινίου Νικελίου Κοβαλτίου

Οι μαγνήτες AlNiCo αποτελούνται από σύνθετα υλικά αλουμινίου, νικελίου και κοβαλτίου. Μικρή ποσότητα χαλκού προστίθεται επίσης στο AlNiCo. Αυτοί οι μαγνήτες έχουν καλή αντοχή στη θερμοκρασία. Η ιδιότητα των μαγνητών εξαρτάται από τη διαδικασία κατασκευής, δηλαδή τη χύτευση ή τη σύντηξη. Η χύτευση προσφέρει καλή μαγνητική ιδιότητα με μέγιστη πυκνότητα ροής έως 1,5 T, ενώ η πυροσυσσωμάτωση προσφέρει καλή μηχανική αντοχή με μέγιστη πυκνότητα ροής περιορισμένη σε 1,05 T. Αυτός ο τύπος μαγνητών είναι λιγότερο δαπανηροί από τους μαγνήτες SmCo και NdFeB.

2.4.4 Μαγνήτες Φερρίτη ή Κεραμικοί

Αυτοί οι μαγνήτες ανήκουν στην κατηγορία των μόνιμων μαγνητών χαμηλού κόστους με χαμηλότερη τιμή ενεργειακού περιεχομένου. Η μέγιστη επιτεύξιμη πυκνότητα ροής είναι 0,41 T και χρησιμοποιούνται από τη δεκαετία του 1950. Αυτοί οι μαγνήτες

κατασκευάζονται με ανάμειξη κατάλληλων αναλογιών οξειδίου του σιδήρου (Fe_2O_3) με τα ανθρακικά άλατα Ba/Sr/Pb. Αυτοί είναι οι πιο ευρέως χρησιμοποιούμενοι μόνιμοι μαγνήτες, καθώς είναι λιγότερο δαπανηροί και εύκολα διαθέσιμοι. Το μόνο μειονέκτημα είναι ότι αυτοί οι μαγνήτες έχουν πολύ λιγότερη ενέργεια σε σύγκριση με άλλους τύπους μόνιμων μαγνητών.



Εικόνα 3 - Είδη μόνιμων μαγνητών

Στο παρακάτω γράφημα, βλέπουμε τη λεπτομερή σύγκριση των χαρακτηριστικών των διαφόρων ειδών μαγνητών.

Type of magnet	Maximum remnant flux density B_r in T	Maximum coercive force H_c in kA/m	Maximum energy product BH_{max} in kJ/m^3	Cost (per kg) in \$ USD
<i>SmCo</i>	0.83–1	480–600	128–192	100
<i>NdFeB</i>	0.61–1.18	424–840	64–256	75
<i>AlNiCo</i>	0.75–1.5	44.6–131.3	13.5–43.8	58
Ferrite	0.23–0.41	147–259	8.36–31.8	7.1

Εικόνα 4 - Χαρακτηριστικά μόνιμων μαγνητών

3. Μαγνητικός πυρήνας ηλεκτρικών μηχανών [5]

Ο πιο κοινός τρόπος κατασκευής του πυρήνα των ηλεκτρικών μηχανών είναι από σιδηρομαγνητική λαμαρίνα (μαλακός σίδηρος) με μερική περιεκτικότητα σε πυρίτιο. Παρότι η σύσταση του υλικού του πυρήνα μπορεί να διαφέρει, ο όρος 'σίδηρος' χρησιμοποιείται εν γένει από τους μηχανικούς στην πράξη για να περιγράψει το μαγνητικό υλικό του πυρήνα. Τα μαγνητικά υλικά που χρησιμοποιούνται κυρίως για την κατασκευή του πυρήνα των ηλεκτρικών μηχανών είναι τα εξής: χυτοσίδηρος χαμηλής περιεκτικότητας άνθρακα, πυριτιούχος σίδηρος, κράματα νικελίου-σιδήρου (permalloy), κράματα κοβαλτίου-νικελίου σιδήρου (perminvar), κράματα κοβαλτίου-σιδήρου (permendur).

Οι απώλειες πυρήνα, σε αρκετές περιπτώσεις, παίζουν σημαντικό ρόλο στη συμπεριφορά και στη λειτουργία του κινητήρα. Η ορθότερη προσέγγιση για τον υπολογισμό των απωλειών μιας ηλεκτρικής συσκευής είναι μέσω τρισδιάστατης μοντελοποίησης. Εξίσου καλή προσέγγιση του ζητήματος είναι η απεικόνιση σε δύο διαστάσεις, πράγμα που επιτυγχάνεται με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων (FEMM). Οι δύο κύριες

συνιστώσες απωλειών στο εσωτερικό ενός σιδηρομαγνητικού πυρήνα είναι οι απώλειες υστέρησης και οι απώλειες δινορρευμάτων, των οποίων ο μηχανισμός βασίζεται στην αρχή του φαινομένου του Joule.

3.1. Κατηγορίες μαγνητικών υλικών

Το συνολικό μαγνητικό πεδίο B μέσα σε ένα υλικό δίνεται εν γένει από την σχέση :

$$B = B_0 + \mu_0 M \quad (1)$$

όπου M είναι η μαγνήτιση του υλικού. Θεωρώντας την σχέση $M = \chi_m H$ η μαγνητική επιδεκτικότητα χ_m καθορίζει πόσο η σχετική μαγνητική διαπερατότητα μ_r , διαφέρει από την μονάδα:

$$\chi_m = \mu_r - 1 \quad (2)$$

Όσο μεγαλύτερη η μαγνητική επιδεκτικότητα (οπότε και η σχετική μαγνητική διαπερατότητα), τόσο μεγαλύτερη είναι η μαγνήτιση του υλικού. Τα μαγνητικά υλικά ταξινομούνται με βάση την τιμή της σχετικής μαγνητικής διαπερατότητάς τους μ_r σε τρεις κατηγορίες :

- Διαμαγνητικά ($\mu_r \ll 1$)
- Παραμαγνητικά ($\mu_r = 1$)
- Σιδηρομαγνητικά ($\mu_r \gg 1$)

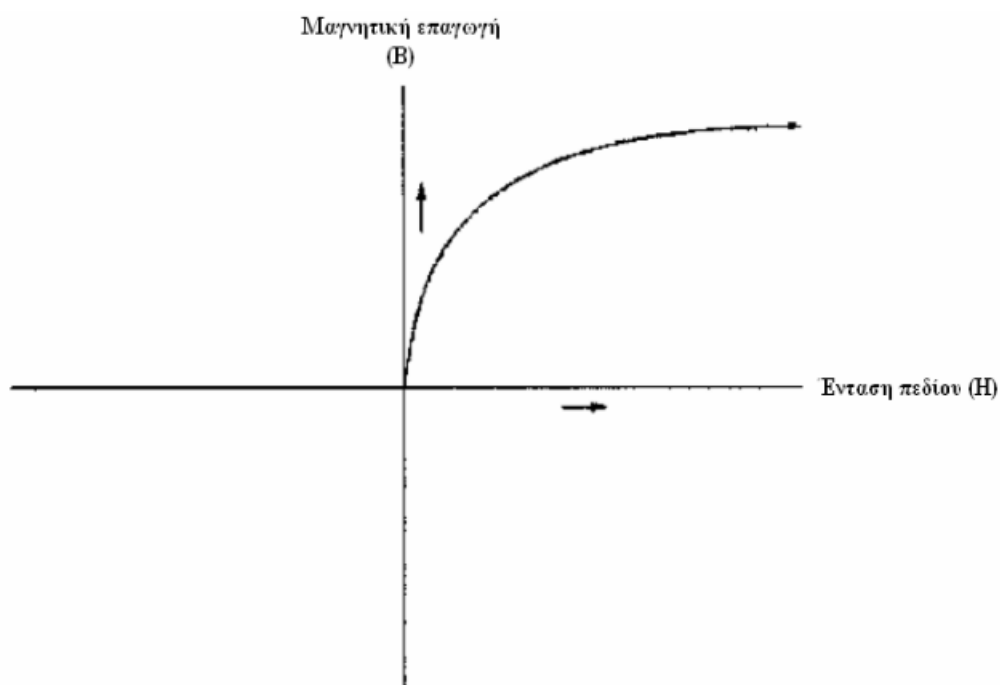
Στις περισσότερες τεχνολογικές εφαρμογές του ηλεκτρομαγνητισμού (πυρήνες μετασχηματιστών και ηλεκτρικών μηχανών), χρησιμοποιούνται σιδηρομαγνητικά υλικά. Γι' αυτόν το λόγο θα αναλυθούν στην συνέχεια περισσότερο οι μηχανισμοί μαγνήτισης των σιδηρομαγνητικών υλικών.

Τα σιδηρομαγνητικά υλικά παρουσιάζουν μεγάλη και θετική μαγνητική επιδεκτικότητα σε ένα εξωτερικό μαγνητικό πεδίο. Εμφανίζουν μια ισχυρή έλξη στα μαγνητικά πεδία και μπορούν να διατηρήσουν τις μαγνητικές ιδιότητές τους αφότου έχει αφαιρεθεί το μαγνητικό πεδίο. Τα σιδηρομαγνητικά υλικά έχουν ελεύθερα ηλεκτρόνια έτσι τα άτομά τους εμφανίζουν μαγνητική οργή. Αποκτούν τις ισχυρές μαγνητικές ιδιότητές τους λόγω της παρουσίας μαγνητικών περιοχών. Σε αυτές τις περιοχές, μεγάλος αριθμός ατόμων (10^{12} έως 10^{15}) είναι ευθυγραμμισμένος παράλληλα έτσι ώστε το μαγνητικό πεδίο μέσα στην περιοχή να είναι ισχυρό. Όταν ένα σιδηρομαγνητικό υλικό είναι σε αμαγνήτιστη κατάσταση, οι περιοχές οργανώνονται σχεδόν τυχαία και το συνολικό μαγνητικό πεδίο για το τμήμα αυτό είναι μηδέν. Όταν εφαρμόζεται ένα εξωτερικό πεδίο μαγνήτισης, οι περιοχές ευθυγραμμίζονται για να δημιουργηθεί το ισχυρό μαγνητικό πεδίο μέσα στο τμήμα.

Η μαγνήτιση ενός υλικού μπορεί να περιγράψει από δύο κύριους μηχανισμούς μαγνήτισης, δηλαδή από την αυξομείωση γειτονικών περιοχών (μετακίνηση συνόρου μεταξύ δύο περιοχών-όρια Bloch μεταξύ δύο περιοχών) και από την στιγμιαία περιστροφή της μαγνήτισης μιας περιοχής (μαγνητικές περιοχές Weiss), ή από έναν συνδυασμό αυτών των μηχανισμών. Τα κυριότερα χαρακτηριστικά των σιδηρομαγνητικών υλικών παρουσιάζονται στην συνέχεια.

3.2. Μαγνητικός κορεσμός

Στα σιδηρομαγνητικά υλικά η σχετική μαγνητική διαπερατότητα που παρουσιάζεται στην εξίσωση (2), οπότε και η μαγνήτιση M , δεν έχουν σταθερή τιμή. Αντίθετα, η τιμή της μ_r , σε αυτά τα υλικά εξαρτάται κατά ένα μεγάλο μέρος από την ένταση του μαγνητικού πεδίου H που εφαρμόζεται σε αυτό. Ο λόγος για αυτήν την εξάρτηση βρίσκεται πάλι στις μαγνητικές περιοχές του υλικού. Όταν όλο και περισσότερες από αυτές τις μαγνητικές περιοχές αναγκάζονται να ευθυγραμμιστούν με το εξωτερικό μαγνητικό πεδίο, η τιμή της σχετικής διαπερατότητας θα εμφανιστεί να μειώνεται. Όταν όλες σχεδόν οι μαγνητικές περιοχές ευθυγραμμιστούν με το εξωτερικό πεδίο η σχετική μαγνητική διαπερατότητα θα φθάσει την τιμή 1, που σημαίνει ότι το υλικό έχει χάσει τον σιδηρομαγνητικό χαρακτήρα του. Το υλικό ονομάζεται σε αυτήν τη κατάσταση κορεσμένο. Δεδομένου ότι το μαγνητικό πεδίο B σε ένα υλικό συσχετίζεται με την ένταση του μαγνητικού πεδίου H μέσω της σχετικής μαγνητικής διαπερατότητας μ_r (η οποία εν γένει στα σιδηρομαγνητικά υλικά έχει μη σταθερή τιμή), η σχέση μεταξύ B και H είναι μη γραμμική. Η μη γραμμική συνάρτηση $B(H)$ είναι η έκφραση για τον κορεσμό του σιδηρομαγνητικού υλικού. Στην Εικόνα 5 παρουσιάζεται η καμπύλη κορεσμού (καμπύλη αρχικής μαγνήτισης) για ένα τυπικό σιδηρομαγνητικό υλικό.

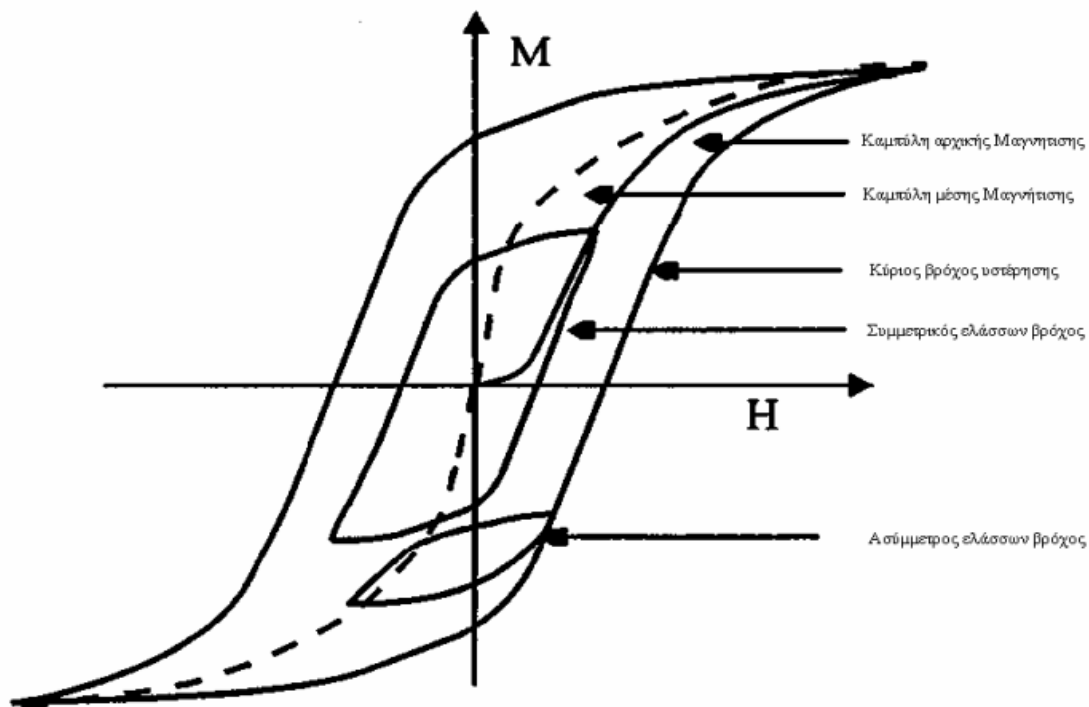


Εικόνα 5 - Καμπύλη κορεσμού (καμπύλη αρχικής μαγνήτισης) για ένα τυπικό σιδηρομαγνητικό υλικό

3.3. Μαγνητική υστέρηση

Όταν ένα σιδηρομαγνητικό υλικό μαγνητίζεται σε μια κατεύθυνση, φθάνει σε κατάσταση ελάχιστης ενέργειας. Αυτό σημαίνει ότι δεν θα επανέλθει πίσω στην μηδενική μαγνήτιση όταν αφαιρεθεί το επιβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο. Για να οδηγηθεί πίσω στην μηδενική μαγνήτιση θα πρέπει να του επιβληθεί ένα πεδίο με αντίθετη κατεύθυνση. Εάν ένα εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο εφαρμόζεται στο υλικό, η μαγνήτισή του θα καταγράψει έναν βρόχο που ονομάζεται βρόχος υστέρησης. Η μη επαναφορά από την ίδια καμπύλη

μαγνήτισης όταν αυξομειώνεται το πεδίο είναι μια ιδιότητα που ονομάζεται υστέρηση και συσχετίζεται με την ύπαρξη των μαγνητικών περιοχών στο υλικό. Μόλις αναπροσανατολιστούν οι περιοχές του υλικού, αφαιρείται κάποια ενέργεια για να επιστρέψουν ξανά στην αρχή. Η υστέρηση προκαλεί διάφορους τύπους φαινομένων: την αλληλεπίδραση μεταξύ των περιοχών, την ανισοτροπία ή την εσωτερική τριβή τύπου αγκύρωσης που προκαλούνται από τις κρυσταλλογραφικές ακαθαρσίες, τις εξαθρώσεις κλπ. Η επικρατέστερη αιτία διαφέρει ανάλογα με το υλικό που μελετάται.

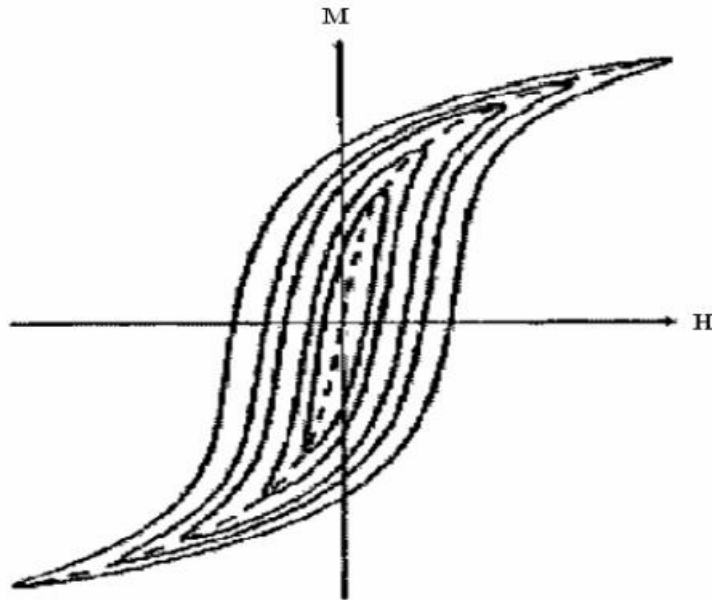


Εικόνα 6 - Χαρακτηριστικές μαγνήτισης $M(H)$

Στο παραπάνω σχήμα (Εικόνα 6), παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές μαγνήτισης $M(H)$ για ένα τυπικό σιδηρομαγνητικό υλικό. Σε αυτό το σχήμα περιγράφονται μερικές σημαντικές καμπύλες που σχετίζονται με την μαγνητική υστέρηση. Αν φανταστούμε ένα DC μαγνητικό πεδίο να εφαρμόζεται σε ένα αμαγνήτιστο υλικό, η χαρακτηριστική $M(H)$ που σχεδιάζεται είναι η καμπύλη αρχικής μαγνήτισης του σχήματος 2.2. Θεωρούμε τώρα ότι όταν φθάσει στον κορεσμό το υλικό, το εφαρμοζόμενο μαγνητικό πεδίο αλλάζει την κατεύθυνση και αυξάνεται έως ότου φθάσει το υλικό ξανά στον κορεσμό, αλλά από την αρνητική πλευρά. Εάν αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται, τότε σχεδιάζεται ο κύριος βρόχος υστέρησης που παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο μηχανισμός της υστέρησης είναι γενικός. Αυτό σημαίνει ότι εκτός από τον κύριο βρόχο υστέρησης στις άκρες του οποίου το μαγνητικό υλικό είναι εντελώς κορεσμένο, υπάρχει άπειρος αριθμός άλλων, μικρότερων βρόχων υστέρησης, οι οποίοι βρίσκονται μέσα στον κύριο βρόχο υστέρησης. Αυτοί ονομάζονται ελάσσονες βρόχοι υστέρησης. Ο σχηματισμός ενός ελάσσονος βρόχου υστέρησης παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2. Υποθέτουμε ότι ανερχόμαστε τον κύριο βρόχο υστέρησης. Υποθέτουμε επίσης ότι πριν φθάσει στο θετικό σημείο κορεσμού, το εφαρμοζόμενο μαγνητικό πεδίο αλλάζει κατεύθυνση. Τότε η καμπύλη $M(H)$ θα αρχίσει να

κατεβαίνει με παρόμοιο τρόπο με αυτόν του κύριου βρόχου υστέρησης και στην πραγματικότητα θα φθάσει ασυμπτωτικά τον κύριο βρόχο στο σημείο του αρνητικού κορεσμού. Εάν το εφαρμοζόμενο πεδίο αλλάξει την κατεύθυνση πάλι πριν φθάσει στον πλήρη κορεσμό, τότε η καμπύλη θα αρχίσει να ανέρχεται άλλη μια φορά. Ο ανερχόμενος κλάδος θα περάσει μέσω του πρώτου σημείου αντιστροφής και θα φθάσει ασυμπτωτικά τον ανερχόμενο κλάδο του κύριου βρόχου, εκτός και αν το πεδίο δεν αλλάξει την κατεύθυνση πάλι. Όπως μπορεί να φανεί ήδη, δεν υπάρχει όριο για την τάξη των ελασσόνων βρόχων, αλλά όλοι πρέπει να βρεθούν μέσα στα όρια του κύριου βρόχου υστέρησης. Ο βρόχος υστέρησης που περιγράφεται παραπάνω είναι ένας μη συμμετρικός ελάσσων βρόχος. Εάν το πρώτο σημείο αντιστροφής βρίσκεται πάνω στην αρχική καμπύλη, τότε είναι επίσης δυνατό να σχηματιστούν συμμετρικοί ελάσσονες βρόχοι.

Στην Εικόνα 7 υπάρχει επίσης μια άλλη καμπύλη, που παρουσιάζεται με τη διακεκομμένη γραμμή. Αυτή είναι η καμπύλη μέσης μαγνήτισης, η οποία είναι μεγάλης σπουδαιότητας για την μοντελοποίηση των μαγνητικών υλικών. Εξ' ορισμού, η καμπύλη μέσης μαγνήτισης είναι η $M(H)$ σχέση που θα λαμβανόταν εάν δεν υπήρχε η επίδραση της υστέρησης στο υλικό. Αυτό σημαίνει ότι κάθε σημείο της καμπύλης μέσης μαγνήτισης αντιστοιχεί στη διαμόρφωση περιοχών που δίνει τη χαμηλότερη πιθανή ενέργεια ή το συνολικό ενεργειακό ελάχιστο για έναν δεδομένο εξωτερικό πεδίο, ενώ τα σημεία της καμπύλης υστέρησης αντιστοιχούν στις διαμορφώσεις περιοχών όπου η ενέργεια έχει μόνο τοπικά ελάχιστα. Λόγω του ειδικού χαρακτήρα της, η καμπύλη μέσης μαγνήτισης δεν μπορεί να μετρηθεί άμεσα. Αντ' αυτού, κάθε σημείο της καμπύλης πρέπει να παραχθεί με τρόπο παρόμοιο με τη διαδικασία απομαγνήτισης με την εναπόθεση ενός αργά μεταβαλλόμενου εναλλασσόμενου μαγνητικού πεδίου χαμηλής συχνότητας σύμφωνα με ένα σταθερό συνεχές πεδίο. Μια άλλη προτεινόμενη μεθοδολογία προκύπτει αν εφαρμοστεί μια ομαλή εναλλασσόμενη διέγερση σε διαφορετικά επίπεδα τάσεων. Συνδέοντας όλες τις άκρες των κύριων βρόχων υστέρησης που σχεδιάζονται, σχηματίζεται η καμπύλη μέσης μαγνήτισης (παρουσιάζεται με την διακεκομμένη γραμμή στην Εικόνα 7). Αυτή η καμπύλη βρίσκεται μόνο στο πρώτο και τρίτο τεταρτημόριο.



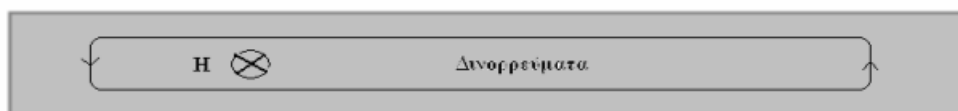
Εικόνα 7 - Καμπύλη μαγνήτισης

Οι απώλειες ενέργειας λόγω της υστέρησης υπολογίζονται από το εμβαδόν των βρόχων υστέρησης. Ενώ η υστέρηση των σιδηρομαγνητικών υλικών είναι χρήσιμη για μερικές εφαρμογές (όπως η αντιγραφή ακουστικών ταινιών), δεν είναι επιθυμητή στον μετασχηματισμό ηλεκτρικής ισχύος, δεδομένου ότι προκαλεί απώλειες μέσα στον μαγνητικό πυρήνα των μετασχηματιστών με την μορφή θερμικής ενέργειας. Γι' αυτόν το λόγο, οι κατασκευαστές μετασχηματιστών χρησιμοποιούν τα σιδηρομαγνητικά υλικά με στενούς βρόχους υστέρησης. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι απώλειες υστέρησης εξαρτώνται από την ονομαστική τάση και την συχνότητα. Ο κορεσμός και η υστέρηση δεν είναι τα μόνα χαρακτηριστικά που εισάγουν τις μη γραμμικότητες. Υπάρχει επίσης ένα άλλο σημαντικό φαινόμενο όταν ένα αγώγιμο υλικό (τα σιδηρομαγνητικά υλικά είναι επίσης αγωγοί) βρίσκεται υπό την επίδραση μαγνητικού πεδίου μεταβαλλόμενου με τον χρόνο και αυτό είναι τα δινορρεύματα που εξετάζονται παρακάτω.

3.4. Δινορρεύματα στα ηλεκτρικά κυκλώματα

Όταν ένα αγώγιμο υλικό βρίσκεται υπό την επίδραση μαγνητικού πεδίου μεταβαλλόμενου με τον χρόνο, τότε σε αυτό επάγονται τάσεις σύμφωνα με το νόμο του Faraday. Οι επαγόμενες τάσεις παράγουν ρεύματα που ρέουν σε κάθετο επίπεδο στην κατεύθυνση του μαγνητικού πεδίου, τα ονομάζουμε δινορρεύματα, τα οποία προκαλούν τις θερμικές απώλειες μέσα στον μαγνητικό πυρήνα των ηλεκτρικών μηχανών. Για τον περιορισμό αυτών των θερμικών απωλειών ο μαγνητικός πυρήνας των μηχανών επαγωγής κατασκευάζεται από πολύ λεπτά ελάσματα από μαγνητικό υλικό, τα οποία είναι μονωμένα μεταξύ τους με κατάλληλα επιστρώματα. Οι απώλειες δινορρευμάτων εξαρτώνται από την συχνότητα και το πάχος της μαγνητικής λαμαρίνας. Το πάχος επιλέγεται μικρότερο από το μισό του βάθους διείσδυσης των δινορρευμάτων ($\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu\sigma\omega}}$) δηλαδή για συχνότητα 50 Hz και κοινό σιδηρομαγνητικό υλικό το πάχος πρέπει να είναι μικρότερο από 0,5 mm.

Συμπαγής πυρήνας σιδήρου



Πυρήνας σιδήρου από ελάσματα



Εικόνα 8 - Συμπαγής/Ελασματοποιημένος πυρήνας

3.5. Μοντελοποίηση απωλειών πυρήνα

Ένα ιδιαίτερα διαδεδομένο μοντέλο υστέρησης που εμφανίζει σημαντικά πλεονεκτήματα είναι το μοντέλο Jiles-Atherton. Η ανάλυση της μαγνητικής υστέρησης από τους Jiles και Atherton αναπτύχθηκε προσπαθώντας να δημιουργηθεί ένα ποσοτικό μοντέλο αναπαράστασης των βρόχων υστέρησης βασισμένο στη μικροσκοπική συμπεριφορά των υλικών (φαινομενολογική διατύπωση). Το αρχικό μοντέλο περιγράφει τα ιστροπικά πολυκρυσταλλικά υλικά και θεωρεί ότι η κίνηση των ορίων (σύνορα Bloch) των μαγνητικών περιοχών (δομές Weiss) αποτελεί τη σημαντικότερη διαδικασία μαγνήτισης. Το μοντέλο είναι βασισμένο στην αναπαράσταση της καμπύλης ανυστέρησης χρησιμοποιώντας προσέγγιση μέσου πεδίου. Το σημαντικότερο πλεονέκτημα του μοντέλου Jiles-Atherton είναι ότι απαιτεί τον προσδιορισμό μόνο τεσσάρων παραμέτρων για την αναπαράσταση ενός βρόχου. Ωστόσο εμφανίζει ικανοποιητική ακρίβεια μόνο σε χαμηλές συχνότητες (τυπικά 50 Hz). Για τους λόγους αυτούς κρίνεται ιδιαίτερα κατάλληλο σε σχέση με άλλα πολυπλοκότερα μοντέλα όπως το μοντέλο Preisach-Neel που απαιτούν πολύ περισσότερα δεδομένα (που συνήθως προσδιορίζονται με μετρήσεις) για την φαινομενολογική αναπαράσταση των σιδηρομαγνητικών υλικών σε μακροσκοπικές αναλύσεις.

Όσον αφορά τα δινορρεύματα, η αναπαράστασή τους στις μαγνητικές λαμαρίνες μπορεί να επιτευχθεί, είτε χρησιμοποιώντας κατάλληλα ισοδύναμα ηλεκτρικά κυκλώματα κατά Foster, είτε αριθμητική αναπαράσταση στο ενδιάμεσο επίπεδο της λαμαρίνας με κατάλληλες τεχνικές πεπερασμένων στοιχείων.

3.5.1. Μοντέλο απωλειών υστέρησης Jiles-Atherton

Το μοντέλο Jiles-Atherton (J-A) περιγράφει τα ιστροπικά πολυκρυσταλλικά υλικά όπου η κύρια εξέλιξη μαγνήτισης είναι η αυξομείωση των περιοχών μέσω μετακίνησης των συνόρων τους. Το μοντέλο είναι χτισμένο σε μια καμπύλη μέσης μαγνήτισης, με τον τρόπο που θα περιγράψει εν συντομία στην συνέχεια. Η ενέργεια ανά μονάδα όγκου E μιας τυπικής περιοχής με τις μαγνητικές ροπές ανά μονάδα όγκου m και το εσωτερικό μαγνητικό πεδίο H δίνεται από την εξίσωση

$$E = -\mu_0 m \cdot H \quad (3)$$

Εάν εξετάσουμε επίσης την αλληλεπίδραση μεταξύ των μαγνητικών περιοχών, η οποία εκφράζεται από την εξίσωση (2.17), έχουμε:

$$E = -\mu_0 m \cdot (H + aM) \quad (4)$$

όπου η παράμετρος του μέσου πεδίου a καθορίζεται πειραματικά. Η συνάρτηση της μέσης μαγνήτισης ως προς το ενεργό πεδίο H_{eff} της εξίσωσης (2.17) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$M_{an} = M_s f(H_{eff}) \quad (5)$$

όπου $f(H_{eff})$ είναι αυθαίρετη συνάρτηση που παίρνει την τιμή μηδέν όταν το H_{eff} είναι μηδέν και μονάδα όταν το H_{eff} τείνει στο άπειρο. Οι Jiles και Atherton πρότειναν μια συνάρτηση που εκπληρώνει αυτά τα κριτήρια, δηλαδή την τροποποιημένη συνάρτηση Langevin :

$$M_{an} = M_s \left(\coth\left(\frac{H_{eff}}{a}\right) - \left(\frac{a}{H_{eff}}\right) \right) \quad (6)$$

με το a να είναι μια σταθερά με τις διαστάσεις του μαγνητικού πεδίου. Σε αυτό το σημείο η επίδραση αγκύρωσης μπορεί να συμπεριληφθεί στο μοντέλο. Η αγκύρωση των κύριων περιοχών οφείλεται σε ατέλειες των περιοχών όπως οι εξαρθρώσεις, οι ακαθαρσίες, τα όρια κόκκων κ.λπ.. Η ενέργεια που χάνεται με την κίνηση της μαγνητικής περιοχής λόγω της αγκύρωσης είναι ανάλογη της στιγμιαίας μαγνητικής μεταβολής της περιοχής, δηλ.:

$$dE_p = k \cdot dM \quad (7)$$

όπου k είναι μικροδομική παράμετρος ανάλογη προς την πυκνότητα περιοχών αγκύρωσης και προς την ενέργεια των περιοχών αγκύρωσης. Αυτή η παράμετρος λαμβάνεται να είναι σταθερή στο αρχικό μοντέλο. Η ενέργεια του υλικού είναι τώρα ίση με την ενέργεια τροφοδότησης που προκύπτει από την καμπύλη μέσης μαγνήτισης, μειωμένη κατά την ενέργεια που χάθηκε για την υπερνίκηση των περιοχών αγκύρωσης, οπότε τελικά η μη αναστρέψιμη ενέργεια γίνεται:

$$\mu_0 \int M_{irr}(H) dH_{eff} = \mu_0 \int M_{an}(H) dH_{eff} - \mu_0 \int k \frac{dM_{irr}}{dH_{eff}} dH_{eff} \quad (8)$$

Η εξίσωση αυτή περιγράφει μόνο τις αντιστρεπτές μεταβολές της μαγνήτισης M_{irr} . Για να συμπεριληφθεί η αντιστρέψιμη μαγνήτιση, οι Jiles και Atherton χρησιμοποίησαν την ακόλουθη εξίσωση:

$$M_{rev} = M_{an} - M_{irr} \quad (9)$$

Η συνολική μαγνήτιση που προκύπτει είναι :

$$M_{rev} = M_{rev} + M_{irr} \quad (10)$$

Το μοντέλο Jiles-Atherton ορίζεται από το παρακάτω σύνολο εξισώσεων :

$$\frac{dM_{irr}}{dH} = \frac{M_{an}(H) - M_{irr}(H)}{\delta k - a(M_{an}(H) - M_{irr}(H))} \quad (11)$$

$$\frac{dM_{rev}}{dH} = c \left(\frac{dM_{an}}{dH} - \frac{dM_{rev}}{dH} \right) \quad (12)$$

$$\frac{dM}{dH} = \frac{dM_{rev}}{dH} + \frac{dM_{irr}}{dH} \quad (13)$$

Όπου δ είναι κατευθυντική παράμετρος:

$$\delta = \text{sing}(dH) \quad (14)$$

Ως εκ τούτου, το μοντέλο καθορίζεται από πέντε φυσικές παραμέτρους οι οποίες είναι:

M_s : η πηγαία μαγνήτιση,

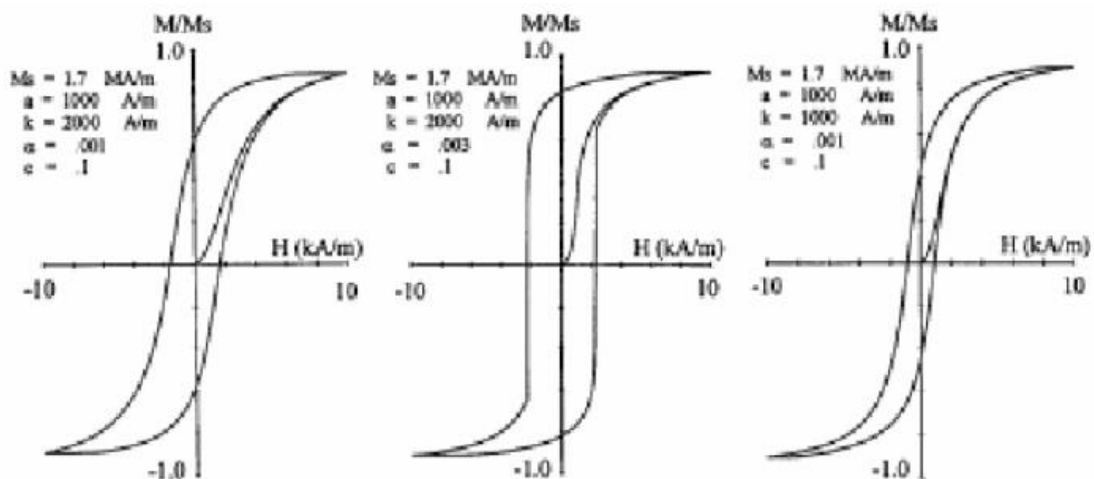
k : παράμετρος για την περιγραφή της επίδρασης αγκύρωσης,

a : παράμετρος μέσου πεδίου της αλληλεπίδρασης μεταξύ των μαγνητικών περιοχών,

α : η παράμετρος για την τροποποιημένη συνάρτηση Langevin,

c : παράμετρος για την αντιστρέψιμη συνιστώσα μαγνήτισης.

Στο παρακάτω σχήμα, παρουσιάζονται διάφορα παραδείγματα βρόχων υστέρησης που υπολογίζονται για διαφορετικές τιμές αυτών των παραμέτρων.



Εικόνα 9 - Παραδείγματα βρόχων υστέρησης που υπολογίζονται για διαφορετικές τιμές παραμέτρων

3.5.2. Μοντέλο απωλειών δινορρευμάτων Jiles-Atherton

Οι μη γραμμικές επιδράσεις του κορεσμού και της υστέρησης στις ηλεκτρικές μηχανές επηρεάζονται από χαμηλής συχνότητας ρεύματα. Η πολυπλοκότητα των απωλειών από αυτά τα ρεύματα εξαρτάται σημαντικά από τη συχνότητα. Η υπολογιστική προσέγγιση των στιγμιαίων τιμών των ρευμάτων μέσα στον μαγνητικό πυρήνα μπορεί να γίνει με ημιαναλυτικές μεθόδους. Επίσης, υπάρχουν αναλυτικές λύσεις για τον υπολογισμό των ρευμάτων. Παρόλα αυτά, για τη μελέτη των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, είναι αρκετό να περιγράψουμε την επίδραση αυτών των ρευμάτων με όσο το δυνατόν απλούστερο τρόπο.

Στα περισσότερα μοντέλα ηλεκτρικών μηχανών χρησιμοποιείται μια απλοποιημένη προσέγγιση για τον υπολογισμό των απωλειών δινορρεύματος. Αυτή η προσέγγιση βασίζεται στο να θεωρήσουμε ότι οι απώλειες μπορούν να παρασταθούν από μια σταθερή αντίσταση που λειτουργεί παράλληλα με το μαγνητιστικό πεδίο της μηχανής. Η τιμή αυτής της αντίστασης υπολογίζεται μέσω πειραματικών μετρήσεων κατά την ονομαστική συχνότητα λειτουργίας της μηχανής.

Ωστόσο, αυτή η απλοποιημένη προσέγγιση έχει το μειονέκτημα ότι δεν λαμβάνει υπόψη την επίδραση της συχνότητας στις απώλειες δινορρευμάτων. Συγκεκριμένα, οι απώλειες μπορεί να εξαρτώνται σημαντικά από τη συχνότητα του ρεύματος που διέρχεται από τη μηχανή. Έτσι, αυτό το μοντέλο έχει περιορισμένη εφαρμογή σε συγκεκριμένα εύρη συχνοτήτων.

Αντίθετα, υπάρχει ένα βελτιωμένο μοντέλο, γνωστό και ως "ισοδύναμα κυκλώματα Foster," που προσπαθεί να λύσει αυτό το πρόβλημα. Αυτό το μοντέλο λαμβάνει υπόψη την εξάρτηση των απωλειών δινορρεύματος από τη συχνότητα, επιτρέποντας έτσι μια πιο ακριβή περιγραφή της συμπεριφοράς της μηχανής σε μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων.

3.5.3 Αναπαράσταση σταθερής αντίστασης

Συνήθως, τα μοντέλα που χρησιμοποιούνται για να περιγράψουν τη συμπεριφορά των ηλεκτρικών μηχανών προσομοιώνουν τον μαγνητικό πυρήνα ως μη γραμμική αυτεπαγωγή που λαμβάνει υπόψη το φαινόμενο του κορεσμού, καθώς και μια σταθερή αντίσταση που αντιπροσωπεύει τις απώλειες από τα δινορρέυματα και την υστέρηση. Ωστόσο, αυτή η προσέγγιση έχει ορισμένους περιορισμούς:

1. Προκειμένου να προσδιορίσουμε τις τιμές των σταθερών αντιστάσεων, υποθέτουμε ότι η τάση που παρέχεται είναι συμμετρική ημιτονοειδής σε σταθερή κατάσταση. Αυτό επιβάλλει αυστηρούς περιορισμούς στη χρήση τέτοιων μοντέλων, καθώς δεν είναι κατάλληλα για ημιτονοειδή τροφοδοσία (για παράδειγμα, από μετατροπέα) ή για μη συμμετρική λειτουργία της μηχανής.
2. Οι απώλειες του μαγνητικού πυρήνα εξαρτώνται από την τάση και τη συχνότητα. Η απλή αναπαράσταση με τις σταθερές αντιστάσεις δεν είναι επαρκής για να αντιμετωπίσει αρμονικές συχνοτήτες.

Αυτοί οι περιορισμοί προκαλούν προβλήματα όταν χρησιμοποιούμε αυτά τα μοντέλα σε εφαρμογές με διαφορετικά χαρακτηριστικά τάσης και συχνότητας, και για αυτό χρειαζόμαστε πιο εξειδικευμένες προσεγγίσεις όταν αντιμετωπίζουμε πιο περίπλοκες καταστάσεις λειτουργίας των μηχανών.

Ο προσδιορισμός αυτών των αντιστάσεων γίνεται συνήθως από τις δοκιμές ανοιχτού κυκλώματος στην ονομαστική συχνότητα λειτουργίας. Για έναν τριφασικό μετασχηματιστή με μια αντίσταση απωλειών σιδήρου για κάθε φάση στο πρωτεύων, ο υπολογισμός της παραμέτρου του μοντέλου γίνεται με βάση την παρακάτω εξίσωση:

$$R_k = \frac{V_{n,pr}^2}{3P_{loss}} \quad (15)$$

όπου P_{loss} είναι οι απώλειες κενού φορτίου (υπολογισμένες λαμβάνοντας υπόψη την υστέρηση και τα δινορρέυματα) και $V_{n,pri}$, είναι η ονομαστική τάση κενού φορτίου του πρωτεύοντος. Για να απαλειφθούν οι περιορισμοί αυτής της κλασσικής αναπαράστασης, έχουν προταθεί διάφορες τροποποιήσεις:

1. εάν το μοντέλο του μετασχηματιστή περιλαμβάνει ήδη την αναπαράσταση της υστέρησης, μέσω άλλου μοντέλου οι απώλειες λόγω υστερήσεως μπορούν να υπολογιστούν από τον αντίστοιχο βρόχο υστέρησης. Αφαιρούνται έπειτα από τις απώλειες κενού φορτίου και η αντίσταση που καθορίζεται με την εξίσωση (15) αντιστοιχεί μόνο στις απώλειες δινορρευμάτων.
2. μια άλλη τροποποίηση είναι η χρήση μιας μεταβαλλόμενης με την τάση αντίστασης, η χαρακτηριστική της οποίας προσδιορίζεται με καταγραφή πραγματικού χρόνου της τάσης και του ρεύματος πηγής κατά τη διάρκεια των δοκιμών ανοιχτού κυκλώματος. Αυτή η προσέγγιση περιγράφεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$R_k(V) = \frac{V_{pri}(t)}{I_{pri}(t)} \quad (16)$$

Εντούτοις, με τέτοια αναπαράσταση είναι δύσκολο να διαχωριστούν οι απώλειες υστέρησης, και δινορρευμάτων

3. Τέλος, εάν το μοντέλο της ηλεκτρικής μηχανής ή του μετασχηματιστή είναι βασισμένο σε μια αποσυζευγμένη ηλεκτρική-μαγνητική προσομοίωση, τότε οι απώλειες δινορρευμάτων μπορούν να αναπαρασταθούν με μια σταθερή αντίσταση που συνδέεται με ένα τύλιγμα μιας σπείρας γύρω από τον μαγνητικό πυρήνα του μαγνητικού μοντέλου. Αυτός ο τρόπος μοντελοποίηση των δινορρευμάτων είναι ακριβέστερος, δεδομένου ότι η αλλαγή της μαγνητικής ροής μέσα στον πυρήνα προκαλεί τις απώλειες δινορρευμάτων:

$$P_{\text{διν.ορ.}} \sim \left(\frac{d\Phi}{dt}\right)^2 \quad (17)$$

Οι παραπάνω τροποποιήσεις μπορούν να βελτιώσουν την ακρίβεια στο μοντέλο δινορρευμάτων των αντιστάσεων, αλλά δεν λύνουν το σημαντικότερο πρόβλημα που είναι η εξάρτηση από την συχνότητα, όταν υπάρχουν αρμονικές.

4. Βασικές Αρχές Προκαταρκτικής Σχεδίασης Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών [1]

4.1 Διαστασιολόγηση διακένου

Τα δύο θεμελιώδη μεγέθη για τη διαστασιολόγηση ενός κινητήρα (σε πρώιμο στάδιο, πριν τη χρήση σύγχρονων μεθόδων) είναι το ενεργό μήκος L και η διάμετρος D_g της μηχανής. Πιο συγκεκριμένα, τα μεγέθη αυτά υπόκεινται στις διαστάσεις του κυλίνδρου που διαγράφει το μέσον του διακένου. Οι σημερινές μέθοδοι σχεδίασης, οι οποίοι χαρακτηρίζονται από μεγάλη ακρίβεια, σε κινητήρα ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης επιτρέπουν εξαιρετικά λεπτομερή αναπαράσταση των χαρακτηριστικών του. Βασικό εργαλείο σε αυτές τις μεθόδους είναι η ανάλυση με χρήση πεπερασμένων στοιχείων (Finite Element Analysis) FEA.

Αυτή η διαστασιολόγηση γίνεται με βάση ορισμένες τυπικές τιμές βασικών μαγνητικών, ηλεκτρικών και θερμικών μεγεθών. Παρακάτω παρουσιάζονται αυτά τα μεγέθη και οι βασικές σχέσεις υπολογισμού τους στην περίπτωση του τριφασικού κινητήρα.

4.2 Πάχος διακένου

Σε μια ηλεκτρική μηχανή, το πάχος του διακένου παίζει πολύ σημαντικό ρόλο στην επίτευξη συγκεκριμένων λειτουργικών χαρακτηριστικών. Το πάχος του διακένου πρέπει να έχει την ελάχιστη δυνατή τιμή, καθώς έτσι μεγιστοποιούνται οι δυνάμεις. Τον περιορισμό, όμως, στην ελαχιστοποίηση θέτουν τα μηχανικά χαρακτηριστικά της μηχανής, εφόσον πρέπει να υπάρχει ιδιαίτερη ακρίβεια στα καπάκια στήριξης του άξονα. Επίσης, η στιβαρότητα του άξονα πρέπει να είναι αυστηρά καθορισμένη, καθώς σε μεγαλύτερους κινητήρες σε διάφορες βιομηχανικές εφαρμογές, το βάρος του ρότορα και οι αστοχίες υλικών κατασκευής μπορεί να οδηγήσουν σε τριβή ανάμεσα σε στάτη και ρότορα. Γι' αυτό, το πάχος του διακένου πρέπει να κυμαίνεται σε αυστηρά καθορισμένα όρια.

Οι σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών, εκτός από την κατασκευαστική ακρίβεια στον πυρήνα και στους μόνιμους μαγνήτες, εμφανίζουν εκκεντρότητα, η οποία τείνει να τρέψει το δρομέα προς την πλευρά που παρατηρείται η ελάχιστη απόσταση στάτη με δρομέα. Βέβαια, στην παρούσα γεωμετρία, δεν παρατηρείται τόσο αυτό το φαινόμενο, όσο σε γεωμετρία με επιφανειακούς μόνιμους μαγνήτες, όπου η συνισταμένη δύναμη έλξης ως προς τον άξονα συμμετρίας, παύει να είναι μηδενική και παίρνει ανεξέλεγκτα μεγάλη τιμή, με αποτέλεσμα ο δρομέας να κολλάει στο στάτη.

