



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

Επισκόπηση Μεθοδολογιών Υπολογισμού Απωλειών Δινορευμάτων στους Μόνιμους Μαγνήτες Ηλεκτρικών Μηχανών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Παναγιώτης Ν. Σιαλακάς

Επιβλέπων : Αντώνιος Γ. Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2023



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

Επισκόπηση Μεθοδολογιών Υπολογισμού Απωλειών Δινορευμάτων στους Μόνιμους Μαγνήτες Ηλεκτρικών Μηχανών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Παναγιώτης Ν. Σιαλακάς

Επιβλέπων : Αντώνιος Γ. Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 21^η Μαρτίου 2023.

.....
Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σταύρος Παπαθανασίου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αντώνιος Αντωνόπουλος

Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2023

.....
Παναγιώτης Ν. Σιαλακάς

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

Copyright © Παναγιώτης Ν. Σιαλακάς, 2023.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία αποσκοπεί στην επισκόπηση δημοσιευμένων μεθόδων υπολογισμού των απωλειών δινορευμάτων στο σώμα των μόνιμων μαγνητών που χρησιμοποιούνται στις ηλεκτρικές μηχανές.

Αρχικά, παρουσιάζεται η θεωρητική ανάλυση των φαινομένων των απωλειών στους μόνιμους μαγνήτες. Ακολουθεί μία εκτενής αναφορά στα χαρακτηριστικά των σύγχρονων μηχανών μόνιμων μαγνητών και διακρίνονται σε τρεις κύριες τοπολογίες: επιφανειακών, εσωτερικών και πολυστρωματικών μαγνητών. Στη συνέχεια, περιγράφονται οι μεθοδολογίες και οι διατάξεις μετρήσεως των ιδιοτήτων των υλικών των μόνιμων μαγνητών και καταγράφονται τα μαγνητικά υλικά που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή μόνιμων μαγνητών και επεξηγούνται οι ιδιότητες τους. Για λόγους πληρότητας στο τέλος του δευτέρου κεφαλαίου αναφέρονται τα υπόλοιπα είδη απωλειών που εμφανίζονται στις ηλεκτρικές μηχανές με έμφαση στις απώλειες σιδήρου.

Στη συνέχεια, περιγράφονται οι μηχανισμοί ανάπτυξης δινορευμάτων στο εσωτερικό των αγώγιμων υλικών, καθώς και η σχέση τους με παρατηρούμενα φαινόμενα, όπως το επιδερμικό φαινόμενο (skin-effect) και το φαινόμενο γειννίαςσης (proximity-effect). Κατόπιν, αναλύονται οι τρεις κύριοι λόγοι ανάπτυξης απωλειών δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες: αυλακώσεις μαγνητικών κυκλωμάτων, αρμονικές χώρου ΜΕΔ, αρμονικές χρόνου ρευμάτων τροφοδοσίας από μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος. Τέλος, παρουσιάζεται η διάκριση μεταξύ απωλειών υστέρησης και δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες.

Σε ένα επόμενο βήμα, αναλύονται διάφορες μεθοδολογίες αναλυτικών μοντέλων σε γεωμετρία δύο διαστάσεων για την εκτίμηση των απωλειών δινορευμάτων σε σύγχρονους κινητήρες μόνιμων μαγνητών, μαζί με τις παραδοχές που έχουν θεωρηθεί σε κάθε μία. Επιπλέον, αναλύονται οι μέθοδοι μέσω των οποίων επιχειρείται μείωση των εμφανιζομένων απωλειών.

Τέλος, εξετάζονται τα όρια συχνότητας αποδεκτής εφαρμογής προτεινόμενης προσεγγιστικής ανάλυσης των απωλειών στους μαγνήτες σε μία τυπική περίπτωση μηχανής με επιφανειακούς μαγνήτες συγκρίνοντας τα αποτελέσματα με εκείνα εφαρμογής μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων δύο διαστάσεων και η διπλωματική εργασία ολοκληρώνεται αποτυπώνοντας τα συμπεράσματα που προέκυψαν.

Λέξεις-Κλειδιά: Απώλειες μόνιμου μαγνήτη, απώλειες δινορευμάτων, απώλειες υστέρησης, φαινόμενα αυλακώσεων μαγνητικού κυκλώματος, διακοπτική συχνότητα μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος, ανώτερες αρμονικές συχνότητες.

ABSTRACT

This thesis undertakes a review of the published methodologies analyzing eddy-current losses in the body of permanent magnets implemented in electrical machines.

Initially, a theoretical analysis of permanent magnet losses is presented. A comprehensive reference is made to the characteristics of permanent magnet synchronous machines, with emphasis in the three main topologies: surface mounted, interior, and multi-layer inset permanent magnets. Subsequently, an analysis of the methodologies and arrangements is reported, concerning measurements of the magnetic properties of permanent magnets materials. Then, the magnetic materials usually implemented for the construction of the permanent magnets and their properties are described. For the sake of completeness, at the end of the second chapter, all other types of losses encountered in electrical machines are reported, with emphasis in the iron losses.

Next, the mechanisms of development of eddy currents in conducting materials are described, as well as their relationship with the development of phenomena such as skin effect and proximity effect. Then, the three main origins of the development of eddy current losses in permanent magnets are analyzed: slotting effect, MMF spatial harmonics and time harmonics due to supply by power electronic converters. Moreover, the losses in permanent magnets are distinguished into hysteresis losses and eddy current losses.

Furthermore, various 2D analytical methodologies for the calculation of eddy current losses in permanent magnets in electrical machines are described, as well as the respective assumptions considered. In addition, methodologies proposed for the reduction of losses in permanent magnets are presented.

Finally, the examination of the frequency limit of validity of an approximate method for evaluation of permanent magnet losses is presented through a study case example of surface mounted permanent magnet motor simulated by 2D finite element modeling, and the thesis conclusions are drawn.

Keywords: Permanent magnets, eddy-current losses, hysteresis losses, slotting effect, switching frequency of power electronics converters, higher harmonics.

Περιεχόμενα

Λίστα Εικόνων	8
Λίστα Πινάκων.....	12
Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή.....	13
1.1 Εισαγωγική τεκμηρίωση εργασίας.....	13
1.2 Δομή Εργασίας.....	14
Κεφάλαιο 2: Σύγχρονες Μηχανές Μόνιμων Μαγνητών	16
2.1 Κινητήρες Μόνιμων Μαγνητών.....	16
2.1.1 Κινητήρες Επιφανειακών Μόνιμων Μαγνητών (Surface-Mounted PMSM).....	19
2.1.2 Κινητήρες Ένθετων (ή Εσωτερικά Επιφανειακών) Μόνιμων Μαγνητών (Inset Permanent Magnets)	20
2.1.3 Κινητήρες Εσωτερικών Μαγνητών (IPM).....	21
2.2 Υλικά Κατασκευής	22
2.2.1 Μαγνητικές ιδιότητες και πειραματικές μέθοδοι για την αξιολόγηση μαγνητικών ιδιοτήτων σε μόνιμους μαγνήτες	23
2.2.1.1 Μαγνητικές Ιδιότητες Μόνιμων Μαγνητών	23
2.2.1.2 Τεχνικές Μέτρησης Ιδιοτήτων Μόνιμων Μαγνητών.....	26
2.2.2 Μόνιμοι Μαγνήτες.....	33
2.2.2.1 Μαγνήτες Φερρίτη	34
2.2.2.2 Μαγνήτες AlNiCo.....	34
2.2.2.3 Μαγνήτες σπάνιων γαιών (SmCo και NdFeB)	34
2.3 Απώλειες Σύγχρονων Κινητήρων Μόνιμων Μαγνητών	36
2.3.1 Απώλειες Χαλκού	36
2.3.2 Απώλειες Σιδήρου.....	36
2.3.2.1 Μοντέλα Βασισμένα στην εξίσωση Steinmetz	37
2.3.2.2 Μοντέλα Διαχωρισμού Απωλειών.....	37
2.3.2.3 Μοντέλα Μαγνητικής Υστέρησης	38
2.3.3 Απώλειες Τριβών/Ανεμισμού	39
Κεφάλαιο 3: Απώλειες Δινορευμάτων στους Μόνιμους Μαγνήτες	40
3.1 Εισαγωγή.....	40
3.2 Θεωρητικό Υπόβαθρο στις Απώλειες Μόνιμων Μαγνητών:Εισαγωγή στο φαινόμενο των δινορευμάτων.....	40
3.2.1 Επιδερμικό φαινόμενο	41
3.2.2 Φαινόμενο Γεινιάσης.....	44
3.3 Αιτίες Δημιουργίας Δινορευμάτων στις Ηλεκτρικές Μηχανές.....	44

3.3.2	Αρμονικές Αυλάκων Στάτη (Slotting Effect)	45
3.3.3	Αρμονικές χώρου της μαγνητεργετικής δύναμης (ΜΕΔ) λόγω της δομής και κατανομής του τυλίγματος (Winding Distribution)	46
3.3.4	Αρμονικές χρόνου των ρευμάτων του στάτη που προκαλούνται από τις αρμονικές του φέροντος σήματος της οδήγησης μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος	51
3.4	Απώλειες δινορευμάτων/Απώλειες υστέρησης στους μόνιμους μαγνήτες	57
3.4.1.1	Ορισμός Απωλειών Υστέρησης	57
3.4.1.2	Σύγκριση Απωλειών Δινορευμάτων με Απώλειες Υστέρησης στους Μόνιμους Μαγνήτες	58
3.5	Πειραματική Μέτρηση Απωλειών Μονίμων Μαγνητών	59
Κεφάλαιο 4: Μοντέλα Υπολογισμού Απωλειών		61
4.1	Εισαγωγή	61
4.2	Πρώτα Βήματα	61
4.3	Απλουστευμένα Δισδιάστατα (2-D) Μοντέλα Υπολογισμού Απωλειών Δινορευμάτων	62
Κεφάλαιο 5: Μείωση Απωλειών Δινορευμάτων		90
5.1	Κατάτμηση Μαγνητών	90
5.2	Χρήση προστατευτικού μανδύα γύρω από τους μαγνήτες	93
5.3	Σχήμα δρομέα/στάτη	94
Κεφάλαιο 6: Μελέτη Ορίων Εφαρμογής Προσεγγιστικού Υπολογισμού		97
Κεφάλαιο 7: Συμπεράσματα		108
	Υλικά Μαγνητών	108
	Κατανομή Δινορευμάτων	108
	Υπολογισμός Απωλειών Δινορευμάτων	109
	Τεχνικές Μείωσης των απωλειών	110
	Όρια Εφαρμογής Προσεγγιστικών Υπολογισμών	110
Συνεισφορά Εργασίας		111
Πρόταση για περαιτέρω διερεύνηση		111
Βιβλιογραφία		112
Παράρτημα: Κώδικας προσεγγιστικού υπολογισμού απωλειών		117

Λίστα Εικόνων:

Εικ. 2.1: Κατηγορίες Σύγχρονων Μηχανών.....	16
Εικ. 2.2:(α) Μηχανή Εσωτερικού, (β) Εξωτερικού Δρομέα	17
Εικ. 2.3: i) Επικαλυπτόμενα, διανεμημένα (ή κατανεμημένα) τυλίγματα με τουλάχιστον ένα αυλάκι ανά πόλο και φάση, ii) Μη επικαλυπτόμενα, συγκεντρωμένα τυλίγματα μονής ή διπλής στρώσης	18
Εικ. 2.4: Δρομείς μηχανών μονίμων μαγνητών. (a) Επιφανειακοί μαγνήτες (Rotor surface-mounted magnets), (b) μαγνήτες ένθετοι στην επιφάνεια του δρομέα (magnetembedded in the surface), (c) δρομέας με πέλματα πόλων (pole shoe rotor), (d) μαγνήτες ενσωματωμένοι εφαπτωμενικά στο δρομέα (tangentially embedded magnets), (e) μαγνήτες ενσωματωμένοι ακτινικά στο δρομέα (radially embedded magnets), (f) δύο μαγνήτες σε θέση V (two magnets per pole in the V position), (g) δρομέας μαγνητικής αντίστασης με μόνιμους μαγνήτες (synchronous reluctance rotor equipped with permanent magnets) [5]	18
Εικ. 2.5: Διάταξη Σύγχρονου Κινητήρα Επιφανειακών Μονίμων Μαγνητών	20
Εικ. 2.6: Διάταξη Σύγχρονου Κινητήρα Ένθετων Μονίμων Μαγνητών	21
Εικ. 2.7: Σύγχρονη Μηχανή Εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών(IPM)	22
Εικ. 2.8: 2 ^ο τεταρτημόριο καμπύλης υστέρησης Sm ₂ Co ₁₇ [6].....	23
Εικ. 2.9: Δείγμα μαγνήτη ανάμεσα σε πολικά κομμάτια σε γράφο υστέρησης. Το δείγμα περιβάλλεται από επίπεδη σειρά σπειρών	26
Εικ. 2.10: Διάγραμμα αρχής λειτουργίας γράφου υστέρησης	27
Εικ. 2.11: Διάγραμμα αρχής λειτουργίας ενός Foner μαγνητόμετρου	28
Εικ. 2.12: Διάγραμμα αρχής λειτουργίας Pulse field magnetometer	29
Εικ. 2.13: Τυπική Διάταξη σπείρας Helmholtz	30
Εικ. 2.14: Σχηματική Διάταξη Hall Probe.....	31
Εικ. 2.15: Σχηματικό διάγραμμα εμπορικά διαθέσιμου 3D μαγνητικού χαρτογράφου32	
Εικ. 2.16:Επεξεργασία/Κατασκευή Μονίμων Μαγνητών.....	33
Εικ. 2.17: Τυπική Καμπύλη Υστέρησης Νεοδυμίου(NdFeB)[5].....	35
Εικ. 3.1: Διαδρομές Δινορευμάτων (Eddy-Currents)στο εσωτερικό αγωγίμου υλικού	41

Εικ. 3.2: (α) Η ροή του φορτίου χρησιμοποιεί όλο το διαθέσιμο χώρο του αγωγού. (β) Ροή του ρεύματος στον αγωγό παρουσία επιδερμικού φαινομένου. Λόγω υψηλής συχνότητας (High Frequency - HF), το φορτίο «σπρώχνεται» στην περιφέρεια του καλωδίου. (γ) Βάθος διείσδυσης σε αγωγό	42
Εικ. 3.3: Επιδερμικό φαινόμενο σε αγωγό	43
Εικ. 3.4: Αναπαράσταση φαινομένου γειτνίασης (Proximity Effect) μεταξύ δύο γειτονικών αγωγών	44
Εικ. 3.5: (α) Διαμόρφωση με ανοιχτά αυλάκια, (β) Διαμόρφωση με κλειστού τύπου αυλάκια [9]	45
Εικ. 3.6: Απώλειες Δρομέα για τις δύο διαμορφώσεις με κλειστά και ανοιχτά αυλάκια [9].....	46
Εικ. 3.7: Επίδραση δινορευμάτων λόγω δοντιών στην κατανομή της μαγνητικής ροής στην μηχανή ($\sigma \neq 0$), [12]	46
Εικ. 3.8: Συνδυασμοί/πόλοι αυλάκων και οι αντίστοιχες κατανομές τυλίγματος [21] 48	
Εικ. 3.9: Αρμονικό περιεχόμενο μαγνητικής ροής στο διάκενο για (α) μηχανή τεσσάρων ζευγών πόλων και εννιά αυλάκων και για (β) μηχανή πέντε ζευγών πόλων και εννιά αυλάκων [21]	48
Εικ. 3.10: Απώλειες Δινορευμάτων[21]	49
Εικ. 3.11: Απώλειες δρομέα για πιθανούς συνδυασμού αυλάκων/πόλων μηχανής κλασματικού βήματος, διπλής στρώσης [20]	49
Εικ. 3.12: Απώλειες Eddy-Current για διαφορετικούς συνδυασμούς πόλων/αυλάκων [19].....	51
Εικ. 3.13: Διαδικασία υπολογισμού απωλειών δινορευμάτων στους μαγνήτες λόγω αρμονικών του μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος με τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών [23]	52
Εικ. 3.14: Απώλειες δινορευμάτων IPM κινητήρα με την αύξηση των τμηματοποιήσεων του μαγνήτη [23]	53
Εικ. 3.15: Παράμετροι IPM και συνθήκες λειτουργίας [27]	54
Εικ. 3.16: Συνιστώσες Ηλεκτρικών Απωλειών Αρχικής Διάταξης πριν τη βελτιστοποίηση γεωμετρίας για ConditionB[27]	54
Εικ. 3.17: Πλέγμα αρχικής (α) και βέλτιστης (β) γεωμετρίας για μετρήσεις μέσω 2DFEA[27]	55
Εικ. 3.18: Συνολικές Απώλειες Αρχικής Διάταξης και Βελτιστοποιημένης γεωμετρίας για ConditionB[27]	55

Εικ. 3.19: Κατανομή πυκνότητας Eddy-Currents για διαφορετικές τεχνικές PWM, (a) 7-SVPWM-10kHz, (b) 7-SVPWM-20kHz, (c) HCCPWM-10kHz, (d) HCCPWM-20kHz[26].....	56
Εικ. 3.20:Eddy-CurrentLosses σε μηχανή επιφανειακών μονίμων μαγνητών με μη-προεξέχοντες πόλους για διαφορετικές τεχνικές PWM. [26].....	57
Εικ. 3.21: Διάταξη μέτρησης απωλειών δινορευμάτων[31].....	59
Εικ. 4.1: Διατομή τμήματος μαγνήτη σε ορθοκανονικό σύστημα συντεταγμένων	62
Εικ. 4.2: Μετρημένες και υπολογισμένες αντιστάσεις (α) και αυτεπαγωγές (β) ορθού άξονα[35].....	65
Εικ. 4.3: Υπολογισμένες Απώλειες Δινορευμάτων συναρτήσει του αριθμού κατάτμησης μαγνήτη ανά πόλο [35]	66
Εικ. 4.4: Σύγκριση προβλεπόμενων και μετρούμενων απωλειών δρομέα για ρεύμα 50A(rms) [36].....	68
Εικ. 4.5: Σύγκριση προβλεπόμενων και μετρούμενων απωλειών δρομέα για ρεύμα 50A(rms) [37].....	70
Εικ. 4.6:(α) Γεωμετρία, (β) διαστάσεις, (γ) πλέγμα κινητήρα μονίμων επιφανειακών μαγνητών [39].....	72
Εικ. 4.7: Σύγκριση αναλυτικής με διορθωτικό συντελεστή και αποτελεσμάτων μέσω FEA[39].....	72
Εικ. 4.8: Σύγκριση πολλαπλών μεθοδολογιών υπολογισμού διακύμανσης απωλειών δινορευμάτων[39].....	73
Εικ. 4.9: Χρόνοι υλοποίησης τεχνικών απωλειών Eddy-Current[39].....	73
Εικ. 4.10: Επιβεβαίωση αποτελεσμάτων μεθόδου μέσω πειραματικής διερεύνησης και ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων[43]	74
Εικ. 4.11: (a)Κατάτμηση αγωγού σε K στοιχεία, (b) Αντίστοιχο ηλεκτρικό κύκλωμα k στοιχείου[43]	74
Εικ. 4.12: Ηλεκτρικό δίκτυο [43]	76
Εικ. 4.13: Απώλειες Eddy-Current Μαγνήτη για διαφορετικές Συχνότητες Φέροντος σήματος [44].....	77
Εικ. 4.14: Κατανομή μαγνητικής πυκνότητας ροής B σύμφωνα με τη θεωρία Carter[46].....	79
Εικ. 4.15: Απώλειες Jouleολόσωμου μαγνήτη(bulky) σε λειτουργία κενού φορτίου προερχόμενες από τις αρμονικές μαγνητικού κυκλώματος του ανοίγματος αύλακας [46]	81

Εικ. 4.16: Διακύμανση απωλειών για διαφορετικές διακοπτικές συχνότητες φέροντος σήματος συναρτήσει του αριθμού κατάτμησης του μαγνήτη. (a) Κινητήρας 1, (b) Κινητήρας 2[47].....	82
Εικ. 4.17:(α) Κινητήρας 1, (β) Κινητήρας 2εσωτερικών μονίμων μαγνητών (IPM) για ανάλυση [47]	82
Εικ. 4.18: Απλοποιημένη γεωμετρία κινητήρων προς ανάλυση [47], η απλοποιημένη αυτή γεωμετρία είναι ορθή όταν το πάχος διακένου είναι αρκετά μικρότερο της ακτίνας διακένου.g: πάχος διακένου, d: πάχος μαγνήτη	83
Εικ. 4.19: Διακύμανση πεδίου σε ένα κομμάτι μαγνήτη [47]	84
Εικ. 4.20: Διακύμανση απωλειών μαγνήτη με και χωρίς αντίδραση πεδίου (a) Κινητήρας 1, (b) Κινητήρας 2. [47]	85
Εικ. 4.21: (a) Περιοχές και διαστάσεις κινητήρα μόνιμου επιφανειακού μαγνήτη, (b) Αύλακα Στάτη [48].....	86
Εικ. 4.22: Σύγκριση αποτελεσμάτων αναλυτικής και FEM στις 50.000r/min[48]	89
Εικ. 4.23: Αρμονικές απώλειες δινορευμάτων για διαφορετικές ταχύτητες περιστροφής [48]	89
Εικ. 5.1: Αρμονικές απώλειες δινορευμάτων με αύξηση του αριθμού κατάτμησης του μαγνήτη [50]	91
Εικ. 5.2: Μείωση απωλειών μαγνήτη σε σύγχρονη μηχανή εσωτερικών μονίμων μαγνητών (IPMSM) και επιφανειακών μονίμων μαγνητών (SMPMSM) για κατάτμηση μαγνήτη αξονικά και περιφερειακά [49]	92
Εικ. 5.3: Μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στο [50]	93
Εικ. 5.4: Απώλειες δινορευμάτων δρομέα για μηχανή μονίμων μαγνητών χωρίς αύλακεςυψηλών ταχυτήτων για διαφορετικά είδη τυλιγμάτων, κυματομορφή ρεύματος και υλικό προστατευτικού μανδύα [51]	94
Εικ. 5.5: Γενικοί παράμετροι μηχανών προς μελέτη [53]	95
Εικ. 5.6: Γεωμετρία Μηχανών προς μελέτη [53]	96
Εικ. 5.7: Αποτελέσματα μετρήσεων [53]	96
Εικ. 6.1: Παράμετροι μαγνήτη Νεοδυμίου.....	98
Εικ. 6.2: Καμπύλη Μαγνήτισης σιδήρου τύπου M235 35A	98
Εικ. 6.3: Διαδοχή τυλιγμάτων 3-φασικού τυλίγματος.....	99
Εικ. 6.4: Πλέγμα γεωμετρίας Κινητήρα για studycase.....	99
Εικ. 6.5: Κατανομή Μαγνητικού πεδίου Μηχανής.....	100

Εικ. 6.6: Κατανομή πυκνότητας ρεύματος στο μόνιμο μαγνήτη για συχνότητες:(α) $f=50\text{Hz}$, (β) $f=500\text{Hz}$, (γ) $f=5000\text{Hz}$	101
Εικ. 6.7: Σχέση τιμών απωλειών από αναλυτική σχέση (4.17) και μετρήσεων απωλειών από FEMM(4 A/mm^2)	104
Εικ. 6.8: Μεταβολή των απωλειών αναλυτικής και FEMM, με τη μεταβολή της συχνότητας(4 A/mm^2)	104
Εικ. 6.9: Μεταβολή Σφάλματος σε % με τη μεταβολή της συχνότητας (4 A/mm^2)..	105
Εικ. 6.10: Σχέση τιμών απωλειών από αναλυτική σχέση (4.17) και μετρήσεων απωλειών από FEMM(8 A/mm^2)	105
Εικ. 6.11: Μεταβολή των απωλειών αναλυτικής και FEMM, με τη μεταβολή της συχνότητας(8 A/mm^2)	106
Εικ. 6.12: Μεταβολή Σφάλματος σε % με τη μεταβολή της συχνότητας (8 A/mm^2)	106

Λίστα Πινάκων:

Πίνακας I: Μέθοδοι μέτρησης χαρακτηριστικών μονίμων μαγνητών[7]	33
Πίνακας II: Χαρακτηριστικά Κινητήρων προς μελέτη στο [19].....	51
Πίνακας III: Χαρακτηριστικά Κινητήρα [36], [37].....	68
Πίνακας IV: Χαρακτηριστικά IPM κινητήρων [47].....	84
Πίνακας V: Παράμετροι μηχανής προς ανάλυση [48]	87
Πίνακας VI: Τιμές Βασικών Λειτουργικών και Σχεδιαστικών Παραμέτρων Κινητήρα που υλοποιήθηκε για την υποδειγματική εφαρμογή	98

Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή

1.1 Εισαγωγική τεκμηρίωση εργασίας

Τον περασμένο αιώνα η ανθρωπότητα γνώρισε ραγδαία ανάπτυξη σε όλους τους τεχνολογικούς τομείς. Μεγάλο κομμάτι της ανάπτυξης αυτής αποτέλεσαν ορυκτά καύσιμα όπως είναι το πετρέλαιο, το φυσικό αέριο, το κάρβουνο κ.ο.κ. Ωστόσο, οι ίδιοι λόγοι που οδήγησαν στην ανάπτυξη αυτή, πλέον, έχουν δημιουργήσει και την ανάγκη για αναζήτηση εναλλακτικών μορφών ενέργειας, εξαιτίας της περιβαλλοντικής και οικονομικής επιβάρυνσης που έχουν επιφέρει οι συμβατικές μορφές καυσίμων. Με την συνεχόμενη αύξηση των τιμών στα ορυκτά καύσιμα και με την αλόγιστη χρήση υδρογονανθράκων έχουν επέλθει προβλήματα τόσο οικονομικοπολιτικής φύσεως, όσο και περιβαλλοντικής. Μεγάλο ρόλο σε αυτά τα προβλήματα έχει επιφέρει η χρήση των μηχανών εσωτερικής καύσης, οι οποίες εκπέμπουν σημαντικές ποσότητες ρύπων, τόσο χημικών, όσο και θερμικών συντελώντας στην αύξηση της θερμοκρασίας και το φαινόμενο του θερμοκηπίου.

Για τους παραπάνω λόγους, γίνεται μία προσπάθεια πλέον εξηλεκτρίσης όλων των διαδικασιών παραγωγής ενέργειας, τόσο στη βιομηχανία, όσο και στα μέσα μεταφοράς.

Επομένως, οι ηλεκτρικές γεννήτριες και οι ηλεκτρικοί κινητήρες αποτελούν μία καλή εναλλακτική λύση, καθώς παράγουν ελάχιστους ή και μηδενικούς ρύπους διοξειδίου του άνθρακα, ενώ παράλληλα δεν επιφέρουν αύξηση της θερμοκρασίας του περιβάλλοντος. Επιπλέον, η τροφοδοσία τους μπορεί να γίνει τόσο από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, όσο και από συμβατικές μεθόδους παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, έχοντας παράλληλα υψηλές αποδόσεις και ελάχιστες απώλειες. Επιπλέον πλεονεκτήματα σε σχέση με συμβατικές μηχανές εσωτερικής καύσης είναι:

1. Μειωμένη ηχορύπανση
2. Μεγαλύτερη επιτάχυνση
3. Αυξημένο εύρος ταχυτήτων
4. Μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος
5. Μικρότερο βάρος
6. Σημαντικά μειωμένο κόστος συντήρησης

Η πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη κατηγορία ηλεκτρικών μηχανών σήμερα είναι οι σύγχρονες μηχανές μόνιμου μαγνήτη. Τα πλεονεκτήματα που εμφανίζει αυτό το είδος μηχανής είναι ότι α) δεν παρουσιάζει ωμικές απώλειες στο δρομέα, συνεπώς έχει μεγαλύτερο βαθμό απόδοσης και μεγαλύτερο λόγο ροπής προς όγκο μηχανής (μεγάλη πυκνότητα ροπής), β) έχει μικρή αδράνεια, γ) έχει καλό συντελεστή ισχύος,

δ) είναι ακριβής και ευκολότερος ο έλεγχος σε σχέση με τους επαγωγικούς κινητήρες και ε) δεν περιλαμβάνει το σύστημα ψηκτρών-συλλέκτη, που αντίστοιχα στις μηχανές συνεχούς ρεύματος αυξάνει σημαντικά το κόστος και τις απαιτήσεις συντήρησης.

Η εισαγωγή μονίμων μαγνητών ως πηγή μαγνητικής ενέργειας στις ηλεκτρικές μηχανές έδωσε την δυνατότητα για σχεδίαση μηχανών με ακόμα μικρότερο μέγεθος και βάρος. Παράλληλα, οι ιδιότητες των υλικών στους μόνιμους μαγνήτες αξιοποιούνται με τον καλύτερο δυνατό τρόπο στις στρεφόμενες ηλεκτρικές μηχανές. Η μείωση του μεγέθους καθιστά εφικτή τη λειτουργία υψηλότερων ταχυτήτων και σε συνδυασμό με την υψηλή μαγνητική αντίσταση του κυκλώματος, οι σύγχρονες επαγωγές είναι χαμηλές, καθιστώντας αυτό το είδος μηχανών αυτό με την αναλογικά υψηλότερη πυκνότητα ροπής. Ωστόσο, αυτή ελαχιστοποίηση του μεγέθους μειώνει το χώρο ψύξης και οι αυξημένες ταχύτητες οδηγούν σε μεγαλύτερες απώλειες τριβής και πυρήνα, με αποτέλεσμα να αναμένουμε υψηλότερες θερμοκρασίες στο εσωτερικό της μηχανής. Η συνεχής θέρμανση των μονίμων μαγνητών μπορεί να οδηγήσει σε μη αναστρέψιμη απώλεια των μαγνητικών ιδιοτήτων της μηχανής, δηλαδή σε μόνιμη απομαγνήτιση των μαγνητών, γεγονός που οδηγεί στην πλήρη καταστροφή της μηχανής. Για το λόγο αυτό, κατά την σχεδίαση ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών είναι απαραίτητη η χρήση μέσων για την ακριβή πρόβλεψη και ελαχιστοποίηση των θερμικών απωλειών.

Ένας σημαντικός λόγος αύξησης των θερμοκρασιών μέσα στο σώμα των σιδηρομαγνητικών υλικών, επομένως και των μόνιμων μαγνητών είναι τα λεγόμενα δινορεύματα, όπως θα αναλυθούν περαιτέρω στη συνέχεια της παρούσας διπλωματικής.

Στόχος της παρούσας εργασίας είναι η αναλυτική περιγραφή του φαινομένου των δινορευμάτων, οι αιτίες ανάπτυξης δινορευμάτων στο σώμα μόνιμων μαγνητών, η επισκόπηση πολλαπλών μεθοδολογιών υπολογισμού τους στο σώμα μόνιμων μαγνητών στους ηλεκτρικούς κινητήρες και η περιγραφή μέθοδοι μείωσης τους. Τελικός στόχος της διπλωματικής εργασίας, είναι η ανάπτυξη υποδειγματικής μελέτης για την εξακρίβωση των ορίων εφαρμογής με βάση τη συχνότητα σε προσεγγιστική μέθοδο που αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 4 και η αποτύπωση των συμπερασμάτων από τη σύγκριση της μεθόδου και των αποτελεσμάτων από λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων δύο διαστάσεων (FEMM) σε συνεργασία με το προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB.

1.2 Δομή Εργασίας

Όπως είδαμε, στο Κεφάλαιο 1, γίνεται μία γενική εισαγωγή στους λόγους που οι ηλεκτρικές μηχανές, έχουν αποκτήσει μεγάλη χρησιμότητα τελευταία σε σχέση με τις συμβατικές μηχανές εσωτερικής καύσης, καθώς και κάποια στοιχεία για την ανάλυση που θα πραγματοποιηθεί στη συνέχεια της εργασίας

Στο κεφάλαιο 2, γίνεται μία εκτενής αναφορά σε σχέση με τις μηχανές μονίμων μαγνητών, όπως είναι οι διαφορετικές τοπολογίες της, τα υλικά κατασκευής των μαγνητών. Επιπλέον, αναφέρονται οι διαφορετικές διαδικασίες με τις οποίες μπορεί να πραγματοποιηθεί μέτρηση μαγνητικών ιδιοτήτων και η διαδικασία με την οποία πραγματοποιείται μέτρηση απωλειών μαγνήτη. Τέλος, για λόγους πληρότητας της εργασίας αναπτύσσονται κάποιες λεπτομέρειες για τα είδη απωλειών που εμφανίζονται σε μία ηλεκτρική μηχανή μονίμων μαγνητών.

Στο Κεφάλαιο 3, πραγματοποιείται ανάλυση όλου του θεωρητικού υπόβαθρου γύρω από τις απώλειες δινορευμάτων γενικά και ειδικά στα δινορεύματα και τις αντίστοιχες απώλειες που αναπτύσσονται στο εσωτερικό των μαγνητών. Στο τέλος του κεφαλαίου, γίνεται μία εκτεταμένη ανάλυση και μελέτη γύρω από τις αιτίες που παρουσιάζεται αυτό το φαινόμενο στο σώμα των μαγνητών.

Το Κεφάλαιο 4, όπως προτρέπει και η ονομασία του, αναφέρεται στις μεθόδους υπολογισμού απωλειών δινορευμάτων και πραγματοποιείται ανάλυση πολλαπλών μεθοδολογιών. Το βάρος της μελέτης που έχει πραγματοποιηθεί έχει επικεντρωθεί στις αναλυτικές δισδιάστατες μεθοδολογίες τόσο σε καρτεσιανές, όσο και σε πολικές συντεταγμένες.