4.3 Ειδική μαγνητική φόρτιση

Η παρακάτω σχέση εκφράζει την ειδική μαγνητική φόρτιση B :

$$B_{av} = \frac{p \cdot \Phi}{\pi \cdot D_g \cdot L} \quad (18)$$

όπου

p : ο αριθμός πόλων,

Φ : η μαγνητική ροή ανά πόλο,

D_g : η διάμετρος του διακένου και

L : το ενεργό μήκος της μηχανής.

4.4 Ειδική ηλεκτρική φόρτιση

Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση, ac , εκφράζεται από τον παρακάτω τύπο:

$$ac = \frac{3 \cdot 2 \cdot N \cdot L}{\pi \cdot D} \quad (19)$$

με N : ο συνολικός αριθμός ελιγμάτων ανά φάση

Η ενεργός τιμή της επαγόμενης τάσης, E , είναι η εξής:

$$E_{rms} = 4.44 \cdot K_w \cdot f \cdot N \cdot \Phi \quad (20)$$

όπου K_w : ο συντελεστής τυλίγματος.

Η φαινομένη ισχύς, S , της μηχανής μονίμων μαγνητών είναι:

$$S = 3 \cdot E_{rms} \cdot I_{rms} \quad (21)$$

με E_{rms} : η ενεργός τιμή της επαγόμενης τάσης και

Η σύγχρονη ταχύτητα του άξονα, n_s , συνδέεται με την συχνότητα, f , με τη σχέση:

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (22)$$

Τελικά, προκύπτει η σχέση:

$$S = 1,1 \cdot k_w \cdot \pi^2 \cdot B_{av} \cdot ac \cdot D_g^2 \cdot L \cdot n_s \quad (23)$$

Όπου εκφράζει την ισχύ εξόδου συναρτήσει των:

k_w : συντελεστής τυλίγματος

B_{av} : ειδική μαγνητική φόρτιση

n_s : ειδική ηλεκτρική φόρτιση

D_g : η διάμετρος του διακένου

L : το ενεργό μήκος της μηχανής

n_s : σύγχρονη ταχύτητα του άξονα

Για τη σχεδίαση της αύλακας, ο συντελεστής πληρότητας αύλακος είναι:

$$ff = \frac{A_{cu}}{A_{slot}} \quad (24)$$

4.5 Επιφάνεια Διακένου

Από τις παρακάτω σχέσεις, υπολογίζουμε την ηλεκτρομαγνητική ροπή στο διάκενο, T_e ,

$$F_t = P_t \cdot A = P_t \cdot \pi \cdot L \cdot D_g \quad (25)$$

$$T_{max} = \frac{D_g \cdot F_t}{2} \quad (26)$$

$$T_{max} = \frac{\pi}{2} \cdot L \cdot D_g^2 \quad (27)$$

Όπου η μέση μαγνητική δύναμη στο διάκενο υπολογίζεται ως:

$$F_t = L \cdot \oint_C B_n \cdot B_t dl \quad (28)$$

Ενώ η μέση πίεση της εφαπτομενικής δύναμης στο διάκενο ορίζεται ως:

$$P_t = \frac{F_t}{A} = \frac{1}{\pi \cdot D_g \cdot \mu_0} \cdot \oint_C B_n \cdot B_t dl \quad (29)$$

Εμπειρικά, η μέση μαγνητική φόρτιση στο διάκενο, B_{av} , για αυξημένες αποδόσεις έχει την τιμή 0.5T και θεωρώντας τη γωνία ανάμεσα στις δύο συνιστώσες του μαγνητικού πεδίου 45°, ισχύει:

$$B_n = B_t = B_{av} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (30)$$

Οπότε, η εφαπτομενική πίεση είναι:

$$P_t = \frac{B_{av}^2 \cdot \cos 2\theta}{2 \cdot \mu_0} \quad (31)$$

άρα και:

$$D_g^2 \cdot L = \frac{2 \cdot T_{max}}{\pi \cdot P_t} \quad (32)$$

4.6 Αναλογία διαστάσεων D_g και L

Η απόδοση, η επίδοση και η μηχανική αντοχή μιας ηλεκτρικής μηχανής εξαρτώνται άμεσα από τη διαστασιολόγηση του διακένου. Ο ρυθμός αύξησης της ισχύος εξόδου επηρεάζεται πολύ περισσότερο αυξάνοντας τη διάμετρο του διακένου, σε σχέση με αντίστοιχη αύξηση του ενεργού μήκους. Για τον καθορισμό των γεωμετρικών χαρακτηριστικών D_g και L πρέπει να ληφθεί υπόψιν η απαιτούμενη ροπή και η ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα. Κατά βάση, για αυξημένες απαιτήσεις ροπής, επιλέγεται μεγάλη διάμετρος D_g . Αυξάνοντας την απόσταση από το κέντρο του άξονα, επιτυγχάνονται μεγαλύτερες τιμές ροπής. Όμως, αυξάνοντας κατά πολύ τη διάμετρο, προκύπτει μεγάλο ποσοστό του τυλίγματος έξω από την ενεργή περιοχή του πυρήνα. Αυτό επιφέρει αυξημένες απώλειες στη μηχανή. Αυξάνοντας κατά πολύ τη διάμετρο, αυξάνεται αναλογικά και το βάρος του πυρήνα, που επιφέρει αύξηση στις απώλειες δινορρευμαίων και υστέρησης. Επομένως, ο λόγος διαστάσεων L/D_g , όταν μειώνεται αρκετά με την αύξηση της διαμέτρου, δεν επιφέρει απαραίτητα αύξηση της απόδοσης της μηχανής.

Για αυξημένες απαιτήσεις σε ισχύ, όπως σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων, προτιμάται η αύξηση του ενεργού μήκους σε σχέση με τη διάμετρο. Επιτυγχάνεται έτσι μείωση των φυγόκεντρων δυνάμεων και τοπικών απωλειών πυρήνα, αφού η επιφανειακή ταχύτητα του δρομέα παραμένει σε χαμηλά επίπεδα. Η μηχανική μεταβατική συμπεριφορά, όμως, του κινητήρα περιορίζει το σχεδιασμό μιας μηχανής σε χαμηλή τιμή ενεργού μήκους. Όταν αυξάνεται το μήκος L , προκύπτουν ταλαντώσεις στο δρομέα, πράγμα που περιορίζει τις ανοχές στο διάκενο, οι οποίες καθορίζονται από τη στιβαρότητα του δρομέα. Για εφαρμογές χαμηλών ταχυτήτων, προτιμάται μικρός λόγος διαστάσεων L/D_g . Επομένως, η μηχανική αντοχή του δρομέα και η διαστασιολόγηση του διακένου εξαρτώνται άμεσα από την ταχύτητα περιστροφής του.

Η επίτευξη ισορροπίας ανάμεσα στην επίδοση και στην απόδοση μιας μηχανής προκύπτει από τη συσχέτιση του μήκους του πόλου τ με το ενεργό μήκος L . Ως μήκος πόλου ορίζεται:

$$\tau = \frac{\pi \cdot D}{p} \quad (33)$$

Ο λόγος L/τ εμπειρικά προσδιορίζει τα χαρακτηριστικά της μηχανής. Για τιμή του λόγου ίση με 1, προκύπτει μια ισορροπημένη σχεδίαση. Για τιμές από 1-1.5, έχουμε υψηλό συντελεστή ισχύος. Για τιμή λόγου ίση με 1.5 πετυχαίνουμε υψηλή απόδοση, ενώ για τιμές ανάμεσα στο 1.5-2 ελαχιστοποιείται το κόστος κατασκευής.

Σε διπολικές μηχανές και σε κινητήρες κάτω του ενός kW παρατηρούνται και τιμές L/τ κοντά στο 0.6. Αυτό συμβαίνει καθώς σε αυτές τις μηχανές ο μεγάλος λόγος δίνει μικρή διάμετρο, πράγμα που χωροταξικά δεν επιτρέπει τη δημιουργία αυλάκων του στάτη. Γι' αυτό, προτιμάται η διατήρηση του L/τ σε τιμές χαμηλότερες του 1.

4.7 Προσδιορισμός χαρακτηριστικών στάτη

Η συχνότητα λειτουργίας αποτελεί πάρα πολύ σημαντικό λειτουργικό χαρακτηριστικό καθώς καθορίζει με άμεσο τρόπο τη διακύμανση των απωλειών πυρήνα αλλά και τις αυτεπαγωγές του κινητήρα. Μια αύξηση της συχνότητας επιφέρει αύξηση των απωλειών πυρήνα με πολυωνυμική σχέση δευτέρου βαθμού ενώ αυξάνει με ανάλογο τρόπο την τιμή της αντίδρασης του κινητήρα. Παράλληλα, για την ίδια ονομαστική ροπή, μηχανές με περισσότερους πόλους έχουν ελαφρύτερο μαγνητικό κύκλωμα, καθώς η ποσότητα της μαγνητικής ροής που διέρχεται από τον έναν πόλο στον άλλο είναι αντιστρόφως ανάλογη του αριθμού των πόλων. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τα μέρη του σιδηρομαγνητικού υλικού, δηλαδή τα δόντια, το σώμα του στάτη και το σώμα του δρομέα, να μπορούν να μειωθούν σε μέγεθος, χωρίς να αυξηθούν τα επίπεδα κορεσμού του σιδήρου. Ο λόγος πόλων/ηλεκτρικής συχνότητας προκύπτει ως εξής:

$$\frac{P}{f} = \frac{4\pi}{\omega_m} \quad (34)$$

Γίνεται εμφανές ότι για χαμηλή ταχύτητα περιστροφής ο αριθμός των πόλων δύναται να αυξηθεί, διατηρώντας σχετικά μικρή συχνότητα. Έτσι, οι απώλειες πυρήνα γι' αυτές τις εφαρμογές είναι σχετικά χαμηλές, συγκρινόμενες με τις απώλειες χαλκού. Επίσης, μέσω της χρήσης συγκεντρωμένων τυλιγμάτων, η αύξηση του αριθμού των πόλων αναμένεται να ελαττώσει και τις απώλειες χαλκού καθώς αυξάνοντας τους πόλους μειώνεται το πάχος του δοντιού, συνεπώς μειώνεται τόσο το μήκος των επιμέρους αγωγών, όσο και το μήκος των αγωγών εκτός ενεργού κυκλώματος. Μείωση του μήκους συνεπάγεται μείωση της αντίστασης των αγωγών οδηγώντας σε μείωση των ωμικών απωλειών των τυλιγμάτων. Έτσι λοιπόν, για συγκεκριμένο επίπεδο τάσης, αναμένονται μικρότερες απώλειες χαλκού για μεγαλύτερο αριθμό πόλων. Με βάση τα παραπάνω, η μέση ροή ανά πόλο υπολογίζεται ως εξής:

$$\Phi = \frac{B_{av} \pi L D g}{P} \quad (35)$$

Άρα ο αριθμός ελιγμάτων των πηνίων κάθε φάσης προκύπτει:

$$N_i = \frac{E_{rms}}{4,44 \cdot f \cdot P / 2 \cdot \Phi} \quad (36)$$

Το επίπεδο της τάσης καθορίζεται από το επίπεδο τάσης των μπαταριών, την δυνατότητα οδήγησης του αντιστροφέα και την προσπάθεια μείωσης των απωλειών. Καθώς η κυρίαρχη συνιστώσα απωλειών, είναι οι απώλειες χαλκού, είναι προφανές πως όσο υψηλότερο είναι το επίπεδο τάσης τόσο πιο αποδοτικός θα είναι ο κινητήρας. Έστω λοιπόν ότι η διαθέσιμη τάση μπαταριών είναι VDC. Θεωρώντας για την οδήγηση της μηχανής αντιστροφέα με τεχνική διαμόρφωσης SPWM και συντελεστή διαμόρφωσης m_a , το πλάτος της θεμελιώδης συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου προκύπτει:

$$V_{ph-ph} = \frac{m_a \cdot V_{dc}}{2} \quad (37)$$

Η μέγιστη RMS τιμή της ΗΕΔ της μηχανής είναι:

$$E_{rms} = \frac{V_{ph-ph}}{\sqrt{2}} \quad (38)$$

Και η ενεργός τιμή του ρεύματος προκύπτει:

$$I_{rms} = \frac{P_{el}}{3V_{rms} \cos \varphi} \quad (39)$$

4.8 Προσδιορισμός χαρακτηριστικών τυλιγμάτων

Τα τυλίγματα μίας ηλεκτρικής μηχανής χαρακτηρίζονται ως προς τις τερματικές συνδέσεις των επιμέρους πηνίων, τον τρόπο με τον οποίο κατανέμονται στα αυλάκια και το βήμα συστάδας. Έτσι, μπορεί να είναι βροχοειδή ή κυματοειδή (τα πρώτα χρησιμοποιούνται σε μηχανές με λίγους πόλους, ενώ τα δεύτερα σε πολυπολικές μηχανές χαμηλών ταχυτήτων), διανεμημένα (με ένα ή περισσότερα αυλάκια ανά πόλο και φάση), πλήρους ή κλασματικού βήματος. Οι συνηθέστερες περιπτώσεις τυλιγμάτων είναι οι εξής:

- Επικαλυπτόμενα, διανεμημένα με ένα ή περισσότερα αυλάκια ανά πόλο και φάση.
- Μη επικαλυπτόμενα, συγκεντρωμένα, μονής ή διπλής στρώσης.

Τα διανεμημένα επικαλυπτόμενα τυλίγματα παράγουν γενικά πιο ημιτονοειδή ΜΕΔ στο διάκενο, γι' αυτό χρησιμοποιούνται εκτεταμένα στις μηχανές μόνιμου μαγνήτη χωρίς συλλέκτη (Brushless AC PM machines) καθώς επίσης και στις μηχανές εσωτερικών ΜΜ. Μια εναλλακτική διαμόρφωση τυλιγμάτων, που χρησιμοποιείται ολοένα και περισσότερο, είναι τα Συγκεντρωμένα Τυλίγματα Κλασματικής Αύλακας (FSCW). Ο λόγος διάδοσης έγκειται στην υψηλή πυκνότητα ισχύος, την απόδοση και τα κοντά άκρα τυλιγμάτων.

4.9 Επίλυση μαγνητοστατικών προβλημάτων

Μαγνητοστατικά ονομάζονται τα προβλήματα στα οποία το μαγνητικό πεδίο είναι αμετάβλητο ως προς το χρόνο. Σε αυτή την περίπτωση, η ένταση του μαγνητικού πεδίου H και η μαγνητική επαγωγή B ικανοποιούν τις παρακάτω εξισώσεις του Maxwell:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (40)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (41)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \quad (42)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (43)$$

Σύμφωνα με το νόμο του Ampere και θεωρώντας χαμηλές συχνότητας λειτουργίας προκύπτει:

$$\frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \approx 0 \quad (44)$$

Και κατά συνέπεια:

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} \quad (45)$$

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

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (46)$$

Στην περίπτωση των μόνιμων μαγνητών η καταστατική εξίσωση έχει τη γενική μορφή:

$$\bar{B} = \mu_0 \bar{H} + \bar{M} \quad (47)$$

όπου M είναι η μαγνήτιση του υλικού του μόνιμου μαγνήτη. Αν το υλικό είναι μη γραμμικό, όπως για παράδειγμα κορεσμένος σίδηρος ή μαγνήτες AlNiCo, τότε η μαγνητική διαπερατότητα, μ , είναι στην πραγματικότητα μία συνάρτηση του μέτρου του B:

$$\mu(B) = \frac{B}{H(B)} \quad (48)$$

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

$$\bar{B} = \nabla \times \bar{A} \quad (49)$$

Αυτός ο ορισμός του B ικανοποιεί πάντα την εξίσωση (2.39). Η εξίσωση (2.45) διατυπώνεται ως εξής:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \nabla \times \bar{A} \right) = \bar{J} \quad (50)$$

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

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 \times \bar{A} = \bar{J} \quad (51)$$

Στη γενική περίπτωση, το διανυσματικό δυναμικό είναι ένα διάνυσμα τριών συνιστωσών. Στη θεώρηση καρτεσιανής γεωμετρίας δύο διαστάσεων όμως, οι δύο από αυτές τις τρεις συνιστώσες μπορούν να μηδενισθούν, και μεταβάλλεται μόνο η A_z . Το πλεονέκτημα της χρήσης του διανυσματικού δυναμικού είναι πως όλες οι συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούνται στο μαγνητοστατικό πεδίο συνδυάζονται σε μία εξίσωση μίας μεταβλητής.

Εάν είναι γνωστό το A, τότε τα B και H προκύπτουν από κατάλληλη επεξεργασία του. Συνεπώς έχουμε:

$$\bar{A} = A_z \bar{i}_z \quad (52)$$

Και για την πυκνότητα ρεύματος J:

$$\bar{J} = J_z \bar{i}_z \quad (53)$$

Για την πυκνότητα μαγνητικής ροής η ανάλυση περιορίζεται στις δύο διαστάσεις και εν προκειμένω:

$$\bar{B} = B_x \bar{i}_x + B_y \bar{i}_y \quad (54)$$

Στην εργασία αυτή τα προβλήματα που λύνονται θεωρούνται μαγνητοστατικά και επιλύονται με βάση την εξίσωση Poisson, ενώ τα δυναμικά φαινόμενα, που προϋποθέτουν περιστροφή του δρομέα, θεωρούνται ως διακριτές μαγνητοστατικές καταστάσεις, όπου γίνεται η παραδοχή πως σε εκείνες τις στιγμές το πεδίο είναι αμετάβλητο. Η ανάλυση των κινητήρων μόνιμων μαγνητών μπορεί να επιτευχθεί με βάση τη θεώρηση αυτή, εφόσον τα αναπτυσσόμενα δινορρέυματα είναι περιορισμένα και μπορούν να αμεληθούν.

4.10 Οριακές συνθήκες

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

- Dirichlet: Σε αυτό τον τύπο οριακής συνθήκης, η τιμή του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού A δηλώνεται πάνω στο όριο. Αν A=0 τότε πρόκειται για την ομογενή συνθήκη Dirichlet, διαφορετικά πρόκειται για τη μη ομογενή. Η συνθήκη A=0 απαντάται συχνά σε προβλήματα ηλεκτρικών μηχανών. Η φυσική σημασία της δήλωσης A=0 κατά μήκος ενός ορίου της γεωμετρίας σε ένα μαγνητικό πρόβλημα, είναι πως η μαγνητική ροή περιορίζεται εντός των ορίων της μηχανής, ενώ οι γραμμές της μαγνητικής ροής θα είναι παράλληλες προς το σύνορο αυτό. Σε περιπτώσεις όπου μοντελοποιείται ολόκληρη η μηχανή, η χρήση μόνο αυτής της οριακής συνθήκης είναι επαρκής.
- Neumann: Η οριακή αυτή συνθήκη ορίζει την κάθετη παράγωγο του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού κατά μήκος του ορίου. Η συνηθέστερη περίπτωση είναι η χρήση της ομογενούς συνθήκης Neumann δηλαδή $\partial A / \partial n = 0$. Συνήθως χρησιμοποιείται στα μαγνητικά προβλήματα σε περιπτώσεις διεπιφάνειας με υλικό πολύ μεγάλης διαπερατότητας. Η χρήση αυτής τη συνθήκης επιβάλλει στις μαγνητικές γραμμές να τέμνουν το σύνορο κάθετα.
- Robin: Η οριακή συνθήκη Robin είναι ένα είδος συνδυασμού των συνθηκών Dirichlet και Neumann, καθώς καθορίζει μια σχέση μεταξύ της των σταθμισμένων τιμών του A και της παραγωγού του. Αυτή η οριακή συνθήκη χρησιμοποιείται συχνά προβλήματα διάδοσης θερμότητας ως οριακή συνθήκη σε μονωτικές επιφάνειες.

- Περιοδική: Μία περιοδική οριακή συνθήκη συνδέει δύο όρια. Σε αυτό τον τύπο οριακής συνθήκης, οι οριακές τιμές στα αντίστοιχα σημεία των δύο ορίων είναι ίσες.
- Αντιπεριοδική: Μια αντιπεριοδική οριακή συνθήκη συνδέει επίσης δύο όρια μεταξύ τους, αλλά σε αυτή την περίπτωση τα αντίστοιχα σύνορα έχουν ίσα μέτρα αλλά αντίθετο πρόσημο. Τόσο οι περιοδικές όσο και οι αντιπεριοδικές οριακές συνθήκες χρησιμοποιούνται όταν μοντελοποιείται ένα τμήμα μόνο της μηχανής.

4.11 Προκαταρκτική Σχεδίαση

Αρχικά, για τη σχεδίαση των ΣΚΜΜ χρησιμοποιούνται αναλυτικές κλασικές εξισώσεις σχεδίασης ηλεκτρικών μηχανών, όπως αναλύονται εκτενώς στην παράγραφο 4.1-4.7, με σκοπό την εκτίμηση των βασικών γεωμετρικών χαρακτηριστικών τους και τον κατάλληλο ορισμό των ορίων των γεωμετρικών μεταβλητών που θα εισαχθούν στον αλγόριθμο βελτιστοποίησης. Η προκαταρκτική σχεδίαση βασίζεται στην ικανοποίηση των βασικών χωρικών περιορισμών και των λειτουργικών χαρακτηριστικών.

Ο λόγος πόλων/ηλεκτρικής συχνότητας προκύπτει από την εξίσωση(34)ως εξής:

$$\frac{P}{f} = 0.0573$$

Άρα, ένα αποδεκτό ζεύγος τιμών (P,f) είναι (6,100). Οπότε, η ονομαστική ηλεκτρική συχνότητα καθορίζεται στα 100Hz.

4.11.1 Αναλυτική προσέγγιση

Για το μέτρο της μαγνητικής επαγωγής, έχουμε:

$$B_n^2 + B_t^2 = 0,5^2$$

Καθώς και η μέση μαγνητική φόρτιση στο διάκενο, B_{av} , από την εξίσωση (30) είναι:

$$B_n = B_t = B_{av} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2}$$

Από τις δύο παραπάνω σχέσεις, έχουμε $B_n=B_t= 0,354T$.

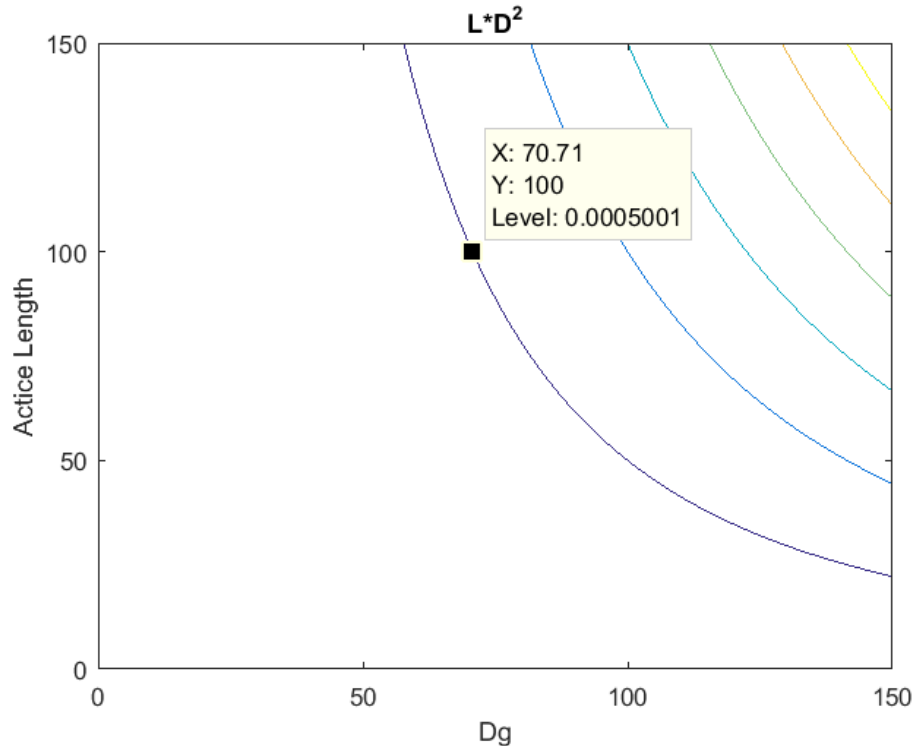
Από τη σχέση (31), προκύπτει:

$$P_t = \frac{B_{av}^2 \cdot \sin 2\theta}{2 \cdot \mu_0} = \frac{0.5^2}{2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} = -4.457 \cdot 10^4$$

Οπότε, από την εξίσωση (32), έχουμε:

$$D_g^2 \cdot L = \frac{2 \cdot T_{max}}{\pi \cdot P_t} = \frac{2 \cdot 78.47 \cdot \mu_0}{\pi \cdot (0,354T)^2} = 500.94 \text{ cm}^3$$

Στο παρακάτω διάγραμμα, φαίνεται η τιμή του γινομένου $D_g^2 \cdot L$ που επιλέγεται.



Εικόνα 10 - Γραφική παράσταση διαστάσεων μηχανών που τελικά επιλέχθηκαν.

Άρα, επιλέγεται για την προκαταρκτική σχεδίαση $D = 70.7\text{mm}$, $L = 100\text{mm}$.

Με βάση τα παραπάνω, η μέση ροή ανά πόλο για μηχανή υπολογίζεται από την (35):

$$\Phi = \frac{B_{av}\pi LDg}{P} = \frac{0.5 \cdot \pi \cdot 100 / 1000 \cdot 70.7 / 1000}{6} = 1.85092167 \text{mWb}$$

Το επίπεδο της τάσης τυμπάνου καθορίζεται από το επίπεδο τάσης της πηγής και την τεχνική διαμόρφωσης του αντιστροφέα. Αξίζει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση που η πηγή δεν είναι το δίκτυο αλλά π.χ. συσσωρευτές, όπως στις εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, τότε το επίπεδο τάσης είναι σχετικά περιορισμένο, για λόγους χώρου, κόστους και ασφάλειας. Καθώς η κυρίαρχη συνιστώσα απωλειών σε συμβατικές εφαρμογές είναι οι απώλειες χαλκού, είναι προφανές πως όσο υψηλότερο είναι το επίπεδο τάσης τόσο πιο αποδοτικός θα είναι ο κινητήρας. Θεωρώντας την οδήγηση της μηχανής με αντιστροφέα με τεχνική διαμόρφωσης SPWM και τυπικό συντελεστή διαμόρφωσης $m_a = 0.9$, καθώς και συνεχή τάση εισόδου του αντιστροφέα $VDC = 190V$, η ενεργός τιμή της θεμελιώδης συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου προκύπτει από την (38):

$$E_{rms} = \frac{V_{ph-ph}}{\sqrt{2}} = \frac{0.9 \cdot 190}{2 \cdot \sqrt{2}} = 60.4576V$$

Τα ελίγματα ανά φάση θα είναι εν σειρά, άρα:

$$N_{\phi} = \frac{E_{rms}}{4.44 \cdot k_w \cdot f \cdot \Phi} = \frac{60.4576}{4.44 \cdot 0.933 \cdot 157.08 \cdot 1.85 / 1000} = 50.19$$

Περίπου στα 50 ελίγματα.

Άρα, για παράλληλη σύνδεση αγωγών, για τους αγωγούς σε κάθε στρώση αυλακιού, έχω:

$$N_s = \frac{N_\phi}{q \cdot \text{Layers}} = 13$$

Η ενεργός τιμή του ονομαστικού ρεύματος που διαρρέει τα τυλίγματα του στάτη, θεωρώντας μοναδιαίο συντελεστή ισχύος ($\cos\phi = 1$), είναι:

$$I_{rms} = \frac{P_{el}}{3V_{rms}\cos\phi} = \frac{T_{el} \cdot \omega_m}{3V_{rms}}$$

Η ροπή $T_{max} = 50,83Nm$ που έχει επιλεγεί για την εφαρμογή, αποτελεί την μέγιστη απαιτούμενη ροπή της μηχανής, επομένως το απαιτούμενο ρεύμα σε αυτή την λειτουργική κατάσταση θα είναι:

$$I_{rms} = \frac{T_{max} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n_m}{60}}{3E_{rms}} = 32.53A$$

Επιλέγοντας πυκνότητα ρεύματος $J = 4A/mm^2$ για δυνατότητα παραγωγής της μέγιστης ροπής, η διατομή της κάθε αύλακος θα είναι:

$$A_{slot} = \frac{N_s \cdot I_{rms}}{J} = 105.72mm^2$$

Τέλος, επιλέγουμε συντελεστή πληρότητας $ff = 0.6$.

Σύμφωνα με τη βιβλιογραφία, τα όρια της ειδικής ηλεκτρικής φόρτισης είναι από 15000 ΑΕ/μ ως 45000ΑΕ/μ.

$$ac = \frac{3 \cdot 2 \cdot N_\phi \cdot I_{rms}}{\pi \cdot D} = 44109A\epsilon/m$$

Οπότε, η ειδική ηλεκτρική φόρτιση είναι σε επιτρεπτό επίπεδο.

Πίνακας 1 - Χαρακτηριστικά μηχανής PMASynRM

Χαρακτηριστικά Μηχανής			
Αριθμός Φάσεων (m)	3	Είδος Τυλίγματος	Κατανεμημένο
Πόλοι (P)	6	Συνδεσμολογία Πηνίων	Παράλληλη
Ισχύς (PN)	5.90kW	Συντελεστής Τυλίγματος (Kw)	0.933
Ταχύτητα (n_{mech})	3140RPM	Συνολικές Αύλακες Στάτη (Q)	36
Ροπή (TN)	26.06Nm	Στρώσεις (Layers)	2
Μέγιστη Ροπή(T_{max})	50.83Nm	Αύλακες ανά Πόλο (q)	2
Ηλεκτρική Συχνότητα(f_e)	157Hz	Κλασματικό Βήμα (R)	5/6
Μέγιστη Τάση (E_{max})	79.5495V	Ροή ανά Πόλο (Φ)	0.00185
Ονομαστικό Ρεύμα (I_n)	34.23A	Πυκνότητα Ρεύματος (J_{Nom})	4 A/mm ²
Μήκος Διακένου (Lg)	0.6 mm	Fill Factor (ff)	0.6
Ενεργό Μήκος Μηχανής (L)	100mm	Τυλίγματα Φάσης Κάθε Πόλου(N_ϕ)	50
Διάμετρος Μηχανής (D)	70mm	Τυλίγματα Στρώσης Αύλακας (N_{slot})	13
Μαγνητική Φόρτιση (B)	0.5T	Εμβαδό Στρώσης Αύλακας (Aslot)	105.72mm ²
Ηλεκτρική Φόρτιση (ac)	44109Αε/μ	Εμβαδό Χαλκού Στρώσης Αύλακας (Acu)	63.43mm ²

4.12 Απώλειες Χαλκού

Οι απώλειες χαλκού οφείλονται στις ωμικές απώλειες που εμφανίζονται στα τυλίγματα του στάτη. Ο υπολογισμός τους γίνεται μέσω του παρακάτω τύπου:

$$P_{cu} = 3I_{nom}^2 \cdot R_{ph} \quad (55)$$

Για τον υπολογισμό τους πρέπει να προσδιοριστούν οι τιμές του ονομαστικού ρεύματος I_{nom} και της ωμικής αντίστασης φάσης του τυλίγματος R_{phase} . Κατά κανόνα σε μια διαδικασία βελτιστοποίησης γεωμετρίας ηλεκτρικού κινητήρα, λόγω του ότι οι γεωμετρικές παράμετροι του στάτη και άρα και το εμβαδόν της αύλακας αλλάζουν, το ονομαστικό ρεύμα I_{nom} δεν είναι σταθερή ποσότητα. Αυτό οφείλεται στην τυπική θεώρηση κατά τη σχεδίαση μηχανών σταθερής πυκνότητας ρεύματος στις αύλακες και όχι ρεύματος για την εξασφάλιση αξιόπιστης θερμικής συμπεριφοράς. Συνεπώς το I_{nom} πρέπει να υπολογίζεται εκ νέου για κάθε γεωμετρία. Για δοσμένη λοιπόν πυκνότητα ρεύματος J το ονομαστικό ρεύμα υπολογίζεται ως εξής:

$$I_{nom} = \frac{J \cdot ff \cdot A_{slot}}{N} \quad (56)$$

όπου J είναι η RMS τιμή της πυκνότητας ρεύματος, N ο αριθμός των ελιγμάτων ανά αύλακα, ff ο συντελεστής πληρότητας και A_{slot} η επιφάνεια αύλακας.

Εν συνεχεία πρέπει να υπολογιστεί η ωμική αντίσταση ανά φάση. Προκειμένου να συμβεί αυτό χρειάζεται η γνώση του συνολικού μήκους αγωγού ανά φάση, που εξαρτάται από τον αριθμό των ελιγμάτων ανά φάση, των αριθμό των αυλάκων και τις γεωμετρικές ιδιότητες και διαστάσεις της τοπολογίας. Επίσης απαιτείται η γνώση της ειδικής αντίστασης του αγωγού. Η ειδική αντίσταση του χαλκού για θερμοκρασία περιβάλλοντος $\kappa=20^\circ\text{C}$ είναι $r_{cu,20}=1.75 \mu\Omega\cdot\text{cm}$. Η διορθωμένη ειδική αντίσταση προκύπτει σε $\mu\Omega\cdot\text{cm}$ ως εξής:

$$r_{cu} = r_{cu,20} \cdot [1 + a \cdot (\theta - 20^\circ)] \quad (56)$$

Θεωρώντας πως η θερμοκρασία λειτουργίας της μηχανής σε ονομαστική φόρτιση είναι περίπου $\kappa=70^\circ\text{C}$ και για συντελεστή θερμοκρασιακής μεταβολής αντίστασης του χαλκού $\alpha=3.9 \cdot 10^{-3}$, η διορθωμένη ειδική αντίσταση είναι ίση με $2.091 \mu\Omega\cdot\text{cm}$.

Για τον υπολογισμό του μέσου μήκους μιας σπείρας του τυλίγματος, λαμβάνεται υπόψη το ενεργό μήκος L της μηχανής και ορίζεται θ απόσταση $d_{average}$ από το γεωμετρικό μέσο της μίας στρώσης μιας αύλακας, μέχρι το γεωμετρικό μέσο της ακόλουθης στρώσης της γειτονικής αύλακας. Επίσης, εισάγεται ένας συντελεστής προσαύξησης του μέσου μήκους μιας σπείρας, ο συντελεστής πλέξης olf . Ο συντελεστής αυτός, υπεισέρχεται καθώς τα πηνία στην πραγματικότητα τυλίγονται κατά τέτοιο τρόπο που οδηγεί σε αυξημένο μήκος. Αυτό οφείλεται κυρίως στο ότι οι αγωγοί έχουν κάποιες ελάχιστες ακτίνες καμπυλότητας που πρέπει να πληρούνται για μηχανικούς λόγους. Επίσης στις κεφαλές τυλίγματος ένα τμήμα των αγωγών βρίσκεται εκτός ενεργού μήκους και τέλος κατά την πλέξη υφίστανται συχνά μεταθέσεις αγωγών. Θεωρώντας μια τυπική τιμή για το συντελεστή πλέξης $olf=1.2$ προκύπτει το μέσο μήκος μιας σπείρας ως εξής:

$$l_{turn} = olf \cdot (2L + 2d_{average}) \quad (57)$$

Η διατομή του κάθε αγωγού είναι:

$$A_{cu} = \frac{ff \cdot A_{slot}}{N} \quad (58)$$

Η αντίσταση ανά φάση δίνεται από τον τύπο:

$$R_{phase} = \frac{N \cdot Q_s}{m} \cdot r_{cu} \cdot \frac{l_{turn}}{A_{cu}} \quad (59)$$

όπου m ο αριθμός των φάσεων της μηχανής, τυπικά $m=3$, και Q_s ο αριθμός των αυλάκων του στάτη.

4.13 Απώλειες Πυρήνα

Στη συγκεκριμένη μεθοδολογία υπολογισμού απωλειών, λαμβάνονται υπόψιν και φαινόμενα αρμονικών χώρου, εκτός της θεμελιώδους συχνότητας λειτουργίας, μέσω υπέρθεσης των απωλειών διαφορών συχνοτήτων. Με τον παρακάτω τύπο, υπολογίζουμε τις απώλειες πυρήνα:

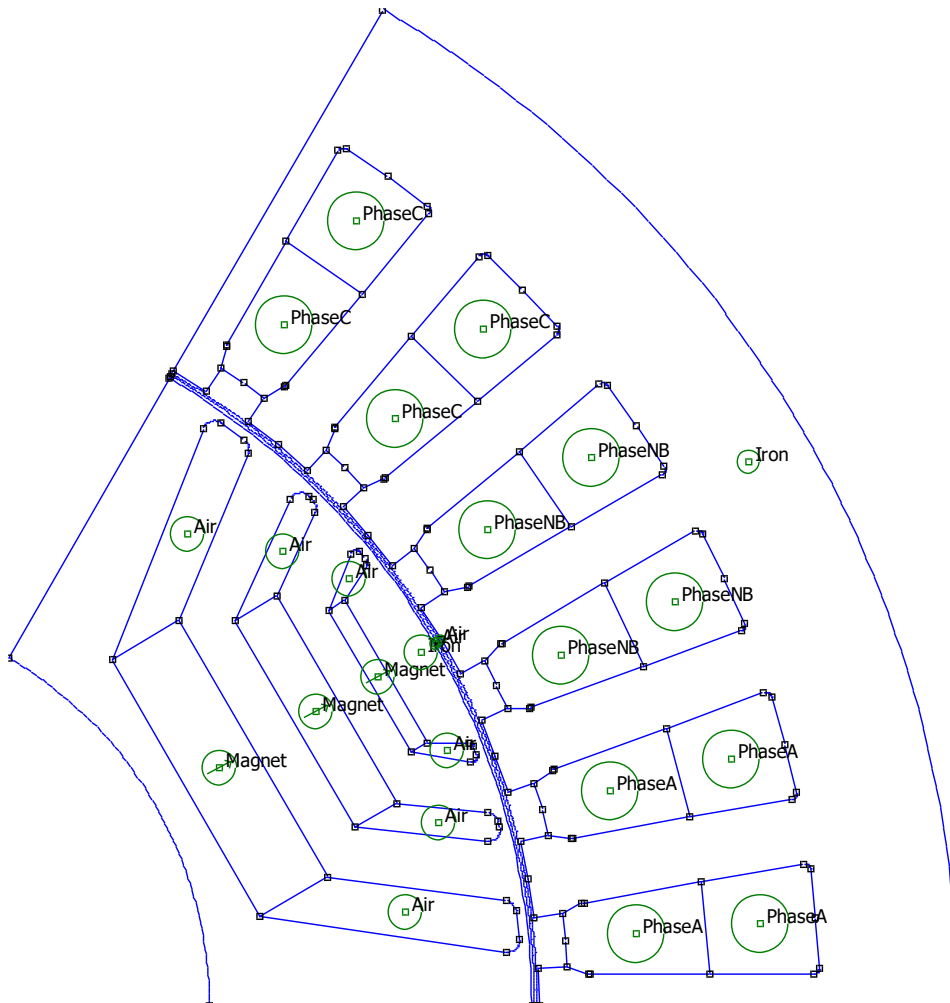
$$P_{FE} = \left(\sum_{m=1}^{\infty} C_k \cdot B_m \cdot m \cdot \omega_r^2 + C_e \cdot B_m^2 \cdot m \cdot \omega_r^2 \right) * V_{FE} \quad (60)$$

Όπου $C_h=143$ και $C_e=0.53$ (W/(m³*T²*Hz)) είναι οι συντελεστές απωλειών υστέρησης και δινορρευμάτων, αντίστοιχα, για τη μαγνητική λαμαρίνα πάχους 0.35mm², B_m είναι το πλάτος της μαγνητικής επαγωγής της m τάξης αρμονικής, ω_m είναι η ταχύτητα του δρομέα σε Hz και V_{FE} ο όγκος του σιδηρομαγνητικού υλικού της μηχανής.

5. Μεθοδολογία χαρτογράφησης ηλεκτρικών μηχανών

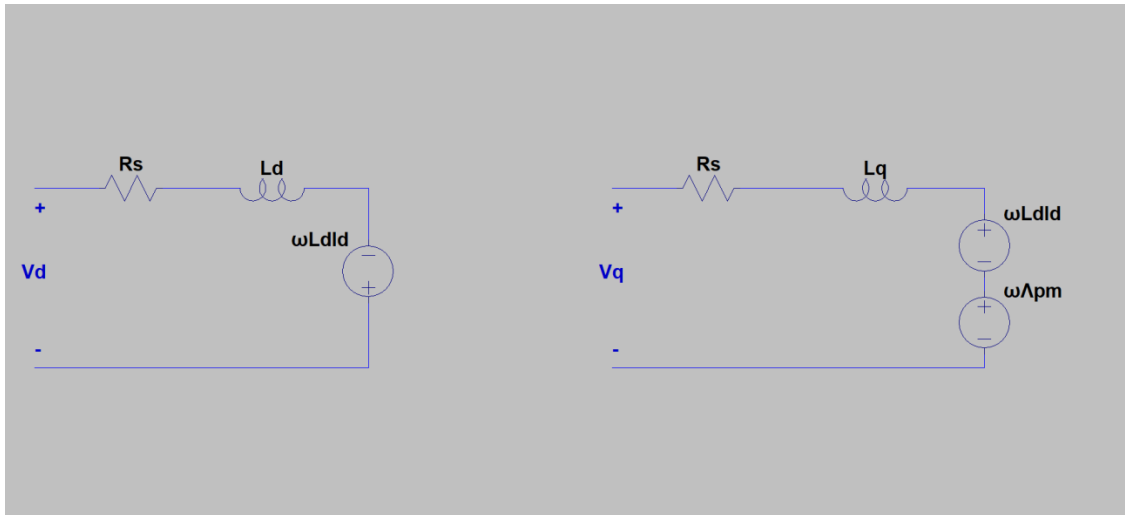
5.1 Σύγχρονος κινητήρας μαγνητικής αντίστασης με εσωτερικούς μόνιμους μαγνήτες(PMASynRM)

Οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης με εσωτερικούς μόνιμους μαγνήτες χρησιμοποιούνται κυρίως για έλξη σε εφαρμογές με υψηλές απαιτήσεις απόδοσης. Η τροφοδοσία της μηχανής γίνεται μέσω ενός ηλεκτρικού συστήματος οδήγησης, το οποίο τροφοδοτεί με ημιτονοειδή ρεύματα τις τρεις φάσεις στο ακροκιβώτιο. Σε αυτό το κεφάλαιο, θα αναλυθεί η χαρτογράφηση της λειτουργίας της V-type ηλεκτρικής μηχανής.

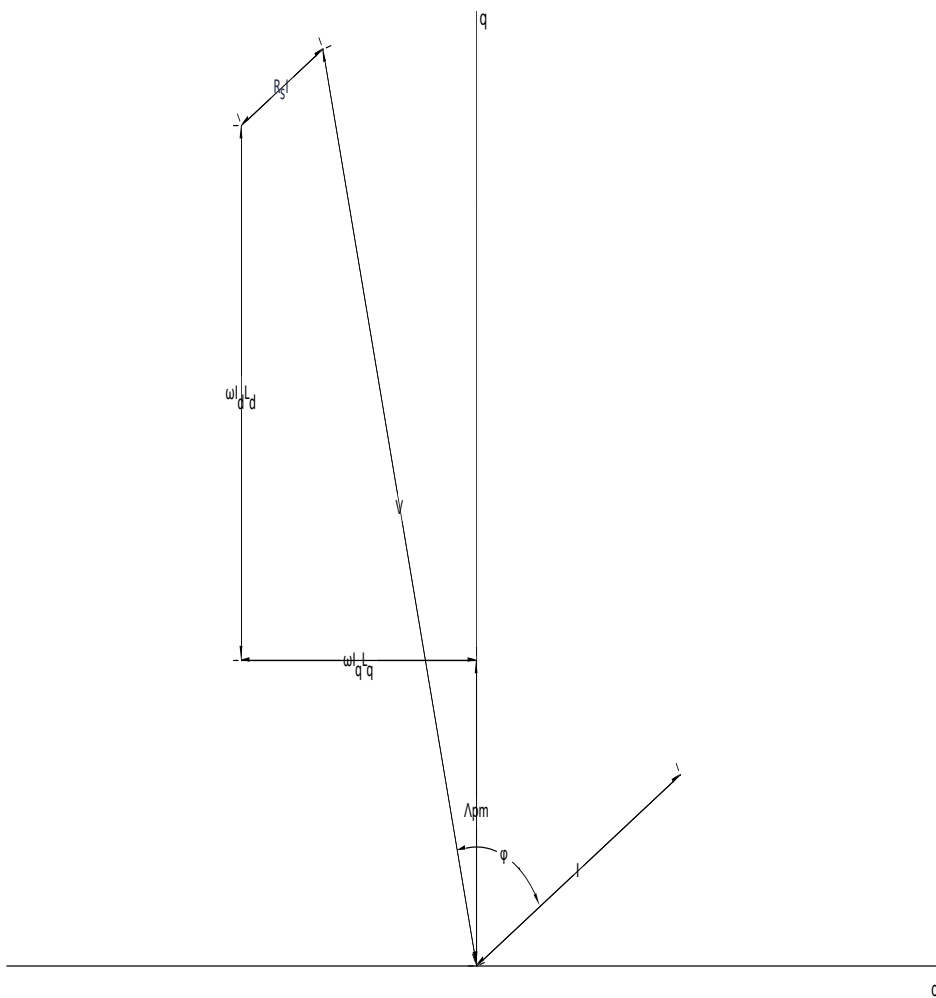


Εικόνα 11 - Εικόνα της γεωμετρίας ενός πόλου της μηχανής PMASynRM

Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται η αρχική γεωμετρία ενός πόλου μηχανής PMASynRM, που θα μελετηθεί παρακάτω.



Εικόνα 12 - Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής PMASynRM στο d-q reference frame



Εικόνα 13 - Διανυσματικό διάγραμμα κινητήρα PMASynRM

5.1.2 Παραμετρικά χαρακτηριστικά σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης με μόνιμους μαγνήτες

Οι παράμετροι της μηχανής εσωτερικών μόνιμων μαγνητών παρουσιάζονται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Σε μία σύγχρονα στρεφόμενη μηχανή, οπότε, η παραγόμενη ροπή έχει ως εξής:

$$T = 3 \cdot p \cdot (\Lambda_{PM} \cdot I_q - (\Lambda_d - \Lambda_q) \cdot I_d \cdot I_q) \quad (61)$$

όπου

Λ_d : πεπλεγμένη ροή στον ευθύ άξονα

Λ_q : πεπλεγμένη ροή στον εγκάρσιο άξονα

Λ_{PM} : πεπλεγμένη ροή που παράγει ο μαγνήτης

I_d : ρεύμα ευθέως άξονα

I_q : ρεύμα εγκάρσιου άξονα

ενώ οι τάσεις του d και του q άξονα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας είναι:

$$V_d = R \cdot I_d - \omega \cdot \Lambda_q \quad (62)$$

$$V_q = R \cdot I_q + \omega \cdot \Lambda_d + \omega \cdot \Lambda_{PM} \quad (63)$$

Αμελώντας τις απώλειες χαλκού, το μέτρο της επαγόμενης τάσης γίνεται:

$$V^2 = \omega^2 ((\Lambda_d + \Lambda_{PM})^2 + \Lambda_q^2) \quad (64)$$

Οι πεπλεγμένες ροές Λ_d και Λ_q εκφράζονται πάντα χρησιμοποιώντας τη μαγνητική ροή του μόνιμου μαγνήτη, Λ_m , και τις αυτεπαγωγές των δύο αξόνων, L_d και L_q , όπου γενικά εξαρτώνται από το ρεύμα του στάτη, λόγω του κορεσμού. Αυτές οι παράμετροι αποτελούν το μαγνητικό μοντέλο της μηχανής, που εύκολα παρατηρείται από τη λύση του πεδίου.