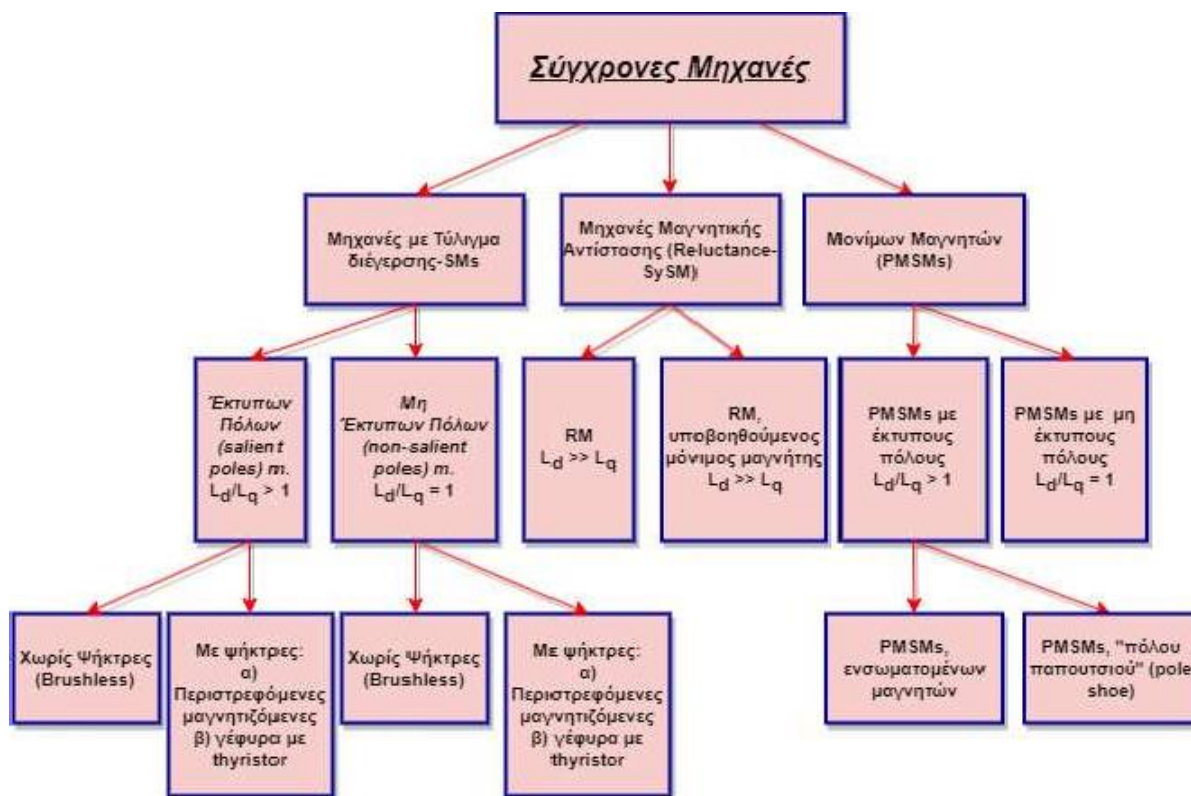
Στο Κεφάλαιο 5, γίνεται μελέτη βιβλιογραφιών γύρω από τις μεθόδους περιορισμού των απωλειών δινορευμάτων στο εσωτερικό των μαγνητών.

Στο Κεφάλαιο 6, πραγματοποιείται μελέτη ορίων εφαρμογής προσεγγιστικής μεθόδου που περιγράφηκε στο Κεφ. 4, με στόχο τη σύγκριση των απωλειών μαγνήτη όπως μετρήθηκαν μέσω λογισμικού μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων (FEMM) δύο διαστάσεων και με εφαρμογή της προσεγγιστικής μεθόδου.

Στο Κεφάλαιο 7, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που αντλήθηκαν καθ' όλη την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Κεφάλαιο 2: Σύγχρονες Μηχανές Μονίμων Μαγνητών

Οι σύγχρονες μηχανές αποτελούν μία ολόκληρη οικογένεια ηλεκτρικών μηχανών. Οι βασικοί τύποι ηλεκτρικών μηχανών αυτού του είδους είναι οι εξής: α) σύγχρονες μηχανές με τύλιγμα διέγερσης (separately excited synchronous machines-SMs), β) σύγχρονες μηχανές μαγνητικής αντίστασης (synchronous reluctance machines - SyRMs), γ) σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών (PMSMs). Μία σύγχρονη μηχανή και μία μηχανή μονίμων μαγνητών διαφέρουν στην ουσία από μία ασύγχρονη μηχανή από το γεγονός ότι η διέγερση στον δρομέα προκαλείται είτε από το πεδίο συνεχούς ρεύματος του τυλίγματος είτε από τους μόνιμους μαγνήτες, που σε μόνιμη κατάσταση λειτουργούν ανεξάρτητα από την κίνηση του δρομέα.



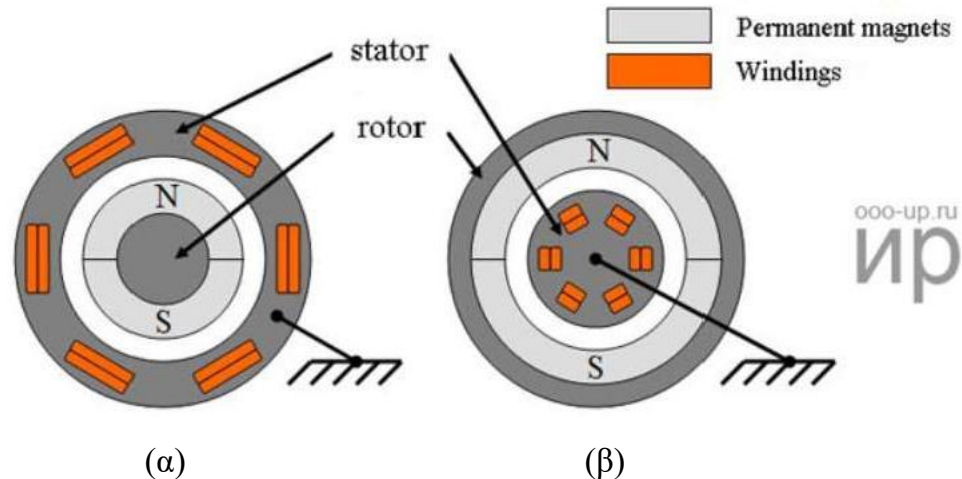
Εικ. 2.1: Κατηγορίες Σύγχρονων Μηχανών

2.1 Κινητήρες Μονίμων Μαγνητών

Αυτού του είδους ηλεκτρικές μηχανές παρουσιάζουν μεγαλύτερο συνολικό βαθμό απόδοσης σε σχέση με άλλα είδη μηχανών. Ο λόγος είναι, η ύπαρξη των μαγνητών που προσφέρει το ένα εκ των δύο πεδίων για την αλληλεπίδραση δρομέα-στάτη για την παραγωγή ροπής εξόδου χωρίς να είναι αναγκαία η τροφοδοσία ρεύματος. Υπάρχει πληθώρα των μηχανών αυτών, καθώς υπάρχουν διαφορετικές

μορφολογίες τόσο από άποψη κατεύθυνσης ροής, από σχετική θέση δρομέα-στάτη, είδος τυλιγμάτων, όσο και από άποψη της γεωμετρίας του δρομέα.

Τυπικά, ο δρομέας είναι στο εσωτερικό του στάτη. Ωστόσο, υπάρχουν μορφολογίες στις οποίες ο δρομέας είναι στο εξωτερικό.



Εικ. 2.2:(α) Μηχανή Εσωτερικού, (β) Εξωτερικού Δρομέα

Τα χαρακτηριστικά μίας μηχανής μόνιμων μαγνητών καθορίζεται από τη μορφολογία του δρομέα. Κατά τη σχεδίαση, δύο είναι τα είδη:

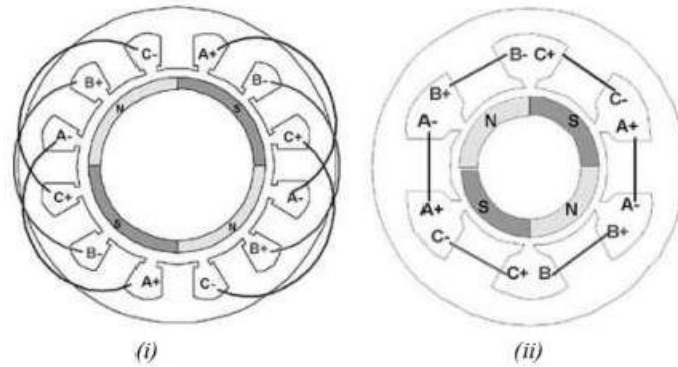
- A) μηχανές με έκτυπους πόλους δρομέα και
- B) μηχανές με κυλινδρικό δρομέα.

Ένας ηλεκτρικός κινητήρας με μη-προεξέχοντες πόλους έχει ίσες επαγωγές ορθού και κάθετου άξονα ($L_d=L_q$), ενώ για ένα ηλεκτρικό κινητήρα με έκτυπους πόλους οι επαγωγές ορθού και κάθετου άξονα διαφέρουν ($L_d \neq L_q$).

Ο στάτης αποτελείται από ένα εξωτερικό πλαίσιο και το σώμα του πυρήνα διαθέτει τυλίγματα. Κύρια χαρακτηριστικά ενός τυλίγματος είναι οι τερματικές συνδέσεις μεταξύ των επιμέρους πηνίων, η κατανομή τους στα αυλάκια και το βήμα συστάδας. Επομένως, έχουμε τις ακόλουθες μορφές τυλιγμάτων: τα βροχοειδή, που χρησιμοποιούνται σε μηχανές μικρού αριθμού πόλων ή τα κυματοειδή, όταν έχουμε πολυπολικές μηχανές, τα διανεμημένα, στα οποία έχουμε ένα ή παραπάνω αυλάκια ανά πόλο και φάση, και πλήρους ή κλασματικού βήματος, το οποίο προκύπτει από το βήμα συστάδας. Συνήθως το τύλιγμα είναι τριφασικό και δύο είναι οι κατηγορίες που συναντάμε συχνότερα:

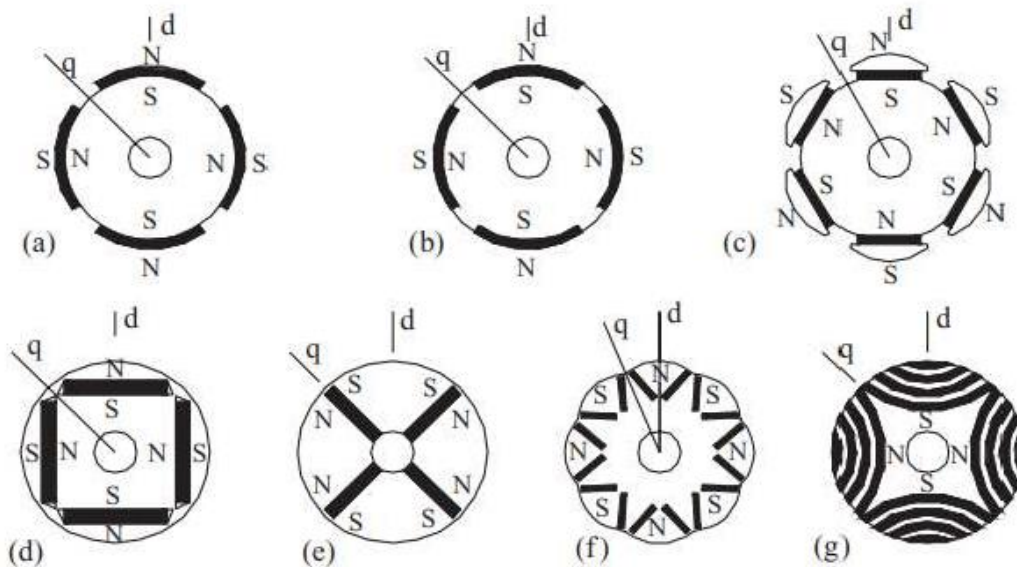
α) Επικαλυπτόμενα, διανεμημένα (ή κατανεμημένα) τυλίγματα με τουλάχιστον ένα αυλάκι ανά πόλο και φάση (Εικόνα 2.2-i) και

β) Μη επικαλυπτόμενα τυλίγματα, συγκεντρωμένα μονής ή διπλής στρώσης (Εικόνα 2.2-ii).



Εικ. 2.3: i) Επικαλυπτόμενα, διανεμημένα (ή κατανεμημένα) τυλίγματα με τουλάχιστον ένα αυλάκι ανά πόλο και φάση, ii) Μη επικαλυπτόμενα, συγκεντρωμένα τυλίγματα μονής ή διπλής στρώσης

Ένας άλλος τρόπος διαχωρισμού των ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μηχανών είναι λαμβάνοντας υπόψιν την κατεύθυνση της ροής. Έτσι, έχουμε ηλεκτρικές μηχανές μονίμων μαγνητών αξονικής και ακτινικής ροής, οι οποίες δεν θα αναλυθούν στην παρούσα διπλωματική εργασία.



Εικ. 2.4: Δρομείς μηχανών μονίμων μαγνητών. (a) Επιφανειακοί μαγνήτες (Rotor surface-mounted magnets), (b) μαγνήτες ένθετοι στην επιφάνεια του δρομέα (magnets embedded in the surface), (c) δρομέας με πέλματα πόλων (pole shoe rotor), (d) μαγνήτες ενσωματωμένοι εφαπτωμενικά στο δρομέα (tangentially embedded magnets), (e) μαγνήτες ενσωματωμένοι ακτινικά στο δρομέα (radially embedded magnets), (f) δύο μαγνήτες σε θέση V (two magnets per pole in the V position), (g) δρομέας μαγνητικής αντίστασης με μόνιμους μαγνήτες (synchronous reluctance rotor equipped with permanent magnets) [5]

Τέλος, ένας ακόμα τρόπος κατηγοριοποίησης αυτού του είδους μηχανών είναι η μορφολογία του δρομέα. Στην εικόνα 2.4 παρουσιάζεται ένα διάγραμμα με τις διαφορετικές γεωμετρικές δρομέα μηχανών μονίμων μαγνητών:

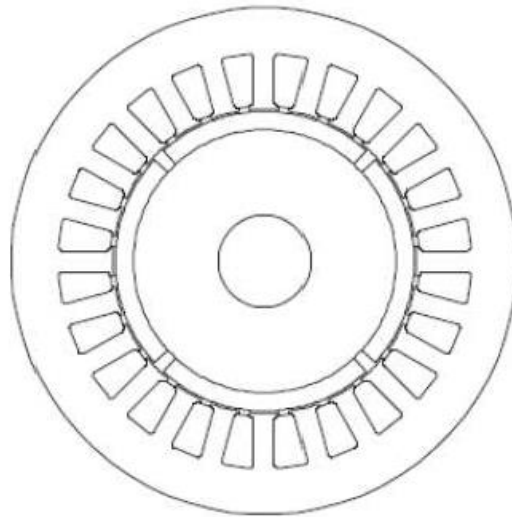
Στη συνέχεια αναλύονται οι τρεις βασικότερες τοπολογίες δρομέα κινητήρων μονίμων μαγνητών:

2.1.1 Κινητήρες Επιφανειακών Μόνιμων Μαγνητών (Surface-Mounted PMSM)

Αυτή η κατηγορία κινητήρων έχει την απλούστερη διαμόρφωση από την οικογένεια ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών με τους μαγνήτες τοποθετημένους στην επιφάνεια του δρομέα (Εικ. 2.5). Συνήθως αποτελούν την βάση μελέτης των σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών (PMSM, permanent-magnet-synchronous-machines) στην ηλεκτροκίνηση. Κάποιοι από τους λόγους που η συγκεκριμένη τοπολογία κερδίζει έδαφος στην χρήση της τα τελευταία χρόνια είναι η κατασκευαστική της απλότητα, η οποία οδηγεί σε σημαντικά μειωμένο κόστος. Η τοποθέτηση των μαγνητών πολύ κοντά στο διάκενο, όπου πραγματοποιείται η αλληλεπίδραση των πεδίων δρομέα-στάτη, οδηγεί στην πλήρη εκμετάλλευση της μαγνητικής ιδιότητας των υλικών που χρησιμοποιούνται. Το γεγονός αυτό οδηγεί σε μείωση της ροής σκεδάσεως και άρα, έχουμε αυξημένη επίδοση, ωστόσο σε εφαρμογές, όπου η ανάπτυξη ροής σκέδασης είναι επιθυμητή για λειτουργία εξασθένησης πεδίου (field-weakening-capacity), η ικανότητα αυτή είναι ανεπιθύμητη. Επιπρόσθετα, παρουσιάζουν συνιστώσα μαγνητικής ροπής σχεδόν μηδενική, λόγω της ομοιόμορφης μαγνητικής αντίστασης στο διάκενο, επειδή η μαγνητική διαπερατότητα των υλικών στους μόνιμους μαγνήτες είναι περίπου όμοια με αυτή του αέρα. Ένα ακόμα πολύ θετικό αυτής της μορφολογίας είναι πέρα από τις υψηλές επιδόσεις που πετυχαίνει, η υψηλή πυκνότητα ισχύος. Τέλος, η απλή τους διαμόρφωση προσφέρει πολύ καλές ιδιότητες ψύξης των μαγνητών.

Το μεγαλύτερο μειονέκτημα αυτού του είδους ηλεκτρικών μηχανών είναι η μειωμένη τους μηχανική αντοχή σε υψηλές στροφές λόγω φυγόκεντρων δυνάμεων που αναπτύσσονται στον άξονα, αυξάνοντας σημαντικά το κίνδυνο αποκόλλησης των μαγνητών. Για την αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού δύο λύσεις υπάρχουν: η πρώτη είναι η τοποθέτηση του δρομέα στο εξωτερικό και η δεύτερη η χρησιμοποίηση μανδυών (sleeves) ανθρακονήματος πάνω στους μαγνήτες. Στην πρώτη περίπτωση, όμως, δημιουργούνται προβλήματα στην ψύξη, καθώς έχουμε συγκέντρωση των τυλιγμάτων σε μικρότερο χώρο, τα οποία αποτελούν και την κύρια πηγή απωλειών. Στην δεύτερη, ωστόσο, λύση, επιτυγχάνεται καλύτερη συγκράτηση των μαγνητών ακόμα και σε υψηλές ταχύτητες, χωρίς να δημιουργείται κάποια επιπλοκή στην ψύξη και βοηθάει στη μείωση των απωλειών μαγνήτη, όπως θα παρατηρηθεί μετέπειτα.

Μία τυπική διαμόρφωση Surface-Mounted PMSM παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:

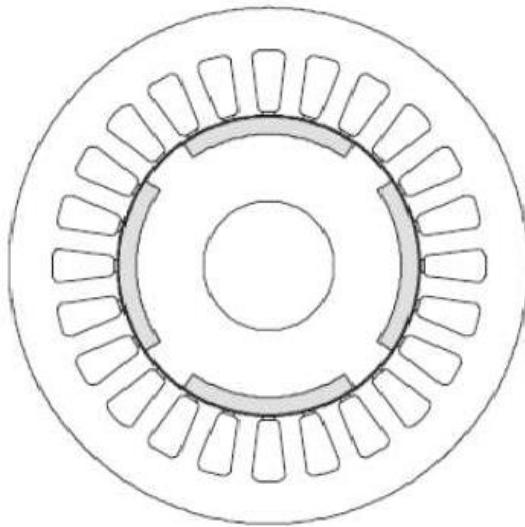


Εικ. 2.5: Διάταξη Σύγχρονου Κινητήρα
Επιφανειακών Μόνιμων Μαγνητών

2.1.2 Κινητήρες Ένθετων (ή Εσωτερικά Επιφανειακών) Μόνιμων Μαγνητών (Inset Permanent Magnets)

Η διαφορά στη διάταξη τους σε σχέση με την προηγούμενη μορφολογία, είναι ότι οι μαγνήτες είναι τοποθετημένοι εντός αυλακώσεων στο σώμα του δρομέα (Εικ. 2.6) και τα διάκενα ανάμεσα στους μαγνήτες είναι πληρωμένα με σίδηρο. Η συγκεκριμένη τοπολογία έρχεται να απαλείψει το αρνητικό της προηγούμενης, καθώς εξασφαλίζεται η μηχανική αντοχή, καθώς οι μαγνήτες δεν εκτίθενται στις φυγόκεντρες δυνάμεις που αναπτύσσονται στο διάκενο. Επιπλέον, η ύπαρξη σιδήρου προκαλεί ανομοιομορφία στην μαγνητική αντίσταση του διακένου και συνεπώς η μηχανή αποκτά συνιστώσα μαγνητικής ροπής (Reluctance). Αυτό, έχει ως αποτέλεσμα, η αναπτυσσόμενη ροπή να μην είναι αποκλειστικό αποτέλεσμα της αλληλεπίδρασης πεδίων δρομέα-στάτη, αλλά να οφείλεται και στην ροπή εκτυπότητας. Αυτού του είδους οι κινητήρες παρουσιάζουν μικρή διαφορά στην ικανότητα εξασθένησης του πεδίου σε σχέση με τους κινητήρες μόνιμων επιφανειακών μαγνητών.

Το μεγαλύτερο μειονέκτημα τους είναι η σαφώς χειρότερη θερμική τους συμπεριφορά σε σχέση με τα άλλα δύο είδη ηλεκτρικών μηχανών μόνιμων μαγνητών, έχοντας έτσι αυξημένο κίνδυνο απομαγνήτισης των μαγνητών.



Εικ. 2.6: Διάταξη Σύγχρονου Κινητήρα Ένθετων Μόνιμων Μαγνητών

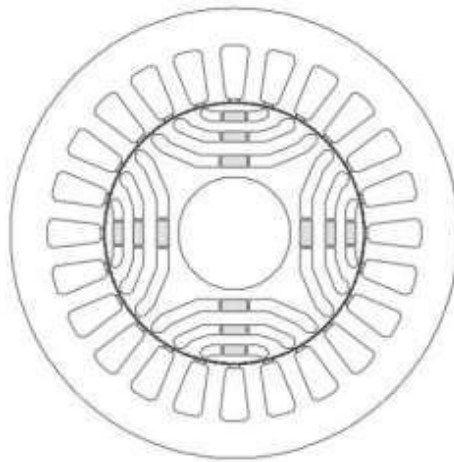
2.1.3 Κινητήρες Εσωτερικών Μαγνητών (IPM)

Οι πιο συνηθισμένες διαμορφώσεις για αυτό το είδος κινητήρων είναι: α) οι ένθετων εσωτερικών μαγνητών (I-type), β) οι εσωτερικών μαγνητών τύπου V (V-type), γ) οι εσωτερικοί ακτινικοί (Spoke) και δ) οι εσωτερικοί πολυστρωματικοί (multilayer- buried).

Οι μαγνήτες είναι τοποθετημένοι εντός του μαγνητικού κυκλώματος του δρομέα (Εικ. 2.7). Η εισαγωγή των μαγνητών εντός του δρομέα έχει ως αποτέλεσμα, ο κίνδυνος απομαγνήτισης/αποκόλλησης λόγω θερμικών, μαγνητικών ή μηχανικών καταπονήσεων να είναι μικρότερος. Η αυξημένη μηχανική τους στήριξη δίνει την δυνατότητα για επίτευξη πολύ υψηλών ταχυτήτων. Επιπλέον, παρουσιάζουν έντονη συνιστώσα εκτυπότητας, η οποία προστίθεται στην μηχανή με αποτέλεσμα η μεγιστοποίηση της ροπής να πραγματοποιείται για γωνία ροπής $\delta \sim 150^\circ$, αντίστοιχα στις μηχανές μονίμων επιφανειακών μαγνητών μέγιστη ροπή έχουμε για γωνία $\delta \sim 90^\circ$. Λόγω της ανομοιομορφίας της μαγνητικής αντίστασης, η συνιστώσα μαγνητικής ροπής οδηγεί σε επίτευξη υψηλών ταχυτήτων χωρίς να είναι αναγκαία η μείωση του ορθού άξονα. Ακόμα, η χαμηλή αυτεπαγωγή ορθού άξονα, έχει ως αποτέλεσμα να έχουμε χαμηλότερες απώλειες σιδήρου σε υψηλές ταχύτητες. Με χρήση αγωγών ορθογώνιας διατομής, μπορεί να επιτευχθεί μείωση του εύρους των τερματικών συνδέσεων, επιτυγχάνοντας ακόμα υψηλότερο συντελεστή πληρότητας (fill-factor, ff).

Το μεγαλύτερο αρνητικό αυτού του τύπου μηχανών είναι η πολυπλοκότητα που παρουσιάζει η διαμόρφωση των μαγνητών, κάτι το οποίο αυξάνει σημαντικά το κόστος. Ανάλογα τη διαμόρφωση που έχει ο δρομέας, είτε πρέπει να κατασκευαστεί ο

άξονας από μη σιδηρομαγνητικό υλικό ή τουλάχιστον πρέπει να γίνει στρώση μη σιδηρομαγνητικού υλικού μεταξύ δρομέα και άξονα, έτσι ώστε να αποφευχθεί η προσπέραση της μαγνητικής ροής από το σώμα του άξονα, λόγω της μικρής απόστασης που έχουν από αυτών οι μαγνήτες. Επιπλέον, οι κινητήρες εσωτερικών μαγνητών εμφανίζουν μικρότερη πυκνότητα ροπής σε σχέση με τους κινητήρες επιφανειακών μαγνητών για ίδια ονομαστικά μεγέθη ρεύματος και ΗΕΔ στις περισσότερες εφαρμογές. Ωστόσο, παρουσιάζουν ευρεία περιοχή σταθερής ισχύος με υψηλή πυκνότητα ισχύος και υψηλό Σ.Ι.(συντελεστή ισχύος), καθώς το σώμα του δρομέα αποτελεί εμπόδιο στην μαγνητική ροή(αν έχει γίνει επικάλυψη με μη σιδηρομαγνητικό υλικό), κάτι το οποίο δεν επιτυγχάνουν το ίδιο αποτελεσματικά οι δύο προηγούμενες κατηγορίες.



Εικ. 2.7: Σύγχρονη Μηχανή Εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών(IPM)

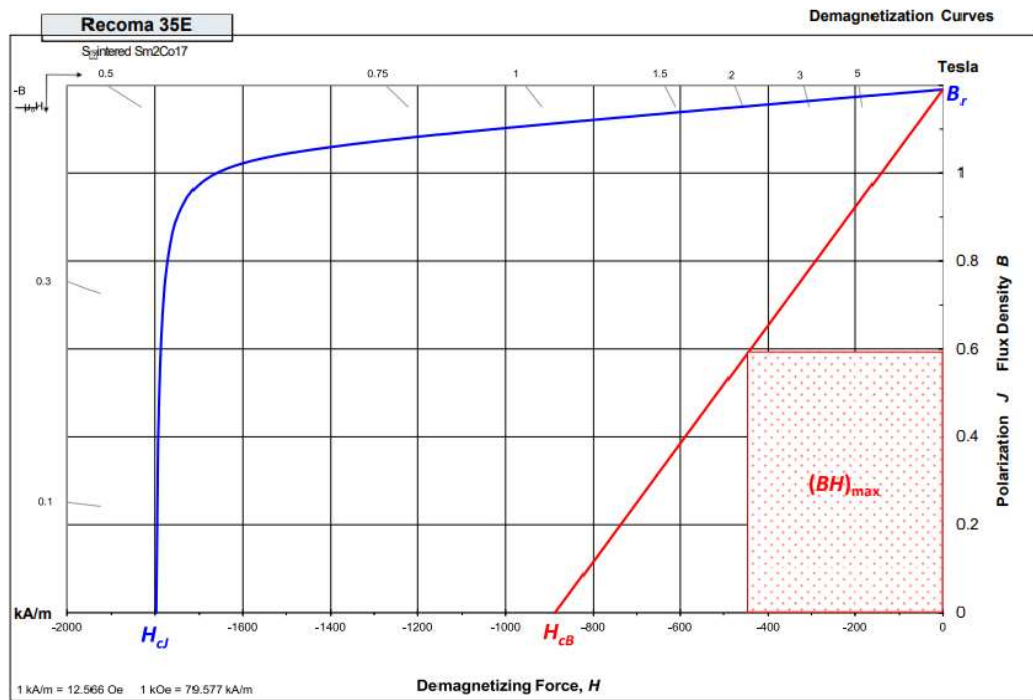
2.2 Υλικά Κατασκευής:

Κάθε μέλος της μηχανής κατασκευάζεται με υλικά ανάλογα με τις απαιτήσεις που έχουμε από το εκάστοτε τμήμα. Έτσι, παραδείγματος χάρη στον άξονα, όπου οι καταπονήσεις είναι υψηλές λόγω των φυγόκεντρων δυνάμεων και περιστροφών, θέλουμε υλικά με υψηλή μηχανική αντοχή. Για την καλύτερη επιλογή υλικών κατά τον σχεδιασμό, η ηλεκτρική μηχανή διαχωρίζεται στα εξής δύο μέρη: α) ηλεκτρικό κύκλωμα και β) μαγνητικό κύκλωμα. Επιπλέον, για την κατάλληλη επιλογή ενός υλικού, αναπόσπαστο κομμάτι είναι και οι μετρήσεις για την αξιολόγηση των ιδιοτήτων του. Στην παρούσα εργασία θα επικεντρωθούμε στο μαγνητικό κύκλωμα και πιο συγκεκριμένα το σώμα των μονίμων μαγνητών.

2.2.1 Μαγνητικές ιδιότητες και πειραματικές μέθοδοι για την αξιολόγηση μαγνητικών ιδιοτήτων σε μόνιμους μαγνήτες

2.2.1.1 Μαγνητικές Ιδιότητες Μονίμων Μαγνητών

Οι ιδιότητες ενός σκληρού μαγνητικού υλικού τυπικά περιγράφονται από το 2^ο τεταρτημόριο της καμπύλης υστέρησης του υλικού όταν αυτό είναι κορεσμένο. Παρακάτω παρουσιάζεται μία τέτοια τυπική καμπύλη υστέρησης σε θερμοκρασία δωματίου για το υψηλής απόδοσης υλικό Sm₂Co₁₇:



Εικ. 2.8: 2^ο τεταρτημόριο καμπύλης υστέρησης Sm₂Co₁₇ [6]

Το παραπάνω είδος καμπύλης μας δίνει χρήσιμες πληροφορίες για πολλαπλές ποσότητες που εκφράζουν την συμπεριφορά των μόνιμων μαγνητών και των μαγνητικών υλικών γενικότερα. Μερικές από τις σημαντικότερες πληροφορίες είναι οι ακόλουθες [7]:

2.2.1.1.1 Παραμένουσα Μαγνήτιση B_r :

Είναι η μαγνητική πόλωση J_r που παραμένει στο υλικό λόγω υστέρησης, αφού το υλικό έχει πλήρως κορεστεί. Στην καμπύλη μαγνήτισης, είναι το σημείο τομής της καμπύλης με το κατακόρυφο άξονα (B- ή J-axis) και μετριέται σε Tesla (T).

2.2.1.1.2 Ενεργειακό Γινόμενο $(BH)_{\max}$:

Αντιπροσωπεύει την μέγιστη ενέργεια που το μαγνητικό υλικό μπορεί να παρέχει σε ένα εξωτερικό μαγνητικό κύκλωμα. Για γραμμικά υλικά, το $(BH)_{\max}$, είναι συνάρτηση του παραμένον μαγνητισμού B_r και υπολογίζεται από τη σχέση:

$$(BH)_{\max} = \frac{B_r^2}{4\mu_0\mu_r} \quad (2.1)$$

Μονάδα Μέτρησης: kJ/m^3 ή MGOe .

2.2.1.1.3 Δύναμη Καταναγκασμού ή Συνεχούσα Δύναμη (H_{cB}) - Coercivity

Δύναμη καταναγκασμού πεδίου ή συνέχουσα δύναμη, είναι η τιμή μαγνητικού πεδίου που αντιτίθεται στην κατεύθυνση μαγνήτισης και είναι αρκετά υψηλή έτσι ώστε να μειώσει τη μαγνητική πυκνότητα ροής στο εσωτερικό του μαγνήτη στο μηδέν. Στη καμπύλη υστέρησης είναι το σημείο τομής της B-καμπύλης και του οριζόντιου H άξονα. Η μονάδα μέτρησης του μαγνητικού πεδίου, επομένως και της συνεχούσας δύναμης είναι τα A/m ή Oersted (Oe).

2.2.1.1.4 Εσωτερική Συνεχούσα Δύναμη(H_{cJ})- Intrinsic Coercivity:

Αντιπροσωπεύει την ικανότητα ενός υλικού να αντιστέκεται στην απομαγνήτιση. Ορίζεται ως η δύναμη του μαγνητικού πεδίου που είναι ικανή να μειώσει τη μαγνητική πόλωση J στο μηδέν. Μονάδα μέτρησης A/m ή Oersted (Oe).

2.2.1.1.5 Διαπερατότητα – Permeability (μ):

Η γενική έκφραση για την αλληλεπίδραση του μαγνητικού πεδίου με το μαγνητικό υλικό εκφράζεται από τη σχέση:

$$B = \mu_0 H + J \quad \text{ή} \quad B = \mu_0 (H + M) \quad (2.2)$$

Η παραπάνω σχέση αρκετές φορές αντικαθίσταται από την γραμμική εξίσωση:

$$B = \mu H \quad (2.3)$$

Η διαπερατότητα μ συχνά διαχωρίζεται σε δύο όρους ως εξής:

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (2.4)$$

Όπου $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$, η διαπερατότητα του κενού και ο αδιάστατος παράγοντας μ_r ονομάζεται σχετική διαπερατότητα.