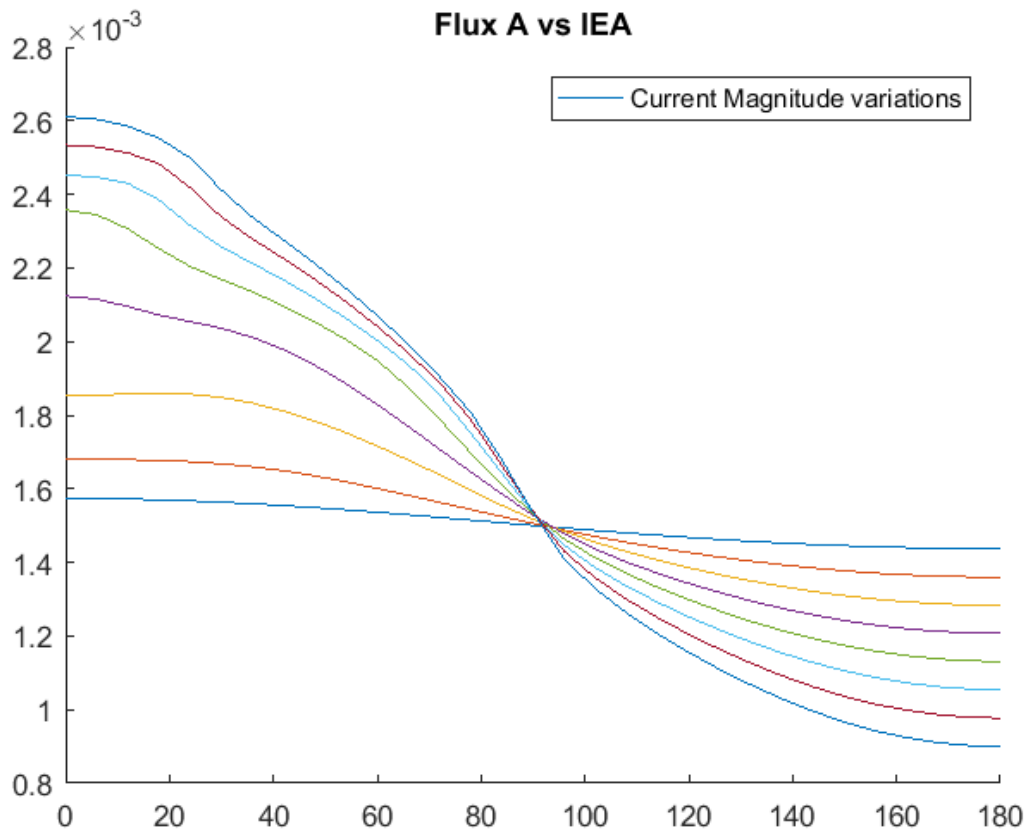
5.1.3 Πεπλεγμένη ροή

Η μέση τιμή του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού στην q -οστή αύλακα, της οποίας το εμβαδό είναι S_q , είναι:

$$\frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS \quad (65)$$

Θεωρώντας ότι αναλύουμε μόνο έναν πόλο, η πεπλεγμένη ροή της j -οστής φάσης δίνεται από τον τύπο:

$$\Lambda_j = 2p L_{Fe} \frac{n_p}{n_{pp}} \sum_{q=1}^{Q/2p} k_{jq} \frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS, j=a, b, c \quad (66)$$



Εικόνα 14 - Ροή φάσης A ως προς τις διάφορες εσωτερικές ηλεκτρικές γωνίες (0° - 180°)

Στο παραπάνω διάγραμμα φαίνεται η πεπλεγμένη ροή της φάσης A συναρτήσει της εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (IEA), για τις διάφορες τιμές πλάτους πυκνότητας ρεύματος $10\% \sim 100\% * J$, με $J=4A/mm^2$. Παρατηρούμε ότι για την ελάχιστη τιμή πλάτους (10% του συνολικού πλάτους), εμφανίζεται σχεδόν σταθερή η τιμή της ροής ($1.5 \cdot 10^{-3}$), πράγμα που επιβεβαιώνει την ύπαρξη της ροής των μονίμων μαγνητών στη σχεδίαση.

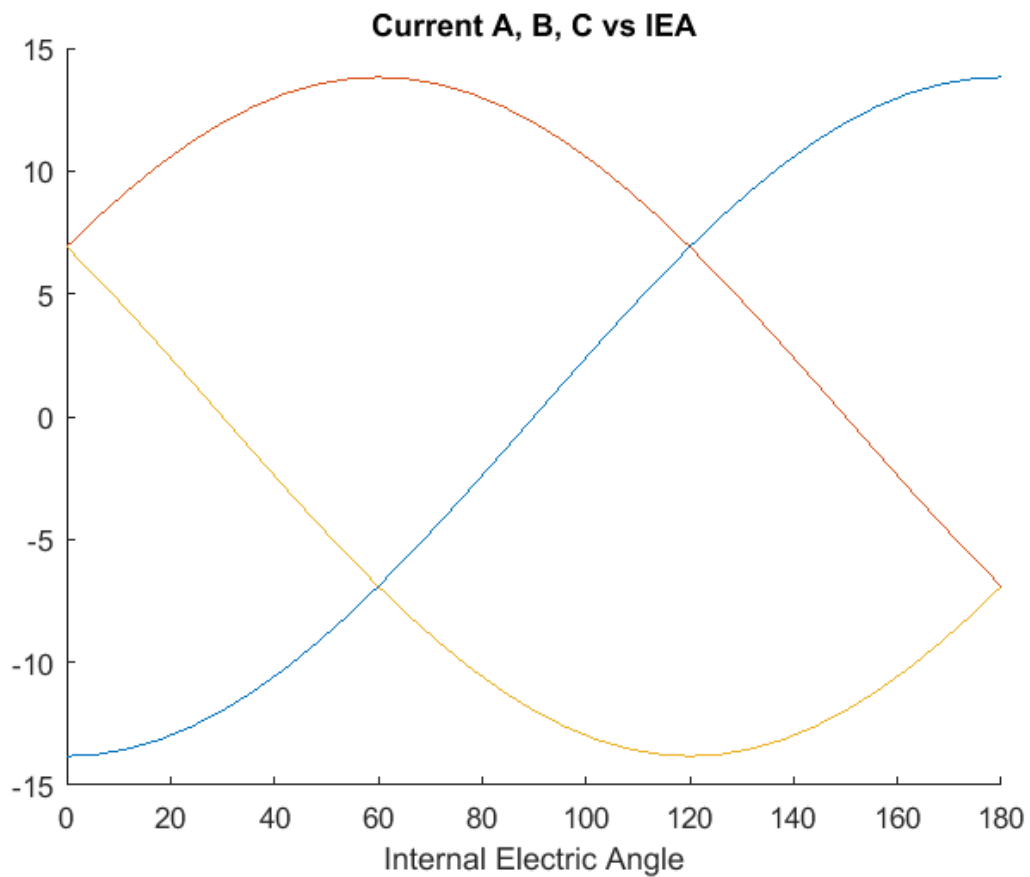
5.1.4 Ανάλυση d-q

5.1.5 Υπολογισμός L_d και L_q για κάθε ρεύμα

Στην περίπτωση των μηχανών επιφανειακών MM, οι αυτεπαγωγές d και q άξονα είναι ίσες, λόγω του γεγονότος ότι η μαγνητική διαπερατότητα των MM είναι περίπου ίδια με αυτή του αέρα. Στην περίπτωση των μηχανών εσωτερικών MM, παρατηρούνται φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ του d και q άξονα, λόγω της διαμόρφωσης του μαγνητικού κυκλώματος του δρομέα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εξάρτηση των αυτεπαγωγών ορθού και εγκάρσιου άξονα από τα ρεύματα d και q άξονα, και όχι μόνο από ρεύματα του ίδιου άξονα, όπως θεωρείται στην προηγούμενη περίπτωση.

Για τον υπολογισμό των αυτεπαγωγών d και q άξονα συναρτήσει των ρευμάτων d και q άξονα, αρχικά ευθυγραμμίζεται μαγνητικός άξονας της φάσης A με τον άξονα d του δρομέα. Με αυτόν τον τρόπο η αρχική γωνία του μετασχηματισμού ορίζεται ίση με $\theta=0$. Στη συνέχεια ορίζονται τα επιθυμητά ρεύματα d και q άξονα. Έπειτα, εφαρμόζεται ο

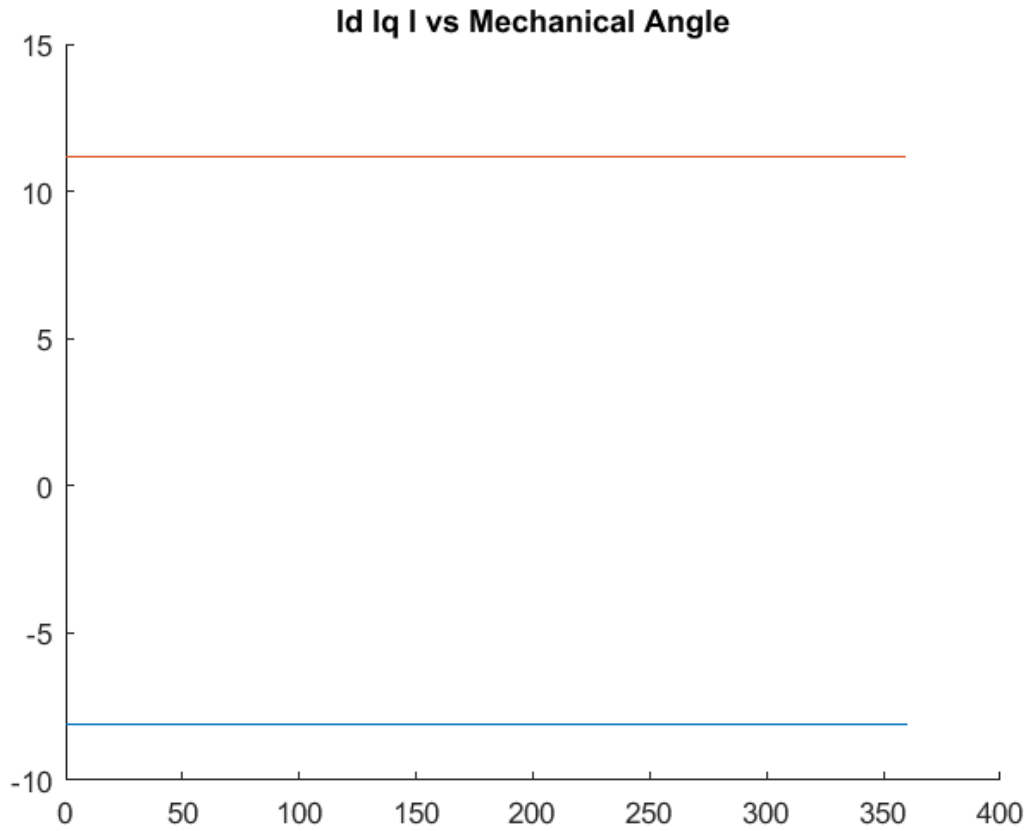
αντίστροφος μετασχηματισμός Park για τον υπολογισμό των στιγμιαίων ρευμάτων των τριών φάσεων που θα εισαχθούν στο μοντέλο ΠΣ. Επομένως, τα τυλίγματα των τριών φάσεων τροφοδοτούνται ως εξής:



Εικόνα 15 - Ρεύματα τριών φάσεων A, B, C για τις διάφορες τιμές ηλεκτρικών γωνιών

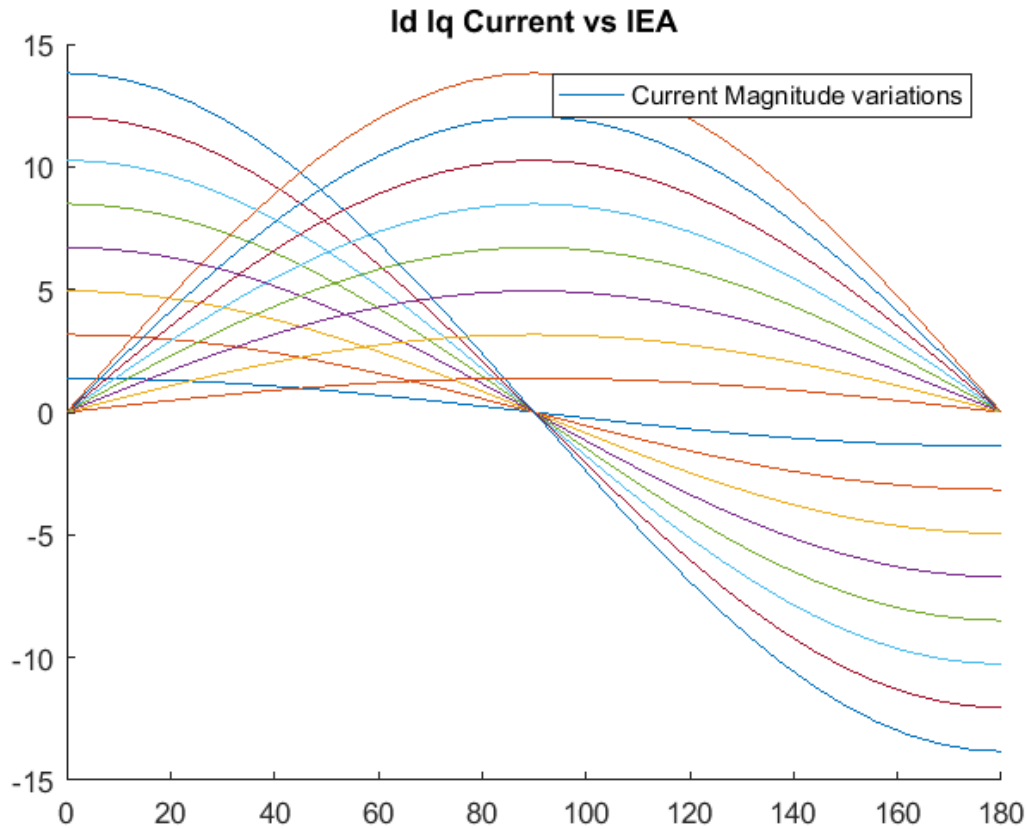
Σε αυτό το διάγραμμα, παρουσιάζεται το ρεύμα των τριών φάσεων συναρτήσει της εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας, για πλάτος πυκνότητας ρεύματος στο 100%.

$$\begin{cases} I_a = I_d \\ I_b = -0.5 \cdot (I_d - \sqrt{3} \cdot I_q) \\ I_c = -0.5 \cdot (I_d + \sqrt{3} \cdot I_q) \end{cases} \quad (67)$$



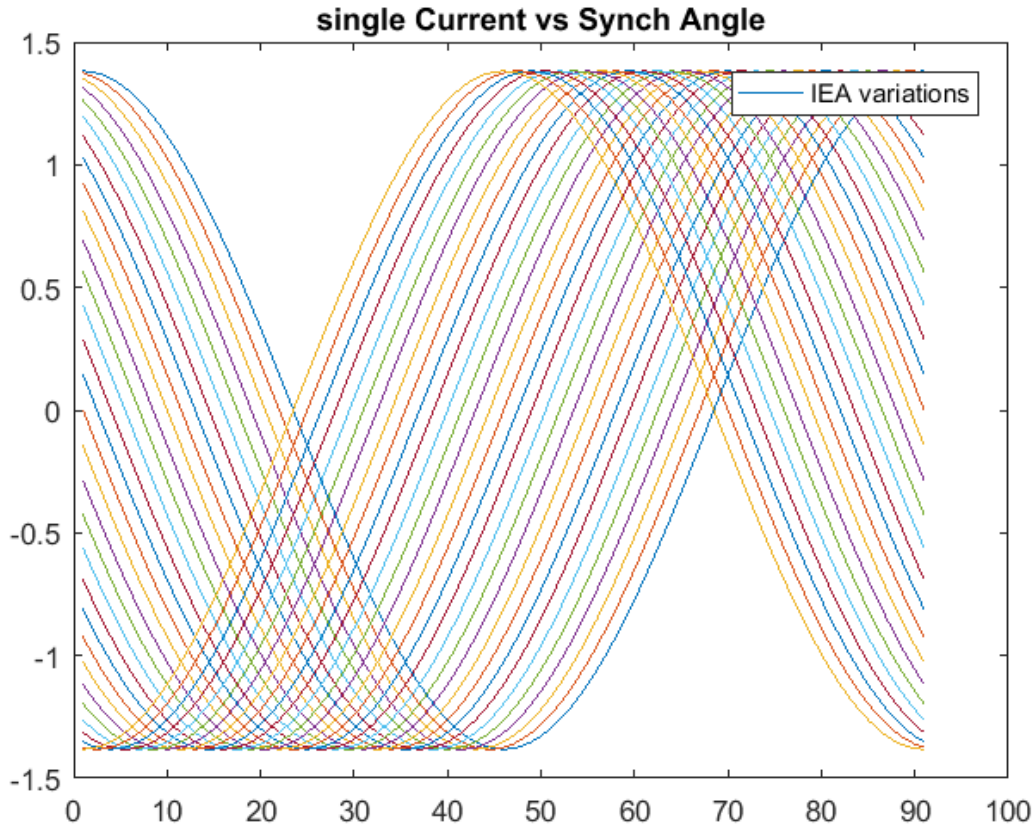
Εικόνα 16 - Ρεύματα ευθέως και κάθετου άξονα συναρτήσει των μηχανικών γωνιών (0°-360°)

Στο παραπάνω διάγραμμα, παρατηρούμε ότι η τιμή των ρευμάτων ευθέως και κάθετου άξονα παραμένει σταθερή, όσο στρέφεται σύγχρονα ο δρομέας, για συγκεκριμένη τιμή πλάτους ρεύματος και ηλεκτρικής γωνίας. Αυτό επιβεβαιώνει το μετασχηματισμό Park.



Εικόνα 17 - Ρεύματα ευθέως και κάθετου άξονα συναρτήσει των εσωτερικών ηλεκτρικών γωνιών (0° - 180°), για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος (10%-100%)

Στο παρόν διάγραμμα, βλέπουμε τα ρεύματα του ευθέως και κάθετου άξονα ως προς την εσωτερική ηλεκτρική γωνία, για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος. Παρατηρούμε πως το ρεύμα κάθετου άξονα (q) μηδενίζεται για ηλεκτρικές γωνίες 0° , 180° , ενώ μεγιστοποιείται σε ηλεκτρική γωνία 90° . Αντίθετα, το ρεύμα ευθέως άξονα (d) μεγιστοποιείται για ηλεκτρικές γωνίες 0° , 180° , ενώ ελαχιστοποιείται σε ηλεκτρική γωνία 90° .



Εικόνα 18 - Κυματομορφή ρεύματος μιας φάσης ως προς τη σύγχρονη γωνία, για τις διάφορες τιμές ηλεκτρικών γωνιών

Στο παραπάνω σχήμα, παρουσιάζεται η κυματομορφή του ρεύματος στα τυλίγματα του στάτη, για τις διάφορες τιμές της εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας.

Μέσω της πεδιακής ανάλυσης υπολογίζονται οι πεπλεγμένες ροές και των τριών φάσεων Λ_a , Λ_b και Λ_c . Εφαρμόζοντας μετασχηματισμό Park με γωνία $\theta=0$ για τις πεπλεγμένες ροές Λ_a , Λ_b , Λ_c προκύπτουν οι ροές του d και q άξονα ως εξής [7]:

$$\begin{cases} \Lambda_d(I_d, I_q) = \frac{2}{3} \cdot (\Lambda_a - \frac{\Lambda_b - \Lambda_c}{2}) \\ \Lambda_q(I_d, I_q) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (\Lambda_b - \Lambda_c) \end{cases} \quad (68)$$

Μέχρι πρότινος, η ανάλυση των πεπλεγμένων ροών και των αυτεπαγωγών εγκάρσιου και κάθετου άξονα γίνονταν ξεχωριστά, τροφοδοτώντας τα τυλίγματα, ώστε να παρατηρηθεί η κατανομή ΜΕΔ με τη μέγιστη τιμή, αναφερόμενη στον d ή στον q άξονα. Ωστόσο, είναι δυνατό να πραγματοποιηθεί μια ανάλυση με ρεύματα στάτη ανεξάρτητα από τη συγκεκριμένη θέση του ρότορα ψ .

Η πεπλεγμένη ροή άξονα d και q μπορεί να ληφθεί από τις τριφασικές πεπλεγμένες ροές ή από την κατανομή πυκνότητας ροής διακένου. Ξεκινώντας από τις πεπλεγμένες ροές Λ_a , Λ_b , και Λ_c ,

$$\Lambda_a = 2pL_{Fe} \frac{n_p}{n_{pp}} \sum_{q=1}^{Q/2p} k_{aq} \frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS \quad (69)$$

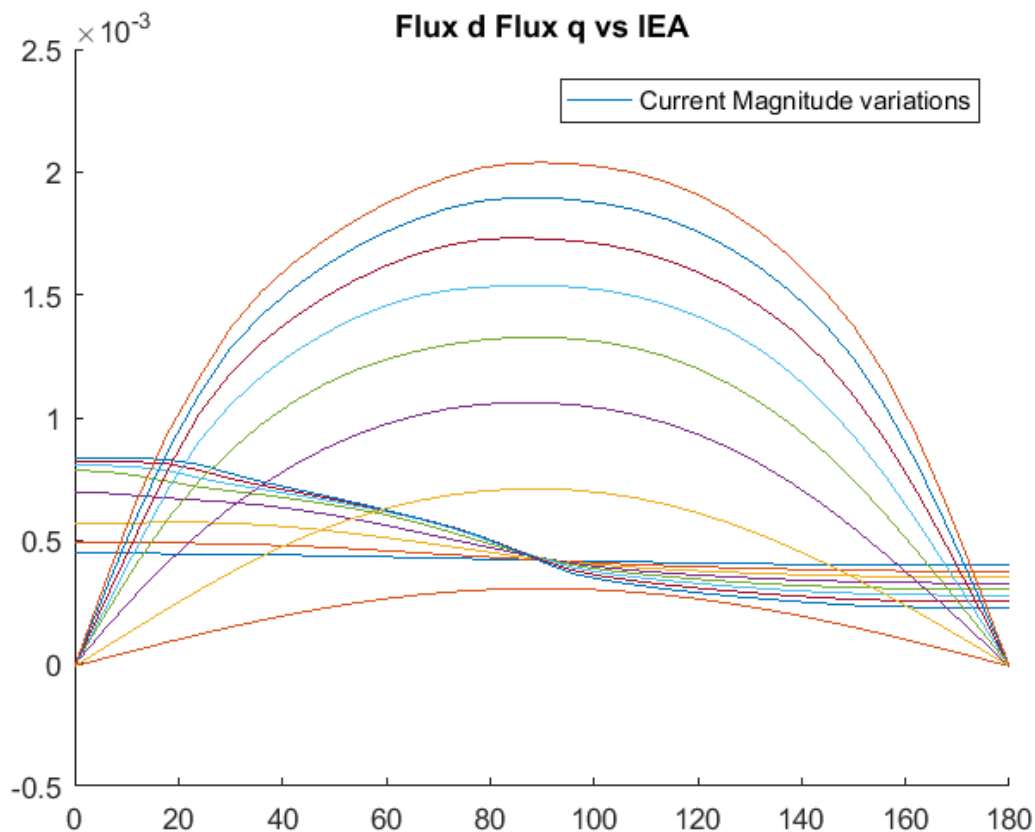
$$\Lambda_b = 2pL_{Fe} \frac{n_p}{n_{pp}} \sum_{q=1}^{Q/2p} k_{bq} \frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS \quad (70)$$

$$\Lambda_c = 2pL_{Fe} \frac{n_p}{n_{pp}} \sum_{q=1}^{Q/2p} k_{cq} \frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS \quad (71)$$

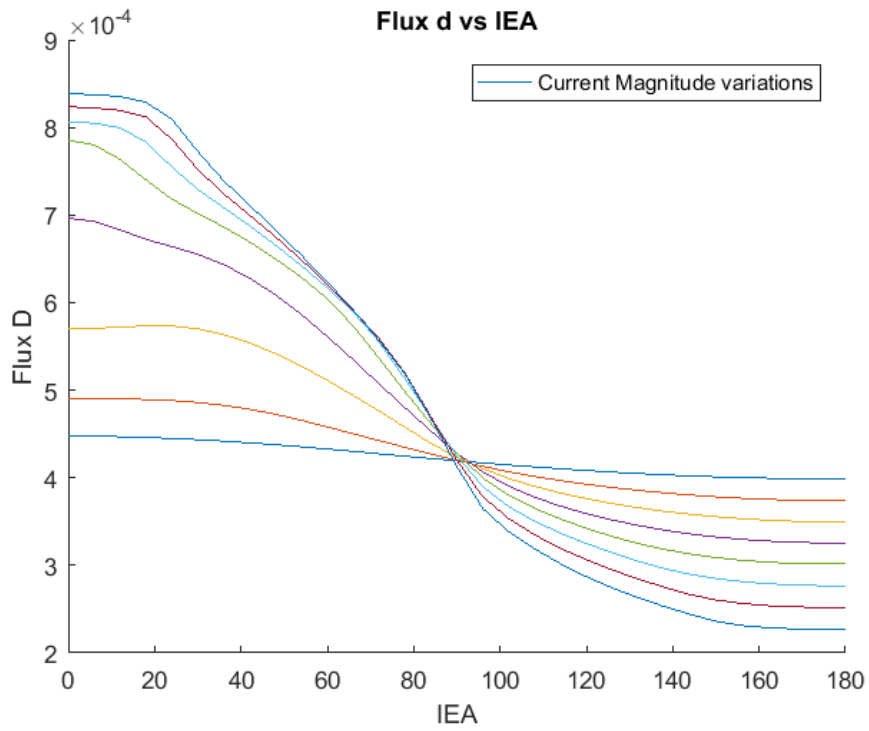
καταλήγουμε στις πεπλεγμένες ροές d και q άξονα, μέσω του μετασχηματισμού Park, όπως παρακάτω:

$$\Lambda_d = \frac{2}{3} \left[\Lambda_a \cos\theta + \Lambda_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \Lambda_c \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (72)$$

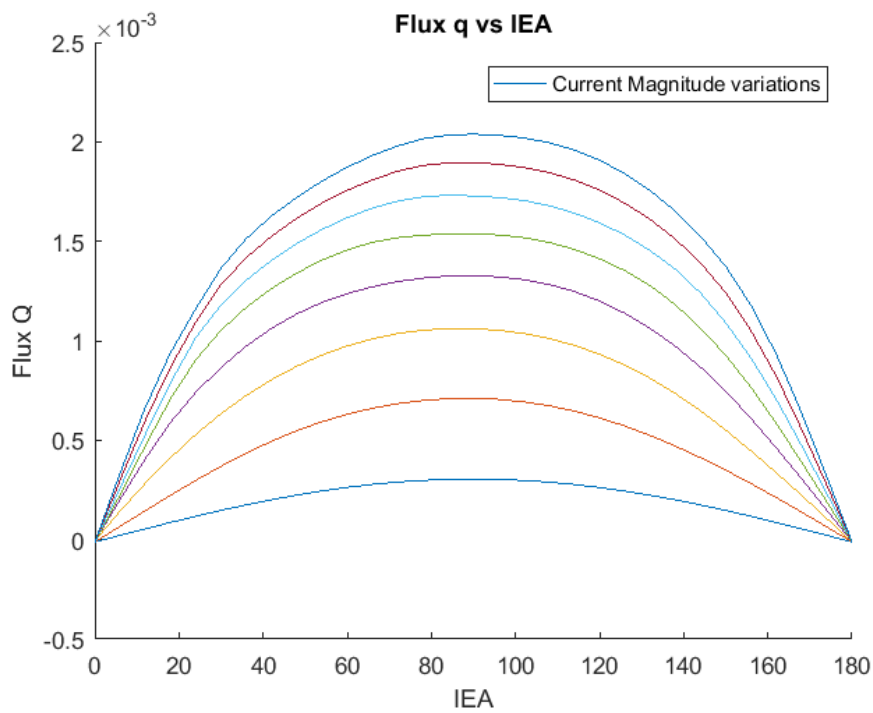
$$\Lambda_q = -\frac{2}{3} \left[\Lambda_a \sin\theta + \Lambda_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \Lambda_c \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (73)$$



Εικόνα 19 - Πεπλεγμένες ροές ευθέως και κάθετου άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0°-180°)



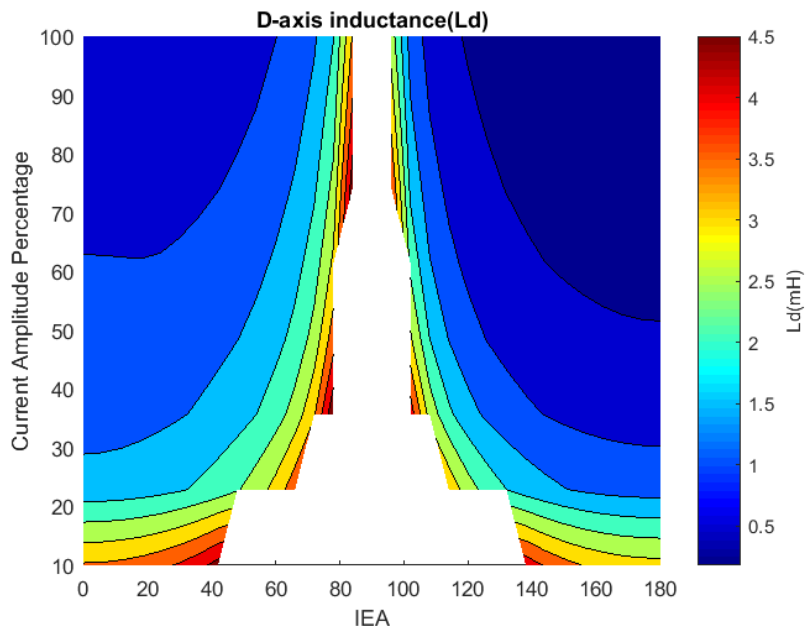
Εικόνα 20 - Πεπλεγμένες ροές ευθέως άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0° - 180°)



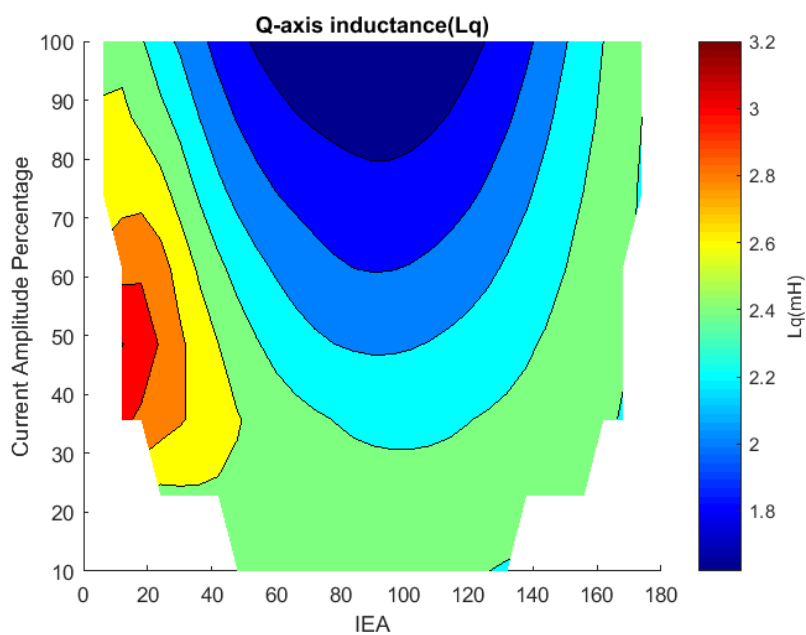
Εικόνα 21 - Πεπλεγμένες ροές κάθετου άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0° - 180°)

ενώ αντίστοιχα οι αυτεπαγωγές ευθέως και εγκάρσιου άξονα υπολογίζονται ως εξής [7]:

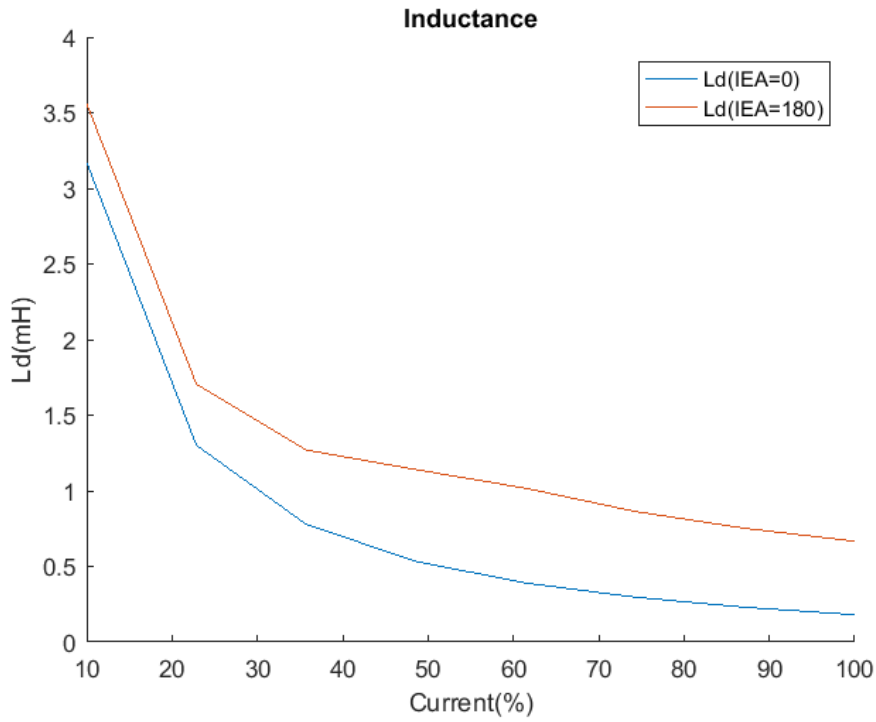
$$\begin{cases} L_d(I_d, I_q) = \frac{\Lambda_d(I_d, I_q)}{I_d} \\ L_q(I_d, I_q) = \frac{\Lambda_q(I_d, I_q)}{I_q} \end{cases} \quad (74)$$



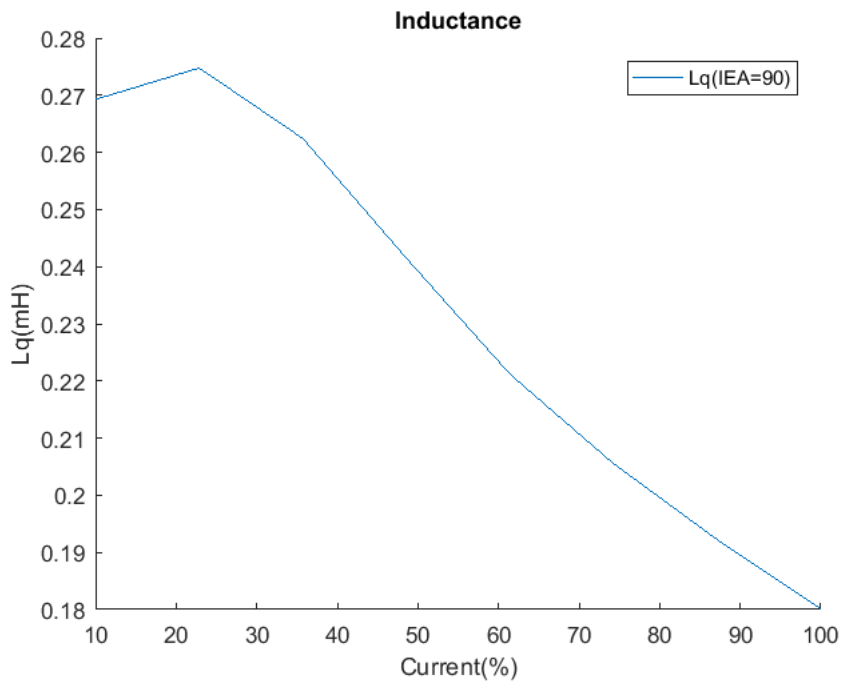
Εικόνα 22- Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (L_d) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA



Εικόνα 23- Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA

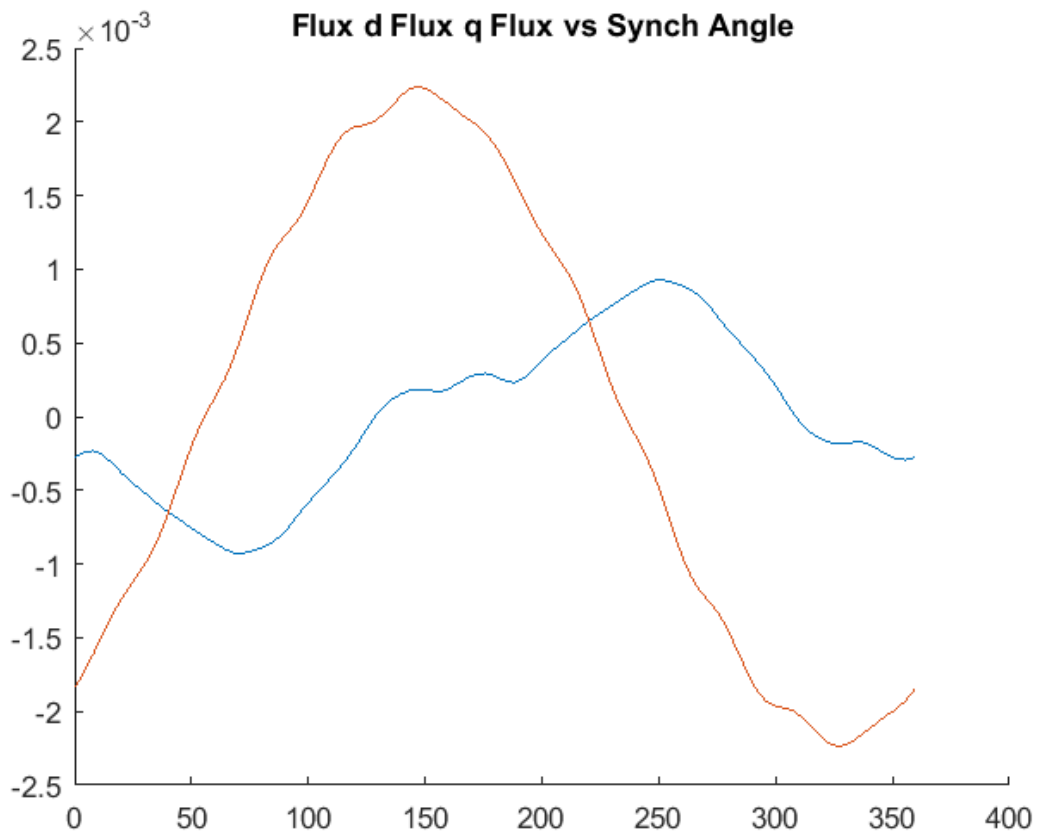


Εικόνα 24 - Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (L_d) ως προς τα πλάτη ρεύματος τις ηλεκτρικές γωνίες IEA: $0^\circ, 180^\circ$



Εικόνα 25 - Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς τα πλάτη ρεύματος για ηλεκτρική γωνία IEA: 90°

Στις Εικόνες 22, 23 παρουσιάζονται οι αυτεπαγωγές ορθού και κάθετου άξονα, αντίστοιχα, ενώ στις Εικόνες 24,25 παρουσιάζονται οι αυτεπαγωγές ευθέως στις $0^\circ, 180^\circ$ και κάθετου άξονα στις 90° .



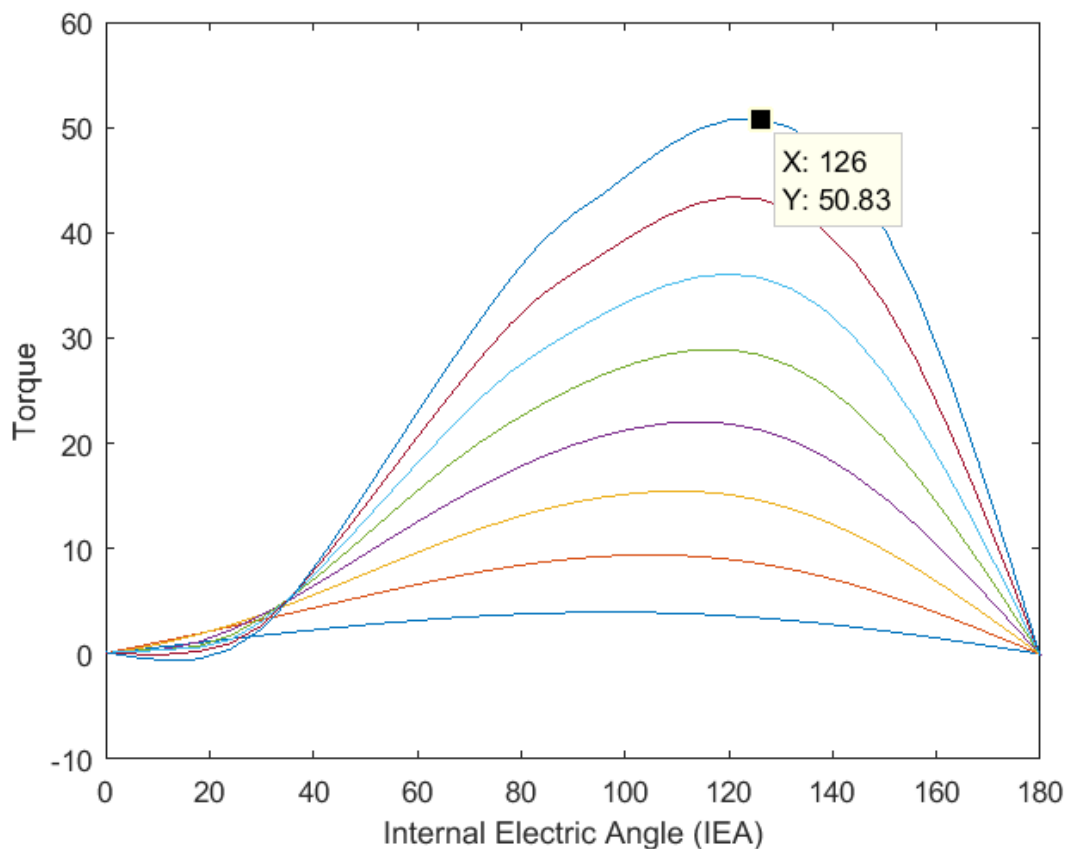
Εικόνα 26 - Ροή ευθέως και κάθετου άξονα για τη γωνία μέγιστης ροπής ως προς τη μηχανική γωνία ($0^\circ-360^\circ$)

Τέλος, στην Εικόνα 26, παρουσιάζεται η περιοδικότητα της μαγνητικής ροής για συγκεκριμένη εσωτερική ηλεκτρική γωνία, καθώς αλλάζει η θέση του ρότορα.

5.1.6 Παραμετρική επίλυση κινητήρα μονίμων μαγνητών

Μετά τον καθορισμό των επιθυμητών γεωμετρικών χαρακτηριστικών και την εισαγωγή του απαραίτητου επιπέδου ηλεκτρικής φόρτισης στα τυλίγματα του στάτη (πυκνότητα ρεύματος J), ακολουθεί η «ανάλυση με σταθερό δρομέα». Στην περίπτωση επιλογής «ανάλυσης με σταθερό δρομέα», η γεωμετρία σχεδιάζεται και πλεγματοποιείται μόνο κατά την πρώτη εκτέλεση του επιλύτη. Εν συνεχεία προσομοιώνεται μεταβολή της ηλεκτρικής γωνίας ισχύος του κινητήρα, στο διάστημα ($0^\circ, 180^\circ$) μέσω ολίσθησης της φάσης των ρευμάτων στάτη, διατηρώντας την ημιτονοειδή κατανομή των ρευμάτων των τριών φάσεων.

Μέσω του παραπάνω συνόλου επιλύσεων προκύπτει η μεταβολή της στιγμιαίας ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα συναρτήσει της φάσης των ρευμάτων στάτη, όπως φαίνεται στην Εικόνα 27.



Εικόνα 27 - Μέση ροπή ως προς τις εσωτερικές ηλεκτρικές γωνίες, για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος

Η πληροφορία αυτή μπορεί στη συνέχεια να χρησιμοποιηθεί για την εξαγωγή της επιθυμητής αρχικής γωνίας των ρευμάτων των τριών φάσεων κατά την «ανάλυση με σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα», έτσι ώστε να εξαχθούν τα χαρακτηριστικά επίδοσης, απόδοσης και ποιότητας ισχύος του κινητήρα υπό δεδομένη ηλεκτρική φόρτιση (π.χ. ονομαστική φόρτιση, υπερφόρτιση) και συνθήκες οδήγησης που επιβάλλονται από το

σύστημα ελέγχου (π.χ. συνθήκη μέγιστης ροπής ανά ρεύμα, ενίσχυσης πεδίου, εξασθένησης πεδίου). Αξίζει να σημειωθεί ότι η λειτουργία μέγιστης ροπής ανά ρεύμα αντιστοιχεί στη γωνία ισχύος με τη μεγαλύτερη παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή για το συγκεκριμένο επίπεδο ηλεκτρικής φόρτισης, ενώ αντίστοιχα οι περιοχές εξασθένησης και ενίσχυσης του πεδίου αντιστοιχούν σε γωνίες που βρίσκονται εκατέρωθεν της γωνίας μέγιστης ροπής.

Στη συνέχεια, έπειτα από την εισαγωγή στο πρόγραμμα παραμετρικής επίλυσης της επιθυμητής αρχικής γωνίας ισχύος, ακολουθεί η ανάλυση με «σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα», όπου σε αυτή την περίπτωση τα πεδία δρομέα και στάτη στρέφονται συγχρονισμένα για διάστημα μιας πλήρους ηλεκτρικής περιστροφής μέσω συγχρονισμένης ολίσθησης της φάσης των ρευμάτων στάτη και της γωνίας στροφής του δρομέα.

Για τις ανάγκες αυτής της ανάλυσης, σε αντίθεση με πριν, η γεωμετρία σχεδιάζεται και επαναπλεγματοποιείται κάθε φορά που καλείται ο μαγνητοστατικός επιλύτης. Επιπλέον οι πυκνότητες ρεύματος για τις φάσεις A,B,C εισάγονται κατά τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να λαμβάνεται υπόψιν η αρχική γωνία, αλλά και να ικανοποιείται η ημιτονοειδής τριφασική κατανομή των κινητήρων AC για κάθε μαγνητοστατικό στιγμιότυπο. Ως έξοδος του αλγορίθμου ύστερα από την ανάλυση με «σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα» προκύπτει η ακριβής κυματομορφή στιγμιαίας ροπής και η κυματομορφή της επαγόμενης τάσης στάτη.

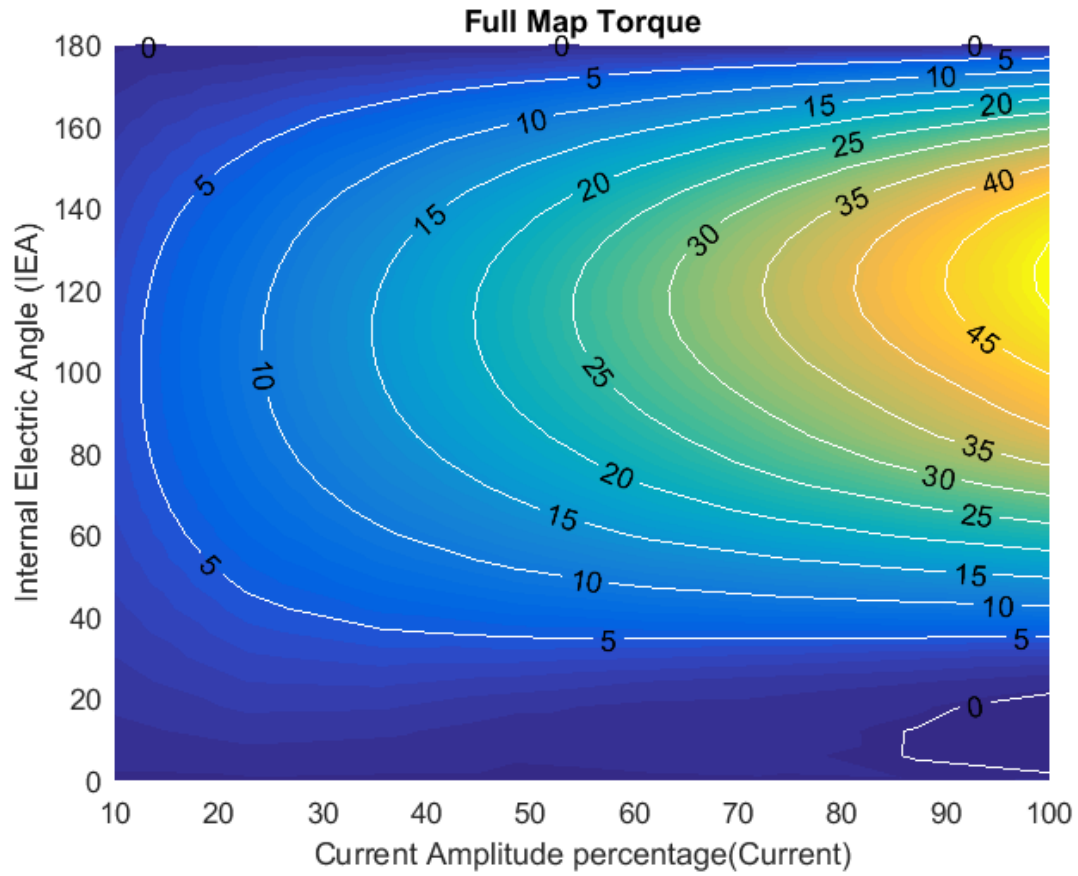
5.1.7 Υπολογισμός μέσης ροπής και κυμάτωσης ροπής

Για την εξαγωγή της κυματομορφής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής αρχικά υπολογίζεται η επιθυμητή αρχική γωνία των ρευμάτων στάτη, από την ανάλυση με «σταθερό δρομέα», συναρτήσει της συνθήκης λειτουργίας που επιβάλλεται από το σύστημα ελέγχου. Στη συνέχεια, μέσω της ανάλυσης με «σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα», όπως περιγράφηκε παραπάνω, μπορεί να υπολογιστεί κυματομορφή της στιγμιαίας ροπής για κάθε βήμα, μέσω ολοκλήρωσης του τανυστή του Maxwell κατά μήκος της επιφάνειας του διακένου, πολλαπλασιαζόμενο με το ενεργό μήκος του κινητήρα, λόγω της δισδιάστατης φύσης του προβλήματος

$$T_e = \frac{D_g L}{\mu_0} \int_{L_{g_n}} B_B B_t dl \quad (75)$$

όπου I_g είναι η περιφέρεια του διακένου. Η τιμή της στιγμιαίας ροπής αποθηκεύεται για κάθε βήμα της ανάλυσης με «σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα». Σε επόμενο στάδιο υπολογίζεται η μέση ροπή (mean torque) για μια ηλεκτρική περίοδο, καθώς και η κυμάτωσή της (torque ripple).

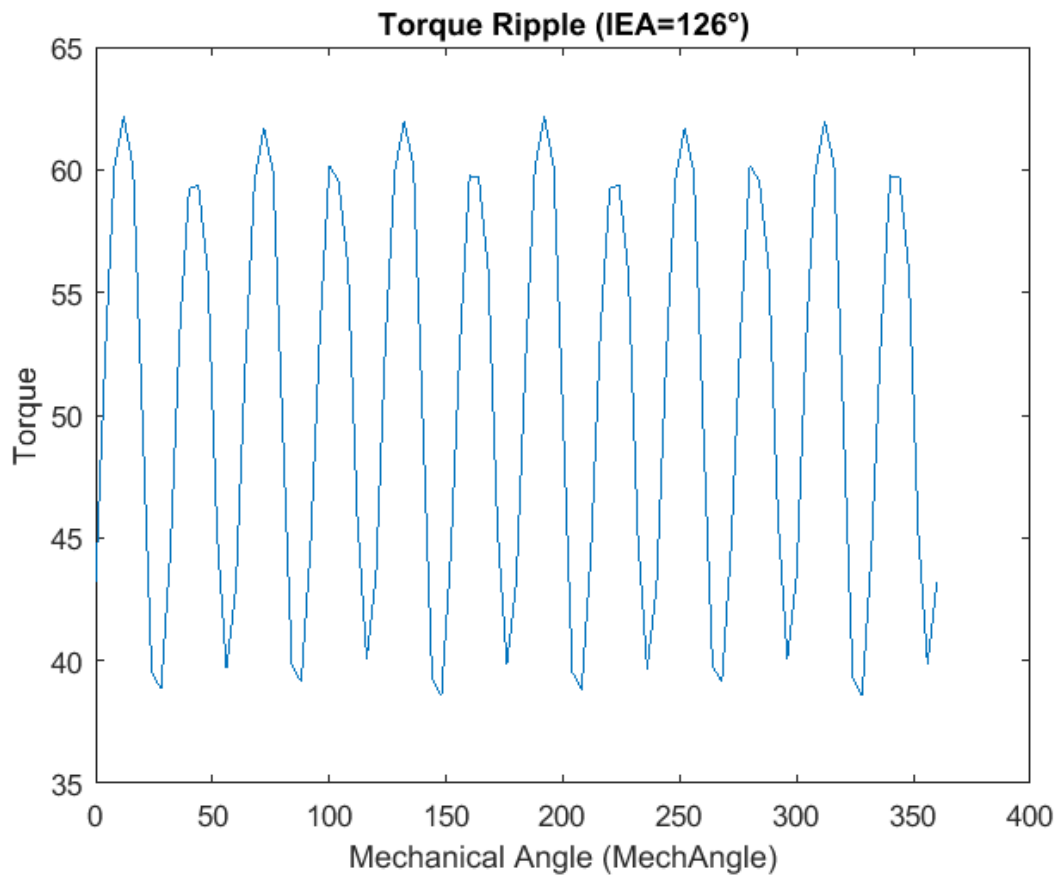
Στο παρακάτω σχήμα, παρουσιάζεται ο χάρτης ροπής συναρτήσει της εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0° - 180°) και του ποσοστού πλάτους της πυκνότητας ρεύματος (10%-100%). Παρατηρούμε ότι η μέγιστη δυνατή μέση ροπή καθορίζεται στα 50.83 Nm, σε μέγιστο πλάτος πυκνότητας ρεύματος ($J = 100\% \cdot 4A/mm^2$) και ηλεκτρική γωνία IEA = 126° .



Εικόνα 28 - Χάρτης ροπής συναρτήσει εσωτερικών ηλεκτρικών γωνιών και πλατών πυκνότητας ρεύματος

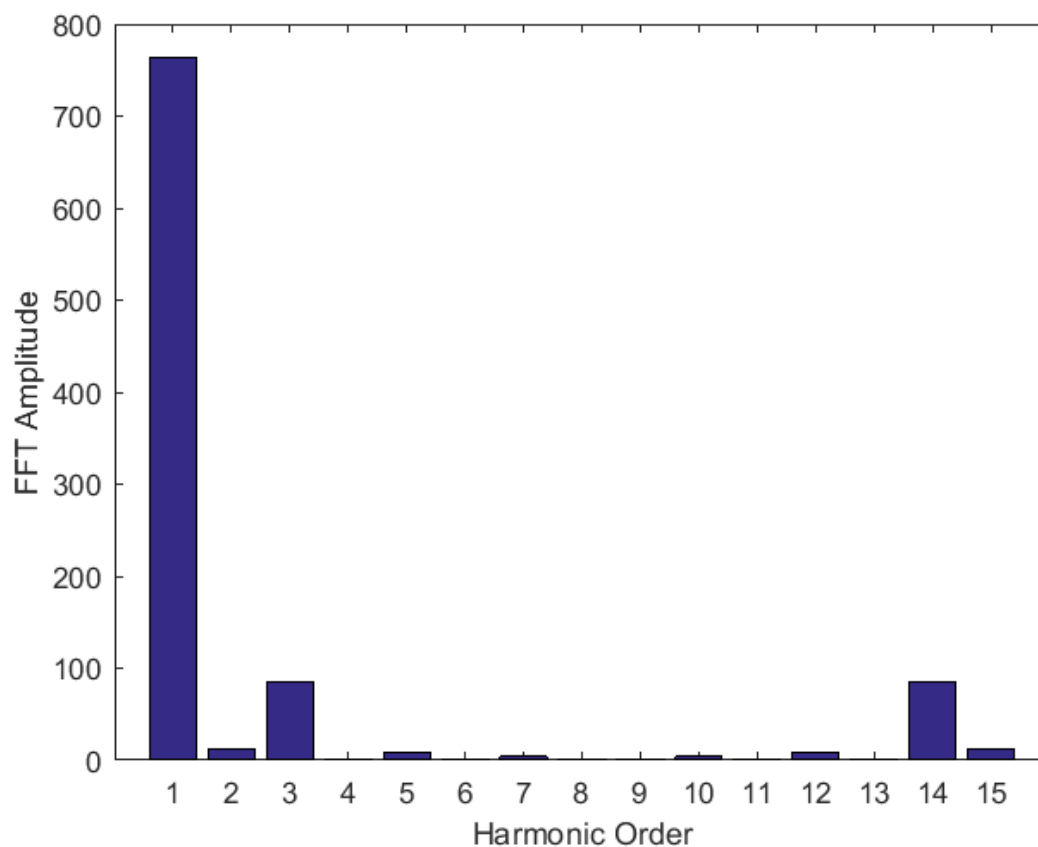
Η κυμάτωση προκύπτει από το ποσοστό της μέγιστης μείον της ελάχιστης ροπής διά τη μέση ροπή ως εξής:

$$T_r = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{mean}} \quad (76)$$



Εικόνα 29 - Κυμάτωση ροπής

Προφανώς, όσο μειώνεται το βήμα της γωνίας, τόσο αυξάνεται η ακρίβεια αλλά και το υπολογιστικό κόστος της διαδικασίας, και συνεπώς τίθεται εκ νέου μια ανάγκη συμβιβασμού. Συνήθως χρησιμοποιείται βήμα 1. Ο υπολογισμός της κυμάτωσης ροπής είναι ιδιαίτερα σημαντικός κατά την ανάγκη ανάλυσης της λειτουργίας των ΣΚΜΜ διότι είναι ένα στοιχείο προσδιορισμού της αξιοπιστίας του κινητήρα, καθώς όσο μικρότερη τιμή έχει, τόσο μικρότερη καταπόνηση ασκείται στον άξονα του. Επιπλέον, οι κινητήρες με μεγάλη κυμάτωση ροπής προκαλούν σημαντικό θόρυβο κατά τη λειτουργία τους, γεγονός που τους καθιστά ακατάλληλους για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, όπου ένας από τους κύριους στόχους είναι η όσο το δυνατόν πιο αθόρυβη λειτουργία του.



Εικόνα 30 - Αρμονικό περιεχόμενο κυμάτωσης ροπής

5.1.8 Υπολογισμός επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης και τάσης τυμπάνου.

Ένα από τα σημαντικά χαρακτηριστικά που πρέπει να εξεταστούν σε έναν κινητήρα είναι η επαγόμενη αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη (αντί-ΗΕΔ) που αναπτύσσει. Επιπλέον, η επαγόμενη τάση παίζει σημαντικό ρόλο στην ικανότητα λειτουργίας του κινητήρα από χαμηλές έως υψηλές στροφές, επηρεάζοντας τις προδιαγραφές του συστήματος οδήγησής του. Η ποιότητα της επαγόμενης κυματομορφής (αρμονική παραμόρφωση) παίζει κρίσιμο ρόλο, τόσο στην μηχανική ισχύ που παράγεται από τον κινητήρα, όσο και στην ποιότητα της ηλεκτρικής ισχύος που εξάγεται από το δίκτυο με το οποίο συνδέεται.

Επιπλέον, η τιμή της αρμονικής παραμόρφωσης στην επαγόμενη τάση, όταν τροφοδοτείται με ημιτονοειδή ρεύματα, παρέχει αξιόπιστη ένδειξη για την ύπαρξη υψηλότερων αρμονικών ρευμάτων όταν ο κινητήρας τροφοδοτείται από έναν αντιστροφέα. Σε τέτοιες περιπτώσεις, η τάση δεν είναι απολύτως ημιτονοειδής λόγω της τεχνικής της διαμόρφωσης του εύρους των παλμών, με αποτέλεσμα την εμφάνιση υψηλότερων αρμονικών. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της διακύμανσης της ροπής και την εμφάνιση απωλειών λόγω δινορρευμάτων. Όσον αφορά τη μεθοδολογία προσδιορισμού της αντί-ΗΕΔ και της τάσης τυμπάνου, αυτές θα αναλυθούν περαιτέρω παρακάτω.

Όταν ένας αγώγιμος βρόχος διαρρέεται από μεταβαλλόμενη μαγνητική ροή, τότε επάγεται μια τάση στο βρόχο. Από τον νόμο του Faraday η αναπτυσσόμενη αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη δίνεται από τη σχέση:

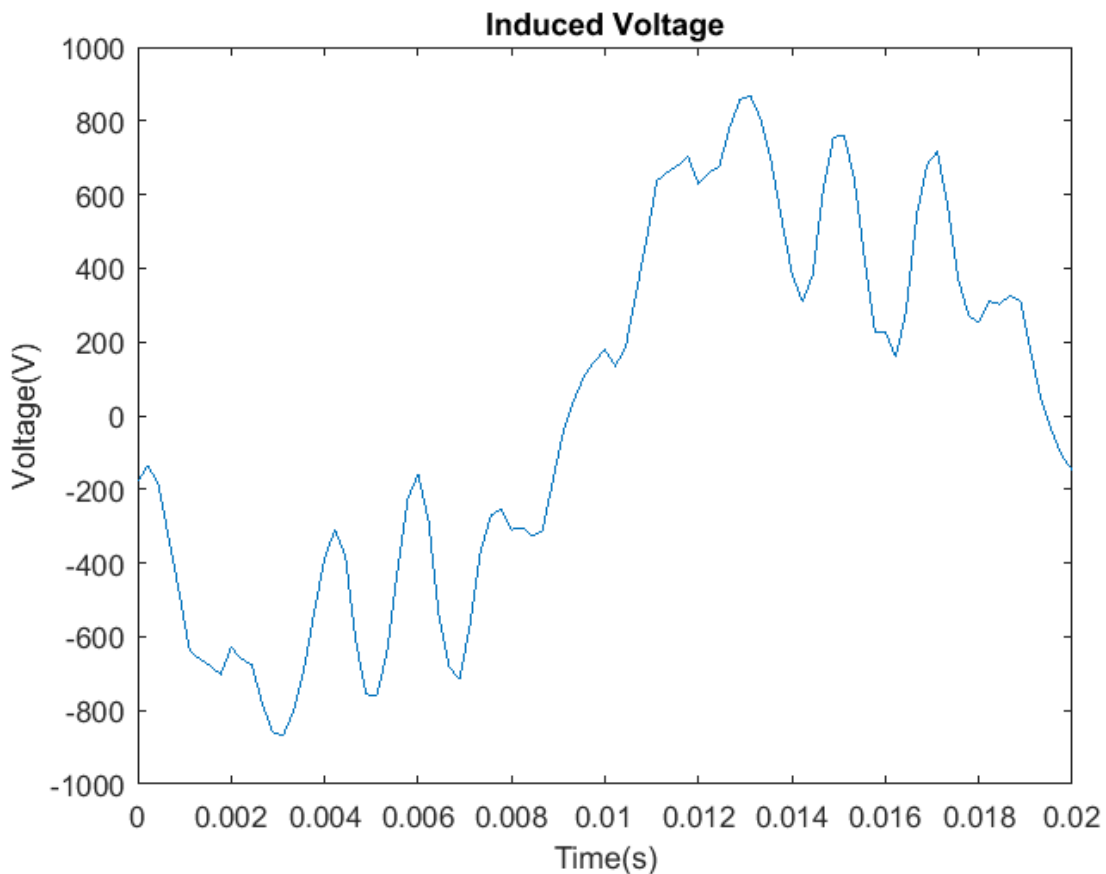
$$E = -N_i \frac{d\Phi}{dt} \quad (77)$$

όπου N ο αριθμός των σπειρών ανά φάση και Φ η μαγνητική ροή που εμπλέκουν τα τυλίγματα αυτά. Το πρόσημο μείον οφείλεται στον κανόνα του Lenz, σύμφωνα με τον οποίο το αιτιατό αντιτίθεται στο αίτιο. Συνεπώς το αποτέλεσμα, δηλαδή η αναπτυσσόμενη αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη, τείνει να μειώσει το αίτιο που την προκάλεσε δηλαδή τη μεταβολή της μαγνητικής ροής, εξ' ου και το πρόσημο αλλά και το πρόθεμα "αντί" στην ηλεκτρεγερτική δύναμη. Καθώς όμως δεν υφίσταται μια αναλυτική σχέση για τη μαγνητική ροή συναρτήσει του χρόνου και συνεπώς για τη μεταβολή της μαγνητικής ροής, καταφεύγουμε στον ορισμό της παραγωγού, ούτως ώστε να προκύψει μια βολικότερη για τη διενέργεια των υπολογισμών μορφή:

$$E(t) = -N \frac{\Phi(t_2) - \Phi(t_1)}{t_2 - t_1} \quad (78)$$

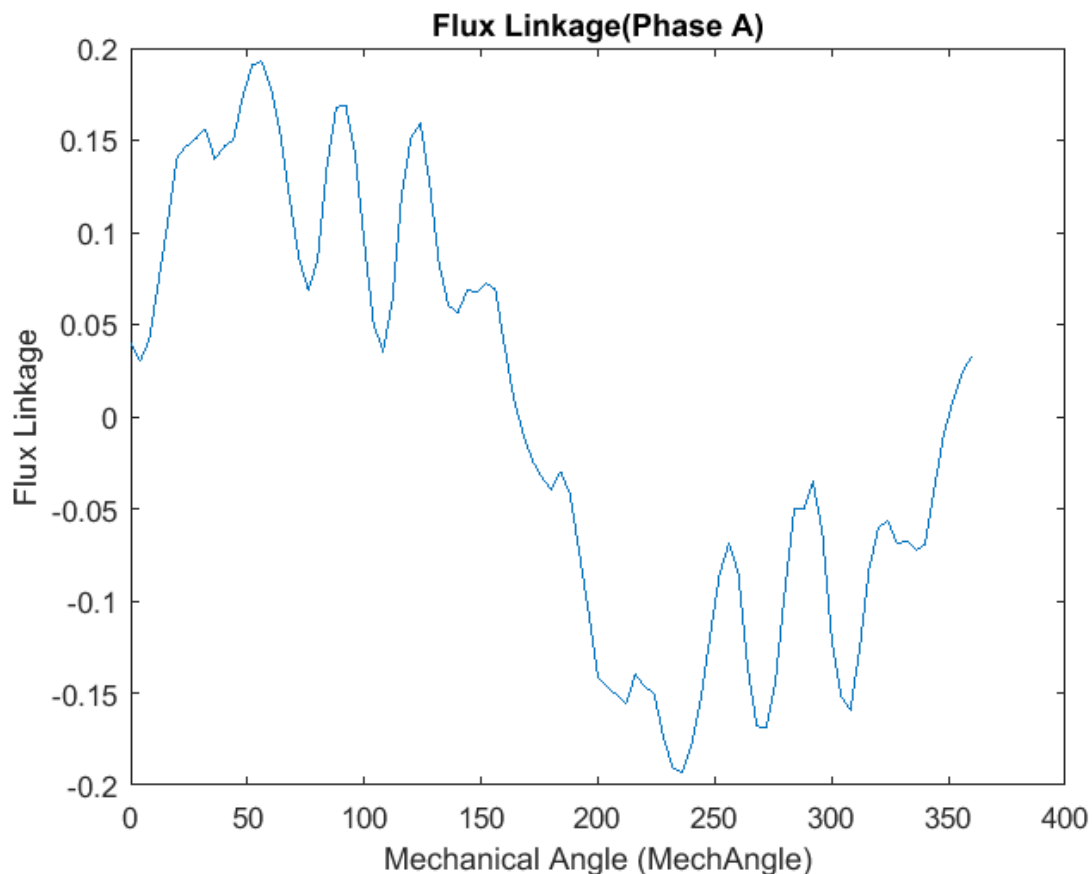
όπου t2 και t1 δύο χρονικές στιγμές, που στην εφαρμογή μας καθορίζονται από τη μεταβολή της γωνίας δρομέα και καθώς είναι γνωστή η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής, μπορεί να υπολογιστεί η χρονική διαφορά μέσω της ακόλουθης σχέσης:

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{\Delta\theta}{\omega_m} \quad (79)$$



Εικόνα 31 - Κυματομορφή επαγόμενης τάσης στα άκρα τυλιγμάτων ως προς το χρόνο

Στο παραπάνω σχήμα, βλέπουμε την αναπτυσσόμενη αντί-ΗΕΔ στους ακροδέκτες του κινητήρα συναρτήσει του χρόνου. Παρατηρούμε ότι η κυματομορφή της επαγόμενης τάσης είναι ημιτονοειδής, καθώς επίσης ότι υπάρχει μεγάλη κυμάτωση.



Εικόνα 32 - Πεπλεγμένη ροή φάσης A ως προς τη μηχανική γωνία

Τέλος, παραπάνω παρουσιάζεται η κυματομορφή της πεπλεγμένης ροής της φάσης A συναρτήσει της μηχανικής γωνίας. Παρατηρούμε ότι η μορφή της τάσης είναι παρόμοια με αυτή της πεπλεγμένης ροής, με τη διαφορά του αρνητικού προσήμου που αναστρέφει τη φορά του ημιτόνου

5.1.9 Συντελεστής Ισχύος

Η αρχή λειτουργίας του κινητήρα SynRM βασίζεται στη θεωρία της αντίστασης, δηλαδή όταν ένα μαγνητικό υλικό τοποθετείται σε ένα μαγνητικό κύκλωμα, οι γραμμές του μαγνητικού ρεύματος θα προσπαθήσουν πάντα να ακολουθήσουν τη διαδρομή με τη χαμηλότερη αντίσταση.

Οι κατευθύνσεις των γραμμών του μαγνητικού ρεύματος, βάσει της θεωρίας της αντίστασης θα υπάρχουν δύο διαδρομές για τις γραμμές του μαγνητικού ρεύματος. Μία ακολουθεί τη διαδρομή με χαμηλή αντίσταση (άξονας d) και μία ακολουθεί τη διαδρομή με υψηλή αντίσταση (άξονας q). Η αντίσταση κατά μήκος των αξόνων d και q είναι ίδια στην ισοτροπική δομή, καθώς είναι μαγνητικά ουδέτερη. Επομένως, δεν ασκείται καμία δύναμη πάνω της, δηλαδή η ροπή αντίστασης είναι μηδέν.

Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι υπάρχουν δύο διαδρομές, μία κατά μήκος του άξονα d και μία κατά μήκος του άξονα q. Λόγω της τάσης των γραμμών του μαγνητικού ρεύματος να ακολουθούν τη διαδρομή με τη χαμηλότερη αντίσταση, ασκείται μια αντιωρολογιακή δύναμη στον ρότορα για να ευθυγραμμιστεί με την κατεύθυνση των γραμμών του μαγνητικού ρεύματος.

Αυτή είναι η βασική αρχή πίσω από τη λειτουργία του κινητήρα SynRM. Ο στάτης παράγει μεταβλητά μαγνητικά πεδία τριών φάσεων που περιστρέφονται με ταχύτητα συγχρονισμού, συνεχίζοντας έτσι την κίνηση του ρότορα με στόχο την ευθυγράμμιση του σε μια διαδρομή με χαμηλότερη αντίσταση.

Ο λόγος εκτυπότητας [4]:

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \quad (80)$$

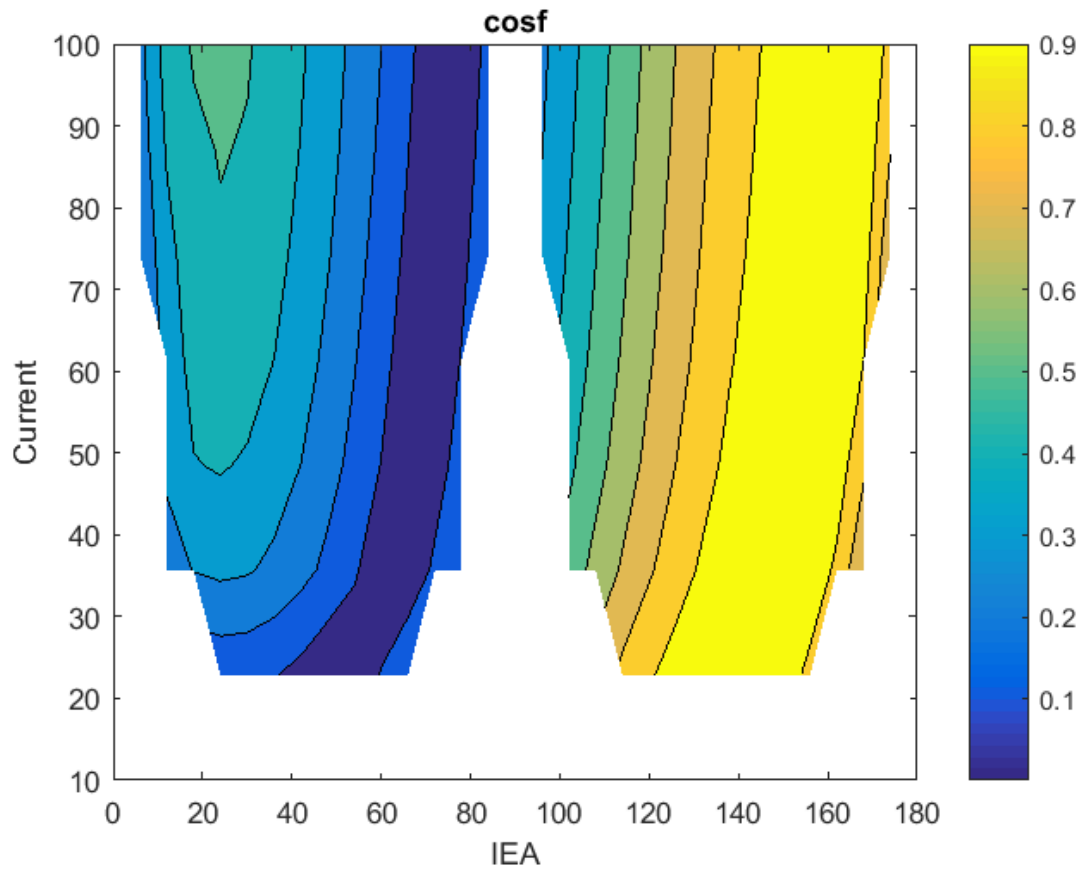
Οι αυτεπαγωγές κατά μήκος του ευθέως άξονα (L_d) και του κάθετου άξονα (L_q) εξαρτώνται από τη διάταξη της δομής του ροτόρα. Οι διάφορες ανισοτροπικές δομές οδηγούν σε διαφορετικές τιμές των L_d και L_q . Συνεπώς, είναι δυνατό να βελτιωθεί η απόδοση ροπής του κινητήρα SynRM με την αύξηση του λόγου εκτυπότητας, προσπαθώντας να μεγιστοποιηθεί το L_d και να ελαχιστοποιηθεί το L_q . Ο συντελεστής ισχύος (p.f) του κινητήρα SynRM επηρεάζεται επίσης από τις τιμές των L_d και L_q , όπως φαίνεται στην παρακάτω εξίσωση [4]:

Συντελεστής ισχύος:

$$\cos\varphi = \frac{(\xi-1) \cdot I_d \cdot I_q}{(\sqrt{(\xi I_d)^2 + I_q^2}) \cdot (\sqrt{I_d^2 + I_q^2})} \quad (81)$$

Όπου η μέγιστη τιμή βρίσκεται από:

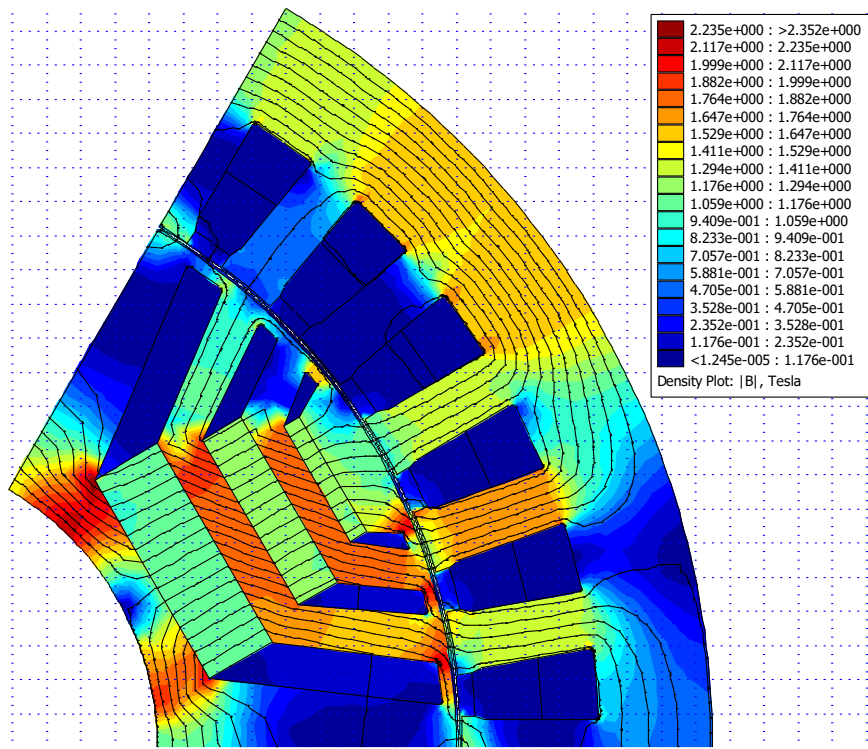
$$\cos\varphi_{max} = \frac{\xi-1}{\xi+1} \quad (82)$$



Εικόνα 33 - Συντελεστής Ισχύος ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες (IEA) και τα πλάτη ρεύματος (Current)

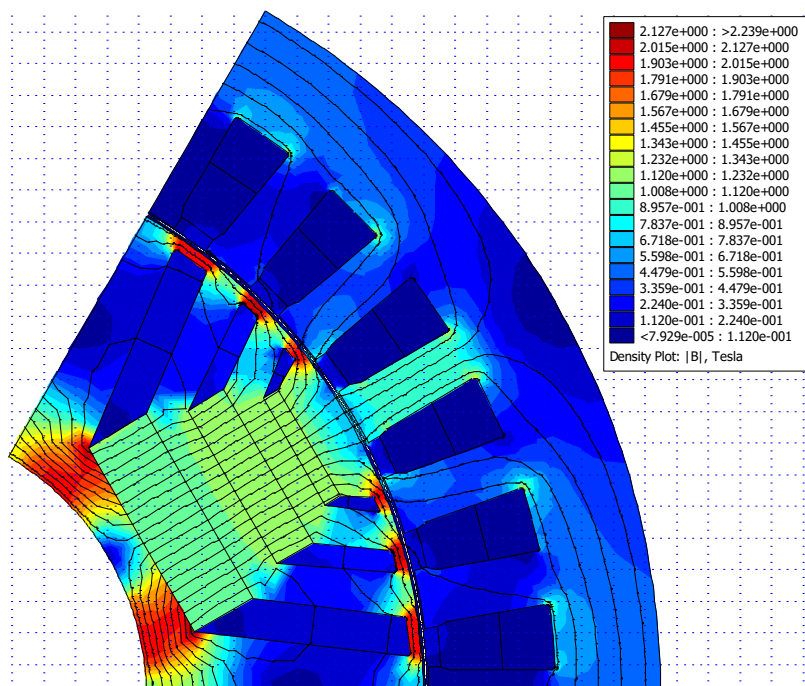
Παρατηρούμε πως η μέγιστη τιμή του συντελεστή ισχύος εμφανίζεται κοντά στις τιμές ηλεκτρικής γωνίας $IEA = 120^{\circ} - 170^{\circ}$, ενώ για $IEA = 50^{\circ} - 80^{\circ}$ έχουμε «κακό» συντελεστή ισχύος.

Στις Εικόνες 34-36, αποτυπώνεται η κατανομή της μαγνητικής επαγωγής από το FEMM σε τρεις βασικές λειτουργικές καταστάσεις. Προκύπτει έτσι μια αναπαράσταση των δυνατοτήτων σχεδίασης που προσφέρει το παραμετρικό πρόγραμμα σχεδίασης που υλοποιήθηκε.



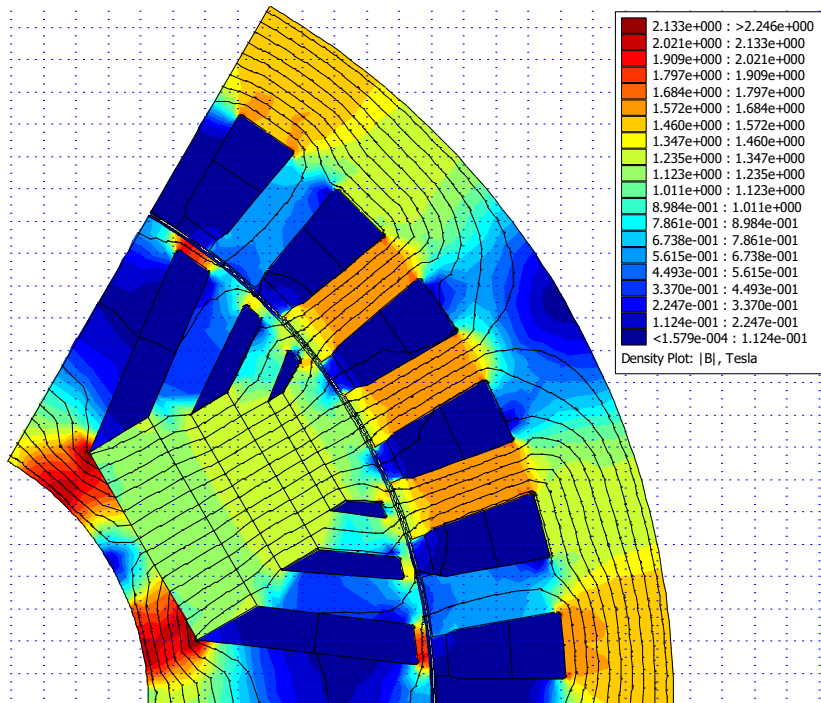
Εικόνα 34 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού PMASynRM κινητήρα $T_e = 50.8332 \text{ Nm}$, $\delta=126^\circ$, $CurAmp=100\%$

Παρατηρούμε πως στη μέγιστη τιμή της ροπής, η μαγνητική επαγωγή έχει μετατοπιστεί από τη νοητή ευθεία προς το στάτη. Έτσι, προκύπτει η μέγιστη δυνατή ροπή στο διάκενο.



Εικόνα 35 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού PMASynRMκινητήρα $T_e = 0.156026 \text{ Nm}$, $\delta=0^\circ$, $CurAmpI=100\%$

Σε γωνία $\delta=0^\circ$, όμως, παρατηρείται η μέγιστη δυνατή εξασθένιση του πεδίου. Επομένως, η μαγνητική επαγωγή στο στάτη έχει την ελάχιστη δυνατή μέση τιμή, όπως φαίνεται στο σχήμα 35.



Εικόνα 36 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού PMASynRM κινητήρα $T_e = -0.105749 \text{ Nm}$, $\delta=180^\circ$, $CurAmpI=100\%$

Επίσης, σε γωνία $\delta=180^\circ$, οι μαγνητικές γραμμές του δρομέα που προκύπτουν από τους μόνιμους μαγνήτες περνούν κάθετα στα δόντια του στάτη, με αποτέλεσμα να μη δημιουργείται ροπή στο διάκενο.

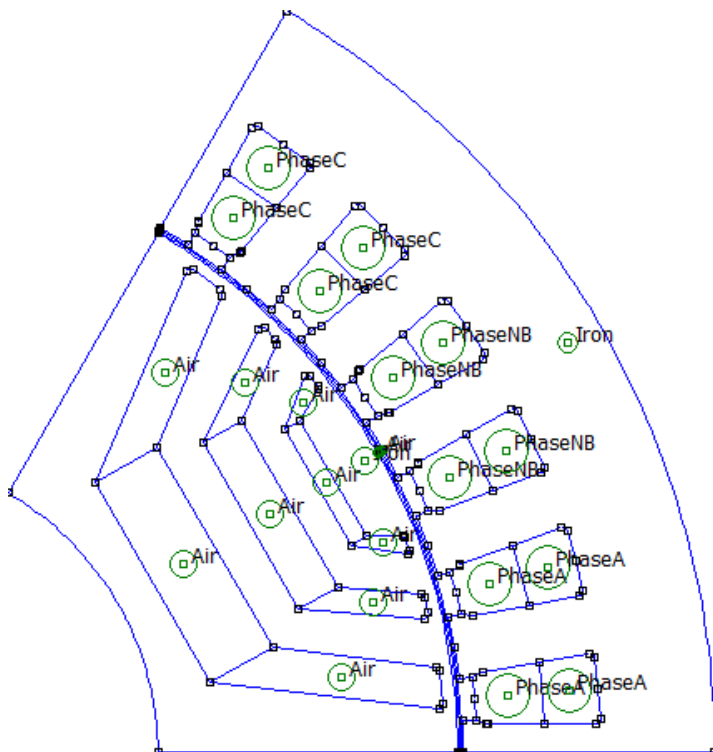
5.2 Κινητήρας μαγνητικής αντίστασης (SynRM)

Οι SynRM (Synchronous Reluctance Motors) σημειώνουν σημαντική πρόοδο στον τομέα των ηλεκτρικών κινητήρων και του βιομηχανικού αυτοματισμού. Αυτοί οι κινητήρες είναι γνωστοί για την αποδοτικότητά τους και την ικανότητά τους να προσφέρουν υψηλή απόδοση σε μια ποικιλία εφαρμογών.

Η βασική αρχή των SynRM κινητήρων είναι η αντίσταση προς τα μαγνητικά πεδία. Αυτό σημαίνει ότι η δομή τους σχεδιάζεται έτσι ώστε να αποτρέπεται η αυτόματη προσανατολισμένη μαγνητική κατεύθυνση, προκειμένου να επιτευχθεί υψηλή απόδοση και ενεργειακή απόδοση. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της σχεδίασης του ροτόρα με τέτοιο τρόπο ώστε να είναι λιγότερο προδιατεταμένα για μαγνητισμό.

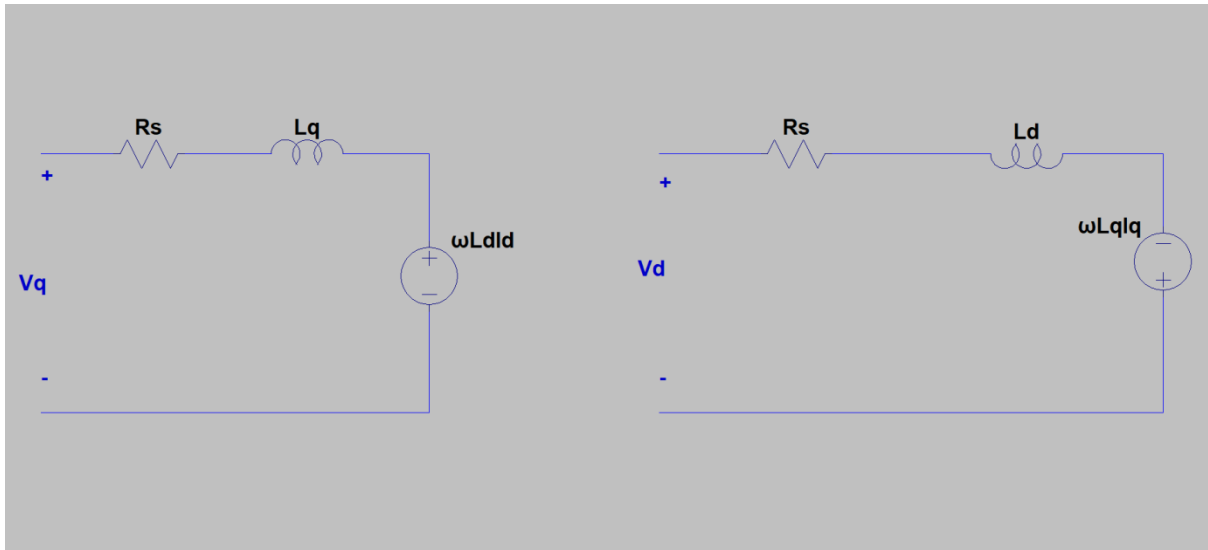
Οι SynRM κινητήρες προσφέρουν αξιόπιστη λειτουργία και είναι κατάλληλοι για εφαρμογές που απαιτούν υψηλή ακρίβεια και απόδοση, όπως στον τομέα της βιομηχανικής παραγωγής, του αυτοματισμού και της κίνησης μηχανημάτων. Επιπλέον, η τεχνολογία αυτή συνήθως προσφέρει βελτιωμένη αντοχή σε υψηλές θερμοκρασίες, καθιστώντας τους κατάλληλους για απαιτητικά περιβάλλοντα.

Συνολικά, οι SynRM κινητήρες αντιπροσωπεύουν μια σημαντική εξέλιξη στον τομέα των ηλεκτρικών κινητήρων, προσφέροντας υψηλή απόδοση, αξιοπιστία και αποτελεσματικότητα σε μια ποικιλία εφαρμογών βιομηχανικής τεχνολογίας.

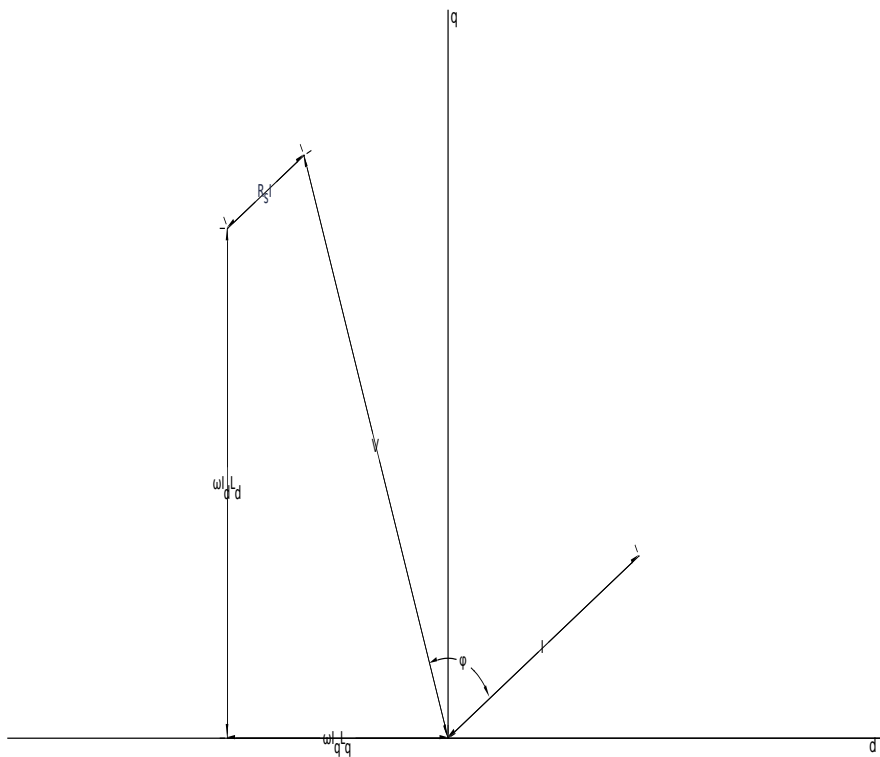


Εικόνα 37 - Εικόνα της γεωμετρίας ενός πόλου της μηχανής SynRM

Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται η αρχική γεωμετρία ενός πόλου μηχανής SynRM, που θα μελετηθεί παρακάτω.



Εικόνα 38 - Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής SynRM στο d-q reference frame



Εικόνα 39 - Διανυσματικό διάγραμμα κινητήρα SynRM

5.2.2 Παραμετρικά χαρακτηριστικά σύγχρονης μηχανής μαγνητικής αντίστασης

Οι παράμετροι της μηχανής μαγνητικής αντίστασης παρουσιάζονται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Σε μία σύγχρονα στρεφόμενη μηχανή, οπότε, η παραγόμενη ροπή έχει ως εξής:

$$T = 3 \cdot p \cdot (\Lambda_d - \Lambda_q) \cdot I_d \cdot I_q \quad (83)$$

όπου

Λ_d : πεπλεγμένη ροή στον ευθύ άξονα

Λ_q : πεπλεγμένη ροή στον εγκάρσιο άξονα

I_d : ρεύμα ευθέως άξονα

I_q : ρεύμα εγκάρσιου άξονα

ενώ οι τάσεις του d και του q άξονα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας είναι:

$$V_d = R \cdot I_d - \omega \cdot \Lambda_q \quad (84)$$

$$V_q = R \cdot I_q + \omega \cdot \Lambda_d \quad (85)$$

Αμελώντας τις απώλειες χαλκού, το μέτρο της επαγόμενης τάσης γίνεται:

$$V^2 = \omega^2 (\Lambda_d^2 + \Lambda_q^2) \quad (86)$$

Οι πεπλεγμένες ροές Λ_d και Λ_q εκφράζονται πάντα χρησιμοποιώντας τη μαγνητική ροή του μόνιμου μαγνήτη, Λ_m , και τις αυτεπαγωγές των δύο αξόνων, I_d και I_q , όπου γενικά εξαρτώνται από το ρεύμα του στάτη, λόγω του κορεσμού. Αυτές οι παράμετροι αποτελούν το μαγνητικό μοντέλο της μηχανής, που εύκολα παρατηρείται από τη λύση του πεδίου.