Για μόνιμους μαγνήτες με προσεγγιστικά ευθείες καμπύλες απομαγνήτισης, είναι σύνηθες να αναπαριστούμε το 2^ο τεταρτημόριο σαν μία ευθεία γραμμή που ενώνει τα σημεία της καμπύλης που δίνονται από τη συνεχούσα δύναμη H_c και τον παραμένον μαγνητισμό B_r :

$$B(H) = B_r + \mu H, \quad \text{όπου} \quad \mu = \frac{B_r}{H_c} \quad \text{ή} \quad \mu_r = \frac{B_r}{\mu_0 H_c} \quad (2.5)$$

Στην προκειμένη περίπτωση οι ποσότητες μ και μ_r αναφέρονται στη διαφορική διαπερατότητα $\mu = \Delta B / \Delta H$ και όχι στη διαπερατότητα $\mu = B/H$, η οποία συχνά χρησιμοποιείται στα μαλακά μαγνητικά υλικά.

Σε πυροσυσσωματωμένους μαγνήτες σπανίων γαιών (sintered rare earth magnets) με επαρκή συνεχούσα δύναμη, η σχετική διαπερατότητα μ_r , σύμφωνα με τους δοθέντες ορισμούς παίρνει τιμές της τάξης 1 έως 1.1 .

2.2.1.1.6 Συντελεστές Θερμοκρασίας μαγνητικών ιδιοτήτων:

Όλες οι μαγνητικές ιδιότητες εξαρτώνται από τη θερμοκρασία. Στους μαγνήτες σπανίων γαιών, ο παραμένον μαγνητισμός και η εσωτερική συνεχούσα δύναμη μειώνονται με την αύξηση της θερμοκρασίας. Αυτή η πτώση είναι αντιστρέψιμη μέχρι ένα σημείο, από το οποίο και έπειτα ο μαγνήτης αρχίζει να απομαγνητίζεται.

Συνήθως, δίνονται γραμμικοί συντελεστές θερμοκρασίας, παρόλο που η εξάρτηση από τη θερμοκρασία δεν είναι γραμμική για μεγάλο εύρος θερμοκρασιών. Η εξάρτηση θερμοκρασίας του B_r συνήθως καλείται alpha α και η συνιστώσα θερμοκρασίας του H_{cJ} καλείται συχνά beta β .

Για διάστημα θερμοκρασιών από T_0 (συνήθως ίσο με 20°C) έως T , ο συντελεστής εξάρτησης alpha α , ως γραμμική εκτίμηση για δεδομένο εύρος θερμοκρασιών είναι:

$$\alpha(B_r) = \frac{B_r(T) - B_r(T_0)}{B_r(T_0) \cdot (T - T_0)} \quad (2.6)$$

Ο συντελεστής θερμοκρασίας για μη-γραμμική συμπεριφορά μπορεί να οριστεί εντελώς διαφορετικά.

2.2.1.2 Τεχνικές Μέτρησης Ιδιοτήτων Μόνιμων Μαγνητών:

Για την εκτίμηση των προαναφερθέντων μαγνητικών ιδιοτήτων, είναι αναγκαίο να γίνουν μετρήσεις στο υλικό. Οι μετρήσεις αυτές χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: μετρήσεις κλειστού και ανοιχτού κυκλώματος.

2.2.1.2.1 Μετρήσεις Κλειστού Κυκλώματος – Καμπύλης Υστέρησης (Hysteresis Graph)

Η διάταξη ενός γράφου υστέρησης σύμφωνα με τα πρότυπα της IEC (international electrotechnical commission), εμφανίζεται στην Εικ. 2.10. Η μέτρηση των δειγμάτων πραγματοποιείται σε κλειστό κύκλωμα. Το δείγμα μαγνήτη τοποθετείται μέσα σε ομογενές πεδίο μεταξύ δύο πόλων ενός ηλεκτρομαγνήτη με προσαρμοζόμενο διάκενο ανάμεσα τους. Ένα τυπικό δείγμα, είναι ένας κύλινδρος πάχους 2.5 έως 10 mm και διαμέτρου 5 έως 20 mm.

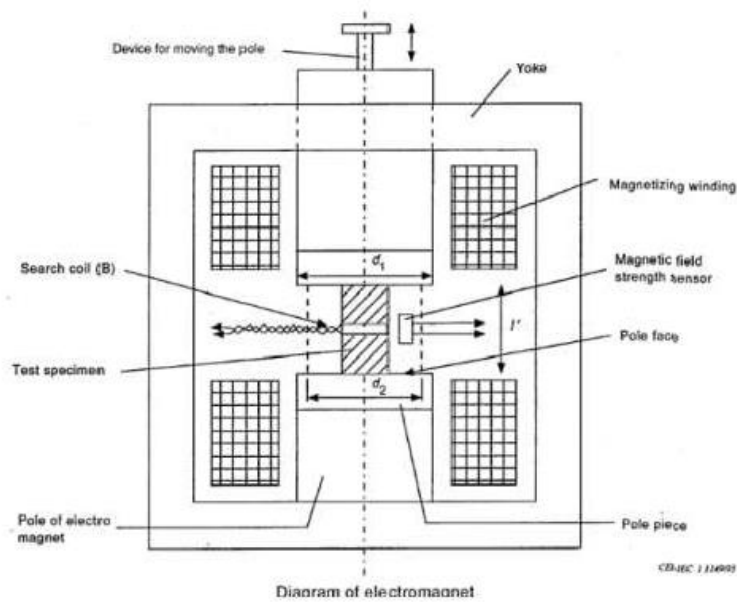
Η ένταση του μαγνητικού πεδίου μετριέται μέσω αισθητήρα Hall ή μέσω σπειρών, τη στιγμή που περιβαλλόμενη εξωτερική σπείρα μετράει τη πυκνότητα ροής $B(H)$ στο εσωτερικό του μαγνήτη. Οι σύγχρονοι εξοπλισμοί χρησιμοποιούν μόνο ένα αντισταθμισμένο πηνίο για την μέτρηση των παραμέτρων $J(H)$ και $B(H)$. Επιπλέον, η διάταξη είναι εξοπλισμένη με πλάκες θέρμανσης (heating plates) για την ανίχνευση των καμπυλών απομαγνήτισης σε θερμοκρασίες έως και 200°C .

Θετικό της μεθόδου είναι η εύκολη κατανόηση των αποτελεσμάτων, καθώς αυτά δίνονται σε μορφή καμπύλης που τα καθιστά εύκολα στη μελέτη και τη διερεύνηση.

Τα μειονεκτήματα της μεθόδου είναι ότι λειτουργεί για περιορισμένες γεωμετρίες μαγνητών, παρουσιάζει περιορισμένη ακρίβεια αποτελεσμάτων σε υψηλές τιμές μαγνητικού πεδίου, καθώς και περιορισμένο εύρος θερμοκρασιών όταν δεν γίνεται χρήση πλακών θέρμανσης.



Εικ. 2.9: Δείγμα μαγνήτη ανάμεσα σε πολικά κομμάτια σε γράφο υστέρησης. Το δείγμα περιβάλλεται από επίπεδη σειρά σπειρών.



Εικ. 2.10: Διάγραμμα αρχής λειτουργίας γράφου υστέρησης

2.2.1.2.2 Μετρήσεις Ανοιχτού Κυκλώματος

A) Foner ή Vibrating sample magnetometer-VSM

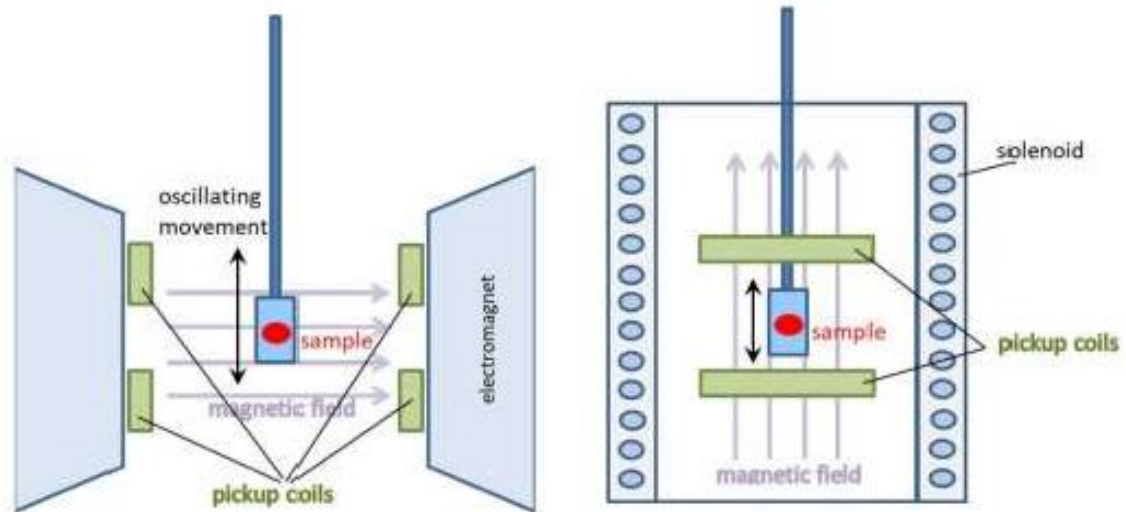
Το μαγνητόμετρο δονούμενων δειγμάτων (Vibrating sample magnetometer) αναπτύχθηκε το 1950 από τον Foner, γι' αυτό και πλέον είναι γνωστό και ως μαγνητόμετρο Foner. Η διάταξη του παρουσιάζεται στην Εικ. 2.11.

Το VSM μετράει τη μαγνητική ροπή του δείγματος μετακινώντας το στο ενδιάμεσο πηνίων παραλαβής και καταγράφοντας την AC τάση που αναπτύσσεται από την κίνηση ταλάντωσης. Όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα, η ύπαρξη ηλεκτρομαγνήτη ή υπεραγωγίων πηνίων που περιβάλλουν τα πηνία παραλαβής, παρέχει το εξωτερικό μαγνητικό πεδίο, η ένταση του οποίου μετριέται από αισθητήρα Hall.

Με κάθετη δόνηση των 80Hz, το δείγμα παράγει σήμα το οποίο είναι ανάλογο της μαγνητικής πόλωσης μέσα στα πηνία παραλαβής. Η μέτρηση των δειγμάτων πραγματοποιείται σε ανοιχτό κύκλωμα.

Η μέθοδος αυτή, όταν γίνεται χρήση υπεραγωγίων πηνίων, μπορεί να εφαρμοστεί σε ένταση πεδίου αρκετά υψηλή ώστε να μπορεί να μετρήσει ολόκληρη τη καμπύλη υστέρησης σε μαγνήτες σπανίων γαιών. Ακόμα, αυτή η μέθοδος έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να επιτύχει μέτρηση καμπυλών, τόσο σε χαμηλές θερμοκρασίες, όσο και σε υψηλές (εύρος 2-1000 Kelvin).

Ωστόσο, για την επίτευξη μετρήσεων μέσω VSM, απαιτείται αρκετός χρόνος και είναι η διαδικασία είναι αρκετά δαπανηρή, ειδικά όταν γίνεται χρήση υπεραγωγίων πηνίων. Επιπλέον, το μέγεθος του δείγματος προς μέτρηση περιορίζεται σε κλίμακα μερικών mm.



Εικ. 2.11: Διάγραμμα αρχής λειτουργίας ενός Foner μαγνητόμετρου

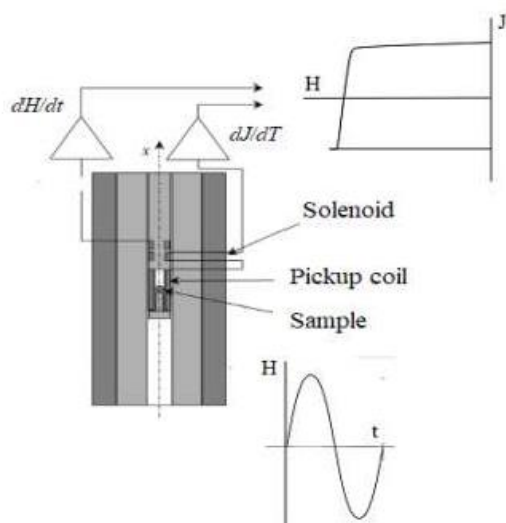
B) Μαγνητόμετρο Παλμικού Πεδίου (Pulse field magnetometer)

Ένα ημιτονοειδές μαγνητικό πεδίο απόσβεσης παράγεται από την εκφόρτιση συστοιχίας πυκνωτών μέσα σε ηλεκτρομαγνητική βαλβίδα. Η μαγνητική πόλωση του δείγματος μετρείται από σπείρες παραλαβής (pickup coils), τη στιγμή που χρησιμοποιείται αισθητήρας Hall ή αλλού είδους αισθητήρας για τη μέτρηση της δύναμης του πεδίου, επιτρέποντας με αυτό το τρόπο τη σκιαγράφηση της καμπύλης $J(H)$.

Η μέθοδος αυτή παρουσιάζει πολλαπλά πλεονεκτήματα, παραδείγματος χάριν η υψηλή δύναμη μαγνήτισης του πεδίου που έχει εύρος ανάμεσα σε 7 έως 15T. Επιπρόσθετα, προσφέρει τη δυνατότητα μέτρησης δοκιμίων αυθαίρετης γεωμετρίας με μη καταστροφικό τρόπο. Παρόλο που αυτή η μέθοδος δεν έχει γνωρίσει αναγνώριση από κάποιο διεθνή φορέα μέχρι στιγμής, ο εξοπλισμός της παράγεται σε μεγάλες ποσότητες και ήδη χρησιμοποιείται σε ευρεία κλίμακα για έρευνα και ανάπτυξη. Ειδικές εγκαταστάσεις έχουν δημιουργηθεί για την επίτευξη μετρήσεων σε χαμηλές θερμοκρασίες εύρους 20-40°C.

Όταν γίνεται χρήση της μεθόδου σε ηλεκτρικά αγωγίμους μεταλλικούς μαγνήτες, όπως είναι οι μαγνήτες σπανίων γαιών (SmCo, NdFeB), δινορεύματα επάγονται σώμα των μαγνητών, λόγω της αρχής λειτουργίας της στο

μεθόδου. Για τη συλλογή των μετρημένων δεδομένων έχουν αναπτυχθεί υπολογισμοί μοντελοποίησης.



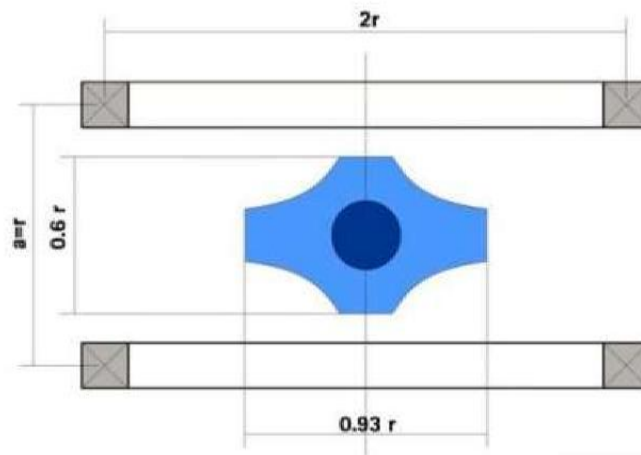
Εικ. 2.12: Διάγραμμα αρχής λειτουργίας Pulse field magnetometer.

Γ) Σπείρα Helmholtz (Helmholtz Coil-HHC):

Η διάταξη αποτελείται από δύο πανομοιότυπα πηνία συνδεδεμένα σε σειρά, τοποθετημένα συμμετρικά πάνω σε άξονα και σε απόσταση που ισούται με την ακτίνα τους, όπως φαίνεται στην Εικ. 2.13. Οι σημαντικότερες παράμετροι είναι η σταθερά του πηνίου, ο συντελεστής απομαγνήτισης και ο όγκος του μετρούμενου μαγνήτη.

Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται τυπικά για μετρήσεις σε ήδη τελειωμένους μαγνήτες, καθώς μπορεί να εφαρμοστεί σε μαγνήτες οποιουδήποτε μεγέθους και σχήματος με μη καταστροφικό τρόπο, δίνοντας μετρήσεις υψηλού βαθμού ακρίβειας. Το δείγμα τοποθετείται ανάμεσα στα δύο πηνία και η μαγνητική ροπή του μαγνήτη μετρείται από τη τάση που αναπτύσσεται μέσα στο πηνίο καθώς ο μαγνήτης περιστρέφεται. Στη συνέχεια η διάταξη συνδέεται με ηλεκτρικό ροόμετρο, το οποίο λαμβάνει ως είσοδο το σήμα της μετρούμενης τάσης και το επεξεργάζεται μετατρέποντας το σε ολοκλήρωμα του χρόνου της τάσης. Με αυτή τη διαδικασία, δίνεται η ικανότητα μέτρησης της αλλαγής στην μαγνητική ροή ανάμεσα στην αρχική και την τελική θέση του μαγνήτη μέσα στη διάταξη.

Για ακριβή μέτρηση, πρέπει να λαμβάνεται υπόψιν και η αντίσταση του μαγνήτη, καθώς όταν αυτή η πληροφορία αμελείται το σφάλμα σε ακραίες περιπτώσεις μπορεί να πάρει υψηλές τιμές %.



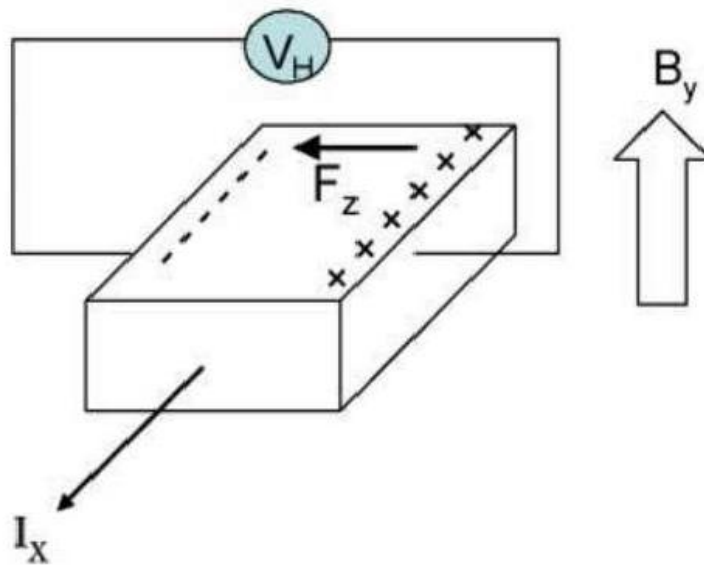
Εικ. 2.13: Τυπική Διάταξη σπείρας Helmholtz

Δ) Αισθητήρας Hall (Hall Probe)

Ο αισθητήρας Hall σε σύνδεση με gaussmeter (ή teslameter) είναι ο προτιμότερος παγκοσμίως εξοπλισμός για την μέτρηση της πυκνότητας μαγνητικής ροής B ή της δύναμης μαγνητικού πεδίου H στατικά, σε επιθυμητή τοποθεσία ή χώρο. Και οι δύο παράμετροι μπορούν να μετρηθούν και σε διάκενα, όπως σε μηχανές ή μεγάφωνα.

Παρόλο που αυτή η μέθοδος είναι χρονικά γρήγορη και εύκολη, παρουσιάζει κάποιες δυσκολίες όσον αφορά την ευαισθησία των οργάνων. Καθώς, η πυκνότητα μαγνητικής ροής εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την απόσταση που υπάρχει από το μαγνήτη, απαιτείται η απόσταση του αισθητήρα Hall από το μαγνήτη να είναι τέτοια, έτσι ώστε να γίνεται καλή επανάληψη των μετρήσεων.

Η ανάλυση και η ακρίβεια ενός HallGaussmeter εξαρτάται από το μέγεθος και τις ιδιότητες του σένσορα Hall. Οι νεότερα ανεπτυγμένοι Hall Gaussmeters χρησιμοποιούν μικρού μεγέθους αισθητήρες Hall τόσο οριζόντια, όσο και κάθετα, σχηματίζοντας έτσι τους λεγόμενους ολοκληρωτικούς 3-αξονικούς Hall Probes (integrated 3-axis Hall Probes), οι οποίοι επιτυγχάνουν υψηλή ανάλυση και ακρίβεια.

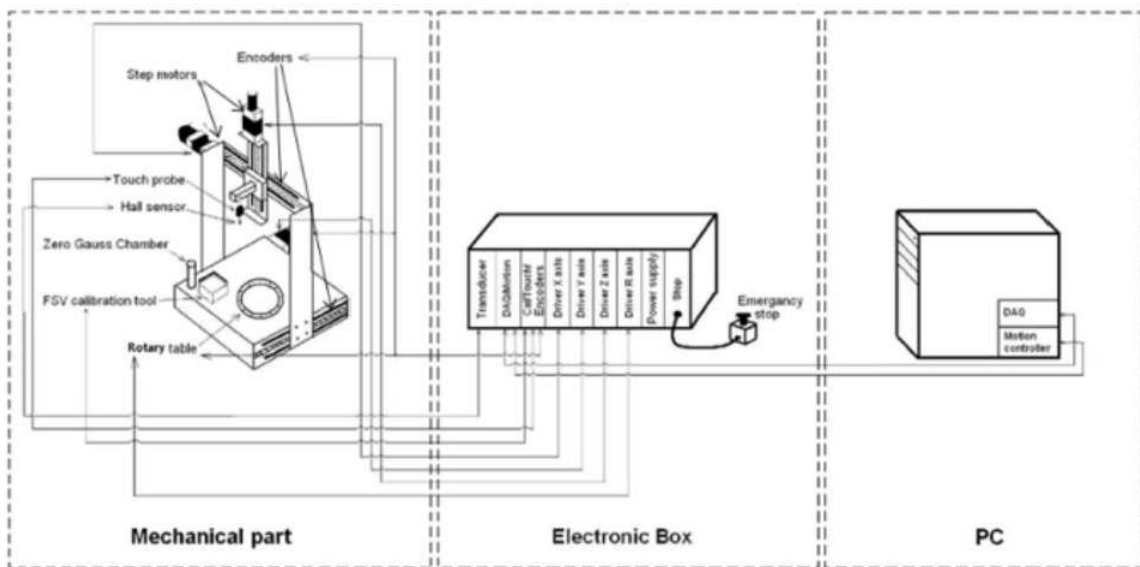


Εικ. 2.14: Σχηματική Διάταξη Hall Probe

Ε) Μαγνητικός χαρτογράφος 3Δ (3D Mapper)

Σε πολλές εφαρμογές μονίμων μαγνητών, η διανομή του μαγνητικού πεδίου πάνω σε ένα άξονα, μία επιφάνεια ή όγκο είναι ουσιώδης για τη λειτουργία του μαγνητικού συστήματος. Ο έλεγχος του μαγνητικού πεδίου κοντά και γύρω από ένα μαγνήτη γίνεται με τη χρήση ενός 3D χαρτογράφου. Η διάταξη του αποτελείται από μία κινούμενη πλατφόρμα, ένα αισθητήρα Hall, ένα ηλεκτρονικό κουτί για ψηφιακή επεξεργασία, από το κινητήρα και το τροφοδοτικό και από λογισμικό για τη μέτρηση, ανάλυση και αναπαράσταση των δεδομένων(Εικ. 2.15).

Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα ενός 3D χαρτογράφου είναι η ικανότητα τους να εκτελούν μετρήσεις σε ολόκληρα μαγνητικά συστήματα και να πραγματοποιούν απεικόνιση όλων των μαγνητικών συνιστωσών. Έτσι, δίνεται η δυνατότητα εκτίμησης της κατανομής του πεδίου σε ένα μαγνητικό σύστημα ή την συμμετρική ανάλυση των πόλων των μαγνητών σε σύστημα με πολλαπλούς μαγνήτες. Όλες οι παραπάνω μετρήσεις πραγματοποιούνται μέσω 3-άξονικού αισθητήρα Hall. Η διάταξη αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί και με άλλους αισθητήρες για την ανίχνευση ρωγμών και ανομοιογενειών στο σώμα των μαγνητών με χρήση αισθητήρα δινορευμάτων(μετράει την κατανομή των δινορευμάτων και εκτελεί οπτική σάρωση στην επιφάνεια για την ανακάλυψη ελαττωμάτων) ή για την μέτρηση διαστάσεων των δειγμάτων.



Εικ. 2.15: Σχηματικό διάγραμμα εμπορικά διαθέσιμου 3D μαγνητικού χαρτογράφου

Πίνακας Ι: Μέθοδοι μέτρησης χαρακτηριστικών μονίμων μαγνητών[7]

Measurement Method	Parameters	Units	Equipment	Accuracy [%]
Measurement of free magnets				
Demagnetization Curves	$J(H), B(H)$	T, kA/m	Hysteresis Graph	(+/-) 1
			Pulse Field Magnetometer	(+/-) 1
			Foner Magnetometer (VSM)	(+/-) 0.5
Remanence in open circuit	J_{0C}	T	Helmholtz Coil	(+/-) 1
Magnetic moment	M_m	Vs cm	Helmholtz Coil	(+/-) 1
Angle deviations	J	Degree	Helmholtz Coil	(+/-) 0.5°
			3D Mapper	(+/-) 0.5°
$H(B)$ in a test point	B	T	Gauss Meter / Hall Probe	(+/-) 1
			3D Mapper	(+/-) 1
Surrounding coil	Φ	Vs cm	Coil and Fluxmeter	(+/-) 0.5
Holding force	F	N	Dynamometer	2 – 5
Measurement of assembled systems, e.g. rotors				
$H(B)$ in air gap	B	T	Gaussmeter / Hall Probe	1 – 2
EMF	U_{eff}	V	Motor Coil / Voltmeter	1

2.2.2 Μόνιμοι Μαγνήτες

Στις αρχές, ένα μεγάλο πρόβλημα στην κατασκευή των ηλεκτρικών μηχανών ήταν η εύκολη απομαγνήτιση των μαγνητών. Στο πρόβλημα αυτό έδωσε λύση η χρήση σκληρών μαγνητικών υλικών στους μόνιμους μαγνήτες, τα οποία είναι ανθεκτικά σε εξωτερικά πεδία και στις μεταβολές που επιβάλλει το διάκενο, καθώς ένα απλό βραχυκύκλωμα μπορεί να δημιουργήσει κίνδυνο απομαγνήτισης [5], [8]:.

Οι μόνιμοι μαγνήτες τοποθετούνται στο δρομέα της μηχανής, με σκοπό κατά την περιστροφή του οι μαγνήτες να παράγουν περιστρεφόμενο μαγνητικό πεδίο.

Τα υλικά κατασκευής μόνιμων μαγνητών με ευρεία χρήση στη βιομηχανία είναι τα ακόλουθα:

A) Μαγνήτες Σιδήρου (Φερρίτες)

B) Μαγνήτες AlNiCo

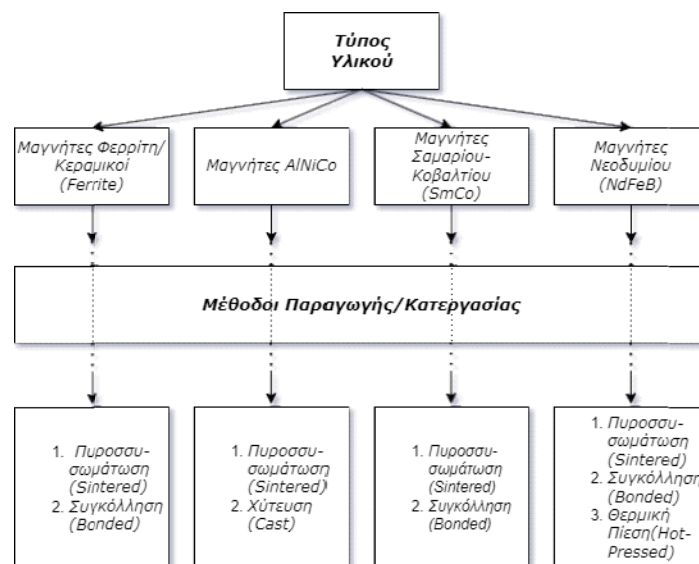
Γ) Μαγνήτες Σπάνιων Γαιών:

Γ1) Μαγνήτες SmCo

Γ2) Μαγνήτες NdFeB

Η επιλογή κατάλληλου μαγνήτη για ένα συγκεκριμένο σχέδιο μηχανής εξαρτάται από τις εξής ιδιότητες του μαγνήτη: α) παραμένων μαγνητισμός, β) αγωγιμότητα, γ) μηχανική ακαμψία, δ) απώλειες, ε) χαρακτηριστικά απομαγνήτισης.

Στο ακόλουθο σχήμα, βλέπουμε το είδος επεξεργασίας από το οποίο προκύπτουν τα άνωθεν είδη μαγνητών:



Εικ. 2.16: Επεξεργασία/Κατασκευή Μόνιμων Μαγνητών

2.2.2.1 Μαγνήτες Φερρίτη:

Αποτελεί το συνηθέστερο είδος μαγνήτη, καθώς η παρασκευή του είναι αρκετά απλή και απαιτεί χαμηλό κόστος. Το συγκεκριμένο υλικό παρουσιάζει χαμηλή αγωγιμότητα, με αποτέλεσμα οι απώλειες δινορευμάτων να είναι μικρότερες σε σχέση με τους μαγνήτες Νεοδυμίου και Σαμαρίου/Κοβαλτίου. Έχει συνεχούσα δύναμη H_c 250kA/m, παραμένουσα μαγνήτιση 0.4T (τιμή που καθιστά το υλικό ανεπαρκές όταν υπάρχει η ανάγκη για επίτευξη υψηλών επιδόσεων) και ενεργειακή πυκνότητα της τάξης των 40kJ/m³.

2.2.2.2 Μαγνήτες AlNiCo:

Προκύπτουν από μεταλλικές ενώσεις σιδήρου και πολλαπλών άλλων μετάλλων. Όπως βλέπουμε και από την ονομασία τους είναι κυρίως κράματα αλουμινίου (Al), νικελίου (Ni) και κοβαλτίου (Co). Μία τυπική διάταξη μαγνητών AlNiCo αποτελείται από 50% Fe, 25% Co, 14% Ni, 8% Al, 3% Cu/Nd/Si. Αυτού του είδους μαγνήτες εμφανίζουν υψηλή θερμική ανθεκτικότητα και οξειδώνονται δύσκολα. Έχουν ενεργειακή πυκνότητα τιμών 10-80kJ/m³. Το μείγμα/κράμα με τις καλύτερες ιδιότητες θεωρείται ότι είναι το AlNiCo₉, με ενεργειακή πυκνότητα 70KJ/m³, παραμένουσα μαγνήτιση 1T και συνεχούσα δύναμη 120KA/m. Σε γενικά πλαίσια αυτού του είδους μαγνήτες παρουσιάζουν χαμηλή συνεχούσα δύναμη (H_c), κάτι το οποίο τους καθιστά ευάλωτους σε επιρροές από εξωτερικά μαγνητικά πεδία.

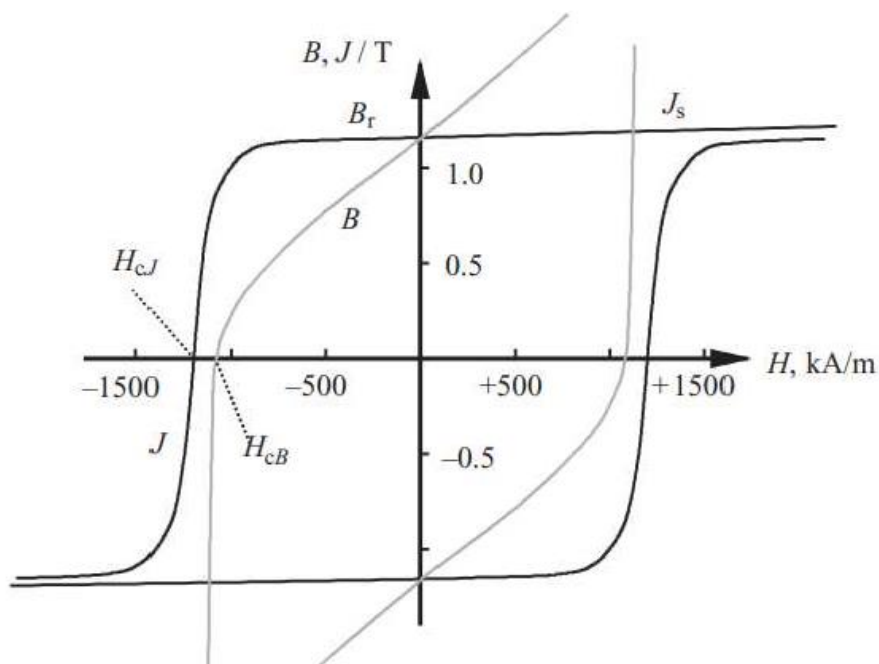
2.2.2.3 Μαγνήτες σπάνιων γαιών (SmCo και NdFeB):

Οι μαγνήτες σπάνιων γαιών αντέχουν αρκετά σε πιθανά πεδία απομαγνήτισης και η γραμμή λειτουργίας των μαγνητών αυτών παραμένει αμετάβλητη εκτός αν η πόλωση του μαγνήτη χαθεί κάτω από πολύ υψηλό πεδίο απομαγνήτισης. Επιπρόσθετα, έχουν αρκετά υψηλή αγωγιμότητα συγκριτικά με τα προηγούμενα είδη μαγνητών. Οι υψηλές τιμές αγωγιμότητας των μαγνητών σπάνιων γαιών, ωστόσο μπορεί να αποδειχθούν προβληματικές σε ηλεκτρικές μηχανές. Όταν ο κινητήρας περιστρέφεται με υψηλή ταχύτητα, οι αρμονικές που δημιουργούνται στο διάκενο προκαλούν αξιοσημείωτες απώλειες στους μαγνήτες.