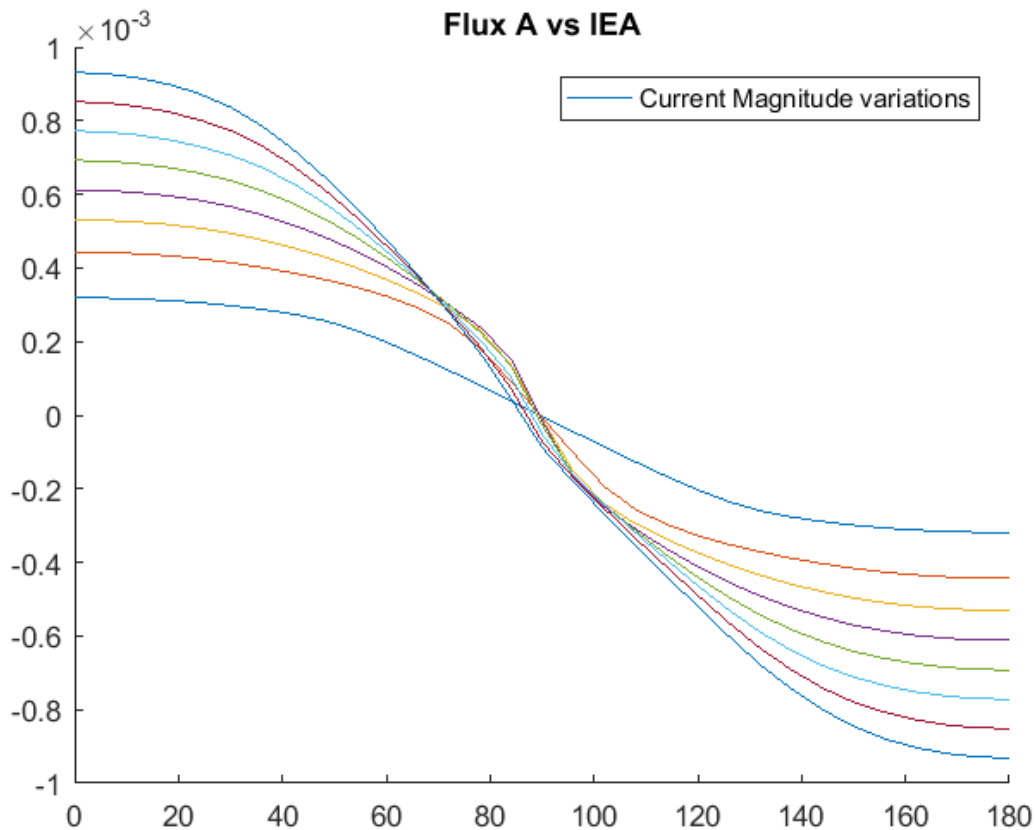
5.2.3 Πεπλεγμένη ροή

Η μέση τιμή του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού στην q -οστή αύλακα, της οποίας το εμβαδό είναι S_q , είναι:

$$\frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS \quad (87)$$

Θεωρώντας ότι αναλύουμε μόνο έναν πόλο, η πεπλεγμένη ροή της j -οστής φάσης δίνεται από τον τύπο:

$$\Lambda_j = 2p L_{Fe} \frac{n_p}{n_{pp}} \sum_{q=1}^{Q/2p} k_{jq} \frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS, j=a, b, c \quad (88)$$



Εικόνα 40 - Ροή φάσης A ως προς τις διάφορες εσωτερικές ηλεκτρικές γωνίες (0° - 180°)

Στο παραπάνω διάγραμμα φαίνεται η πεπλεγμένη ροή της φάσης A συναρτήσει της εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (IEA), για τις διάφορες τιμές πλάτους πυκνότητας ρεύματος $10\% \sim 100\% \cdot J$, με $J=4A/mm^2$. Παρατηρούμε ότι για την ελάχιστη τιμή πλάτους (10% του συνολικού πλάτους), εμφανίζεται σχεδόν σταθερή η τιμή της ροής σχεδόν μηδενική, πράγμα που επιβεβαιώνει την απουσία της ροής των μονίμων μαγνητών στη σχεδίαση.

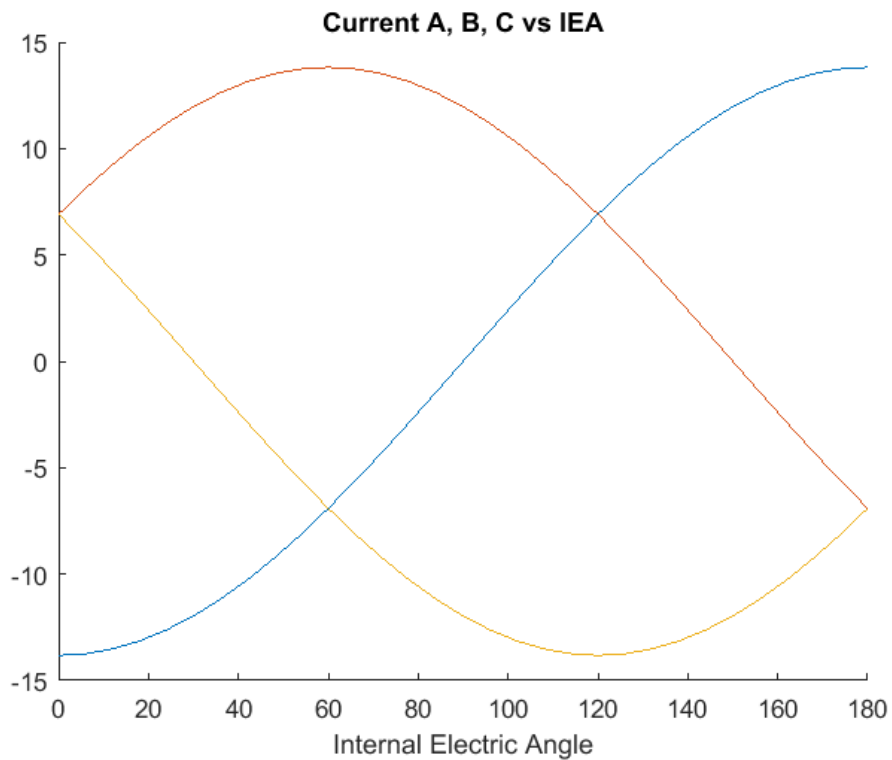
5.2.4 Ανάλυση d-q

5.2.5 Υπολογισμός L_d και L_q για κάθε ρεύμα

Στην περίπτωση των μηχανών επιφανειακών MM, οι αυτεπαγωγές d και q άξονα είναι ίσες, λόγω του γεγονότος ότι η μαγνητική διαπερατότητα των MM είναι περίπου ίδια με αυτή του αέρα. Στην περίπτωση των μηχανών εσωτερικών MM, παρατηρούνται φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ του d και q άξονα, λόγω της διαμόρφωσης του μαγνητικού κυκλώματος του δρομέα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εξάρτηση των αυτεπαγωγών ορθού και εγκάρσιου άξονα από τα ρεύματα d και q άξονα, και όχι μόνο από ρεύματα του ίδιου άξονα, όπως θεωρείται στην προηγούμενη περίπτωση.

Για τον υπολογισμό των αυτεπαγωγών d και q άξονα συναρτήσει των ρευμάτων d και q άξονα, αρχικά ευθυγραμμίζεται μαγνητικός άξονας της φάσης A με τον άξονα d του δρομέα. Με αυτόν τον τρόπο η αρχική γωνία του μετασχηματισμού ορίζεται ίση με $\theta=0$. Στη συνέχεια ορίζονται τα επιθυμητά ρεύματα d και q άξονα. Έπειτα, εφαρμόζεται ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park για τον υπολογισμό των στιγμιαίων ρευμάτων των

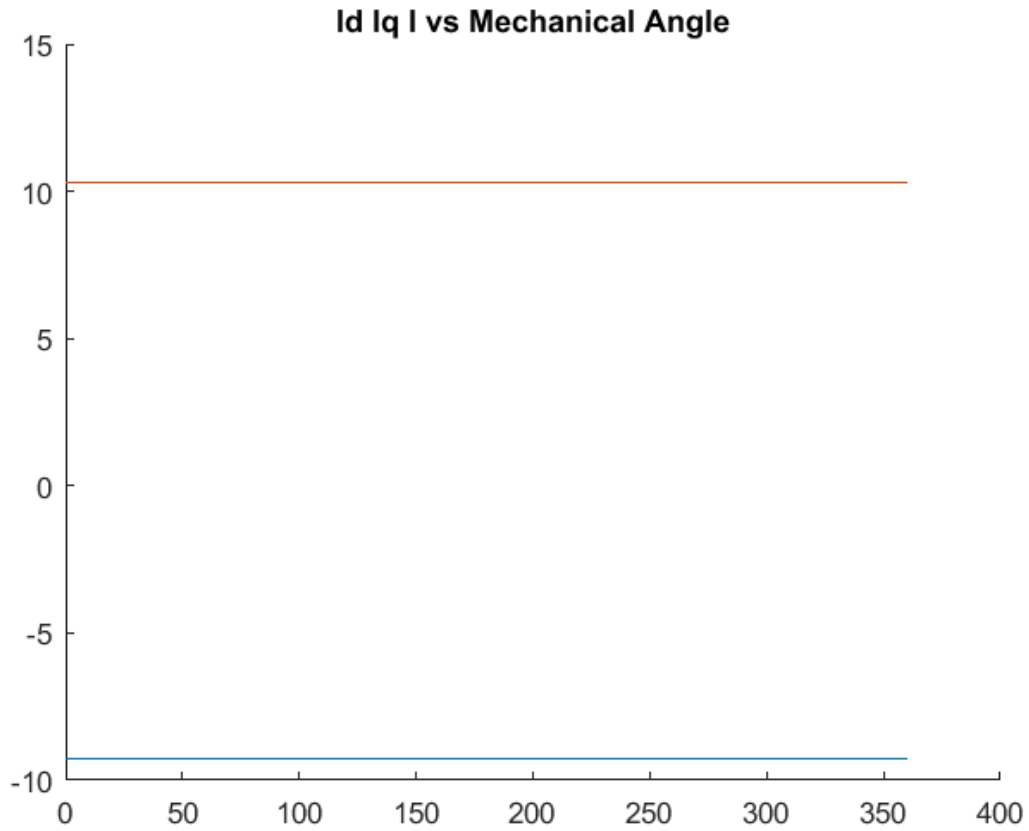
τριών φάσεων που θα εισαχθούν στο μοντέλο ΠΣ. Επομένως, τα τυλίγματα των τριών φάσεων τροφοδοτούνται ως εξής:



Εικόνα 41 - Ρεύματα τριών φάσεων A, B, C για τις διάφορες τιμές ηλεκτρικών γωνιών

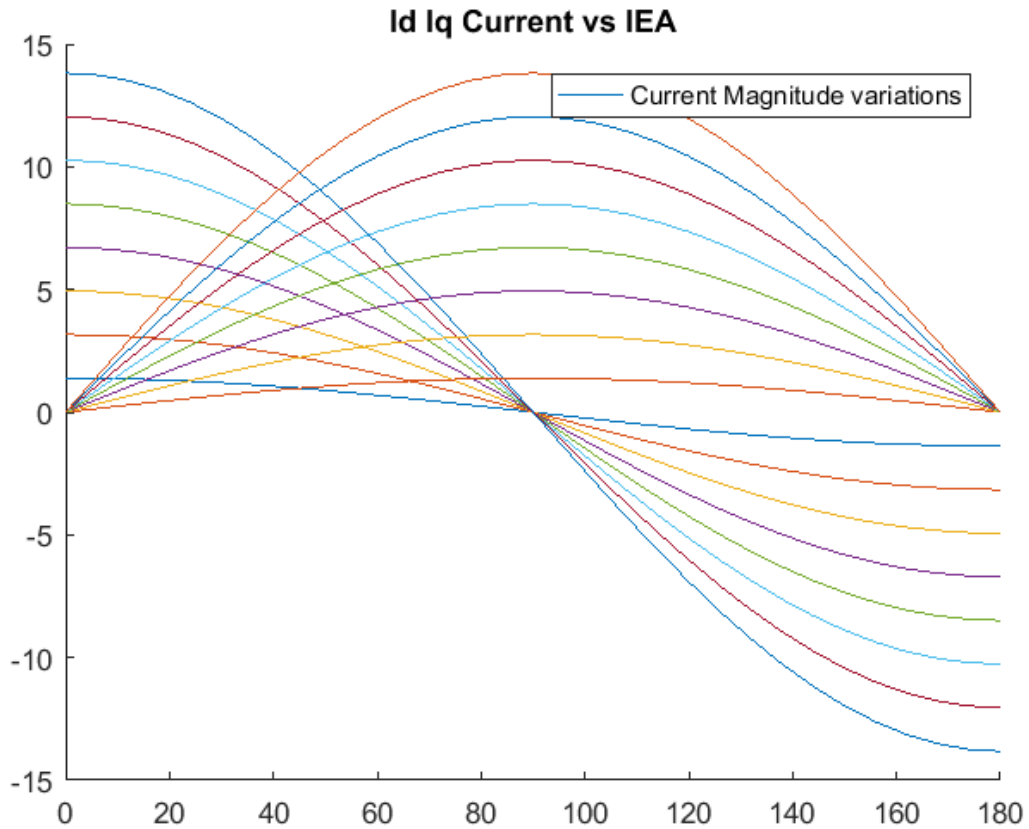
Σε αυτό το διάγραμμα, παρουσιάζεται το ρεύμα των τριών φάσεων συναρτήσει της εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας, για πλάτος πυκνότητας ρεύματος στο 100%.

$$\begin{cases} I_a = I_d \\ I_b = -0.5 \cdot (I_d - \sqrt{3} \cdot I_q) \\ I_c = -0.5 \cdot (I_d + \sqrt{3} \cdot I_q) \end{cases} \quad (89)$$



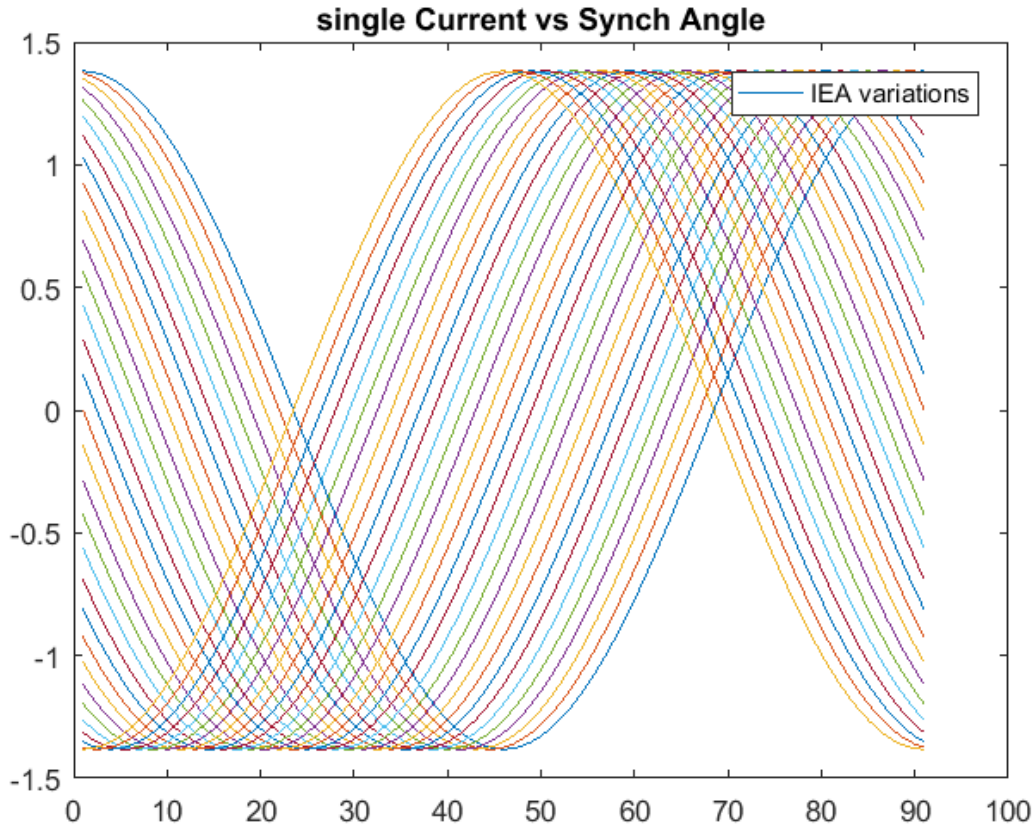
Εικόνα 42 - Ρεύματα ευθέως και κάθετου άξονα συναρτήσει των μηχανικών γωνιών (0°-360°)

Στο παραπάνω διάγραμμα, παρατηρούμε ότι η τιμή των ρευμάτων ευθέως και κάθετου άξονα παραμένει σταθερή, όσο στρέφεται σύγχρονα ο δρομέας, για συγκεκριμένη τιμή πλάτους ρεύματος και ηλεκτρικής γωνίας. Αυτό επιβεβαιώνει το μετασχηματισμό Park.



Εικόνα 43 - Ρεύματα ευθέως και κάθετου άξονα συναρτήσει των εσωτερικών ηλεκτρικών γωνιών (0° - 180°), για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος (10%-100%)

Στο παρόν διάγραμμα, βλέπουμε τα ρεύματα του ευθέως και κάθετου άξονα ως προς την εσωτερική ηλεκτρική γωνία, για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος. Παρατηρούμε πως το ρεύμα κάθετου άξονα (q) μηδενίζεται για ηλεκτρικές γωνίες 0° , 180° , ενώ μεγιστοποιείται σε ηλεκτρική γωνία 90° . Αντίθετα, το ρεύμα ευθέως άξονα (d) μεγιστοποιείται για ηλεκτρικές γωνίες 0° , 180° , ενώ ελαχιστοποιείται σε ηλεκτρική γωνία 90° .



Εικόνα 44 - Κυματομορφή ρεύματος μιας φάσης ως προς τη σύγχρονη γωνία, για τις διάφορες τιμές ηλεκτρικών γωνιών

Στο παραπάνω σχήμα, παρουσιάζεται η κυματομορφή του ρεύματος στα τυλίγματα του στάτη, για τις διάφορες τιμές της εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας.

Μέσω της πεδιακής ανάλυσης υπολογίζονται οι πεπλεγμένες ροές και των τριών φάσεων Λ_a , Λ_b και Λ_c . Εφαρμόζοντας μετασχηματισμό Park με γωνία $\theta=0$ για τις πεπλεγμένες ροές Λ_a , Λ_b , Λ_c προκύπτουν οι ροές του d και q άξονα ως εξής [7]:

$$\begin{cases} \Lambda_d(I_d, I_q) = \frac{2}{3} \cdot (\Lambda_a - \frac{\Lambda_b - \Lambda_c}{2}) \\ \Lambda_q(I_d, I_q) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (\Lambda_b - \Lambda_c) \end{cases} \quad (90)$$

Μέχρι πρότινος, η ανάλυση των πεπλεγμένων ροών και των αυτεπαγωγών εγκάρσιου και κάθετου άξονα γίνονταν ξεχωριστά, τροφοδοτώντας τα τυλίγματα, ώστε να παρατηρηθεί η κατανομή ΜΕΔ με τη μέγιστη τιμή, αναφερόμενη στον d ή στον q άξονα. Ωστόσο, είναι δυνατό να πραγματοποιηθεί μια ανάλυση με ρεύματα στάτη ανεξάρτητα από τη συγκεκριμένη θέση του ρότορα θ .

Η πεπλεγμένη ροή άξονα d και q μπορεί να ληφθεί από τις τριφασικές πεπλεγμένες ροές ή από την κατανομή πυκνότητας ροής διακένου. Ξεκινώντας από τις πεπλεγμένες ροές Λ_a , Λ_b , και Λ_c ,

$$\Lambda_a = 2pL_{Fe} \frac{n_p}{n_{pp}} \sum_{q=1}^{Q/2p} k_{aq} \frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS \quad (91)$$

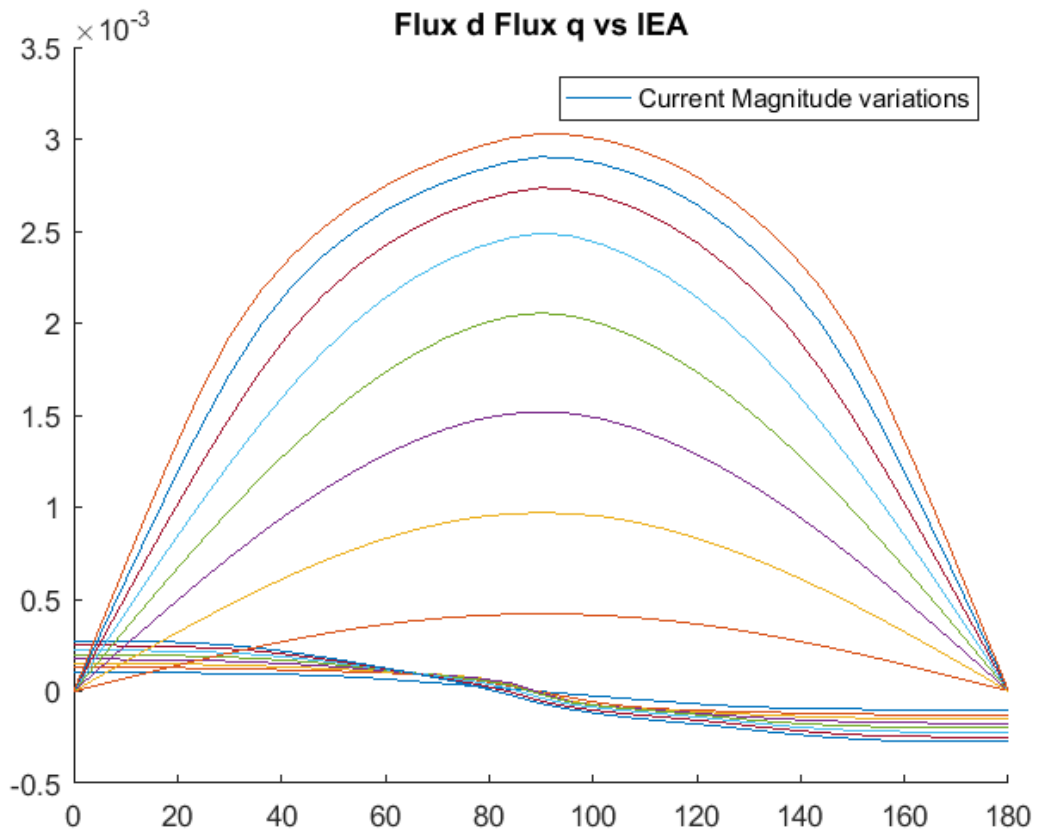
$$\Lambda_b = 2pL_{Fe} \frac{n_p}{n_{pp}} \sum_{q=1}^{Q/2p} k_{bq} \frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS \quad (92)$$

$$\Lambda_c = 2pL_{Fe} \frac{n_p}{n_{pp}} \sum_{q=1}^{Q/2p} k_{cq} \frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS \quad (93)$$

καταλήγουμε στις πεπλεγμένες ροές d και q άξονα, μέσω του μετασχηματισμού Park, όπως παρακάτω:

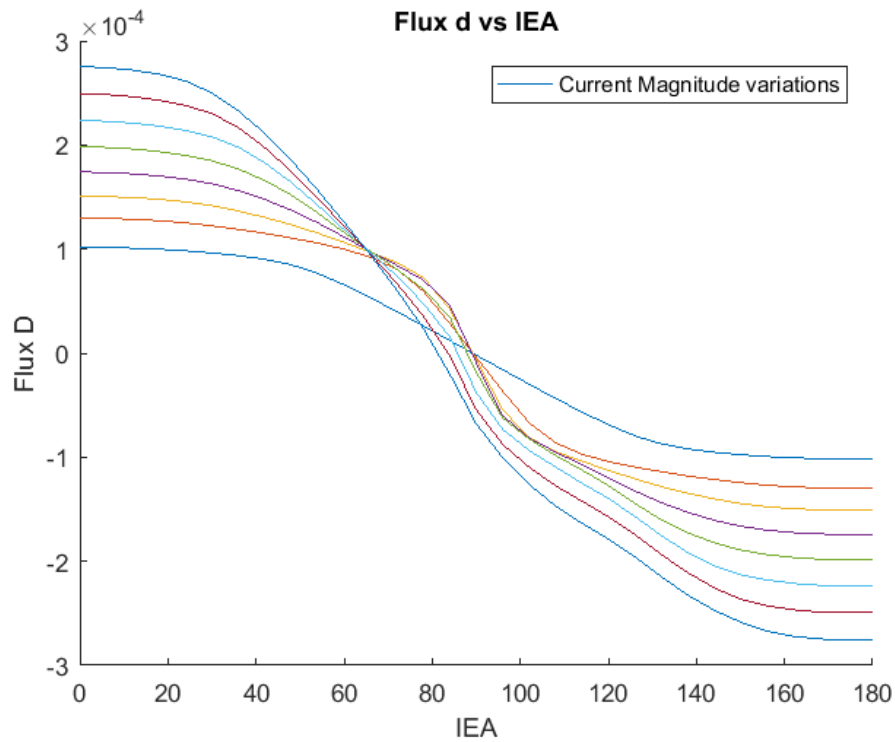
$$\Lambda_d = \frac{2}{3} \left[\Lambda_a \cos\theta + \Lambda_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \Lambda_c \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (94)$$

$$\Lambda_q = -\frac{2}{3} \left[\Lambda_a \sin\theta + \Lambda_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \Lambda_c \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (95)$$

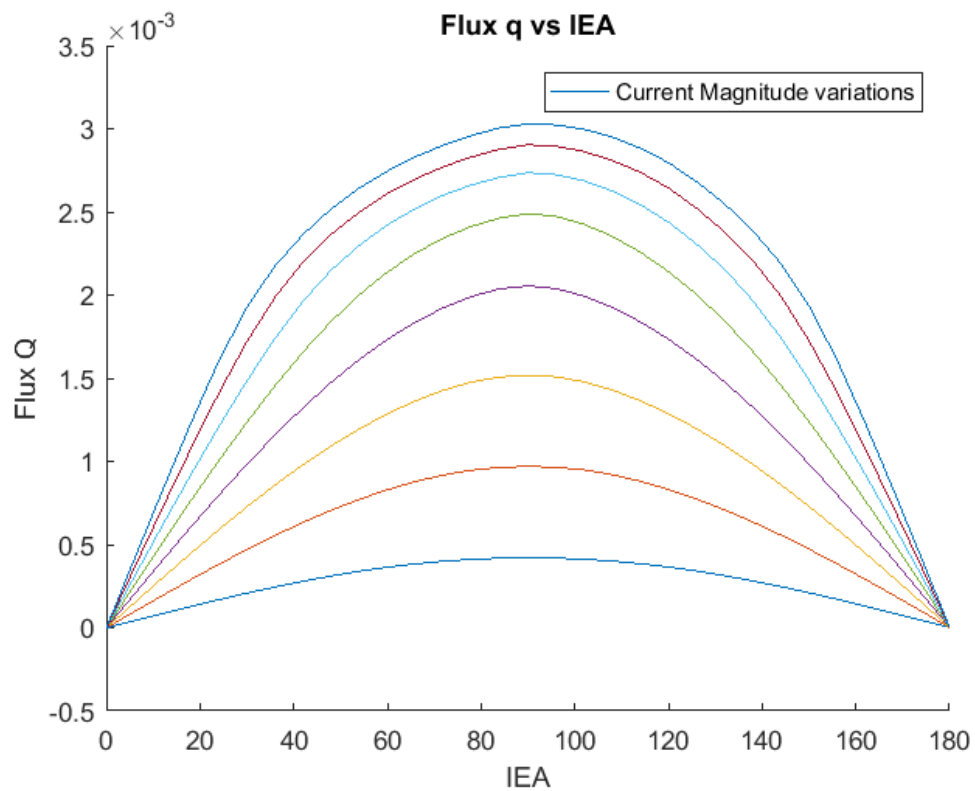


Εικόνα 45 - Πεπλεγμένες ροές ευθέως και κάθετου άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0°-180°)

Παρατηρούμε ότι σε σχέση με το αντίστοιχο διάγραμμα για τη μηχανή PMASynRM η ειδοποιός διαφορά είναι ότι δεν υπάρχει το offset της που προσθέτει ο μόνιμος μαγνήτης.



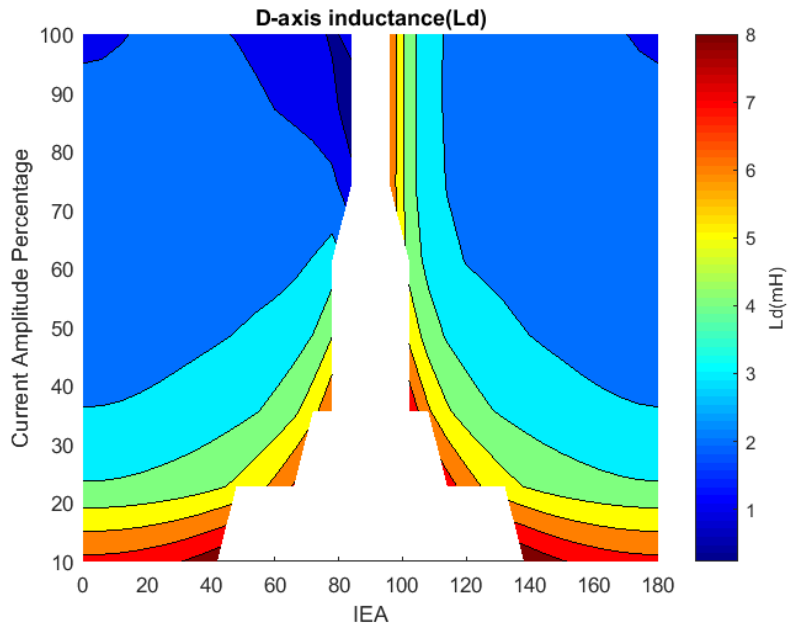
Εικόνα 46 - Πεπλεγμένες ροές ευθέως άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0°-180°)



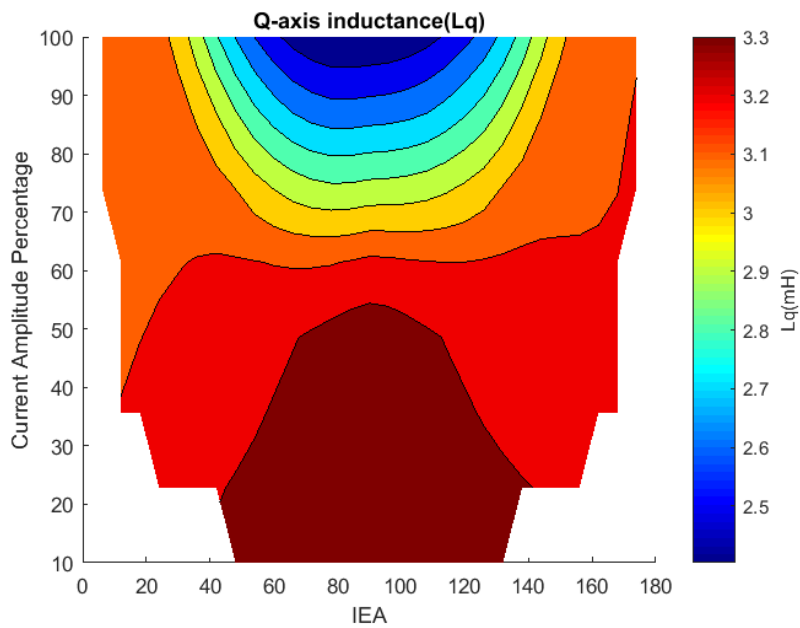
Εικόνα 47 - Πεπλεγμένες ροές κάθετου άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0°-180°)

ενώ αντίστοιχα οι αυτεπαγωγές ευθέως και εγκάρσιου άξονα υπολογίζονται ως εξής [7]:

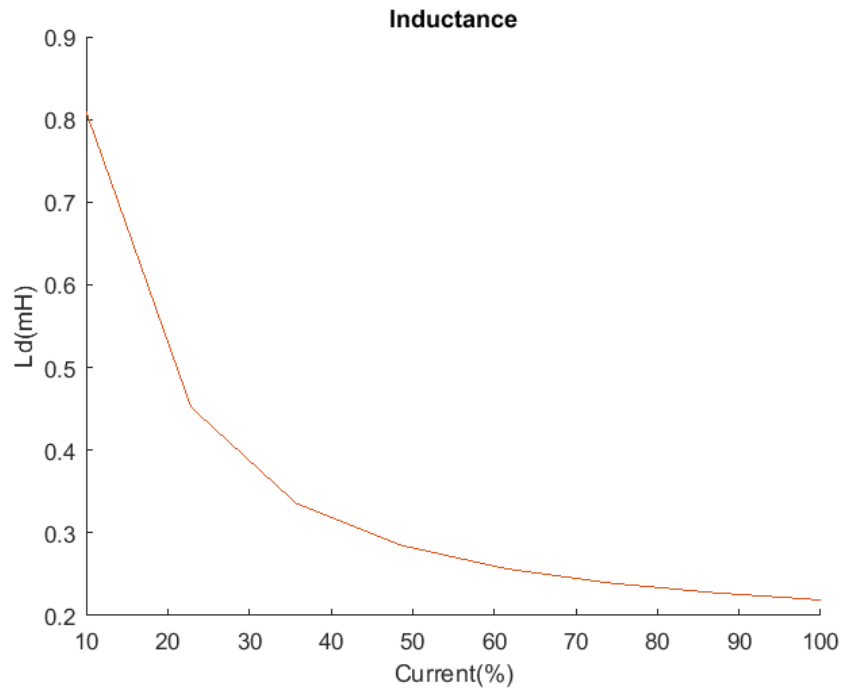
$$\begin{cases} L_d(I_d, I_q) = \frac{\Lambda_d(I_d, I_q)}{I_d} \\ L_q(I_d, I_q) = \frac{\Lambda_q(I_d, I_q)}{I_q} \end{cases} \quad (96)$$



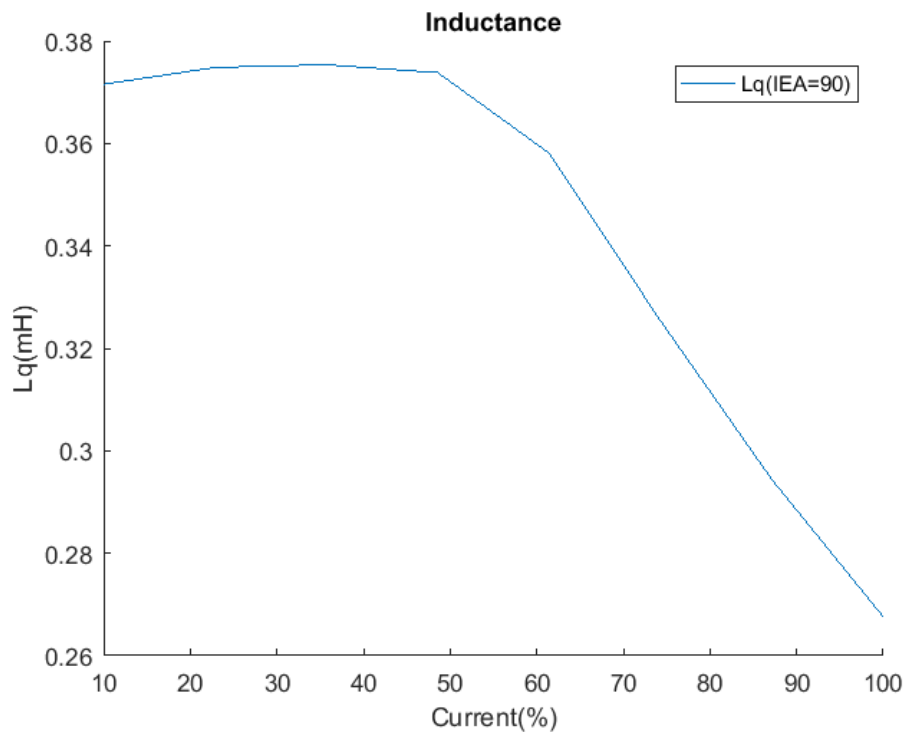
Εικόνα 48 - Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (L_d) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA



Εικόνα 49- Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA



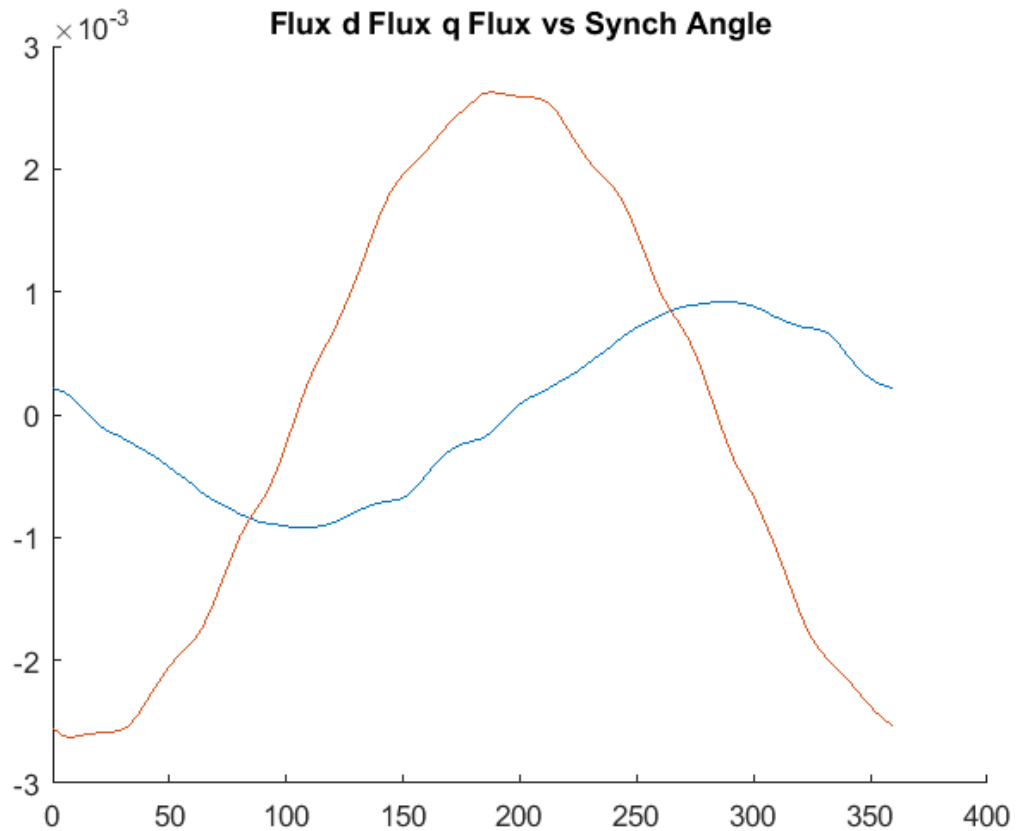
Εικόνα 50 - Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (L_d) ως προς τα πλάτη ρεύματος τις ηλεκτρικές γωνίες IEA: $0^\circ, 180^\circ$



Εικόνα 51 - Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς τα πλάτη ρεύματος για ηλεκτρική γωνία IEA: 90°

Από τις Εικόνες 45, 46, 47, 48 παρατηρούμε ότι η αυτεπαγωγή της μηχανής στο δκαι στον ράξονα εξαρτώνται από τις ηλεκτρικές γωνίες (μεγιστοποίηση L_d , L_q κοντά στις IEA = 90°),

καθώς και από το πλάτος ρεύματος (ελαχιστοποίηση I_d , I_q όσο αυξάνεται το πλάτος ρεύματος).



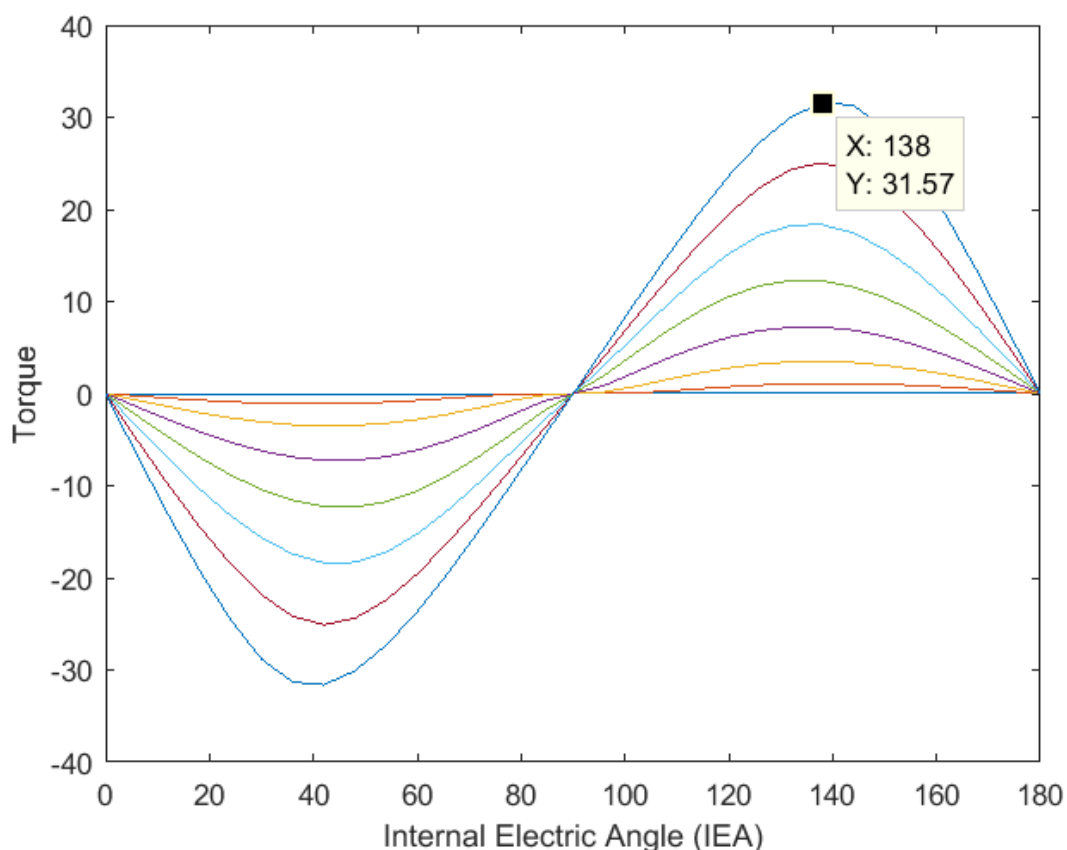
Εικόνα 52 - Ροή ευθέως και κάθετου άξονα για τη γωνία μέγιστης ροπής ως προς τη μηχανική γωνία (0° - 360°)

Τέλος, παρατηρούμε στην Εικόνα 52 την περιοδικότητα που παρουσιάζει η ροή σε μια σύγχρονη περιστροφή του ρότορα, για σταθερή εσωτερική ηλεκτρική γωνία.

5.2.6 Παραμετρική επίλυση κινητήρα μονίμων μαγνητών

Μετά τον καθορισμό των επιθυμητών γεωμετρικών χαρακτηριστικών και την εισαγωγή του απαραίτητου επιπέδου ηλεκτρικής φόρτισης στα τυλίγματα του στάτη (πυκνότητα ρεύματος J), ακολουθεί η «ανάλυση με σταθερό δρομέα». Στην περίπτωση επιλογής «ανάλυσης με σταθερό δρομέα», η γεωμετρία σχεδιάζεται και πλεγματοποιείται μόνο κατά την πρώτη εκτέλεση του επιλύτη. Εν συνεχεία προσομοιώνεται μεταβολή της ηλεκτρικής γωνίας ισχύος του κινητήρα, στο διάστημα (0° , 180°) μέσω ολίσθησης της φάσης των ρευμάτων στάτη, διατηρώντας την ημιτονοειδή κατανομή των ρευμάτων των τριών φάσεων.

Μέσω του παραπάνω συνόλου επιλύσεων προκύπτει η μεταβολή της στιγμιαίας ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα συναρτήσει της φάσης των ρευμάτων στάτη, όπως φαίνεται στην Εικόνα 53.



Εικόνα 53 - Μέση ροπή ως προς τις εσωτερικές ηλεκτρικές γωνίες, για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος

Η πληροφορία αυτή μπορεί στη συνέχεια να χρησιμοποιηθεί για την εξαγωγή της επιθυμητής αρχικής γωνίας των ρευμάτων των τριών φάσεων κατά την «ανάλυση με σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα», έτσι ώστε να εξαχθούν τα χαρακτηριστικά επίδοσης, απόδοσης και ποιότητας ισχύος του κινητήρα υπό δεδομένη ηλεκτρική φόρτιση (π.χ. ονομαστική φόρτιση, υπερφόρτιση) και συνθήκες οδήγησης που επιβάλλονται από το

σύστημα ελέγχου (π.χ. συνθήκη μέγιστης ροπής ανά ρεύμα, ενίσχυσης πεδίου, εξασθένιση πεδίου). Αξίζει να σημειωθεί ότι η λειτουργία μέγιστης ροπής ανά ρεύμα αντιστοιχεί στη γωνία ισχύος με τη μεγαλύτερη παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή για το συγκεκριμένο επίπεδο ηλεκτρικής φόρτισης, ενώ αντίστοιχα οι περιοχές εξασθένισης και ενίσχυσης του πεδίου αντιστοιχούν σε γωνίες που βρίσκονται εκατέρωθεν της γωνίας μέγιστης ροπής.

Στη συνέχεια, έπειτα από την εισαγωγή στο πρόγραμμα παραμετρικής επίλυσης της επιθυμητής αρχικής γωνίας ισχύος, ακολουθεί η ανάλυση με «σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα», όπου σε αυτή την περίπτωση τα πεδία δρομέα και στάτη στρέφονται συγχρονισμένα για διάστημα μιας πλήρους ηλεκτρικής περιστροφής μέσω συγχρονισμένης ολίσθησης της φάσης των ρευμάτων στάτη και της γωνίας στροφής του δρομέα.

Για τις ανάγκες αυτής της ανάλυσης, σε αντίθεση με πριν, η γεωμετρία σχεδιάζεται και επαναπλεγματοποιείται κάθε φορά που καλείται ο μαγνητοστατικός επιλύτης. Επιπλέον οι πυκνότητες ρεύματος για τις φάσεις A,B,C εισάγονται κατά τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να λαμβάνεται υπόψη η αρχική γωνία, αλλά και να ικανοποιείται η ημιτονοειδής τριφασική κατανομή των κινητήρων AC για κάθε μαγνητοστατικό στιγμιότυπο. Ως έξοδος του αλγορίθμου ύστερα από την ανάλυση με «σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα» προκύπτει η ακριβής κυματομορφή στιγμιαίας ροπής και η κυματομορφή της επαγόμενης τάσης στάτη.