A) SmCo: Αποτελούν κράματα σαμαρίου-κοβαλτίου, συνήθως σε αναλογία 1:5 και 2:17. Αυτού του τύπου μαγνήτες εμφανίζουν την μεγαλύτερη θερμική αντοχή και ενδείκνυται η χρήση τους όταν ζητούμενα κατά το σχεδιασμό είναι το βάρος και η θερμική αντίσταση. Εμφανίζουν μικρότερη παραμένουσα μαγνήτιση σε σχέση με τους μαγνήτες νεοδυμίου, όπως θα δούμε παρακάτω. Παρουσιάζουν ενεργειακή πυκνότητα της τάξεως των 255kJ/m³, παραμένουσα μαγνήτιση τιμών 0.82-1.16T και

η συνεχούσα δύναμη (H_c) παίρνει τιμές από 493kA/m έως 1.59MA/m, αναλόγως του κράματος.

B) NdFeB: Οι μαγνήτες νεοδυμίου-σιδήρου-βορίου ή για συντομία μαγνήτες νεοδυμίου έχουν την υψηλότερη ενεργειακή πυκνότητα συγκριτικά με όλες τις προηγούμενες κατηγορίες μαγνητών με μέγιστη τιμή τα 450kJ/m³. Η μέγιστη τιμή παραμένουσας μαγνήτισης που συναντάμε στα υλικά αυτά είναι 1.5T και η συνεχούσα δύναμη που παίρνει τιμές 875kA/m έως 1.99MA/m. Τυπικά αποτελούνται από 65% Fe, 33% Nb, 1.2% B με μικρές ποσότητες αλουμινίου και νιόβιου. Σε μερικές περιπτώσεις προστίθεται δυσπρόσιο και κοβάλτιο. Παρακάτω βλέπουμε μία τυπική καμπύλη υστέρησης του NdFeB:



Εικ. 2.17: Τυπική Καμπύλη Υστέρησης Νεοδυμίου(NdFeB)[5].

Οι μαγνήτες νεοδυμίου έχουν το μειονέκτημα σε σύγκριση με τους μαγνήτες AlNiCo ότι παρουσιάζουν μεγάλη ευαισθησία σε μεταβολές στην θερμοκρασία, οπότε κατά την σχεδίαση μηχανών με NdFeB μαγνήτες πρέπει αν εξασφαλισθεί ένας αρκετά αποτελεσματικός τρόπος ψύξης. Συγκριτικά με τους μαγνήτες SmCo, στο [9], οι μαγνήτες νεοδυμίου παρουσιάζουν μικρότερες απώλειες δινορευμάτων (σχεδόν μισές), ωστόσο οι κακές τους θερμικές ιδιότητες, καθιστούν τους μαγνήτες SmCo καταλληλότερους σε πολλές εφαρμογές.

2.3 Απώλειες Σύγχρονων Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών:

Στη σχεδίαση ηλεκτρικών κινητήρων ένα από τα βασικά ζητούμενα είναι η υψηλή απόδοση. Για την επίτευξη του στόχου αυτού είναι μείζονος σημασίας ο περιορισμός των απωλειών στη μηχανή. Επιγραμματικά οι απώλειες που συναντάμε σε μία περιστρεφόμενη ηλεκτρική μηχανή, οι οποίες μπορούν να υπολογιστούν με εργαλεία μαγνητοστατικών αναλύσεων είναι οι εξής:

- Απώλειες Χαλκού.
- Απώλειες Σιδήρου.
- Απώλειες Τριβών/Ανεμισμού.
- Απώλειες Μαγνήτη(αναλύονται στο κεφάλαιο 3).

2.3.1 Απώλειες Χαλκού:

Οφείλονται στις ωμικές απώλειες των ρευμάτων των τυλιγμάτων του στάτη. Ο γενικός τύπος υπολογισμού τους είναι ο ακόλουθος:

$$P_{cu} = 3I_{nom}^2 \cdot R_{ph} \quad (2.8)$$

Όταν γίνεται βελτιστοποίηση γεωμετρίας ενός ηλεκτρικού κινητήρα, καθώς τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά μεταβάλλονται συνεχώς, το ονομαστικό ρεύμα και η αντίσταση κάθε φάσης είναι άρρηκτα συνδεδεμένα με τη μορφή της αύλακας του στάτη, με αποτέλεσμα να μην είναι ποτέ σταθερά μέχρι την επίτευξη της βελτιστοποίησης. Επομένως, κάθε φορά θα πρέπει να υπολογίζονται εκ νέου και κατ' επέκταση το ίδιο και οι απώλειες χαλκού.

2.3.2 Απώλειες Σιδήρου

Ο υπολογισμός των απωλειών σιδήρου, γνωστές και ως απώλειες πυρήνα κατά τον σχεδιασμό μιας ηλεκτρικής μηχανής αποτελεί ένα περίπλοκο πρόβλημα. Κατά την σχεδίαση, αυτό το είδος απωλειών έχει το μεγαλύτερο υπολογιστικό κόστος [10]:

Οι απώλειες σιδήρου είναι αίτιο του μεταβαλλόμενου μαγνητικού πεδίου στο σώμα σιδήρου των ηλεκτρικών μηχανών. Οι δύο βασικές συνιστώσες των απωλειών σιδήρου είναι οι απώλειες δινορευμάτων (θα αναλυθούν στο κεφάλαιο 3) και οι απώλειες υστέρησης. Αυτές οι δύο συνιστώσες προκαλούν το ίδιο φυσικό φαινόμενο, γνωστό ως θέρμανση Joule (Jouleheating). Το σώμα σιδήρου των ηλεκτρικών μηχανών κατασκευάζεται από σιδηρομαγνητικά υλικά, βασικό χαρακτηριστικό των οποίων είναι η υστέρηση.

Εφόσον, οι απώλειες πυρήνα εμφανίζονται στο σώμα των σιδηρομαγνητικών υλικών, έχουν άμεση σύνδεση με το φαινόμενο εμφάνισης δινορευμάτων σε περιστρεφόμενες ηλεκτρικές μηχανές. Επομένως, για λόγους πληρότητας παρακάτω αναφέρονται απλοϊκά τα μοντέλα υπολογισμού απωλειών πυρήνα.

2.3.2.1 Μοντέλα Βασισμένα στην εξίσωση Steinmetz:

Πρώτος ο Steinmetz (1892), θεμελίωσε αναλυτική προσέγγιση για τον προσδιορισμό των απωλειών σιδήρου. Η παρακάτω εξίσωση, γνωστή και ως εξίσωση Steinmetz, χρησιμοποιείται εμπειρικά για τον υπολογισμό των απωλειών πυρήνα ενός υλικού και είναι ορθή μόνο όταν η πυκνότητα κατανομής ροής είναι ημιτονοειδής:

$$p_{Fe} = k_{SE} \cdot f^{\alpha} \hat{B}^{\beta} \quad (2.9)$$

Όπου p_{Fe} είναι οι ειδικές απώλειες σιδήρου (W/kg), f η συχνότητα και \hat{B} , η μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής. Οι συντελεστές k_{SE} , α , β εξαρτώνται από το εκάστοτε υλικό που χρησιμοποιείται και υπολογίζονται από την καμπύλη υστέρησης του υλικού.

Στη συνέχεια, ο Steinmetz τροποποίησε το συγκεκριμένο μοντέλο και για μη ημιτονοειδή κατανομή, με το μειονέκτημα ότι η ακρίβεια των αποτελεσμάτων μειώνεται δραστικά όταν η θεμελιώδης συνιστώσα διέγερσης είναι μικρή. Η τροποποιημένη εξίσωση Steinmetz είναι η ακόλουθη:

$$p_{Fe} = k_{SE} \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot \hat{B}^{\beta} \cdot f \quad (2.10)$$

Όπου f_{eq} (ανάλογη) συχνότητα που αντιστοιχεί στο ρυθμό μεταβολής της μαγνητικής επαγωγής και εκφράζεται ως εξής:

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \cdot \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (2.11)$$

2.3.2.2 Μοντέλα Διαχωρισμού Απωλειών:

Ο πρώτος που θεμελίωσε το διαχωρισμό των απωλειών σιδήρου σε απώλειες υστέρησης και δινορευμάτων ήταν ο Jordan. Το μοντέλο υπολογισμού τους είναι:

$$p_{Fe} = p_{hyst} + p_{ec} = k_{hyst} \cdot f \cdot \hat{B}^2 + k_{ec} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \quad (2.12)$$

Και οι δύο όροι (υστέρησης και δινορευμάτων) εξαρτώνται από το πλάτος της μαγνητικής ροής, η υστέρηση βασίζεται σε στατικό μοντέλο (f), ενώ ο όρος των απωλειών δινορευμάτων (Eddy-Current) βασίζεται σε δυναμικό μοντέλο (f^2).

Το μοντέλο, όμως, που εισήγαγε, ενώ ήταν σωστό για κράματα νικελίου-σιδήρου, δεν έβγαζε σωστά αποτελέσματα για κράματα πυριτίου-σιδήρου.

Το πρόβλημα αυτό έλυσαν οι Fry και Bean με την εισαγωγή διορθωτικού συντελεστή (n_{exc}) στη μέθοδο Jordan, για να μειωθεί η απόκλιση μεταξύ προβλεπόμενων και πειραματικών αποτελεσμάτων:

$$p_{Fe} = p_{phys} + n_a \cdot p_{ec} = k_{hyst} \cdot f \cdot \hat{B}^2 + n_{exc} \cdot k_{ec} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \quad (2.13)$$

Στη συνέχεια, ο Bertotti έδωσε μία φυσική ερμηνεία στην απόκλιση μεταξύ των τιμών(προβλεπόμενων-πειραματικών) εισάγοντας έναν 3^ο όρο στις απώλειες σιδήρου, τις excess losses (απώλειες ανώμαλης κατανομής δινορευμάτων). Ο όρος αυτός ανταποκρίνεται στην μεσοτροπική κλίματα κατά την διαδικασία μαγνήτισης του υλικού και εξαρτάται από τα επαγόμενα δινορεύματα, λόγω της κίνησης των τειχών τομέων (domain walls) μέσα στο υλικό, με την προϋπόθεση ότι η επίδραση των απωλειών υστέρησης και του φαινομένου Barkhausen αμελούνται. Έτσι, σύμφωνα με τον Bertotti το μοντέλο υπολογισμού των απωλειών πυρήνα παίρνει την εξής μορφή:

$$p_{Fe} = p_{hyst} + p_{ec} + p_{ex} = k_{hyst} \cdot f \cdot \hat{B}^2 + k_{ec} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 + k_{ex} \cdot f^{1.5} \cdot \hat{B}^{1.5} \quad (2.14)$$

Τέλος, ο Jacobs επέκτεινε το μοντέλο που θεμελίωσε ο Bertotti, λαμβάνοντας υπόψιν τις απώλειες λόγω περιστροφής, με χρήση σταθερού όρου r , καθώς και τις υψηλότερης τάξης απώλειες, με χρήση σταθερού όρου a_2 , που οφείλονται στον μαγνητικό κορεσμό του υλικού:

$$p_{Fe} = k'_{hyst} f \hat{B}^2 + (k_{ec} + a_1 \hat{B}^{a_2}) \hat{B}^2 f^2 \quad (2.15),$$

$$\text{όπου } k'_{hyst} = k_{hyst} \left(1 + \frac{B_{min}}{B_{max}} (r - 1)\right)$$

(Σημείωση: Τα μοντέλα διαχωρισμού είναι έγκυρα σε εύρος συχνοτήτων f , όπου το επιδερμικό φαινόμενο αμελείται.)

2.3.2.3 Μοντέλα Μαγνητικής Υστέρησης:

Βασίζονται κυρίως στην ανάλυση αποτελεσμάτων από ανάλυση πεπερασμένων στοιχείων. Ενώ δίνουν αποτελέσματα με μεγάλη ακρίβεια, τα μοντέλα αυτά δεν χρησιμοποιούνται συνήθως βιομηχανικά, λόγω υψηλού χρονικού υπολογιστικού κόστους. Ένα παράδειγμα ενός τέτοιου μοντέλου είναι το μοντέλο Preisach.

2.3.3 Απώλειες Τριβών/Ανεμισμού

Όπως και οι απώλειες μαγνήτη, έτσι και οι απώλειες τριβών-ανεμισμού σε μηχανές χαμηλών ταχυτήτων συνήθως αμελούνται. Όταν όμως, η μηχανή λειτουργεί σε υψηλές ταχύτητες έχουν μεγάλη επίδραση και επηρεάζουν σημαντικά την απόδοση. Η εμπειρική σχέση υπολογισμού των απωλειών προκαλούμενες από τριβές είναι [1]:

$$P_{fr} = \frac{k_{fb} \cdot (m_{motor} + m_{magnet}) \cdot rpm}{1000} \quad (2.16)$$

Όπου k_{fb} , εμπειρικός συντελεστής (συνήθως ίσος με 3), m_{motor} , m_{magnet} , οι μάζες δρομέα και μονίμων μαγνητών αντίστοιχα και rpm (rotation-per-minute) η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα.

Ο αντίστοιχος τύπος για τις απώλειες ανεμισμού είναι:

$$P_{wind} = \frac{L \cdot (2R_r + 2mt)^3 \cdot rpm^3}{10^6} \quad (2.17)$$

Όπου R_r , η εξωτερική ακτίνα του δρομέα, mt το πάχος των μαγνητών και L το ενεργό μήκος της μηχανής.

Κεφάλαιο 3: Απώλειες Δινορευμάτων στους Μόνιμους Μαγνήτες

3.1 Εισαγωγή

Στην συμβατική σχεδίαση μηχανών οι απώλειες μαγνητών αμελούνται, ιδιαίτερα σε μηχανές όπου το τυλίγμα είναι κατανεμημένο. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το πεδίο του διακένου περιέχει μόνο σύγχρονες αρμονικές χώρου (δηλαδή σύγχρονη περιστροφή με τον δρομέα). Σε πραγματικές συνθήκες, η πυκνότητα μαγνητικής ροής στο διάκενο έχει χωροχρονικές διακυμάνσεις, επομένως αναπτύσσονται ασύγχρονες αρμονικές χώρου και χρόνου. Για το λόγο αυτό, σημαντικές απώλειες από δινορεύματα παράγονται στον δρομέα. Κυρίως, σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων/στροφών ή σε περιπτώσεις όπου η συχνότητα του ρεύματος τυλίγματος είναι υψηλή, οι απώλειες μαγνήτη επηρεάζουν σημαντικά τη λειτουργία του κινητήρα, καθώς όταν είναι πολύ υψηλές αυξάνουν σημαντικά την θερμοκρασία στον πυρήνα των μόνιμων μαγνητών/μαγνητικών υλικών με κίνδυνο απομαγνήτισής τους (οι μαγνήτες NdFeB απομαγνητίζονται στους 120°C), με αποτέλεσμα την πλήρη καταστροφή της μηχανής. Μάλιστα, σε μερικές εφαρμογές οι απώλειες δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες είναι συγκρίσιμες με τις απώλειες σιδήρου.

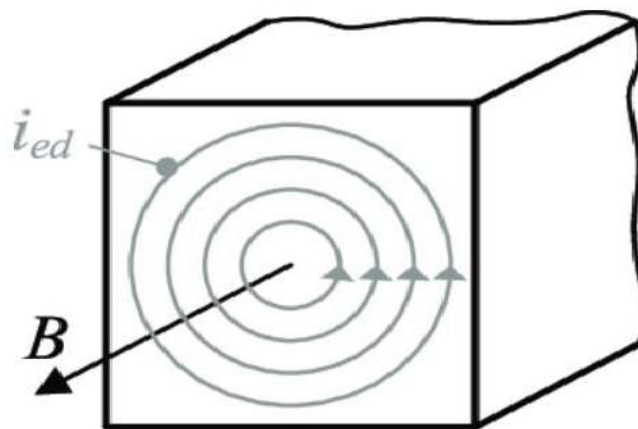
Στη διαδικασία σχεδιασμού σύγχρονων μηχανών μόνιμων μαγνητών (PMSM, permanent-magnet-synchronous-machines), ο υπολογισμός και η μείωση αυτού του είδους απωλειών αποτελεί βασικό στόχο για τη βελτίωση της απόδοσης τους. Μεγάλο πλήθος ερευνητών έχουν αναπτύξει αναλυτικά και αριθμητικά μοντέλα με στόχο πιο επιτυχημένη εκτίμηση των απωλειών δινορευμάτων (Eddy-Current Losses), όπως θα αναλυθεί περαιτέρω στο κεφάλαιο 4.

3.2 Θεωρητικό Υπόβαθρο στις Απώλειες Μόνιμων Μαγνητών: Εισαγωγή στο φαινόμενο των δινορευμάτων

Η παρουσία εναλλασσόμενου μαγνητικού πεδίου, εκτός από την επαγωγή ρευμάτων στους κύριους αγωγούς, μπορεί να επάγει ρεύματα και σε σιδηρομαγνητικά υλικά, τα οποία εμφανίζουν αγώγιμες ιδιότητες. Αυτό, έχει σαν αποτέλεσμα την ανάπτυξη δινορευμάτων και επομένως τη δημιουργία θερμικών απωλειών.

Τα δινορεύματα, λοιπόν, είναι επαγόμενα ρεύματα που δημιουργούνται σε κινούμενους αγωγούς σε σταθερό μαγνητικό πεδίο ή σε ακίνητα αγώγιμα υλικά μέσα σε χρονομεταβλητό μαγνητικό πεδίο. Σε μία στρεφόμενη ηλεκτρική μηχανή και τα δύο αυτά φαινόμενα συμβαίνουν ταυτόχρονα.