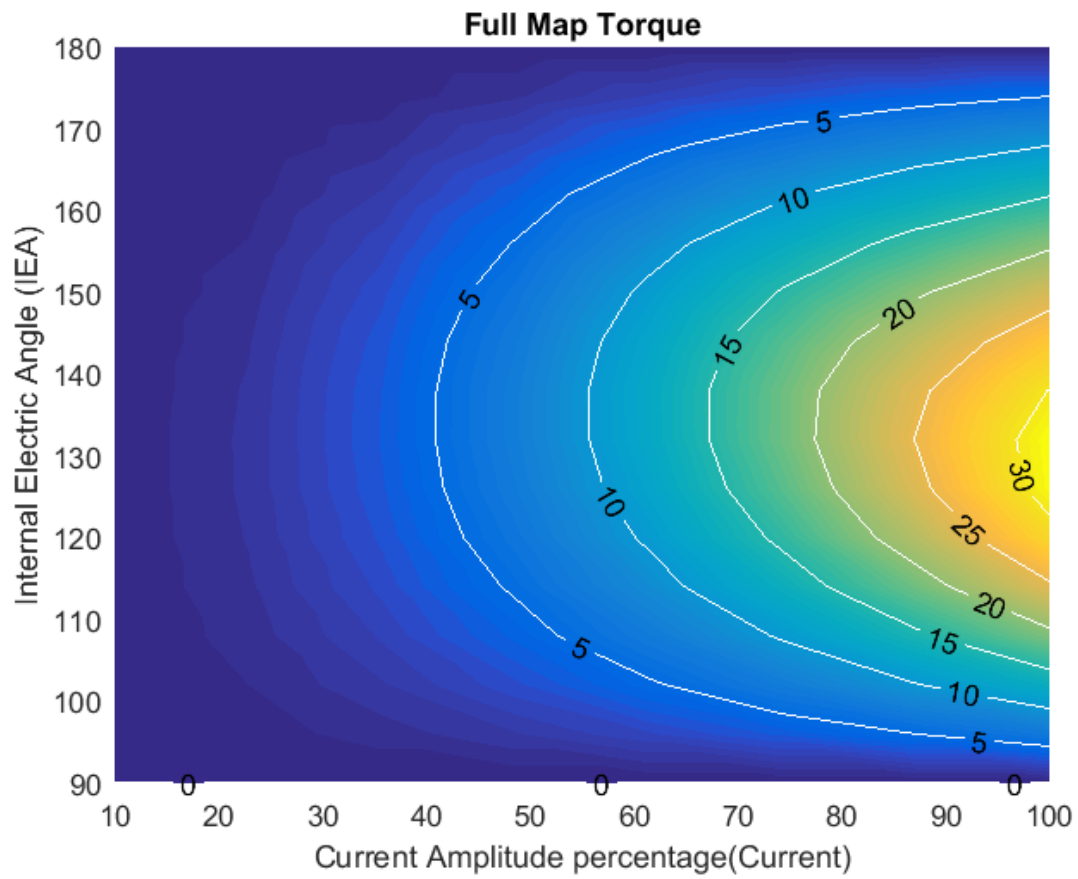
5.2.7 Υπολογισμός μέσης ροπής και κυμάτωσης ροπής

Για την εξαγωγή της κυματομορφής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής αρχικά υπολογίζεται η επιθυμητή αρχική γωνία των ρευμάτων στάτη, από την ανάλυση με «σταθερό δρομέα», συναρτήσει της συνθήκης λειτουργίας που επιβάλλεται από το σύστημα ελέγχου. Στη συνέχεια, μέσω της ανάλυσης με «σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα», όπως περιγράφηκε παραπάνω, μπορεί να υπολογιστεί κυματομορφή της στιγμιαίας ροπής για κάθε βήμα, μέσω ολοκλήρωσης του τανυστή του Maxwell κατά μήκος της επιφάνειας του διακένου, πολλαπλασιαζόμενο με το ενεργό μήκος του κινητήρα, λόγω της δισδιάστατης φύσης του προβλήματος

$$T_e = \frac{D_g L}{\mu_0} \int_{L_{g_n}} B_t dl \quad (97)$$

όπου l_g είναι η περιφέρεια του διακένου. Η τιμή της στιγμιαίας ροπής αποθηκεύεται για κάθε βήμα της ανάλυσης με «σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα». Σε επόμενο στάδιο υπολογίζεται η μέση ροπή (mean torque) για μια ηλεκτρική περίοδο, καθώς και η κυμάτωσή της (torque ripple).

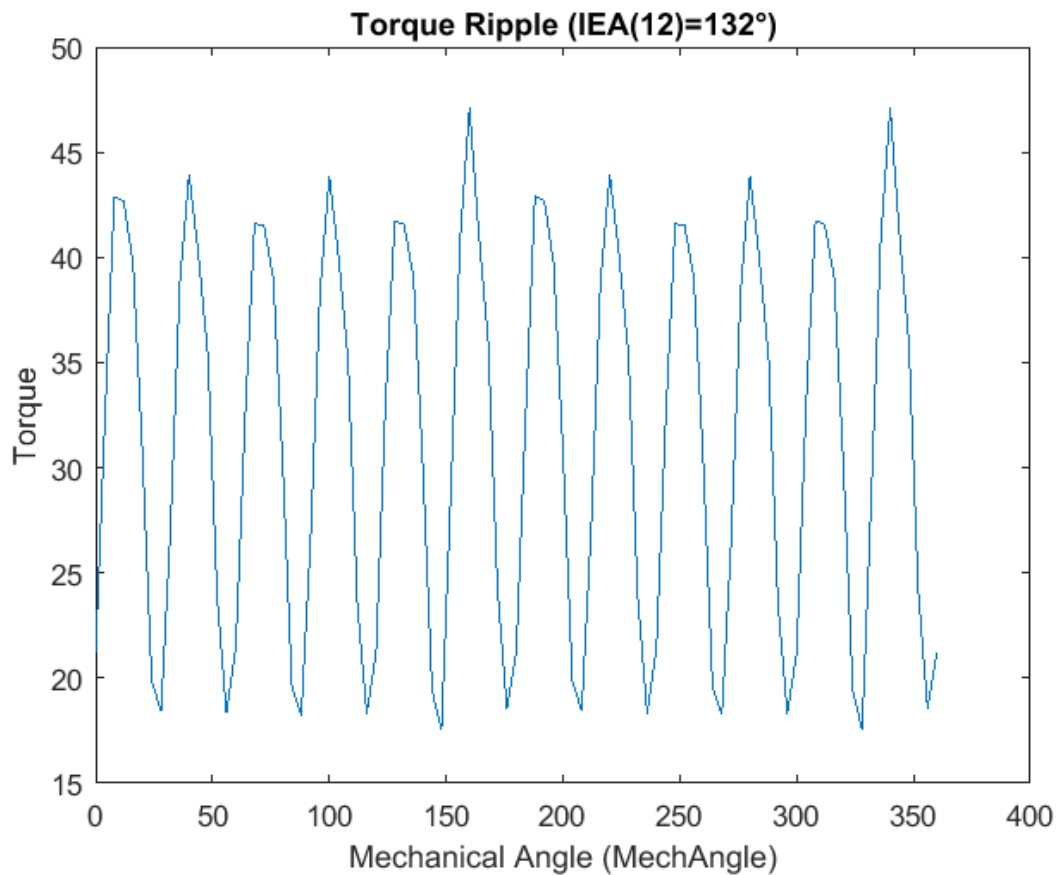
Στο παρακάτω σχήμα, παρουσιάζεται ο χάρτης ροπής συναρτήσει της εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0° - 180°) και του ποσοστού πλάτους της πυκνότητας ρεύματος (10%-100%). Παρατηρούμε ότι η μέγιστη δυνατή μέση ροπή καθορίζεται στα 31.60Nm, σε μέγιστο πλάτος πυκνότητας ρεύματος ($J = 100\% * 4 \text{ A/mm}^2$) και ηλεκτρική γωνία IEA = 138° .



Εικόνα 54 - Χάρτης ροπής συναρτήσει εσωτερικών ηλεκτρικών γωνιών και πλατών πυκνότητας ρεύματος

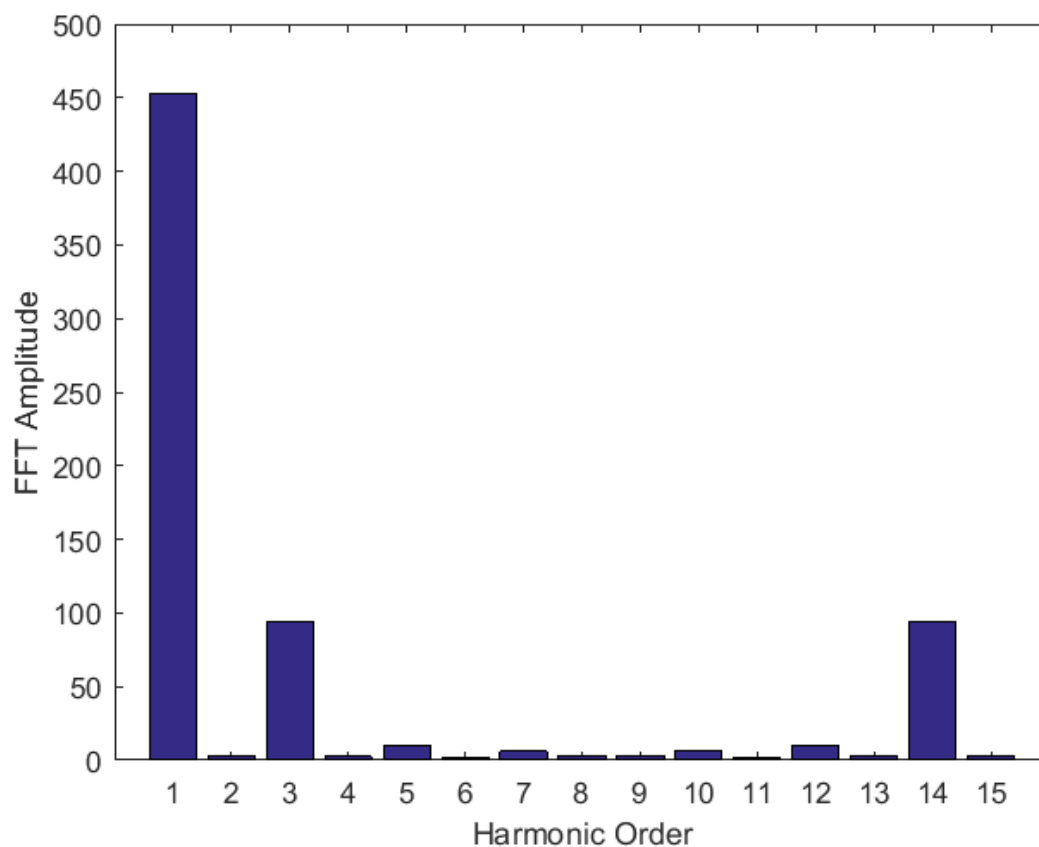
Η κυμάτωση προκύπτει από το ποσοστό της μέγιστης μείον της ελάχιστης ροπής διά τη μέση ροπή ως εξής:

$$T_r = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{mean}} \quad (98)$$



Εικόνα 55 - Κυμάτωση ροπής

Προφανώς, όσο μειώνεται το βήμα της γωνίας, τόσο αυξάνεται η ακρίβεια αλλά και το υπολογιστικό κόστος της διαδικασίας, και συνεπώς τίθεται εκ νέου μια ανάγκη συμβιβασμού. Συνήθως χρησιμοποιείται βήμα 1. Ο υπολογισμός της κυμάτωσης ροπής είναι ιδιαίτερα σημαντικός κατά την ανάγκη ανάλυσης της λειτουργίας των ΣΚΜΜ διότι είναι ένα στοιχείο προσδιορισμού της αξιοπιστίας του κινητήρα, καθώς όσο μικρότερη τιμή έχει, τόσο μικρότερη καταπόνηση ασκείται στον άξονα του. Επιπλέον, οι κινητήρες με μεγάλη κυμάτωση ροπής προκαλούν σημαντικό θόρυβο κατά τη λειτουργία τους, γεγονός που τους καθιστά ακατάλληλους για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, όπου ένας από τους κύριους στόχους είναι η όσο το δυνατόν πιο αθόρυβη λειτουργία του.



Εικόνα 56 - Αρμονικό περιεχόμενο κυμάτωσης ροπής

5.2.8 Υπολογισμός επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης και τάσης τυμπάνου.

Ένα από τα σημαντικά χαρακτηριστικά που πρέπει να εξεταστούν σε έναν κινητήρα είναι η επαγόμενη αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη (αντί-ΗΕΔ) που αναπτύσσει. Επιπλέον, η επαγόμενη τάση παίζει σημαντικό ρόλο στην ικανότητα λειτουργίας του κινητήρα από χαμηλές έως υψηλές στροφές, επηρεάζοντας τις προδιαγραφές του συστήματος οδήγησής του. Η ποιότητα της επαγόμενης κυματομορφής (αρμονική παραμόρφωση) παίζει κρίσιμο ρόλο, τόσο στην μηχανική ισχύ που παράγεται από τον κινητήρα, όσο και στην ποιότητα της ηλεκτρικής ισχύος που εξάγεται από το δίκτυο με το οποίο συνδέεται.

Επιπλέον, η τιμή της αρμονικής παραμόρφωσης στην επαγόμενη τάση, όταν τροφοδοτείται με ημιτονοειδή ρεύματα, παρέχει αξιόπιστη ένδειξη για την ύπαρξη υψηλότερων αρμονικών ρευμάτων όταν ο κινητήρας τροφοδοτείται από έναν αντιστροφέα. Σε τέτοιες περιπτώσεις, η τάση δεν είναι απολύτως ημιτονοειδής λόγω της τεχνικής της διαμόρφωσης του εύρους των παλμών, με αποτέλεσμα την εμφάνιση υψηλότερων αρμονικών. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της διακύμανσης της ροπής και την εμφάνιση απωλειών λόγω δινορρευμάτων. Όσον αφορά τη μεθοδολογία προσδιορισμού της αντί-ΗΕΔ και της τάσης τυμπάνου, αυτές θα αναλυθούν περαιτέρω παρακάτω.

Όταν ένας αγώγιμος βρόχος διαρρέεται από μεταβαλλόμενη μαγνητική ροή, τότε επάγεται μια τάση στο βρόχο. Από τον νόμο του Faraday η αναπτυσσόμενη αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη δίνεται από τη σχέση:

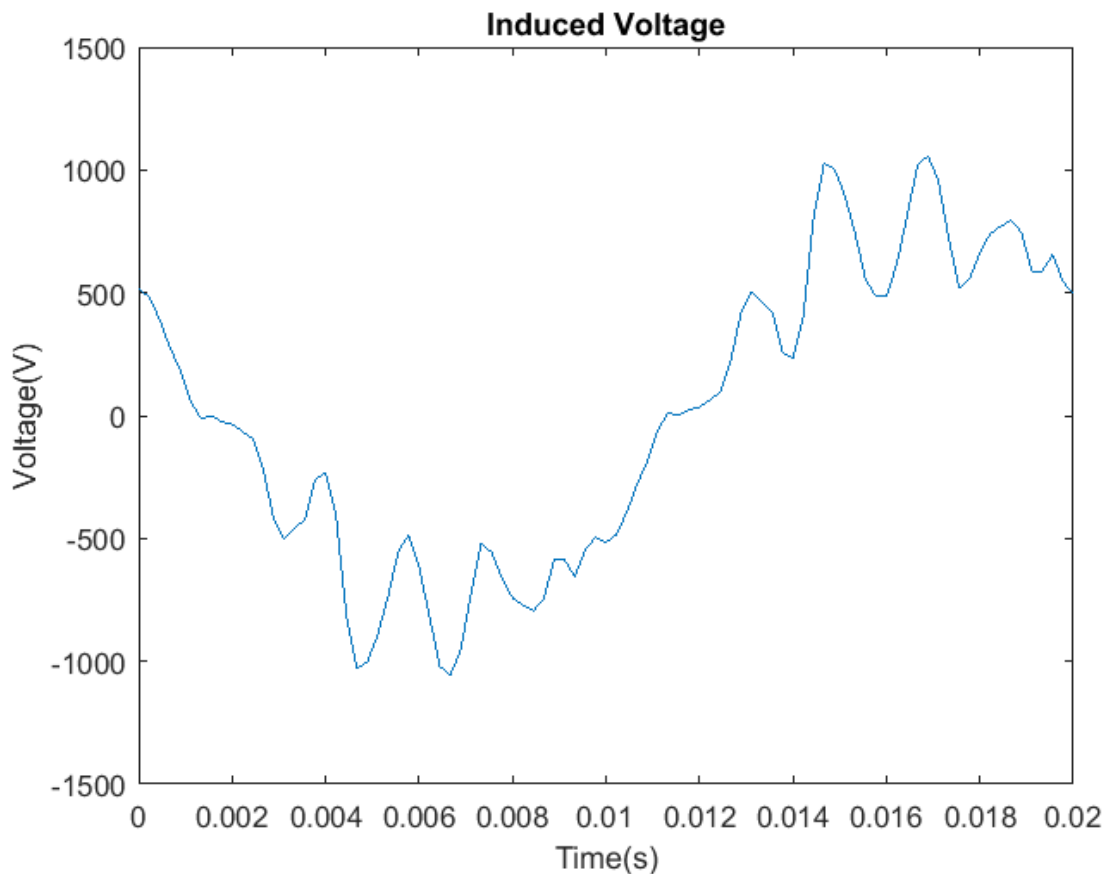
$$E = -N_i \frac{d\Phi}{dt} \quad (99)$$

όπου N ο αριθμός των σπειρών ανά φάση και Φ η μαγνητική ροή που εμπλέκουν τα τυλίγματα αυτά. Το πρόσημο μείον οφείλεται στον κανόνα του Lenz, σύμφωνα με τον οποίο το αιτιατό αντιτίθεται στο αίτιο. Συνεπώς το αποτέλεσμα, δηλαδή η αναπτυσσόμενη αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη, τείνει να μειώσει το αίτιο που την προκάλεσε δηλαδή τη μεταβολή της μαγνητικής ροής, εξ' ου και το πρόσημο αλλά και το πρόθεμα "αντί" στην ηλεκτρεγερτική δύναμη. Καθώς όμως δεν υφίσταται μια αναλυτική σχέση για τη μαγνητική ροή συναρτήσει του χρόνου και συνεπώς για τη μεταβολή της μαγνητικής ροής, καταφεύγουμε στον ορισμό της παραγωγού, ούτως ώστε να προκύψει μια βολικότερη για τη διενέργεια των υπολογισμών μορφή:

$$E(t) = -N \frac{\Phi(t_2) - \Phi(t_1)}{t_2 - t_1} \quad (100)$$

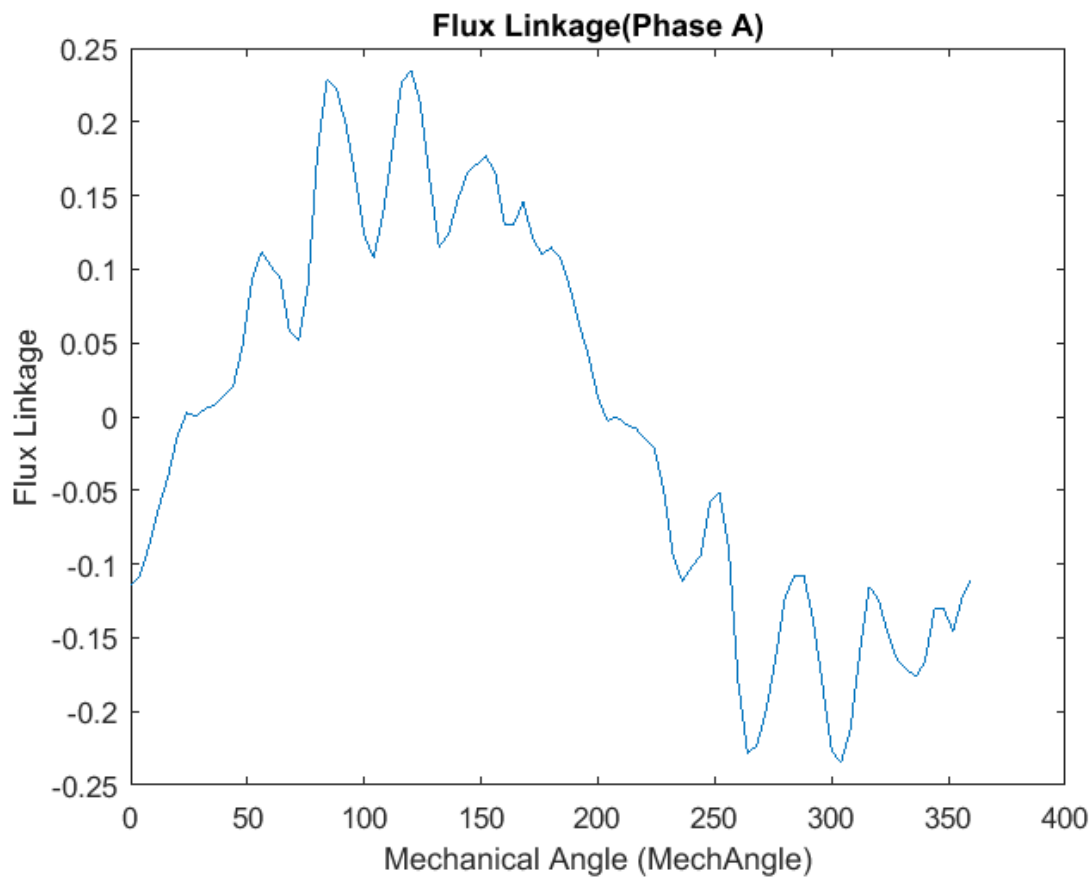
όπου t2 και t1 δύο χρονικές στιγμές, που στην εφαρμογή μας καθορίζονται από τη μεταβολή της γωνίας δρομέα και καθώς είναι γνωστή η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής, μπορεί να υπολογιστεί η χρονική διαφορά μέσω της ακόλουθης σχέσης:

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{\Delta\theta}{\omega_m} \quad (101)$$



Εικόνα 57 - Κυματομορφή επαγόμενης τάσης στα άκρα τυλιγμάτων ως προς το χρόνο

Στο παραπάνω σχήμα, βλέπουμε την αναπτυσσόμενη αντί-ΗΕΔ στους ακροδέκτες του κινητήρα συναρτήσει του χρόνου. Παρατηρούμε ότι η κυματομορφή της επαγόμενης τάσης είναι ημιτονοειδής, καθώς επίσης ότι υπάρχει μεγάλη κυμάτωση.



Εικόνα 58 - Πεπλεγμένη ροή φάσης A ως προς τη μηχανική γωνία

Τέλος, παραπάνω παρουσιάζεται η κυματομορφή της πεπλεγμένης ροής της φάσης A συναρτήσει της μηχανικής γωνίας. Παρατηρούμε ότι η μορφή της τάσης είναι παρόμοια με αυτή της πεπλεγμένης ροής, με τη διαφορά του αρνητικού προσήμου που αναστρέφει τη φορά του ημιτόνου

5.2.9 Συντελεστής Ισχύος

Η αρχή λειτουργίας του κινητήρα SynRM βασίζεται στη θεωρία της αντίστασης, δηλαδή όταν ένα μαγνητικό υλικό τοποθετείται σε ένα μαγνητικό κύκλωμα, οι γραμμές του μαγνητικού ρεύματος θα προσπαθήσουν πάντα να ακολουθήσουν τη διαδρομή με τη χαμηλότερη αντίσταση.

Οι κατευθύνσεις των γραμμών του μαγνητικού ρεύματος, βάσει της θεωρίας της αντίστασης θα υπάρχουν δύο διαδρομές για τις γραμμές του μαγνητικού ρεύματος. Μία ακολουθεί τη διαδρομή με χαμηλή αντίσταση (άξονας d) και μία ακολουθεί τη διαδρομή με υψηλή αντίσταση (άξονας q). Η αντίσταση κατά μήκος των αξόνων d και q είναι ίδια στην ισοτροπική δομή, καθώς είναι μαγνητικά ουδέτερη. Επομένως, δεν ασκείται καμία δύναμη πάνω της, δηλαδή η ροπή αντίστασης είναι μηδέν.

Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι υπάρχουν δύο διαδρομές, μία κατά μήκος του άξονα d και μία κατά μήκος του άξονα q. Λόγω της τάσης των γραμμών του μαγνητικού ρεύματος να ακολουθούν τη διαδρομή με τη χαμηλότερη αντίσταση, ασκείται μια αντιωρολογιακή δύναμη στον ρότορα για να ευθυγραμμιστεί με την κατεύθυνση των γραμμών του μαγνητικού ρεύματος.

Αυτή είναι η βασική αρχή πίσω από τη λειτουργία του κινητήρα SynRM. Ο στάτης παράγει μεταβλητά μαγνητικά πεδία τριών φάσεων που περιστρέφονται με ταχύτητα συγχρονισμού, συνεχίζοντας έτσι την κίνηση του ρότορα με στόχο την ευθυγράμμιση του σε μια διαδρομή με χαμηλότερη αντίσταση.

Λόγος εκτυπότητας [4]:

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \quad (102)$$

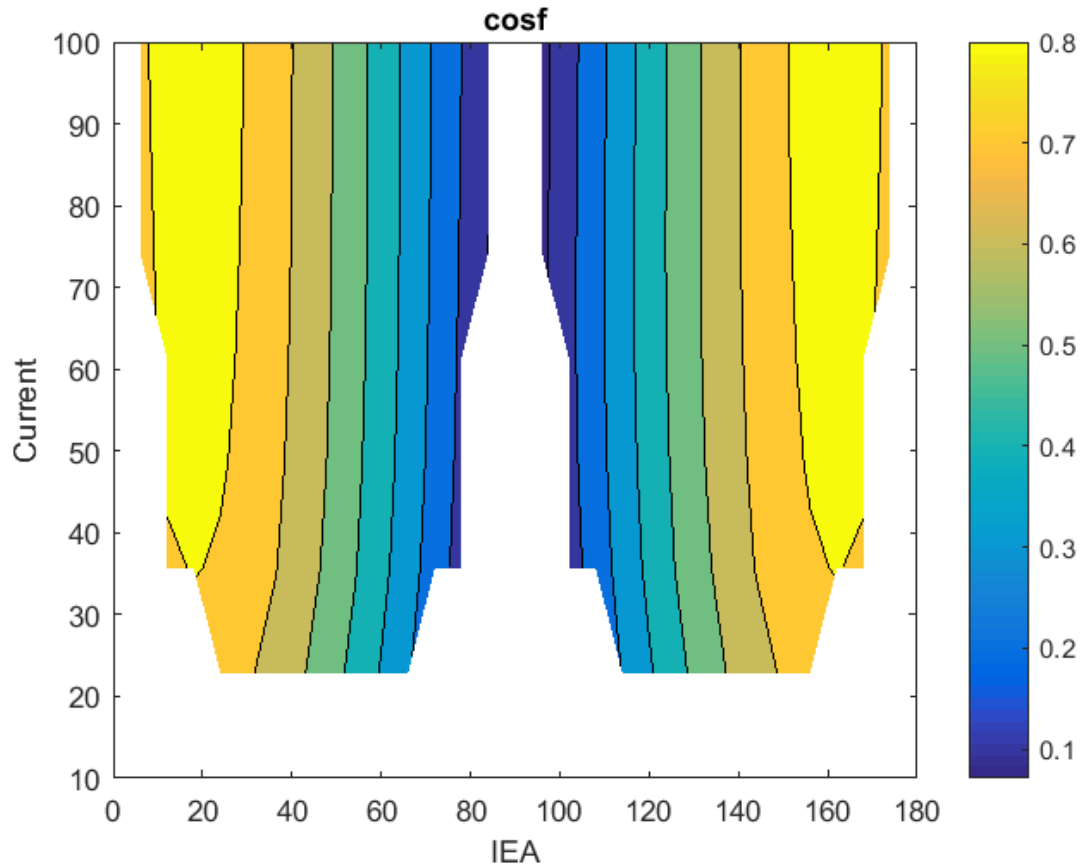
Οι αυτεπαγωγές κατά μήκος του ευθέως άξονα (L_d) και του κάθετου άξονα (L_q) εξαρτώνται από τη διάταξη της δομής του ροτόρα. Οι διάφορες ανιστροπικές δομές οδηγούν σε διαφορετικές τιμές των L_d και L_q . Συνεπώς, είναι δυνατό να βελτιωθεί η απόδοση ροπής του κινητήρα SynRM με την αύξηση του λόγου εκτυπότητας, προσπαθώντας να μεγιστοποιηθεί το L_d και να ελαχιστοποιηθεί το L_q . Ο συντελεστής ισχύος (p.f) του κινητήρα SynRM επηρεάζεται επίσης από τις τιμές των L_d και L_q , όπως φαίνεται στην παρακάτω εξίσωση [4]:

Συντελεστής ισχύος:

$$\cos\varphi = \frac{(\xi-1) \cdot I_d \cdot I_q}{(\sqrt{(\xi I_d)^2 + I_q^2}) \cdot (\sqrt{I_d^2 + I_q^2})} \quad (103)$$

Όπου η μέγιστη τιμή βρίσκεται από:

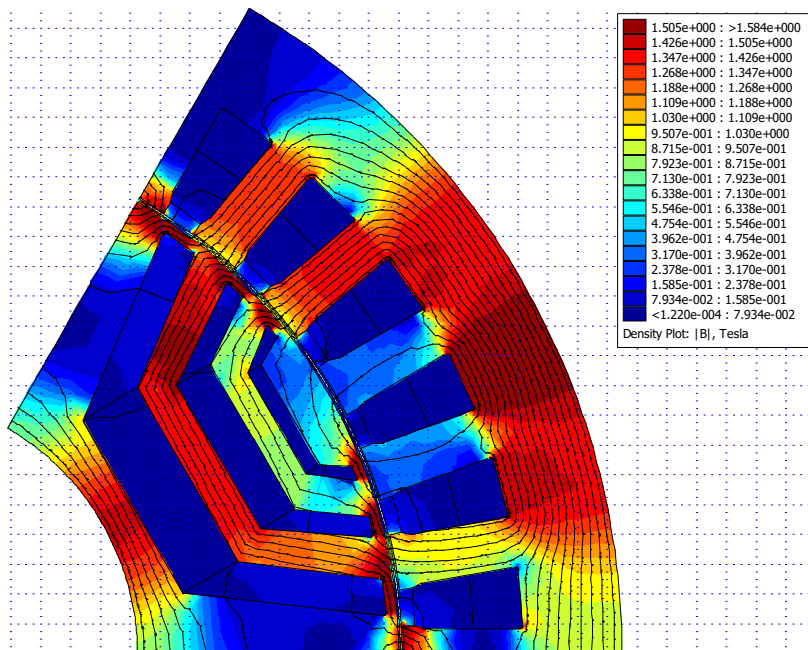
$$\cos\varphi_{max} = \frac{\xi-1}{\xi+1} \quad (104)$$



Εικόνα 59- Συντελεστής Ισχύος ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες (IEA) και τα πλάτη ρεύματος (Current)

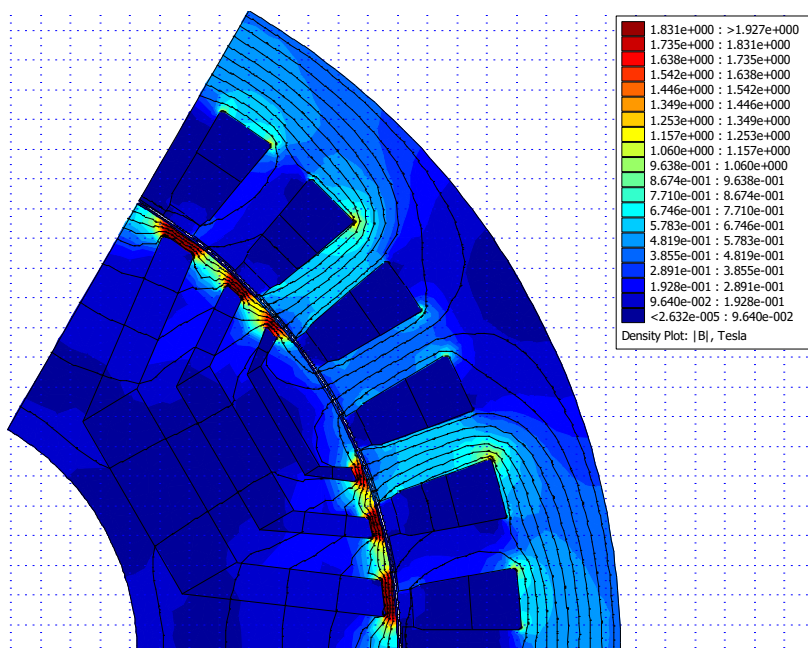
Στην Εικόνα 52, παρουσιάζεται ο χάρτης του συντελεστή ισχύος της μηχανής SynRM, ο οποίος διαφέρει εμφανώς από αυτόν του κινητήρα PMSynRM, που αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Παρατηρούμε πως η μέγιστη τιμή του συντελεστή ισχύος εμφανίζεται κοντά στις τιμές ηλεκτρικής γωνίας $IEA = 150^\circ - 170^\circ$ και $IEA = 10^\circ - 30^\circ$, ενώ για $IEA = 60^\circ - 120^\circ$ έχουμε κακό συντελεστή ισχύος.

Στις Εικόνες 60-62 παρακάτω, βλέπουμε την κατανομή της μαγνητικής επαγωγής από το FEMM σε τρεις βασικές λειτουργικές καταστάσεις. Προκύπτει έτσι μια οπτικοποίηση των δυνατοτήτων σχεδίασης που προσφέρει το παραμετρικό πρόγραμμα σχεδίασης που υλοποιήθηκε.



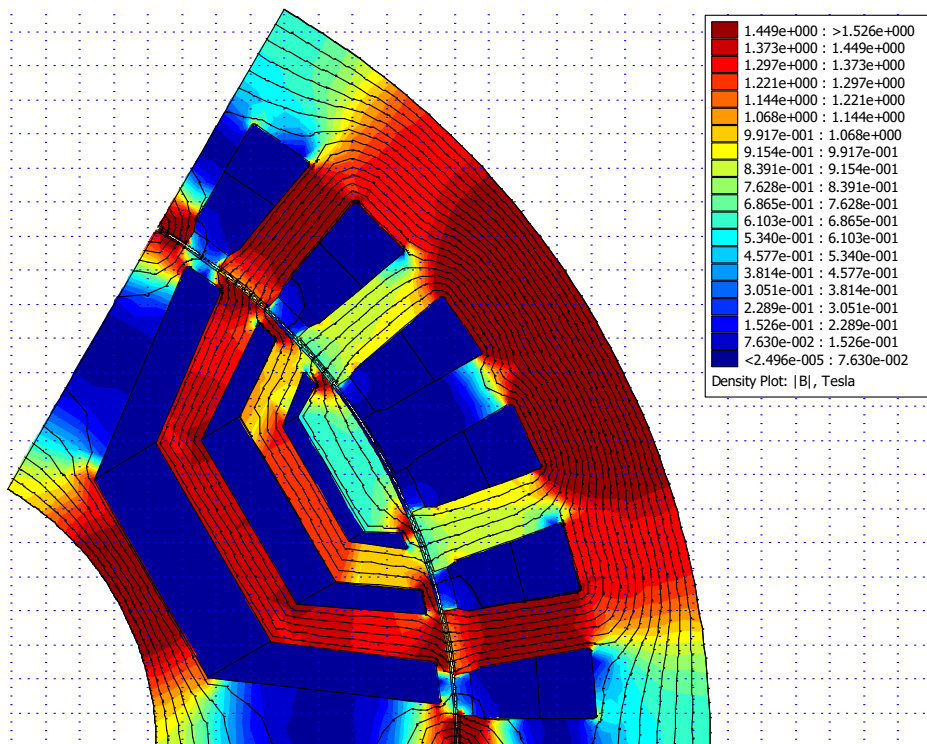
Εικόνα 60 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού SynRM κινητήρα $T_e = 31.6041 \text{ Nm}$, $\delta=132^\circ$, $CurAmpI=100\%$

Παρατηρούμε πως στη μέγιστη τιμή της ροπής, η μαγνητική επαγωγή έχει μετατοπιστεί από τη νοητή ευθεία προς το στάτη. Έτσι, προκύπτει η μέγιστη δυνατή ροπή στο διάκενο.



Εικόνα 61 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού SynRM κινητήρα $T_e = -0.000686964 \text{ Nm}$, $\delta=0^\circ$, $CurAmpI=100\%$

Σε γωνία $\delta=0^\circ$, όμως, έχουμε τη μέγιστη δυνατή εξασθένιση του πεδίου. Επομένως, η μαγνητική επαγωγή στο στάτη έχει την ελάχιστη δυνατή μέση τιμή, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα.



Εικόνα 62 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του αρχικού SynRM κινητήρα $T_e = -0.000686964 \text{ Nm}$, $\delta=90^\circ$, $CurAmpl=100\%$

Επίσης, σε γωνία $\delta=90^\circ$, οι μαγνητικές γραμμές που περνούν ευθεία στα δόντια του στάτη καταλήγουν να περνούν ανάμεσα από κάθε διαδρομή που επιτρέπουν τα flux barriers με συμμετρία ως προς ένα νοητό άξονα στις 30 μηχανικές μοίρες, με αποτέλεσμα να μη δημιουργείται ροπή στο διάκενο.

5.3 Σύγκριση των κινητήρων PMASynRM και SynRM

Στις υποενότητες 5.1 και 5.2 αναλύθηκαν οι δύο γεωμετρίες του σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης με μόνιμους μαγνήτες και της ίδιας γεωμετρίας χωρίς του μαγνήτες. Σε αυτήν την ενότητα, παρουσιάζεται η σύγκριση των χαρακτηριστικών των δύο αυτών κινητήρων.

Πίνακας 2 - Σύγκριση αποτελεσμάτων

Motor Features	δ°	Tmax (Nm)	Tmean (Nm)	TorqueRipple	cosf
PMASynRM	126	50.83	26.06	0.9056	0.7884
SynRM	132	31.60	17.83	1.5954	0.5907

Σε αυτόν τον πίνακα γίνεται μια σύνοψη των χαρακτηριστικών των δύο γεωμετριών. Παρατηρούμε ότι τα χαρακτηριστικά της γεωμετρίας με τους μαγνήτες είναι «καλύτερα» σε σύγκριση με αυτά της απλής γεωμετρίας. Η μέση και μέγιστη αποδιδόμενη ροπή είναι μεγαλύτερη, ενώ μειώνεται το ποσοστό κυμάτωσης της ροπής με την προσθήκη μαγνητών. Τέλος, επιβεβαιώνονται και οι σχετικές μελέτες για το συντελεστή ισχύος, ο οποίος σε έναν απλό κινητήρα μαγνητικής αντίστασης είναι πολύ χαμηλός και βελτιώνεται με τη βοήθεια των μαγνητών.

Βέβαια, η προσθήκη μόνιμων μαγνητών είναι μια αρκετά πολύπλοκη διαδικασία, ενώ εξίσου δύσκολη είναι η συντήρηση των κινητήρων με μόνιμους μαγνήτες. Σε περίπτωση απομαγνήτισης των μαγνητών, κρίνεται αναγκαία η αντικατάστασή τους με νέους λειτουργικούς, ώστε να επιτυγχάνονται τα επιθυμητά χαρακτηριστικά.

6. Βελτιστοποίηση Γεωμετρίας

6.1 Γενετικός Αλγόριθμος βελτιστοποίησης (GA)

Οι Γενετικοί Αλγόριθμοι είναι μια εξαιρετικά ισχυρή και αποτελεσματική μέθοδος βελτιστοποίησης που εμπνέεται από τη φυσική εξέλιξη. Η λειτουργία τους βασίζεται στις αρχές της φυσικής επιλογής και της γενετικής κληρονομιάς. Ο σκοπός τους είναι να βρουν τις βέλτιστες λύσεις σε προβλήματα βελτιστοποίησης, ειδικά όταν ο χώρος των δυνατών λύσεων είναι μεγάλος και δύσκολος να εξερευνηθεί από παραδοσιακούς αλγορίθμους.

Η λειτουργία των Γενετικών Αλγορίθμων αρχίζει με τη δημιουργία ενός αρχικού τυχαίου πληθυσμού λύσεων, ο οποίος αποτελείται από γονίδια ή χρωμοσώματα. Κάθε χρωμόσωμα αναπαριστά μια δυνατή λύση στο πρόβλημα που επιδιώκουμε να βελτιστοποιήσουμε. Στη συνέχεια, οι λύσεις αξιολογούνται χρησιμοποιώντας μια συνάρτηση κόστους ή απόδοσης που πρέπει να ελαχιστοποιηθεί ή να μεγιστοποιηθεί.

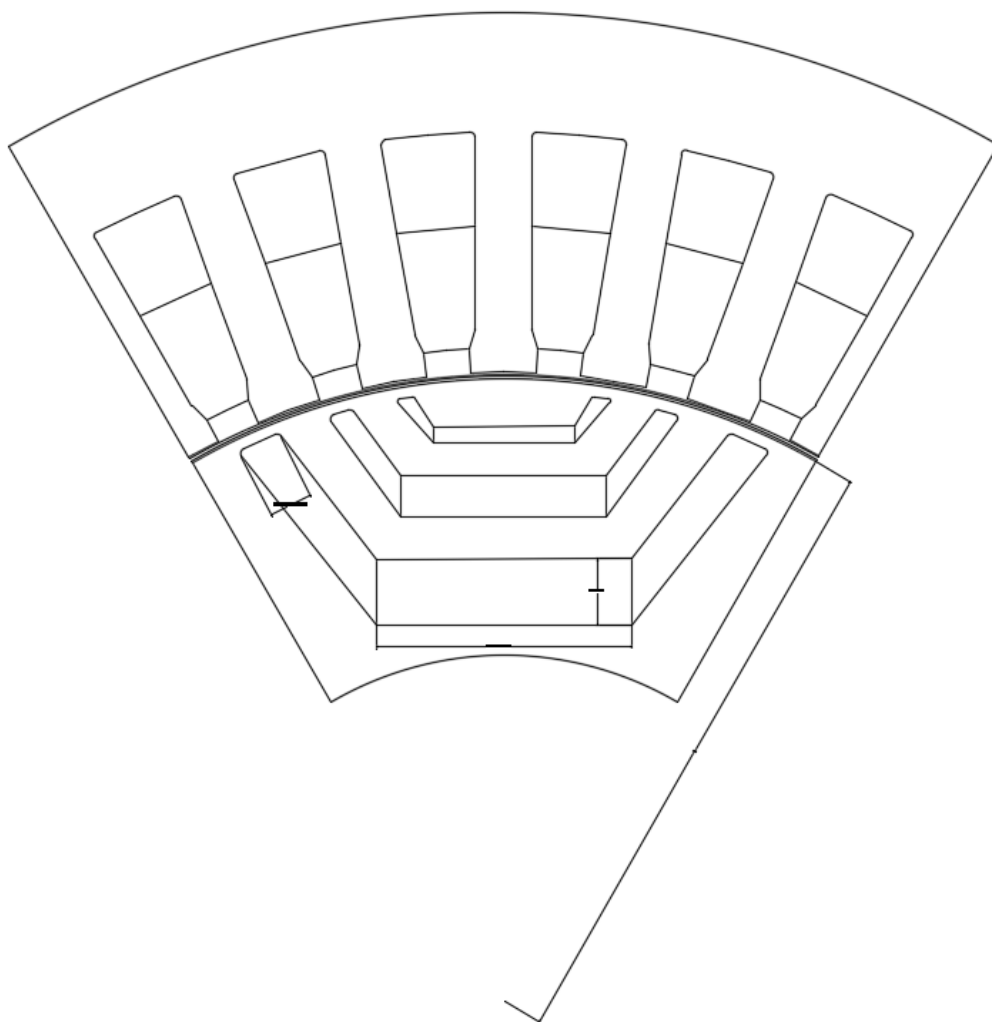
Οι πιο αποδοτικές λύσεις της πρώτης γενιάς επιλέγονται για να δημιουργήσουν την επόμενη γενιά. Αυτή η διαδικασία περιλαμβάνει γενετικούς τελεστές όπως η διασταύρωση και η μετάλλαξη. Κατά τη διασταύρωση, τα γονίδια των γονέων συνδυάζονται για να δημιουργήσουν νέα χρωμοσώματα. Από την άλλη πλευρά, η μετάλλαξη εισάγει τυχαίες αλλαγές στα χρωμοσώματα, προσφέροντας περισσότερη ποικιλία και διασφαλίζοντας ότι ο αλγόριθμος δεν παγιάνεται σε μια τοπική βέλτιστη λύση.

Καθώς ο αλγόριθμος επαναλαμβάνεται, οι γενετικοί τελεστές επιτρέπουν στις λύσεις να εξελισσονται και να βελτιώνονται στον χώρο των δυνατών λύσεων. Η διαδικασία επανάληψης συνεχίζεται μέχρι να επιτευχθεί μια ικανοποιητική λύση ή μέχρι να φτάσει σε μια προκαθορισμένη συνθήκη τερματισμού.

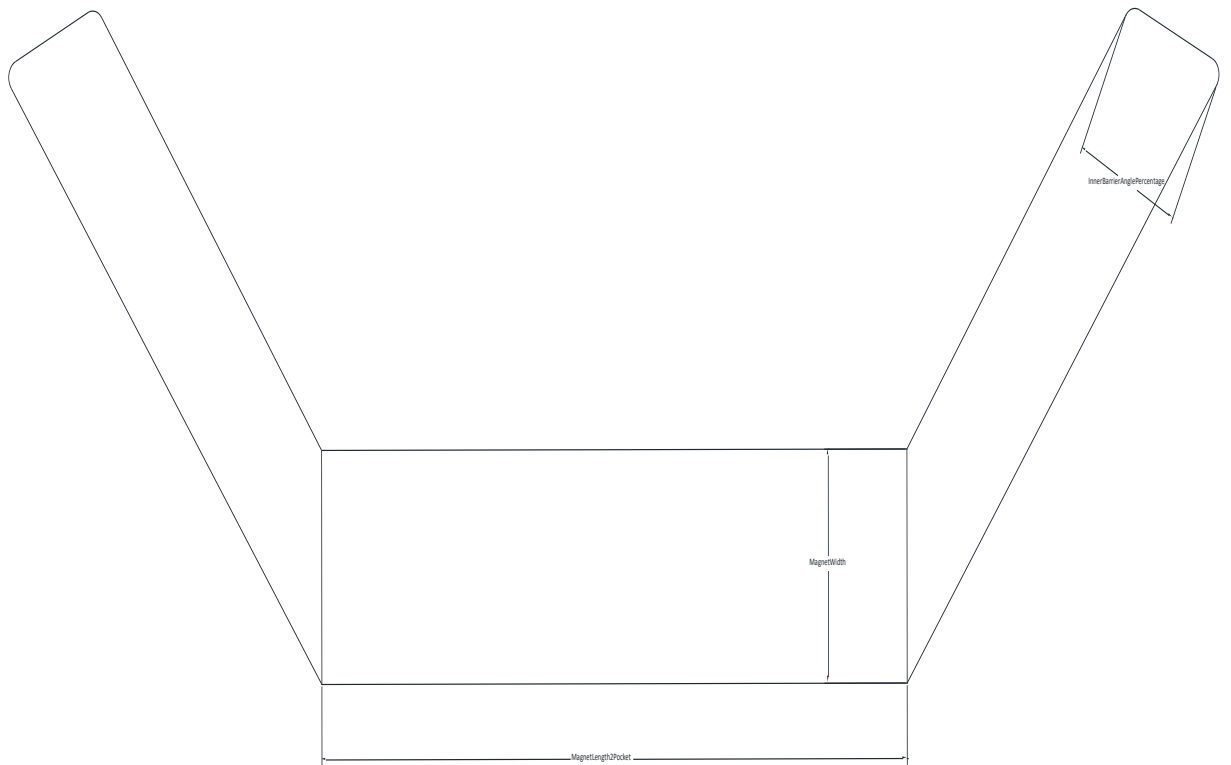
Ως αποτέλεσμα, οι Γενετικοί Αλγόριθμοι μπορούν να αντιμετωπίσουν προβλήματα βελτιστοποίησης σε μεγάλους χώρους αναζήτησης, όπου παραδοσιακοί αλγόριθμοι θα είχαν δυσκολία να επιτύχουν τις βέλτιστες λύσεις. Η ικανότητά τους να εξερευνούν και να εκμεταλλεύονται τον χώρο των δυνατών λύσεων τους καθιστά ένα ισχυρό εργαλείο για πολλά προβλήματα βελτιστοποίησης σε επιστημονικές, μηχανικές, οικονομικές και άλλες εφαρμογές.

6.2 Βελτιστοποίηση μεταβλητών γεωμετρίας του ηλεκτροκινητήρα PMA SynRM

Στο παρακάτω σχήμα, φαίνονται οι μεταβλητές σχεδιαστικές παράμετροι που επιλέγονται για τη βελτιστοποίηση.



Εικόνα 63 - Συνολική γεωμετρία σχεδίασης κινητήρα PMASynRM



Εικόνα 64 - Γεωμετρία ενός flux barrier και οι μεταβλητές του X_G διανύσματος σχεδίασης

Στην Εικόνα 64, βλέπουμε το ένα flux barrier της γεωμετρίας, καθώς και τις μεταβλητές σχεδιαστικές παραμέτρους που τέθηκαν για βελτιστοποίηση στον γενετικό αλγόριθμο.

Στον Πίνακα 3, βλέπουμε τις αρχικές ενδεικτικές τιμές της γεωμετρίας που αναλύθηκε στο κεφάλαιο 5.1.

Πίνακας3 - Αρχικές επιλεχθείσες τιμές των σχεδιαστικών παραμέτρων της γεωμετρίας του κινητήρα

Σχεδιαστικές Παράμετροι	Αρχική Τιμή (%)
MagnetWidth	30
InnerBarrierAnglePercentage	50
MagnetLength2Pocket	30

6.3 Κλασική προσέγγιση με συνάθροιση κριτηρίων

Ο κλασικός χειρισμός ενός προβλήματος ταυτόχρονης βελτιστοποίησης πολλών κριτηρίων συνίσταται στον εκ των προτέρων καθορισμό των προτιμήσεων του αναλυτή σχετικά με την μορφή της καλύτερης συμβιβαστικής λύσης. Αυτό προκύπτει την χρήση ενός τελεστή ενσωμάτωσης των επιμέρους κριτηρίων σε μια ενιαία ζύγισμα, που είναι ισοδύναμο της στοχαστικής συνάρτησης ενός βαθμωτού προβλήματος.

Η μεθοδολογία των βαρών είναι η πλέον τετριμμένη προσέγγιση, η οποία συνίσταται στην στάθμιση των κριτηρίων βελτιστοποίησης με χρήση προεπιλεγμένων συντελεστών βάρους, οπότε η συνάρτηση χρησιμότητας προκύπτει ως γραμμικός συνδυασμός των συνιστωσών της διανυσματικής στοχαστικής συνάρτησης. Συνεπώς, το πολυκριτηριακό πρόβλημα μετασχηματίζεται σε βαθμωτό της μορφής:

$$\min \sum_{i=1}^m w_i f_i(x) \quad (105)$$

όπου w_i συντελεστές βάρους που υποδηλώνουν την σχετική σημασία των επιμέρους κριτηρίων. Κατά κανόνα θεωρείται ότι:

$$\sum_{i=1}^m w_i = 1 \quad (106)$$

Δεδομένου ότι η βελτιστοποίηση λύσης εξαρτάται δραστικά από τις τιμές των συντελεστών βάρους και καθώς δεν υπάρχει αντικειμενικός τρόπος επιλογής τους, απαιτείται μια ανάλυση ευαισθησίας, βάσει της οποίας επιλύεται το ισοδύναμο πρόβλημα πολλές φορές, με χρήση διαφορετικών τιμών των w_i . Στην περίπτωση αυτή, όλες οι λύσεις που προκύπτουν ανήκουν στο μέτωπο Pareto, και η επιλογή της καλύτερης συμβιβαστικής λύσης εξαρτάται στην υποκειμενική κρίση του αναλυτή. Στην πραγματικότητα, με τον τρόπο που διατυπώνεται το μετασχηματισμένο πρόβλημα, η βέλτιστη λύση δεν εξαρτάται μόνο από τη σχετική σημασία που εκφράζουν οι συντελεστές βάρους αλλά και από το εύρος τιμών και τις μονάδες μέτρησης των $f_i(x)$. Για να αποκτήσουν οι συντελεστές βαρών το πραγματικό τους νόημα απαιτείται κάποιος μετασχηματισμός (αδιαστατοποίηση), ώστε όλα τα κριτήρια του προβλήματος να είναι συγκρίσιμα.

Η μέθοδος των βαρών είναι η προσέγγιση που αναπτύχθηκε για την εύρεση μη κατωτέρων λύσεων στην πολυκριτηριακή βελτιστοποίηση, και η μαθηματική της τεκμηρίωση αποτελεί άμεση συνέπεια των αντίστοιχων κεντρικών κεφαλαίων Kuhn-Tucker για τον πολυστοχικό προγραμματισμό. Η βελτιστοποίηση λύνεται στο σημείο όπου η συνάρτηση χρησιμότητας:

$$u(x) = \sum_{i=1}^m w_i f_i(x) \quad (107)$$

εφάπτεται του πεδίου τιμών. Εφόσον το πεδίο είναι κυρτό, τότε μεταβάλλοντας τις τιμές των συντελεστών βάρους, δηλαδή την κλίση της ευθείας $u(x)$, εντοπίζοντας διαφορετικές βέλτιστες λύσεις που είναι εξ ορισμού μη κατώτερες.

6.4 Ανάλυση των παραμέτρων

Παρακάτω, παρουσιάζεται το διάνυσμα μεταβλητών σχεδίασης, όπως απεικονίζονται στην Εικόνα 53 και Εικόνα 54, ως ποσοστά των μεταβλητών και για τα 3 flux barriers:

$$X_G = [\text{MagnetWidth} \quad \text{InnerBarrierAnglePercentage} \quad \text{MagnetLength2Pocket}]_G \quad (108)$$

Πίνακας 4 - Εύρος τιμών σχεδιαστικών παραμέτρων που τέθηκαν προς βελτιστοποίηση

Σχεδιαστικές Παράμετροι	Αρχική Τιμή (%)	Τελική Τιμή (%)
MagnetWidth	20	40
InnerBarrierAnglePercentage	0	100
MagnetLength2Pocket	30	90

Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά των barriers που μεταβάλλονται φαίνονται στην Εικόνα 54.

Η επιλεχθείσα αντικειμενική συνάρτηση έχει ως εξής:

$$F = w_1 \cdot \frac{T_{max,0}}{T_{max}} + w_2 \cdot \frac{T_{ripple}}{T_{ripple,0}} + w_3 \cdot \frac{\cos\phi_0}{\cos\phi} + w_4 \cdot \frac{MV_0}{MV} \quad (109)$$

όπου $w_1=0.3$, $w_2=0.1$, $w_3=0.3$, $w_4=0.3$, οι επιλεγμένες τιμές βαρών και:

T_{max} : μέγιστη παραγόμενη ροπή

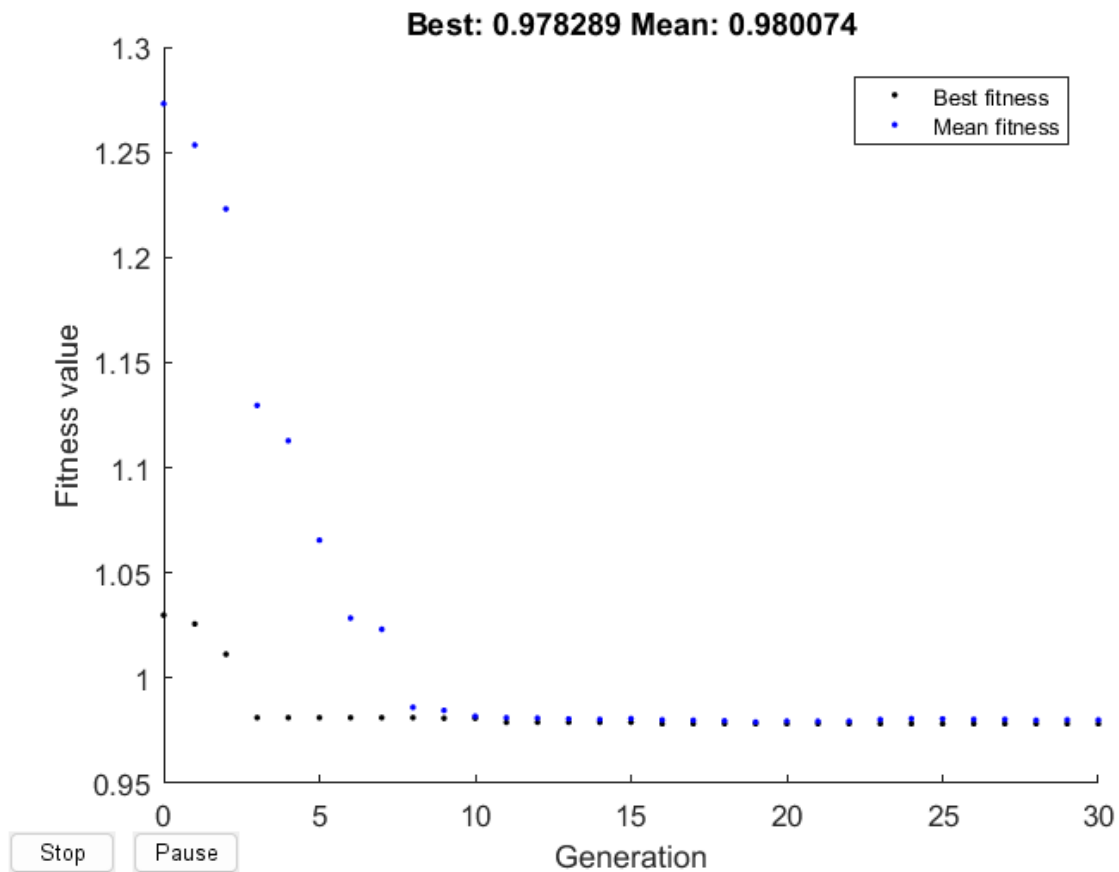
T_{ripple} : κυμάτωση ροπής

$\cos\phi$: συντελεστής ισχύος

MV : ο όγκος των μαγνητών

Και με δείκτη «0» ορίζονται οι τιμές των αποτελεσμάτων της αρχικής σχεδίασης.

Από την παραπάνω συνάρτηση $F(X_G)$ προκύπτουν όλες οι τιμές f_{val} του αλγορίθμου.

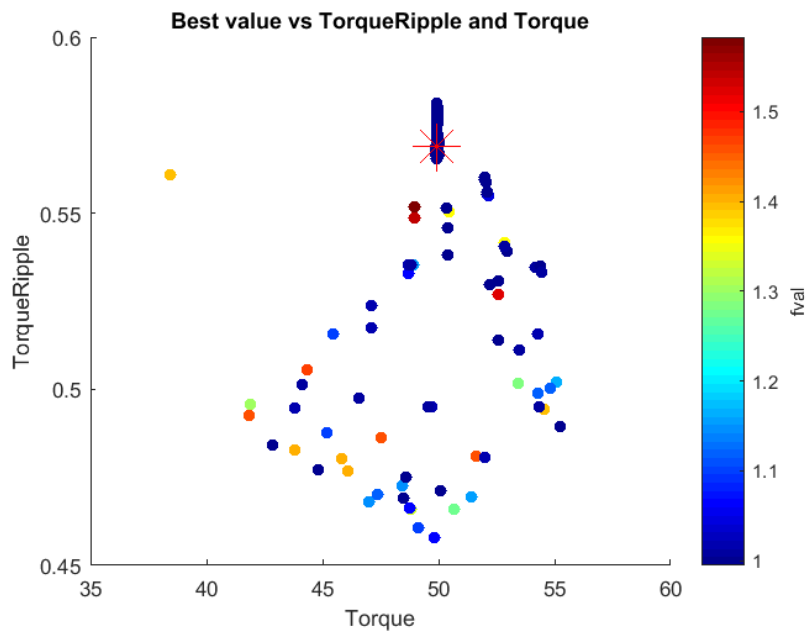


Εικόνα 65 - Διάγραμμα μέσης και καλύτερης τιμής fitness ως προς τις γενιές του GA

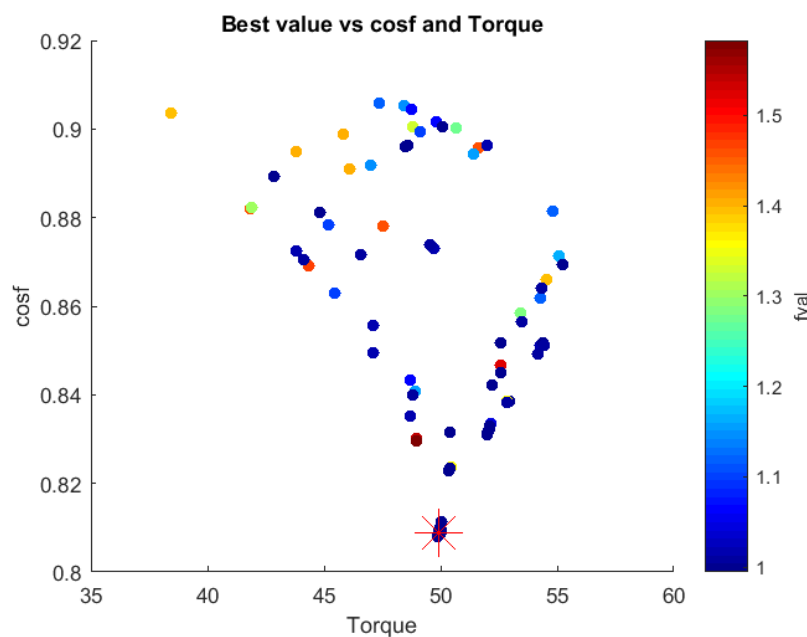
Στο παραπάνω διάγραμμα, παρουσιάζεται η εξέλιξη της καλύτερης και της μέσης τιμής fitness κατά τη διάρκεια της βελτιστοποίησης, όσο αυξάνονται οι γενιές του αλγορίθμου. Παρατηρούμε ότι οι τιμές αυτές συγκλίνουν κοντά στο 0,98 από τη 10^η γενιά και ύστερα.

6.5 Παρουσίαση αποτελεσμάτων αλγορίθμου

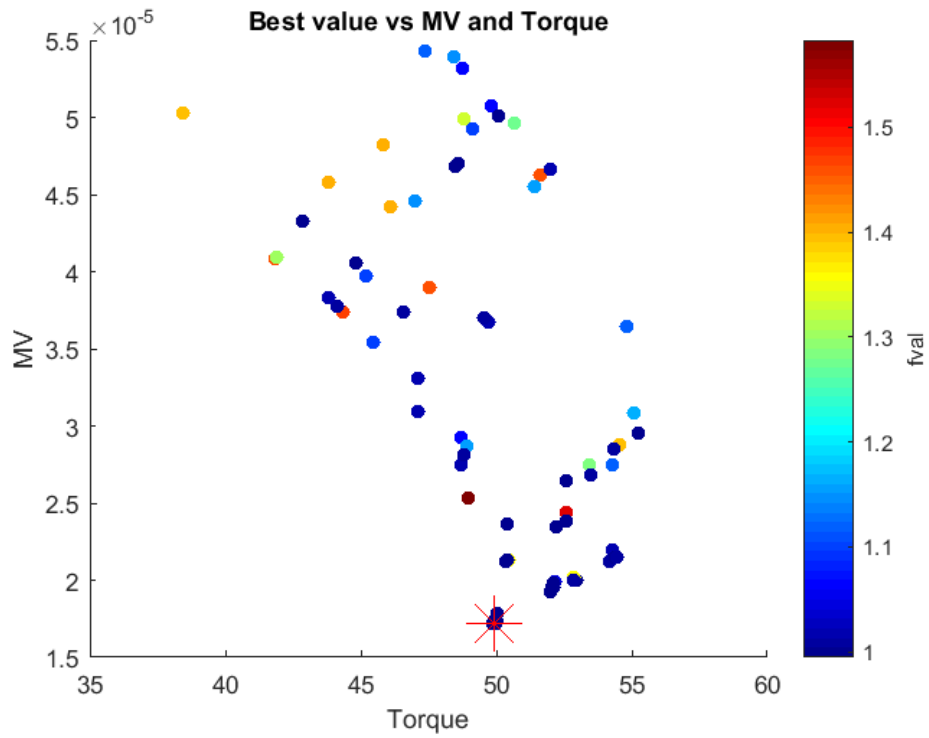
Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του αλγορίθμου για τη βέλτιστη δυνατή σχεδίαση μηχανής με βάσει τις προϋποθέσεις και τα βάρη που τέθηκαν στο κεφάλαιο 6.4.



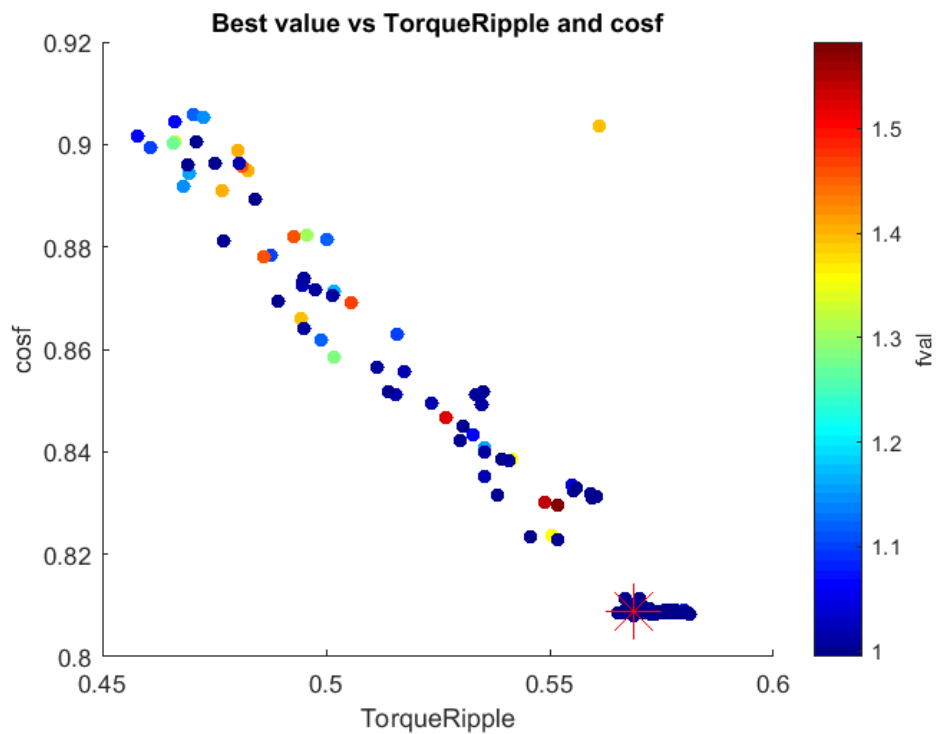
Εικόνα 66 - Διάγραμμα κυμάτωσης ροπής ως προς τη μέγιστη ροπή για τις διάφορες τιμές f_{val}



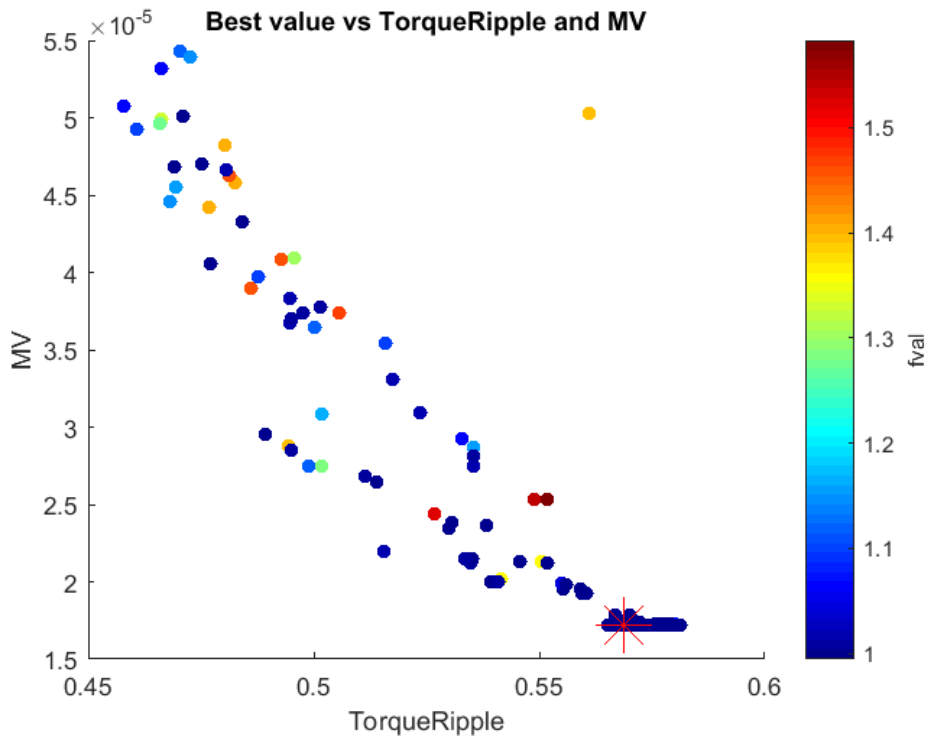
Εικόνα 67- Διάγραμμα συντελεστή ισχύος ως προς τη μέγιστη ροπή για τις διάφορες τιμές f_{val}



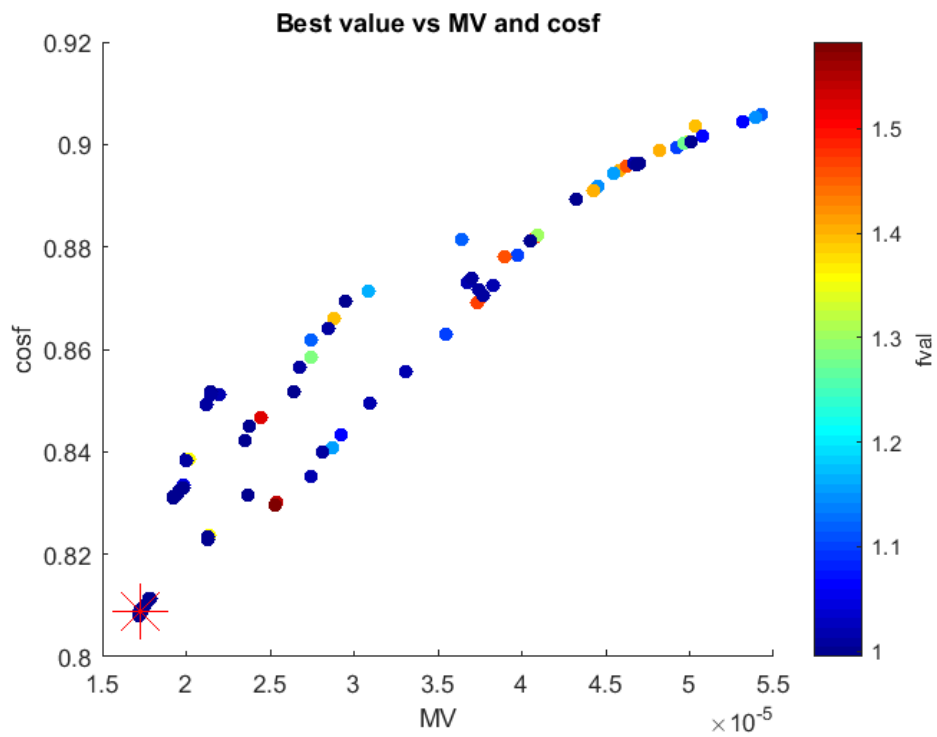
Εικόνα 68 - Διάγραμμα όγκου μαγνητών ως προς τη μέγιστη ροπή για τις διάφορες τιμές f_{val}



Εικόνα 69 - Διάγραμμα συντελεστή ισχύος ως προς την κυμάτωση ροπής για τις διάφορες τιμές f_{val}



Εικόνα 70 - Διάγραμμα όγκου μαγνητών ως προς την κυμάτωση ροπής για τις διάφορες τιμές f_{val}



Εικόνα 71 - Διάγραμμα συντελεστή ισχύος ως προς τον όγκο των μαγνητών για τις διάφορες τιμές f_{val}

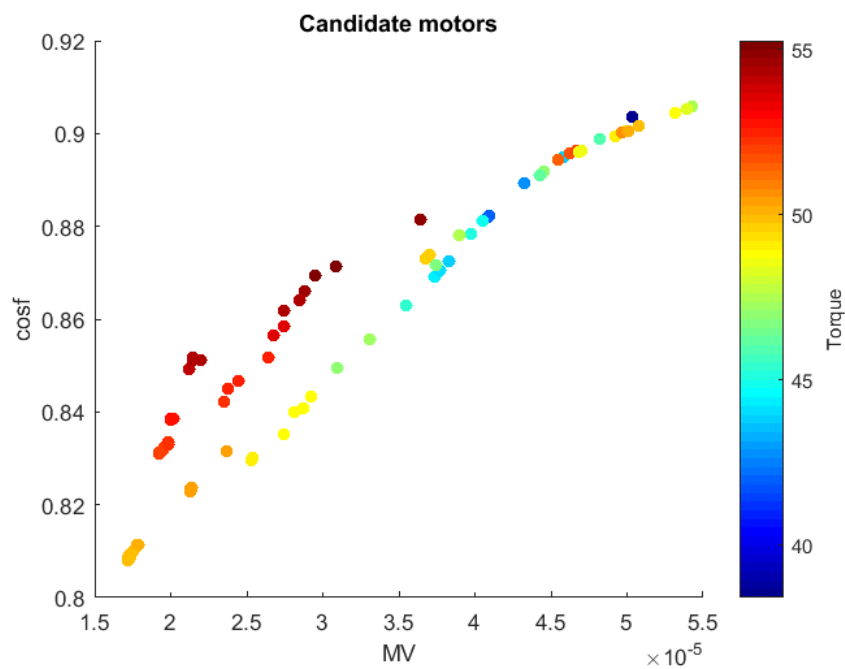
Πίνακας 5 - Τιμές Κριτηρίων Βελτιστοποίησης στην αρχικά επιλεγθείσα και στην τελική σχεδίαση

Κριτήρια Βελτιστοποίησης	Αρχική Σχεδίαση	Τελική Σχεδίαση
Tmax (Nm)	50.83324033	49.94207346
Tripple (%)	0.905562142	0.567407128
Cosφ	0.788422357	0.808642413
Magnet Volume (m ³)	3.76E-05	1.72E-05

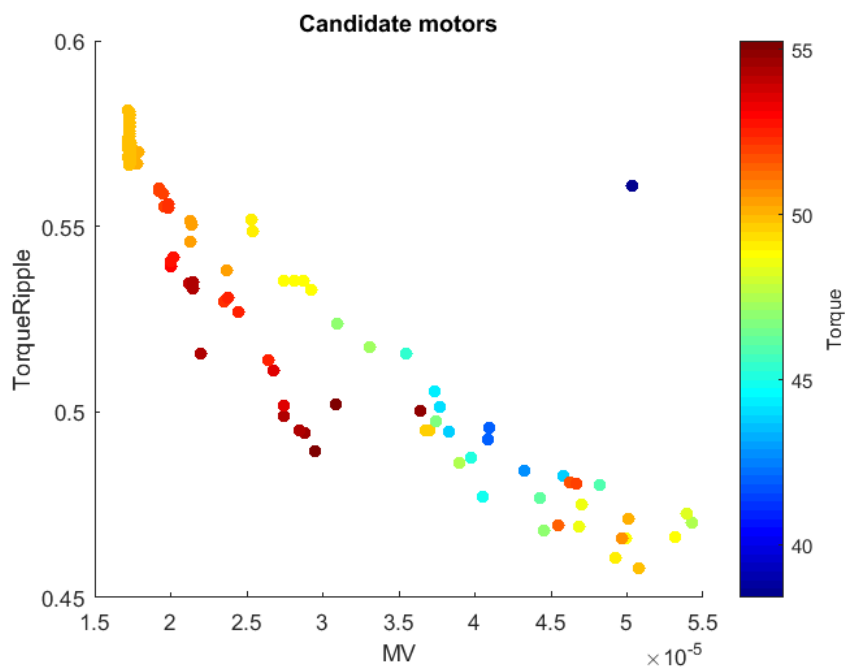
Από τα αποτελέσματα του αλγορίθμου, παρατηρούμε πως τα χαρακτηριστικά της τελικής σχεδίασης που προκύπτουν για την ελάχιστη τιμή της F είναι εμφανώς καλύτερα από αυτά της αρχικής σχεδίασης. Η μέγιστη ροπή παραμένει σχετικά σταθερή, καθώς μειώνεται σημαντικά το ποσοστό της κυμάτωσής της. Επιπλέον, έχουμε αύξηση του συντελεστή ισχύος, πράγμα που ήταν και από τους βασικούς στόχους της διπλωματικής, καθώς και σημαντική μείωση του όγκου των μαγνητών, που συνεπάγεται τη μείωση του κόστους παραγωγής της μηχανής.

6.6 Παρουσίαση πιθανών σχεδιάσεων μηχανών

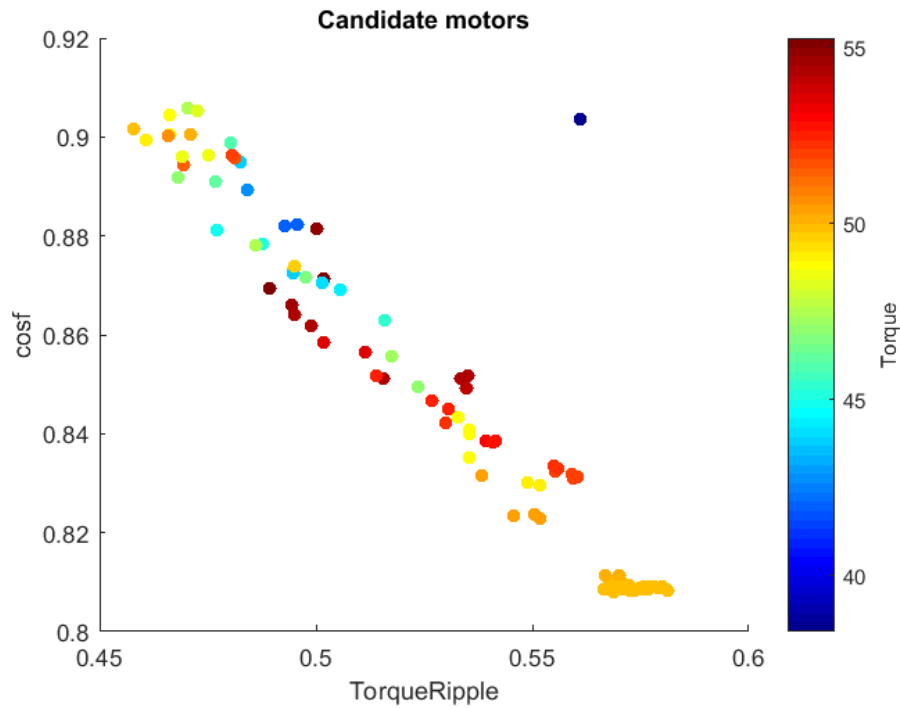
Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζονται όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί σχεδίασης μηχανών ως προς τα θεμελιώδη κριτήρια.



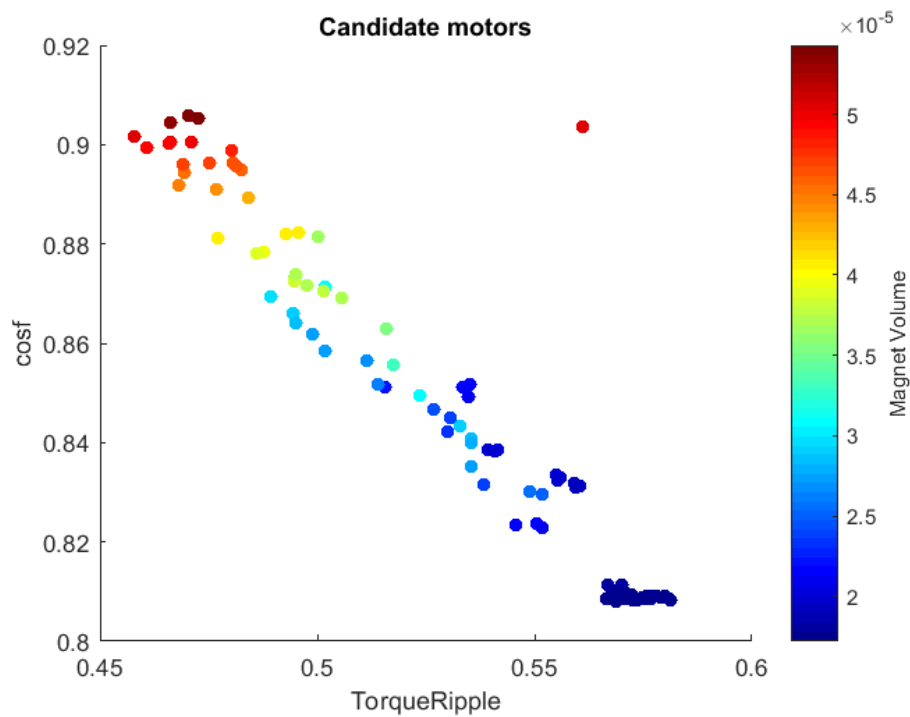
Εικόνα 72 - Τρισδιάστατη απεικόνιση των υποψηφίων μηχανών ως προς τον όγκο των μαγνητών, το συντελεστή ισχύος και τη μέγιστη ροπή



Εικόνα 73 - Τρισδιάστατη απεικόνιση των υποψηφίων μηχανών ως προς τον όγκο των μαγνητών, την κυμάτωση ροπής και τη μέγιστη ροπή



Εικόνα 74 - Τρισδιάστατη απεικόνιση των υποψηφίων μηχανών ως προς την κυμάτωση ροπής, το συντελεστή ισχύος και τη μέγιστη ροπή



Εικόνα 75 - Τρισδιάστατη απεικόνιση των υποψηφίων μηχανών ως προς την κυμάτωση ροπής, το συντελεστή ισχύος και τον όγκο των μαγνητών

Στην Εικόνα 72, παρατηρούμε ότι η μέγιστη ροπή επιτυγχάνεται σε περιοχή του διαγράμματος που έχουμε ένα μέσο συντελεστή ισχύος και ένα σχετικά χαμηλό όγκο μαγνήτη, αν το κριτήριο της κυμάτωσης ροπής δεν περιληφθεί.

Στην Εικόνα 73, παρουσιάζεται η μεγιστοποίηση της ροπής σε σχετικά χαμηλές τιμές κυμάτωσης ροπής, καθώς και όγκου μαγνήτη, αν το κριτήριο του συντελεστή ισχύος δεν περιληφθεί.

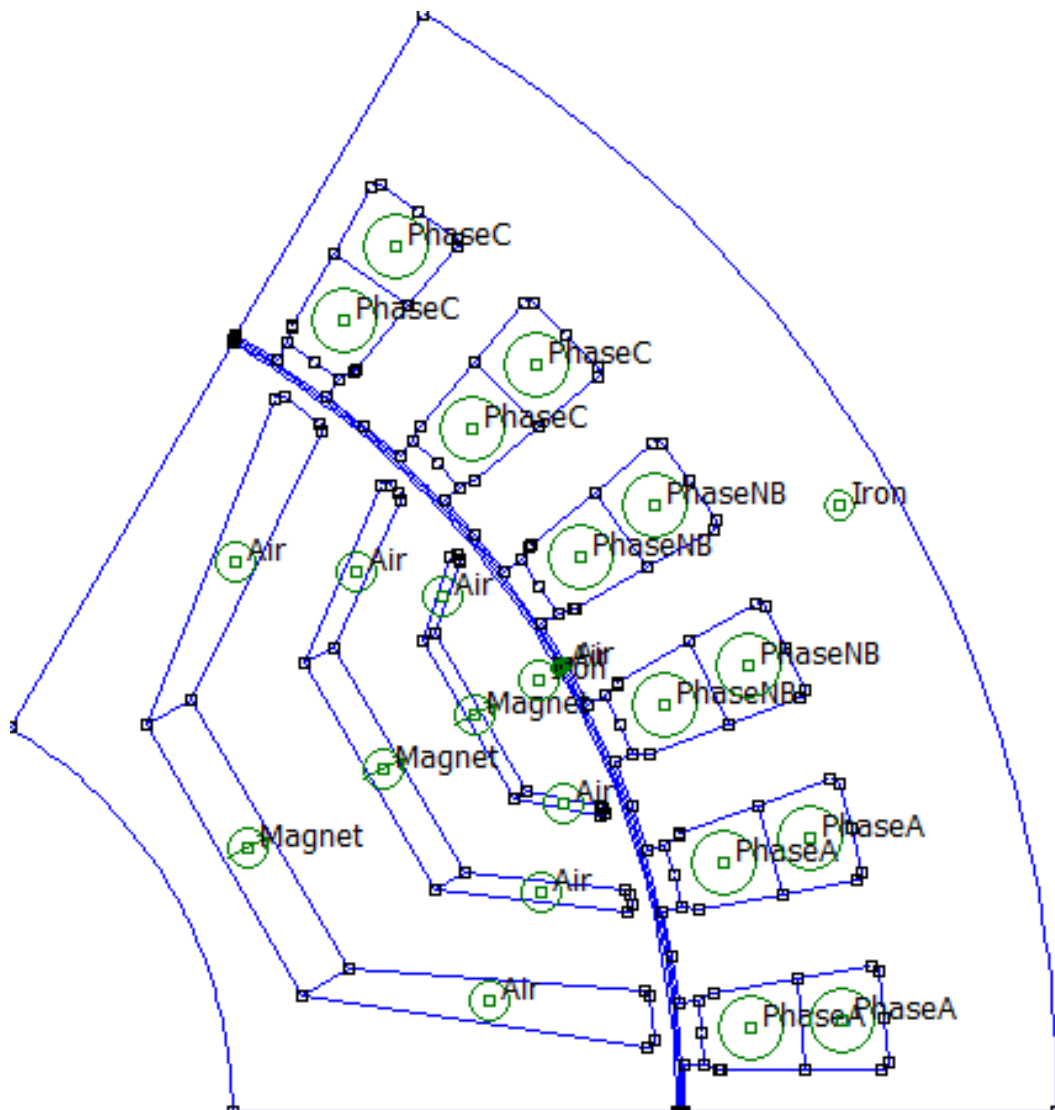
Στην Εικόνα 74, παρατηρούμε πως για να πετύχουμε τη μέγιστη δυνατή ροπή, θα πρέπει να «θυσιάσουμε λίγο» από το συντελεστή ισχύος και από την κυμάτωση ροπής.

Στην Εικόνα 75, φαίνεται άμεσα η συσχέτιση μεταξύ του συντελεστή ισχύος και της κυμάτωσης ροπής με τον όγκο του μαγνήτη. Όσο αυξάνεται ποσοτικά ο μαγνήτης, τόσο καλύτερο συντελεστή ισχύος παρατηρούμε, καθώς και μείωση στην κυμάτωση ροπής.

Ο γενετικός αλγόριθμος είναι ένας εξελικτικός αλγόριθμος που εμπνέεται από τη φυσική εξέλιξη και τη γενετική. Χρησιμοποιείται για τη βελτιστοποίηση και την εύρεση των βέλτιστων λύσεων σε προβλήματα που έχουν πολλές πιθανές λύσεις. Ο γενετικός αλγόριθμος λειτουργεί με την εξέλιξη και την επιλογή των καλύτερων λύσεων μέσω γενετικών τεχνικών όπως διασταύρωση και μετάλλαξη. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι τα βάρη που θα προστεθούν σε μια αντικειμενική συνάρτηση παίζουν πολύ σημαντικό ρόλο στην πορεία και στα αποτελέσματα που θα καταλήξει ο γενετικός αλγόριθμος.

6.7 Παρουσίαση χαρακτηριστικών τελικής σχεδίασης

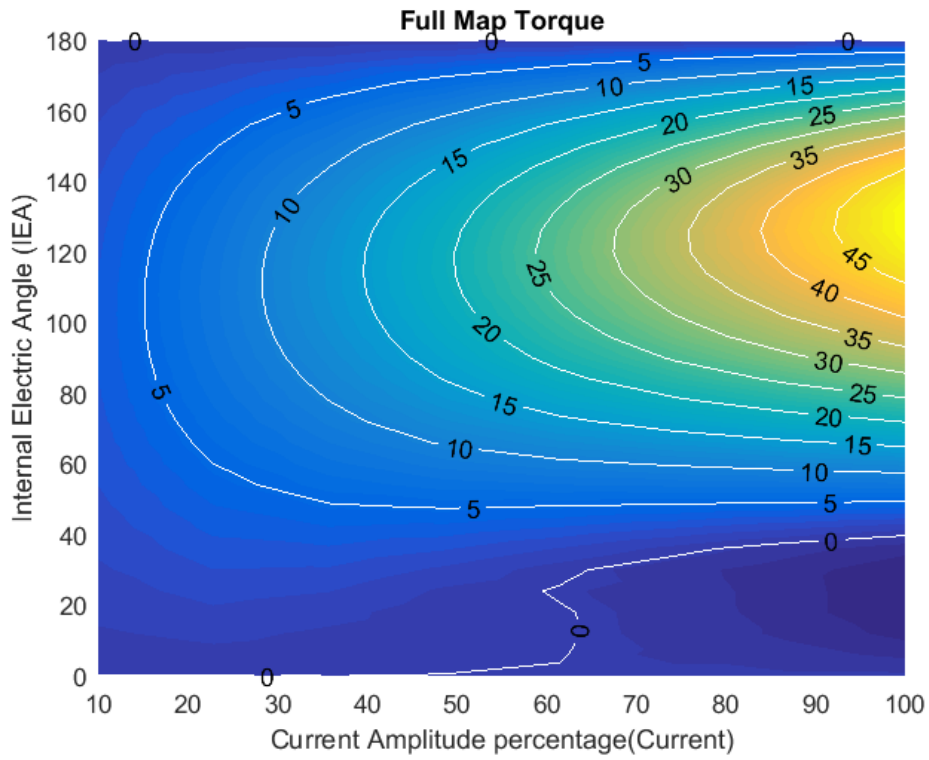
Σε αυτό το κεφάλαιο, ανακεφαλαιώνεται η τελική σχεδίαση και τα χαρακτηριστικά της. Είναι εμφανής η μείωση του εμβαδού των μαγνητών (άρα και του όγκου, με σταθερά επιλεγμένο ενεργό μήκος μηχανής), καθώς και η μείωση του πλάτους των barriers.



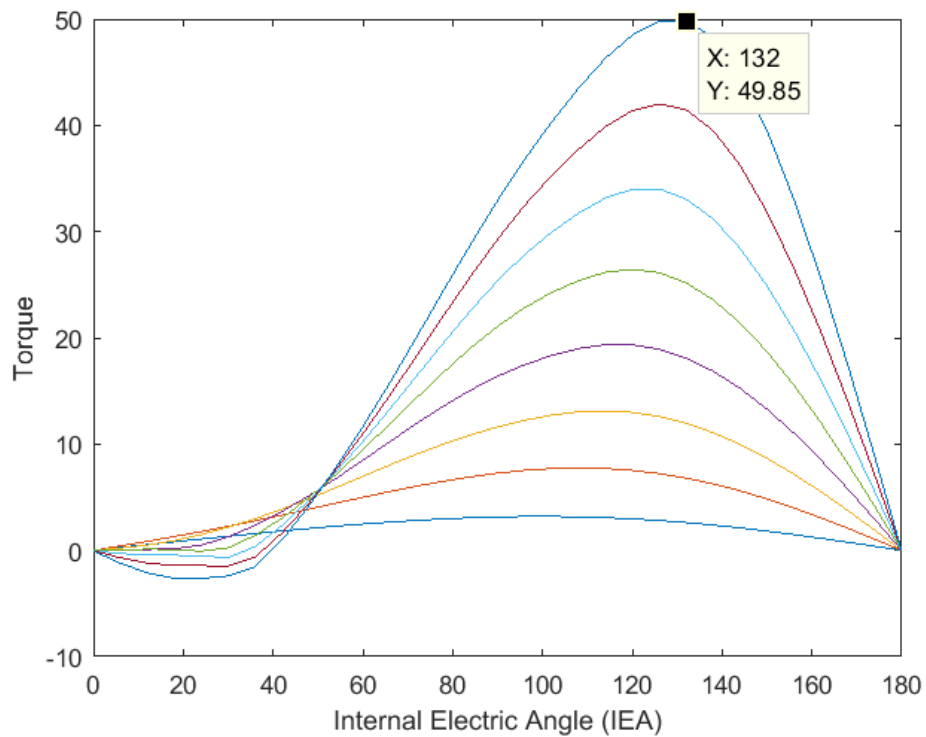
Εικόνα 76 - Τελική βελτιστοποιημένη γεωμετρία PMASynRM

Πίνακας 6 - Τελικές τιμές παραμέτρων σχεδίασης

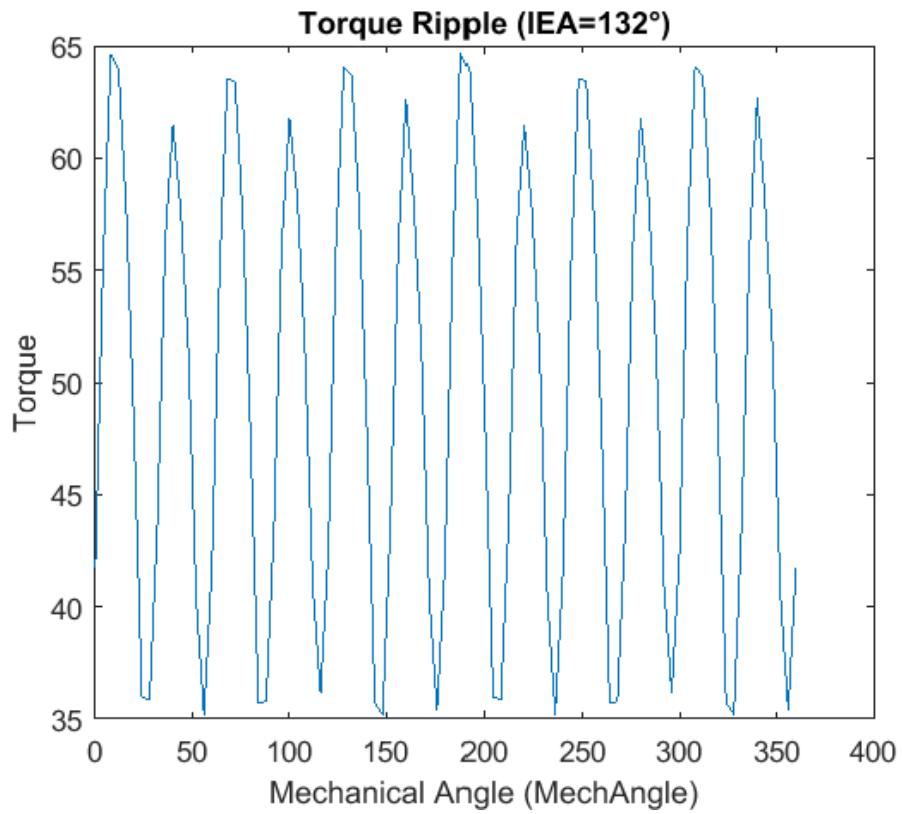
Σχεδιαστικές Παράμετροι	Τελική Τιμή (%)
MagnetWidth	35.84556566
InnerBarrierAnglePercentage	1.776756108
MagnetLength2Pocket	30.01025391



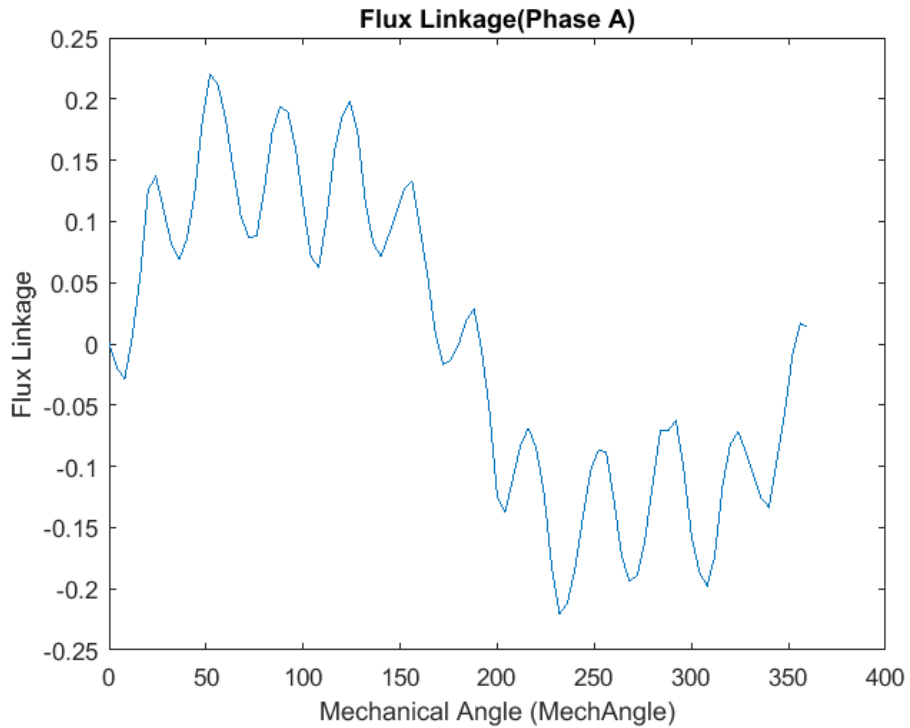
Εικόνα 77 - Χάρτης ροπής συναρτήσει εσωτερικών ηλεκτρικών γωνιών και πλατών πυκνότητας ρεύματος



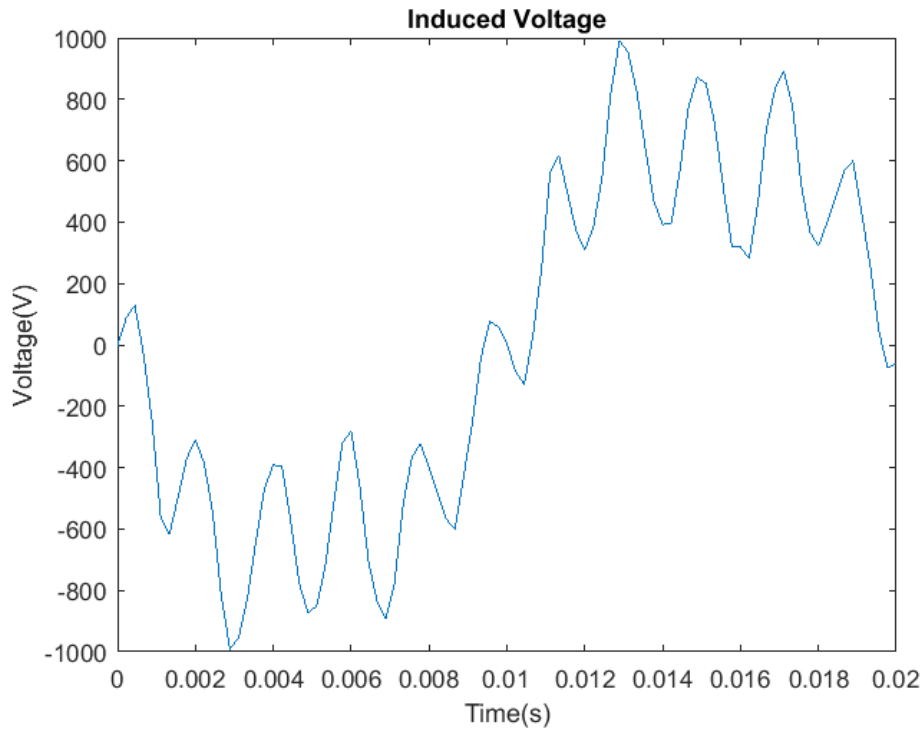
Εικόνα 78 - Μέση ροπή ως προς τις εσωτερικές ηλεκτρικές γωνίες, για τις διάφορες τιμές πλάτους ρεύματος



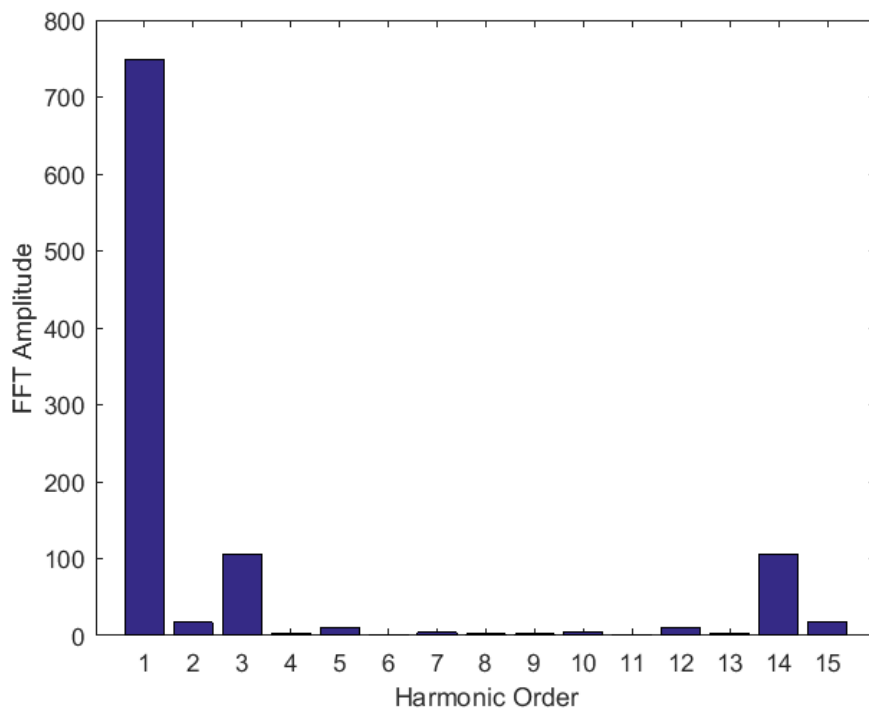
Εικόνα 79 - Κυμάτωση ροπής



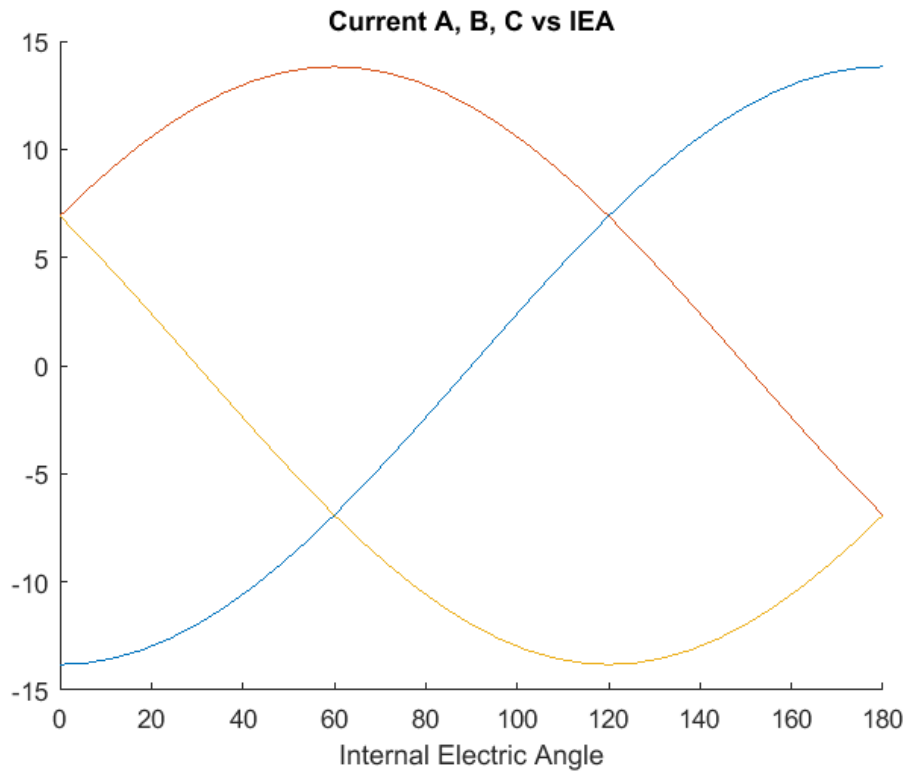
Εικόνα 80 - Πεπλεγμένη ροή φάσης A ως προς τη μηχανική γωνία



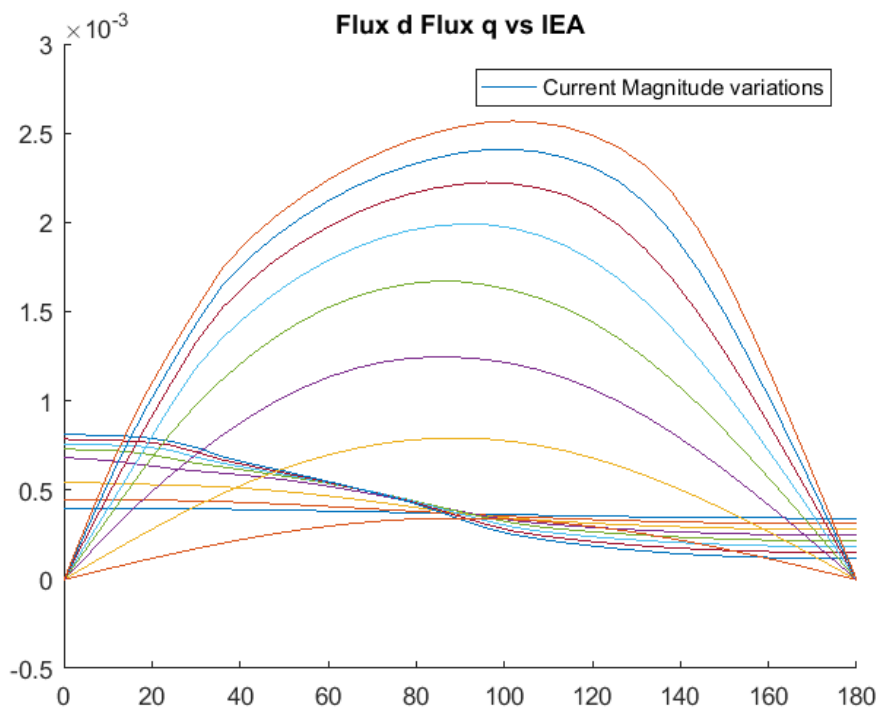
Εικόνα 81 - Κυματομορφή επαγόμενης τάσης στα άκρα τυλιγμάτων ως προς το χρόνο



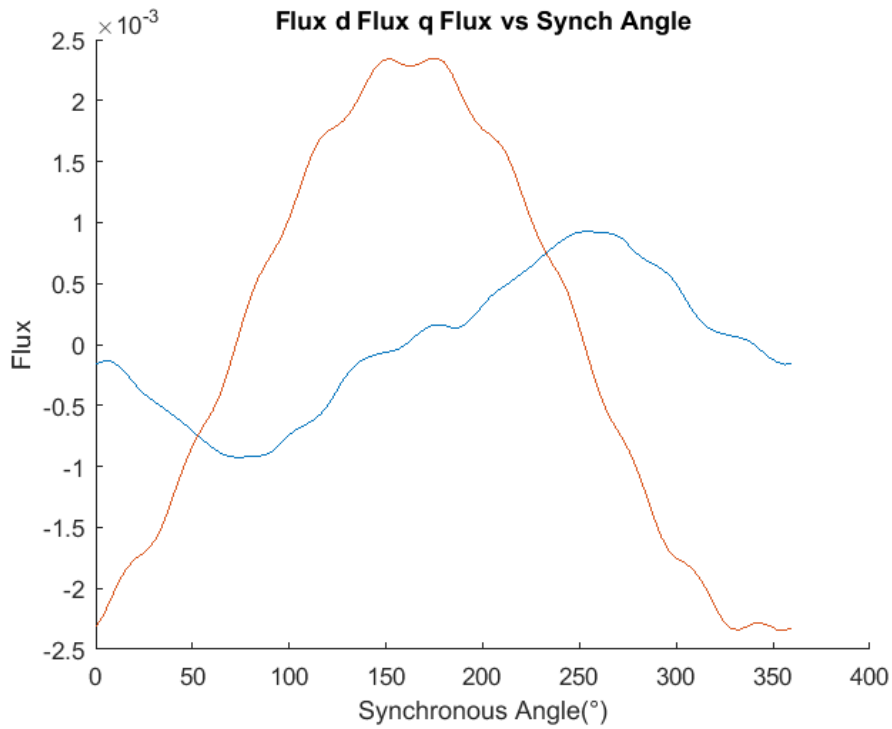
Εικόνα 82 - Αρμονικό περιεχόμενο κυμάτωσης ροπής



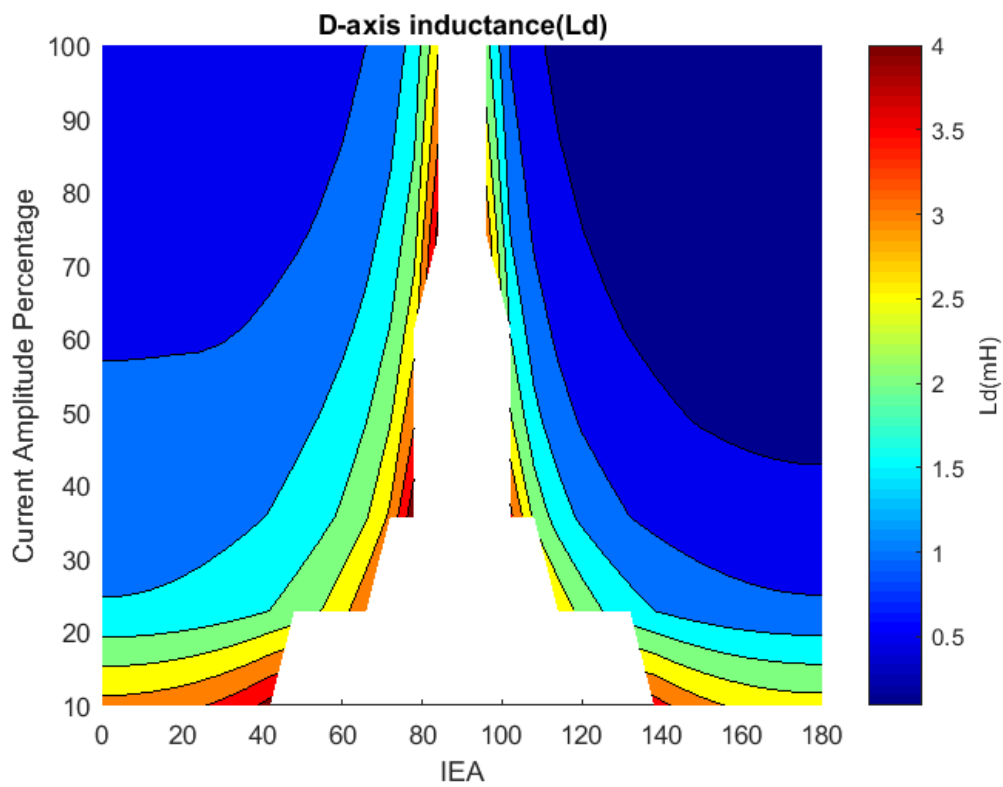
Εικόνα 83 - Ρεύματα τριών φάσεων A, B, C για τις διάφορες τιμές ηλεκτρικών γωνιών



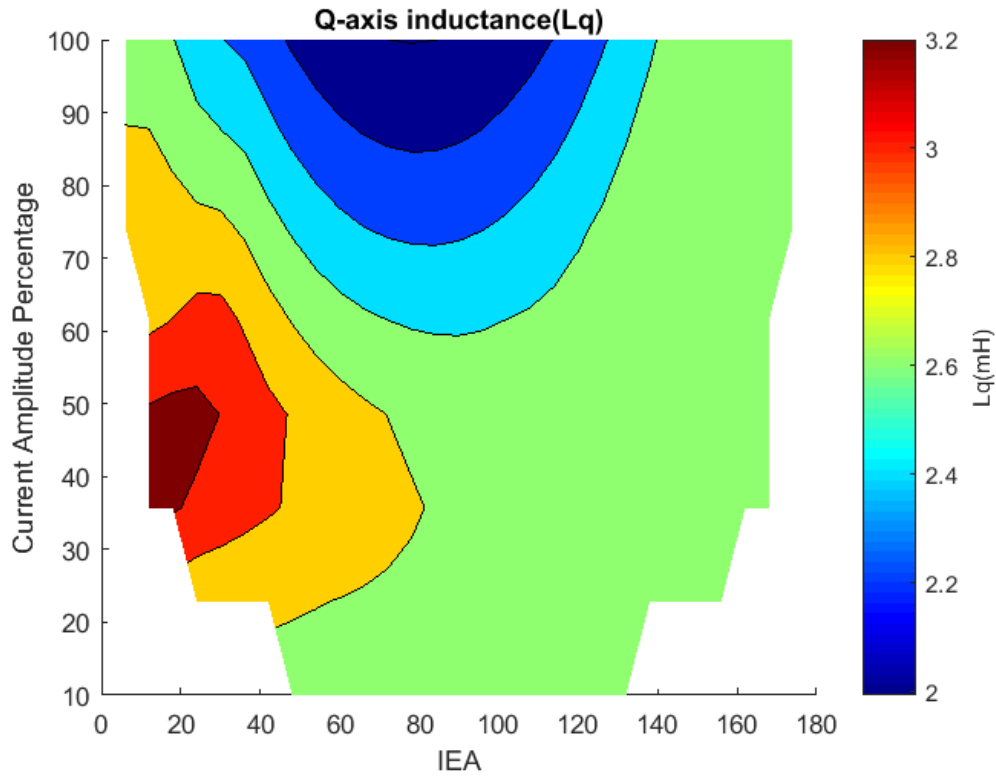
Εικόνα 84 - Πεπλεγμένες ροές ευθέως και κάθετου άξονα για τις διάφορες τιμές εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας (0°-180°)



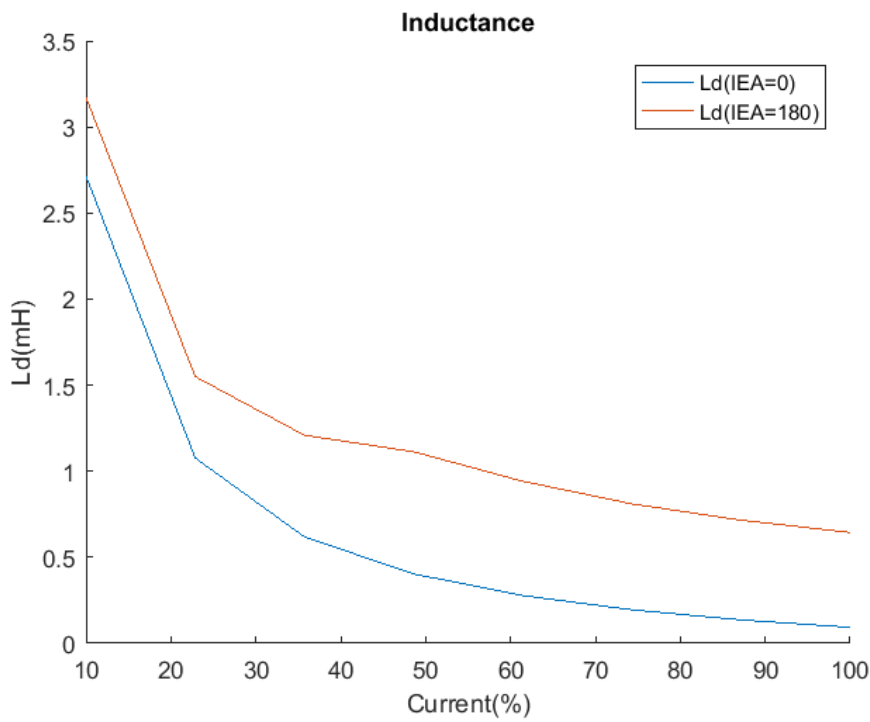
Εικόνα 85 - Ροή ευθέως και κάθετου άξονα για τη γωνία μέγιστης ροπής ως προς τη μηχανική γωνία (0°-360°)



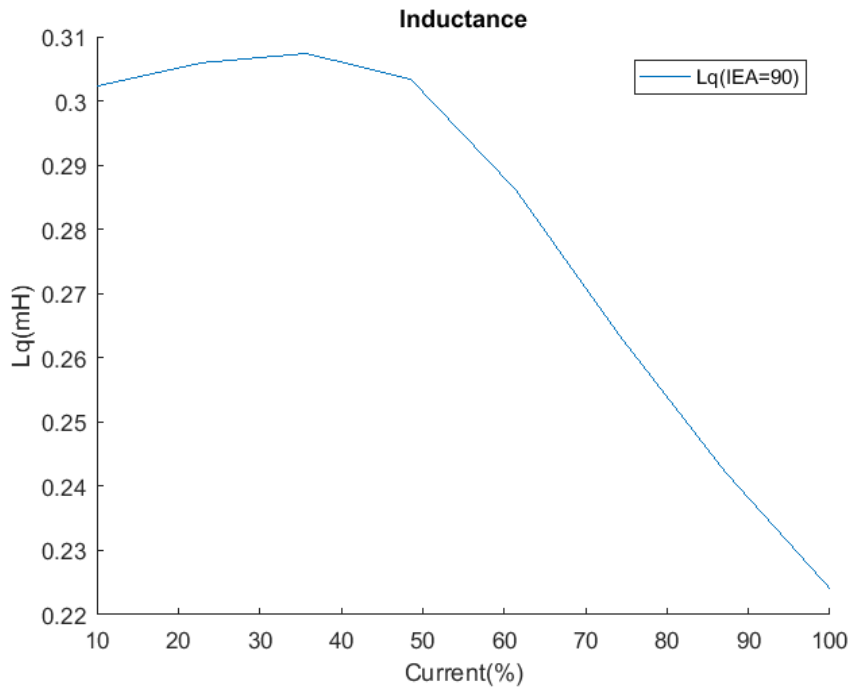
Εικόνα 86 - Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (Ld) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA



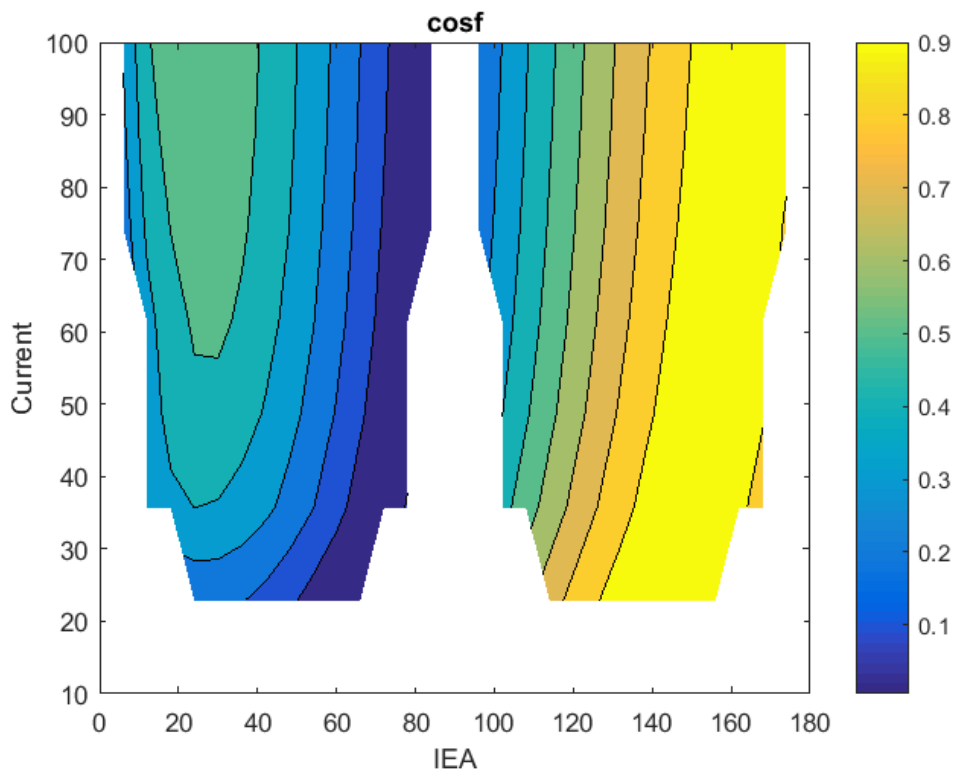
Εικόνα 87 - Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες IEA



Εικόνα 88 - Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα (L_d) ως προς το ποσοστό του πλάτους του ρεύματος για ηλ. γωνίες IEA: 0° , 180°



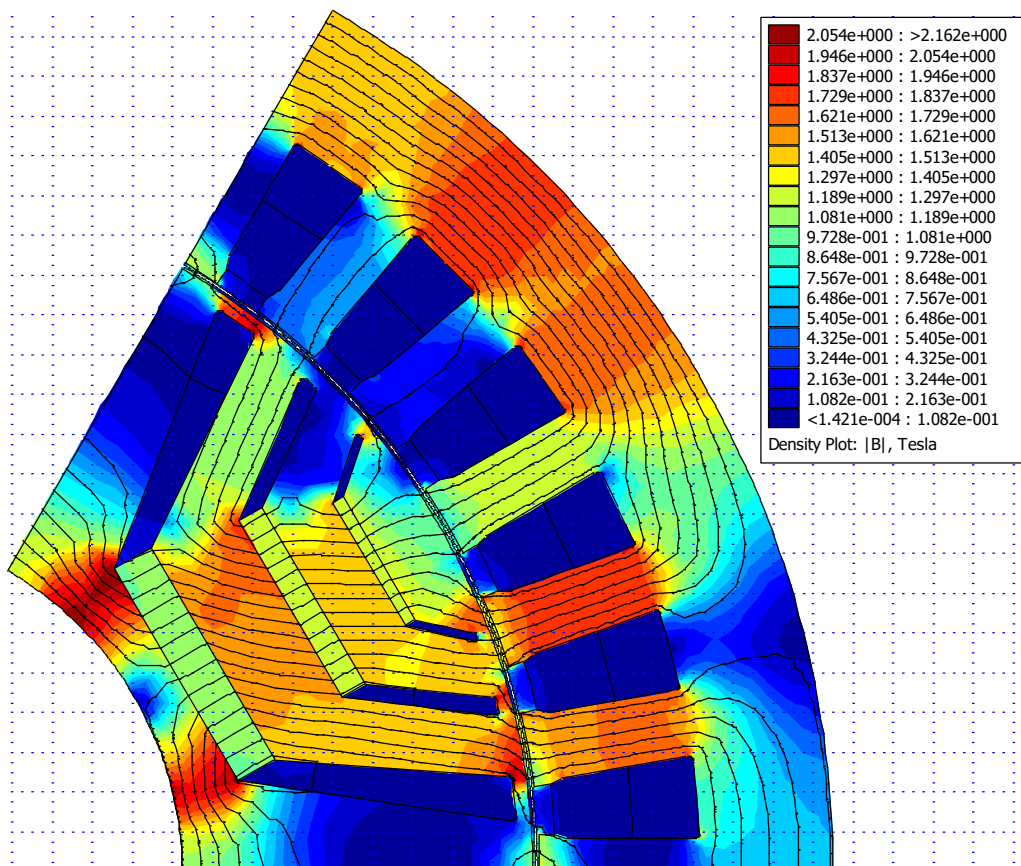
Εικόνα 89 - Αυτεπαγωγή κάθετου άξονα (L_q) ως προς το ποσοστό του πλάτους του ρεύματος για ηλ. γωνία IEA: 90°



Εικόνα 90- Συντελεστής Ισχύος ως προς τις διάφορες ηλεκτρικές γωνίες (IEA) και τα πλάτη ρεύματος (Current)

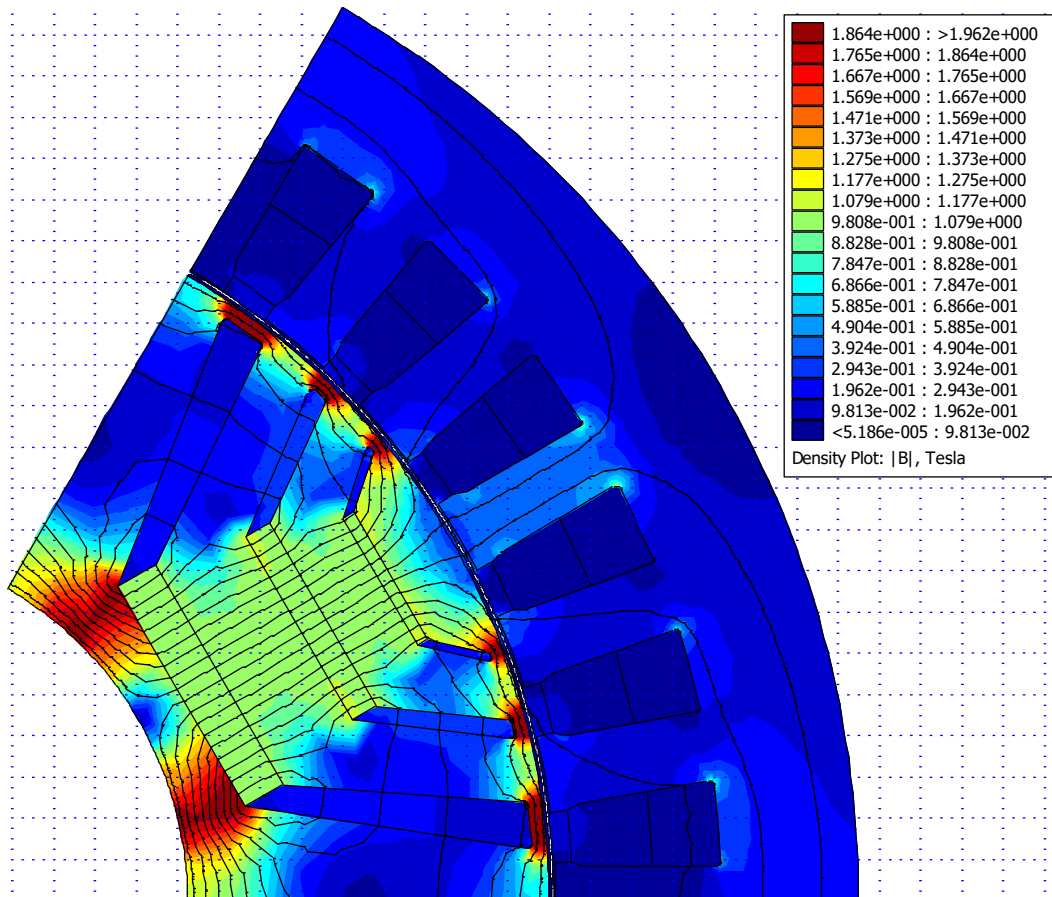
Παρατηρούμε πως η μέγιστη τιμή του συντελεστή ισχύος εμφανίζεται κοντά στις τιμές ηλεκτρικής γωνίας $IEA = 120^\circ - 180^\circ$, ενώ για $IEA = 50^\circ - 80^\circ$ έχουμε «κακό» συντελεστή ισχύος.

Στις Εικόνες 91-93 παρακάτω, βλέπουμε την κατανομή της μαγνητικής επαγωγής από το FEMM σε τρεις βασικές λειτουργικές καταστάσεις. Προκύπτει έτσι μια οπτικοποίηση των δυνατοτήτων σχεδίασης που προσφέρει το παραμετρικό πρόγραμμα σχεδίασης που υλοποιήθηκε.



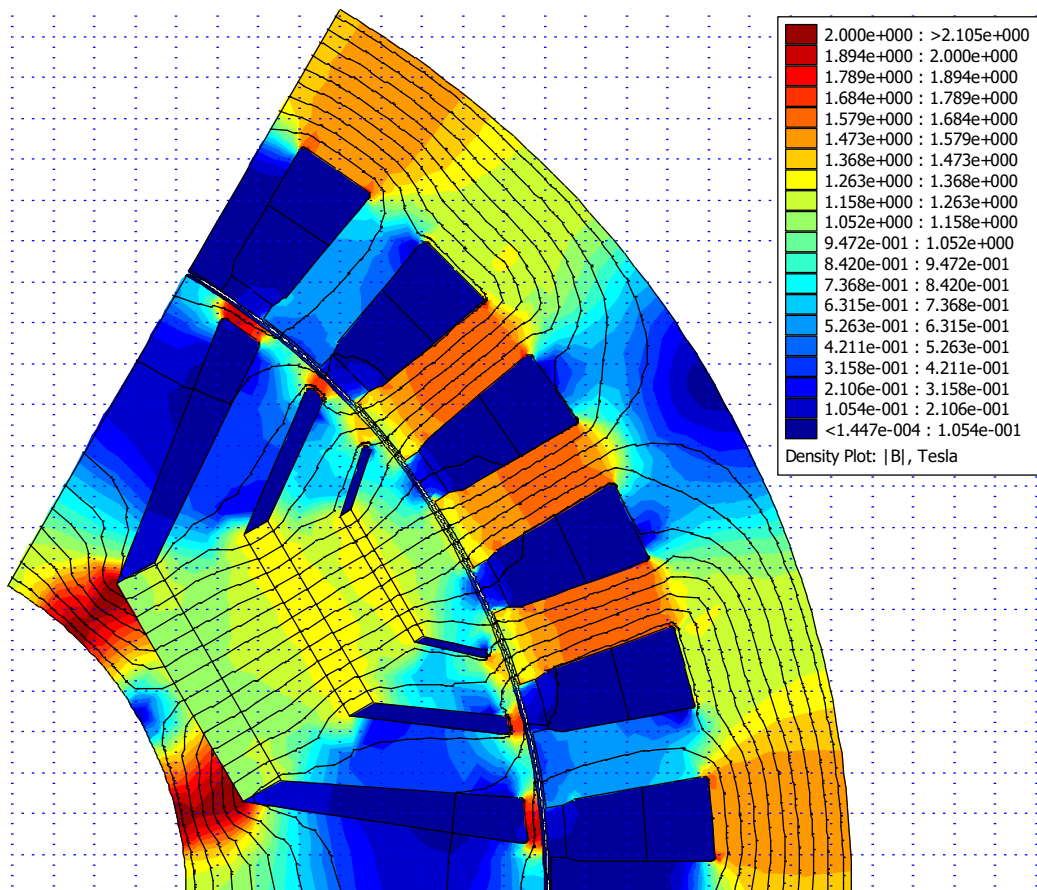
Εικόνα 91 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του βελτιστοποιημένου κινητήρα $Te = 49.9421Nm$, $\delta=132^\circ$, $CurAmpl=100\%$

Παρατηρούμε πως στη μέγιστη τιμή της ροπής, η μαγνητική επαγωγή έχει μετατοπιστεί από τη νοητή ευθεία προς το σάτη. Έτσι, προκύπτει η μέγιστη δυνατή ροπή στο διάκενο.



Εικόνα 92 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του βελτιστοποιημένου κινητήρα $T_e = 0.00791368 \text{ Nm}$, $\delta=0^\circ$, $\text{CurAmpl}=100\%$

Σε γωνία $\delta=0^\circ$, όμως, έχουμε τη μέγιστη δυνατή εξασθένιση του πεδίου. Επομένως, η μαγνητική επαγωγή στο στάτη έχει την ελάχιστη δυνατή μέση τιμή, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα.



Εικόνα 93 - Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του βελτιστοποιημένου κινητήρα $T_e = 0.078349Nm$, $\delta=180^\circ$, $CurAmpl=100\%$

Επίσης, σε γωνία $\delta=180^\circ$, οι μαγνητικές γραμμές του δρομέα που προκύπτουν από τους μόνιμους μαγνήτες περνούν ευθεία στα δόντια του στάτη, με αποτέλεσμα να μη δημιουργείται ροπή στο διάκενο.

7. Συμπεράσματα

7.1 Κυριότερα Συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα που προέκυψαν από την παρούσα διπλωματική εργασία είναι:

- Η μεθοδολογία Σχεδίασης Κινητήρα Μαγνητικής Αντίστασης με υποβοήθηση Μονίμων Μαγνητών που αναπτύχθηκε στην παρούσα διπλωματική εργασία δίνει τη δυνατότητα στον χρήστη να βελτιστοποιήσει εύκολα οποιαδήποτε άλλη διαμόρφωση του ίδιου είδους κινητήρα.
- Προκύπτει άμεσα και εύκολα η μελέτη και βελτιστοποίηση απλής γεωμετρίας μηχανής μαγνητικής αντίστασης από το ίδιο μοντέλο (χωρίς τη χρήση μαγνητών).
- Διαπιστώνεται πως οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης έχουν σχετικά χαμηλό συντελεστή ισχύος σε σύγκριση με κλασσικούς κινητήρες της βιομηχανίας.
- Η προσθήκη μονίμων μαγνητών βελτιώνει, τόσο το συντελεστή ισχύος, όσο και τη μέση και μέγιστη παραγόμενη ροπή του κινητήρα.
- Οι μόνιμοι μαγνήτες προσθέτουν ένα πρακτικά σταθερό offset μαγνητικής ροής κατά την περιστροφή του δρομέα.
- Το αρμονικό περιεχόμενο της ροπής (και επομένως η κυμάτωσή της) είναι μεγαλύτερο ποσοστιαία σε έναν απλό SynRM κινητήρα από ότι σε έναν αντίστοιχο PMA SynRM.
- Οι τιμές των αυτεπαγωγών μεταβάλλονται με τη μεταβολή της εσωτερικής ηλεκτρικής γωνίας δ και του πλάτους του ρεύματος στάτη.
- Οι ποσοστιαίες βελτιώσεις των λειτουργικών χαρακτηριστικών του τελικού κινητήρα που προτείνεται μετά από τη βελτιστοποίηση γεωμετρίας σε σχέση με εκείνα του πρωταρχικού που διαμορφώθηκε κατά την προκαταρκτική σχεδίαση είναι ικανοποιητικές για τα κριτήρια που τέθηκαν προς βελτιστοποίηση.
- Τα σχεδιαστικά χαρακτηριστικά του δρομέα στους κινητήρες μαγνητικής αντίστασης, όσο και η ποσότητα των μαγνητών που ενσωματώνονται στο δρομέα μεταβάλλουν σημαντικά την τελική αποδιδόμενη ροπή, την κυμάτωση ροπής και τον συντελεστή ισχύος.
- Η χρησιμοποίηση γενετικών αλγορίθμων μπορεί να προσφέρει σημαντικές υπηρεσίες στη διαδικασία βελτιστοποίησης γεωμετρίας των ηλεκτρικών μηχανών, όπως η τεχνική που εφαρμόστηκε στην παρούσα διπλωματική εργασία.
- Η επιλογή των επιμέρους βαρών στη σύνθετη αντικειμενική συνάρτηση κατά τη διαδικασία βελτιστοποίησης επηρεάζει δραματικά τα αποτελέσματα του γενετικού αλγορίθμου, καθώς τα βάρη καθορίζουν σε μεγάλο βαθμό τη σύγκλιση σε συγκεκριμένη ελάχιστη τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης.
- Στις πολυκριτηριακές αντικειμενικές συναρτήσεις, όπως σε αυτή της παρούσας διπλωματικής εργασίας, δεν είναι εξασφαλισμένο ότι ο αλγόριθμος μπορεί να βελτιώσει όλα τα κριτήρια που τίθενται προς βελτιστοποίηση (για παράδειγμα, η ροπή - ως κριτήριο - παρέμεινε σταθερή μετά τη βελτιστοποίηση, ενώ τα υπόλοιπα κριτήρια βελτιώθηκαν).

7.2 Σημεία επιστημονικής συνεισφοράς

Τα κυριότερα συμπεράσματα επιστημονικής συνεισφοράς της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι:

- Η ανάπτυξη ενός παραμετρικού μοντέλου υψηλής ακρίβειας ανάλυσης ηλεκτρικών κινητήρων μαγνητικής αντίστασης μονίμων μαγνητών βασισμένο σε κινητήρα της διεθνούς βιβλιογραφίας, χρησιμοποιώντας κατάλληλο συνδυασμό των λογισμικών MATLAB και FEMM.
- Η γραφική αναπαράσταση των σημαντικών λειτουργικών χαρακτηριστικών του κινητήρα (χάρτης ροπής, χάρτης συντελεστή ισχύος, χάρτης αυτεπαγωγών)
- Μία συγκριτική μελέτη δύο βασικών γεωμετριών που εξετάστηκαν (με και χωρίς μόνιμους μαγνήτες στο δρομέα, αντίστοιχα) ως προς τα θεμελιώδη λειτουργικά χαρακτηριστικά τους.
- Ανάπτυξη αλγορίθμου βελτιστοποίησης με βάση την ελαχιστοποίηση σύνθετης αντικειμενικής συνάρτησης, λαμβάνοντας υπόψιν τη ροπή, την κυμάτωσή της, το συντελεστή ισχύος καθώς και τον όγκο των μαγνητών.

7.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση

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

- Θερμική ανάλυση της προταθείσας γεωμετρίας ώστε να προσδιορισθεί κατάλληλο σύστημα ψύξης.
- Κατασκευή της προτεινόμενης γεωμετρίας και πειραματική επιβεβαίωση των λειτουργικών χαρακτηριστικών της.

Βιβλιογραφία

- [1] Μ.Η. Μπενιακάρ, (2014), "Πολυκριτηριακή βελτιστοποίηση κινητήρων με θεώρηση των απωλειών των μόνιμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης", Διδακτορική Διατριβή (<http://artemis.cslab.ece.ntua.gr:8080/jspui/handle/123456789/8981>).
- [2] S. Ruzbehi and I. Hahn, "Structural Optimization of PM Synchronous Machine Based on Multi-objective Algorithm for Lower Torque Ripple and Volume," 2022 23rd International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG), 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/COMPUMAG55718.2022.9827519.
- [3] A. H. Levent, A. Lordoglu and M. G. Aydeniz, "Design and Optimization of Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle Applications," 2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM), 2020, pp. 148-151, doi: 10.1109/GPECOM49333.2020.9247885.
- [4] S. Panda and R. K. Keshri, "Evaluation of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor for Light Electric Vehicle Applications," 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020), 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/PESGRE45664.2020.9070410.
- [5] Ροβολής Παναγιώτης, "Μοντελοποίηση Μαγνητικών Υλικών για Βελτιστοποίηση Κατασκευής και Λειτουργίας Ηλεκτρικών Μηχανών", Διδακτορική Διατριβή, Artemis, (<http://artemis.cslab.ece.ntua.gr:8080/jspui/handle/123456789/8804>).
- [6] Χρήστος Θ. Κρασόπουλος, "Σχεδίαση και Βελτιστοποίηση Λειτουργίας Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών: Ανάπτυξη Αλγορίθμων Εκμάθησης και Θεώρηση του Κύκλου Φόρτισης" Διδακτορική Διατριβή, (<http://artemis.cslab.ece.ntua.gr:8080/jspui/handle/123456789/9100>).
- [7] Αθανάσιος Σαρηγιαννίδης, "Βέλτιστος Σχεδιασμός Και Διαχείριση Συστημάτων Κίνησης Ηλεκτρικών Οχημάτων", Διδακτορική Διατριβή, Artemis, (<http://artemis-new.cslab.ece.ntua.gr:8080/jspui/handle/123456789/9052>).
- [8] T. Mohanarajah, M. Nagrial, J. Rizk and A. Hellany, "Permanent Magnet Optimization in PM Assisted Synchronous Reluctance Machines," 2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Cairns, QLD, Australia, 2018, pp. 1347-1351, doi: 10.1109/ISIE.2018.8433589.
- [9] E. Carraro, M. Degano and N. Bianchi, "Permanent magnet volume minimization in permanent magnet assisted synchronous reluctance motors," 2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), Monte Carlo, Monaco, 2013, pp. 1-4, doi: 10.1109/EVER.2013.6521539.
- [10] P. Li, W. Ding and G. Liu, "Sensitivity Analysis and Design of a High Performance Permanent-Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motor for EV Application," 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Long Beach, CA, USA, 2018, pp. 406-411, doi: 10.1109/ITEC.2018.8450176.
- [11] Nademi, H. & Tahami, Farzad & Rezaei, Masoomah. (2008). Fault tolerant IPMS motor drive based on adaptive backstepping observer with unknown stator resistance. 1785 - 1790. doi: 10.1109/ICIEA.2008.4582827.

- [12] Farhan Ahmed, Saleh, Amr Shaltout, A. (2013). High performance Reluctance Synchronous Motor drive using Field Oriented Control. 181-186.
- [13] G.K. Sakkas, C.R.C. Vasilopoulos, K.G. Bourchas and A.G. Kladas, "Advanced Design of PWM Inverter Fed Permanent Magnet Motors," in IEEE Transactions on Magnetics, doi: 10.1109/TMAG.2023.3295374.
- [14] G.K. Sakkas and A.G. Kladas, "Robust Design of Permanent Magnet Motors for Electric Traction Applications," 2023 IEEE International Magnetic Conference - Short Papers (INTERMAG Short Papers), Sendai, Japan, 2023, pp. 1-2, doi: 10.1109/INTERMAGShortPapers58606.2023.10228414.
- [15] G.K. Sakkas and A.G. Kladas, "Coupled Field and Circuit Permanent Magnet Model for High-Speed Motor Analysis," in IEEE Transactions on Magnetics, doi: 10.1109/TMAG.2023.3307683.
- [16] G.K. Sakkas and A.G. Kladas, "Particular Model for Efficient Switching Frequency Loss Consideration in Surface Mounted Permanent Magnets," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 59, no. 5, pp. 1-5, May 2023, Art no. 7000505, doi: 10.1109/TMAG.2023.3236273.
- [17] G.K. Sakkas and A.G. Kladas, "Design considerations for cost effective Radial Flux Interior Permanent Magnet Motors with increased Demagnetization Robustness," 2021 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), Modena, Italy, 2021, pp. 58-63, doi: 10.1109/WEMDCD51469.2021.9425629.
- [18] N. Hashemnia and B. Asaei, "Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles," 2008 18th International Conference on Electrical Machines, Vilamoura, Portugal, 2008, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICELMACH.2008.4800157.
- [19] A. M. Omara and M. A. Sleptsov, "Comparative study of different electric propulsion system configurations based on IPMSM drive for battery electric vehicles," 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiba, Japan, 2016, pp. 1-6.
- [20] Y. Lin, Y. Sun, Y. Wang, S. Cai and J. -X. Shen, "Axially Segmented PMASynRM with Hybrid Rotors," 2020 IEEE 3rd Student Conference on Electrical Machines and Systems (SCEMS), Jinan, China, 2020, pp. 33-38, doi: 10.1109/SCEMS48876.2020.9352405.
- [21] G. Paltanea et al., "Numerical Analysis of a Free Rare-Earth PMASynRM for Light Electric Vehicle," 2021 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), Craiova, Romania, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICATE49685.2021.9465050.
- [22] M. Obata, S. Morimoto, M. Sanada and Y. Inoue, "Characteristic of PMASynRM with ferrite magnets for EV/HEV applications," 2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sapporo, Japan, 2012, pp. 1-6.
- [23] T. Michalski, F. Acosta-Cambranis, L. Romeral and J. Zaragoza, "Multiphase PMSM and PMASynRM Flux Map Model with Space Harmonics and Multiple Plane Cross Harmonic Saturation," IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Lisbon, Portugal, 2019, pp. 1210-1215, doi: 10.1109/IECON.2019.8927421.
- [24] A. Nobahari, A. Vahedi and F. Mahmouditabar, "Torque Profile Improvement of a Synchronous Reluctance Motor through Optimizing the Rotor Flux Barriers Ends,"

2019 International Power System Conference (PSC), Tehran, Iran, 2019, pp. 169-173, doi: 10.1109/PSC49016.2019.9081540.

- [25] Βαμβακάς, Γεώργιος Αντωννάκης, Ηλίας - Δημήτριος “Σχεδίαση Ηλεκτρικού Κινητήρα για Χρήση σε Όχημα Εξοικονόμησης Ενέργειας”, Διπλωματική Εργασία, Artemis, ΕΜΠ, Αθήνα 2019.
- [26] Κωνσταντίνος Λάσκαρης, (2012), “ Σχεδιασμός Και Κατασκευή Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών Για Ηλεκτρικά Οχήματα”, Διδακτορική Διατριβή (<http://artemis-new.cslab.ece.ntua.gr:8080/jspui/handle/123456789/8873>).