Επομένως, σε σιδηρομαγνητικά υλικά μέσα σε εναλλασσόμενο πεδίο, η μεταβλητότητα του πεδίου επάγει τάσεις στον πυρήνα του υλικού με αποτέλεσμα τη δημιουργία δινορευμάτων, δηλαδή ρεύματα που ρέουν σε κλειστούς βρόχους μέσα στον αγωγό. Τα δινορευμάτα είναι αποτέλεσμα τάσεων εξ' επαγωγής (induction law) και τείνουν να αντιστέκονται στις εναλλαγές της ροής (κανόνας Lenz). Έτσι, προσπαθώντας να διατηρήσουν σταθερό το μαγνητικό πεδίο έχουν κατεύθυνση κάθετη σε αυτό της μαγνητικής ροής. Η ονομασία τους προέρχεται από τους σχηματισμούς της διαδρομής τους στο υλικό που θυμίζει τις δίνες που προκαλούνται στην επιφάνεια ενός υγρού ύστερα από μια διαταραχή (Εικ. 3.1). Οι διαδρομές των δινορευμάτων σε ένα αγωγίμο υλικό, μαζί με το πεδίο που τις δημιουργεί παρουσιάζονται στο ακόλουθο σχήμα:



Εικ. 3.1: Διαδρομές Δινορευμάτων (Eddy-Currents) στο εσωτερικό αγωγίμου υλικού

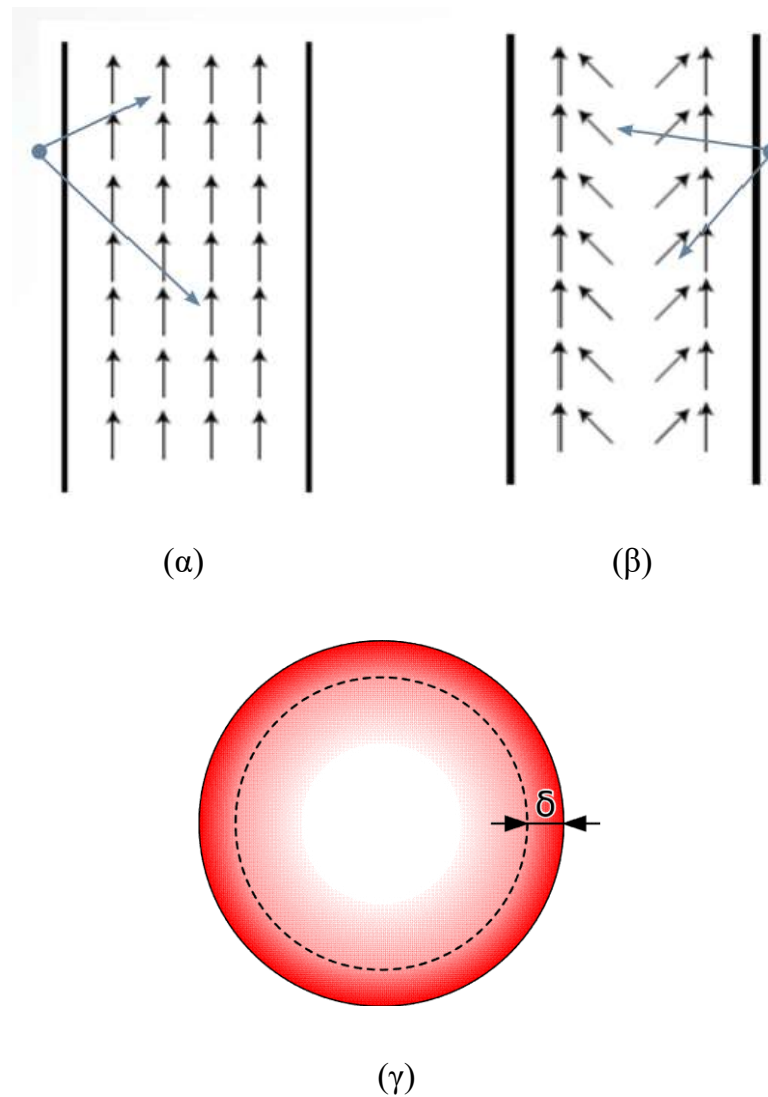
Τα δινορευμάτα εξαρτώνται από την ένταση του μαγνητικού πεδίου, τη συχνότητα, το πάχος της μαγνητικής λαμαρίνας και την αγωγιμότητα του υλικού.

Παρ' όλα τα πλεονεκτήματα που προσφέρει το φαινόμενο δινορευμάτων σε βιομηχανική κλίμακα (ανίχνευση ρωγμών υλικών, δοκιμή σωληνώσεων και καλωδίων, επιθεώρηση σωλήνα συμπτυκνωτή κ.ο.κ), έχουν και πολλές ανεπιθύμητες παρενέργειες, όπως η παρουσία επιδερμικού φαινομένου και το φαινόμενο γειτνίασης. Οι παρενέργειες αυτές είναι ο λόγος ύπαρξης των διαφεγουσών απωλειών στις ηλεκτρικές μηχανές. Πιο συγκεκριμένα:

3.2.1 Επιδερμικό φαινόμενο:

Επιδερμικό φαινόμενο είναι η τάση ενός εναλλασσόμενου ηλεκτρικού ρεύματος (AC) να κατανέμεται μέσα σε έναν αγωγό έτσι ώστε η πυκνότητα ρεύματος να είναι μεγαλύτερη κοντά στην επιφάνεια του αγωγού και να μειώνεται εκθετικά με μεγαλύτερα βάθη στον αγωγό. Ουσιαστικά, το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο που προκαλεί

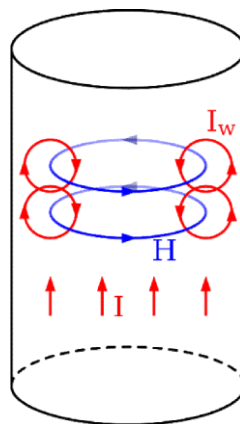
το AC ρεύμα, ασκεί δύναμη στα φορτισμένα σωματίδια (ηλεκτρόνια) του αγωγού, εξαναγκάζοντάς τα να κινούνται σε κυκλικές τροχιές (δίνες) στην επιφάνεια του.



Εικ. 3.2: (α) Η ροή του φορτίου χρησιμοποιεί όλο το διαθέσιμο χώρο του αγωγού. (β) Ροή του ρεύματος στον αγωγό παρουσία επιδερμικού φαινομένου. Λόγω υψηλής συχνότητας (High Frequency - HF), το φορτίο «σπρώχνεται» στην περιφέρεια του καλωδίου. (γ) Βάθος διείσδυσης σε αγωγό.

Έστω ο αγωγός του παρακάτω σχήματος (Εικ. 3.3), ο οποίος διαρρέεται από εναλλασσόμενο ρεύμα κατά μήκος του, στην διεύθυνση του άξονα του. Το ρεύμα τότε δημιουργεί εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο έντασης H , το οποίο είναι ο λόγος ύπαρξης δινορευμάτων και επιδερμικού φαινομένου. Το επιδερμικό φαινόμενο συντελεί στην αύξηση της αντίστασης στο εσωτερικό του αγωγού, λόγω

συγκέντρωσης πυκνότητας ρεύματος σε διατομή μικρότερης επιφάνειας, ενώ οι απώλειες και η θερμοκρασία που προκαλούνται λόγω δινορευμάτων παίρνουν υψηλότερες τιμές με την αύξηση της αντίστασης στο εσωτερικό. Η ανάπτυξη δινορευμάτων από την άλλη μεριά, συντελεί στην αύξηση της πυκνότητας ρεύματος στην επιφάνεια του αγωγού σε σχέση με το εσωτερικό, το οποίο είναι εμφανές από την διανυσματική άθροιση των δινορευμάτων και του ρεύματος του αγωγού. Έτσι, η σχέση μεταξύ αντίστασης λόγω επιδερμικού φαινομένου (skin-effect) και δινορευμάτων υποδηλώνει μία άμεση σύνδεση μεταξύ των δύο φαινομένων. Σε υψηλές συχνότητες είναι εύκολο λοιπόν να συμπεράνουμε ότι, εφόσον το μαγνητικό πεδίο αυξάνεται σε ένταση θα αυξάνονται και τα επαγόμενα δινορεύματα στον αγωγό, δηλαδή το επιδερμικό φαινόμενο θα είναι εντονότερο.



Εικ. 3.3: Επιδερμικό φαινόμενο σε αγωγό

Γενικά το ρεύμα σε έναν αγωγό μειώνεται εκθετικά όσο αυξάνεται η απόσταση από την επιφάνεια του. Ο τυπικός δείκτης αυτής της μείωσης ονομάζεται βάθος διείσδυσης και ορίζεται ως η απόσταση από την επιφάνεια του αγωγού στην οποία η πυκνότητα δινορευμάτων είναι $1/e = 0.368$ πολλαπλάσια της πυκνότητας στην επιφάνεια. Το βάθος διείσδυσης για χαμηλές τιμές συχνοτήτων δίνεται προσεγγιστικά από την ακόλουθη σχέση:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_r\mu_0}}$$

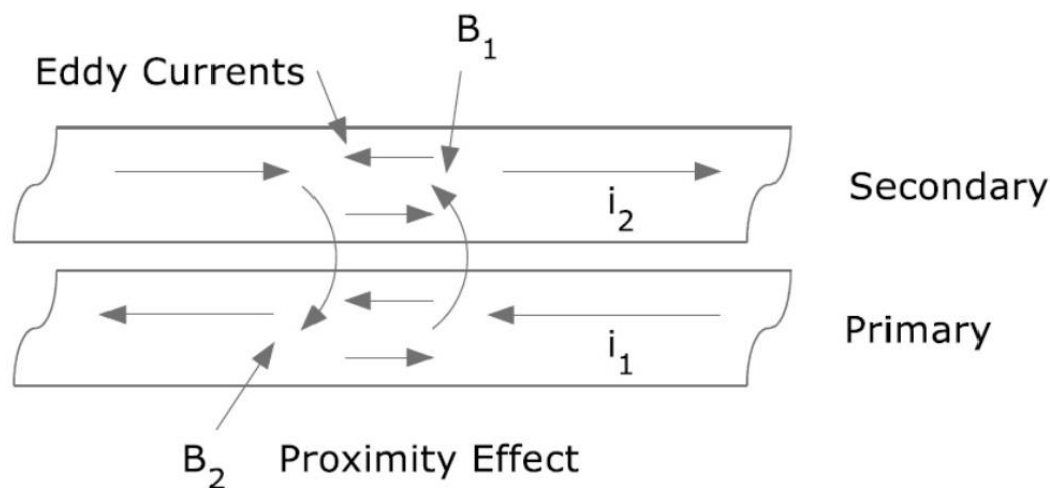
όπου δ το βάθος διείσδυσης, ρ η ειδική αντίσταση του αγωγού, ω η κυκλική συχνότητα του αγωγού, μ_r η σχετική μαγνητική διαπερατότητα του αγωγού και μ_0 η μαγνητική διαπερατότητα του κενού.

Σε επόμενα κεφάλαια θα δούμε την επίδραση του επιδερμικού φαινομένου όταν λαμβάνεται ή όχι υπόψιν στα μοντέλα υπολογισμού των απωλειών δινορευμάτων (EC losses), καθώς και σε μεθόδους μείωσης των απωλειών αυτών(κατάτμηση μαγνητών).

3.2.2 Φαινόμενο Γειτνίασης:

Η εναλλασσόμενη μαγνητική ροή σε έναν αγωγό που προκαλείται από το ρεύμα ενός άλλου κοντινού αγωγού. Η ροή αυτή παράγει κυκλικά ρεύματα ή δινορεύματα στον αγωγό με αποτέλεσμα την αισθητή αύξηση στην αντίσταση των καλωδίων και όπως είναι φυσικό στην αύξηση των απωλειών στα τυλίγματα.

Είναι μηχανισμός ανάλογος του επιδερμικού φαινομένου με την διαφορά ότι το μαγνητικό πεδίο δεν προκαλείται από το ρεύμα του ίδιου αγωγού, αλλά από τα ρεύματα των κοντινών αγωγών. Αυτό σημαίνει ότι το ρεύμα δεν κατανέμεται ομοιόμορφα στην επιφάνεια του αγωγού, αλλά εμφανίζει μεγαλύτερη συγκέντρωση στη πλευρά που είναι πιο μακριά από τους κοντινότερους αγωγούς, όταν η κατεύθυνση του ρεύματος είναι ίδια και στους δύο αγωγούς.



Εικ. 3.4: Αναπαράσταση φαινομένου γειτνίασης (Proximity Effect) μεταξύ δύογειτονικών αγωγών.

3.3 Αιτίες Δημιουργίας Δινορευμάτων στις Ηλεκτρικές Μηχανές

Οι απώλειες δινορευμάτων οφείλονται κυρίως στις ακόλουθες 3 αιτίες [11]:

1. Αρμονικές αύλακας λόγω του ανοίγματος αύλακας, του μήκους διακένου και της δομής του στάτη (Φαινόμενο Αυλακώσεων Μαγνητικού Κυκλώματος-Slotting Effect).
2. Αρμονικές χώρου της μαγνητεργετικής δύναμης (ΜΕΔ) λόγω της δομής και κατανομής του τυλίγματος.
3. Αρμονικές χρόνου των ρευμάτων του στάτη που προκαλούνται από τις αρμονικές του φέροντος σήματος της οδήγησης μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος.

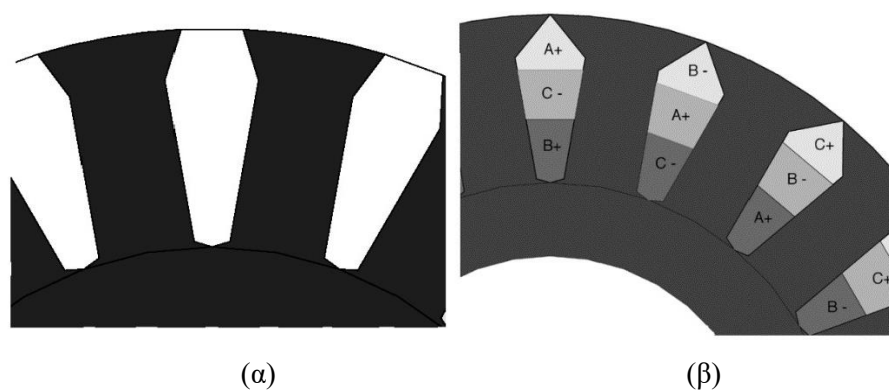
3.3.2 Αρμονικές Αυλάκων Στάτη (Slotting Effect)

Η παρουσία ανοίγματος αύλακας στον πυρήνα σιδήρου στο στάτη στις σύγχρονες μηχανές προκαλεί διακυμάνσεις στη διαπερατότητα μ (δείκτης μέτρησης της ποσότητας μαγνητικής ροής που μπορεί να διαπεράσει ένα υλικό) στο διάκενο, γεγονός που με την σειρά του επιφέρει διακυμάνσεις στη πυκνότητα μαγνητικής ροής στο διάκενο. Οι διακυμάνσεις αυτές, εισάγουν αρμονικές στη πυκνότητας μαγνητικής ροής στο διάκενο, γνωστές και ως αρμονικές μαγνητικής διαπερατότητας (permeance harmonics, λόγω της στενής σύνδεσης τους με την διαπερατότητα). Το φαινόμενο αυτό οδηγεί στη δημιουργία δινορευμάτων και ως εκ τούτου αύξηση των απωλειών στην επιφάνεια του δρομέα, λόγω επιδερμικού φαινομένου [9], [12]–[15].

Γενικότερα, όταν η μηχανή λειτουργεί υπό ημιτονοειδής συνθήκες και με την προϋπόθεση ότι η διαπερατότητα δεν παρουσιάζει διακυμάνσεις, τότε σε δεδομένο σημείο του δρομέα της μηχανής η τιμή του μαγνητικού δυναμικού A θεωρείται σταθερή.

Η παρουσία, ωστόσο, των ανοιγμάτων αύλακας στο στάτη προκαλεί συγκέντρωση των μαγνητικών δυναμικών γραμμών κάτω από το δόντι, με αποτέλεσμα το δυναμικό A να παρουσιάζει διακυμάνσεις σε δεδομένο σημείο του δρομέα, ειδικότερα στα σημεία που βρισκόμαστε κοντά στο διάκενο.

Στο [9], παρατηρείται άμεση σχέση μεταξύ ανοίγματος αυλακιών και απωλειών δινορευμάτων λόγω αρμονικών μαγνητικής αγωγιμότητας (permeance harmonics). Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν μέσω ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων σε μηχανή εξωτερικού δρομέα μονίμων μαγνητών. Αυλάκια ανοιχτού τύπου παρουσιάζουν υψηλότερες απώλειες δινορευμάτων (Eddy-Current) σε σχέση με ημίκλειστες ή κλειστού τύπου αυλακώσεις, όπως βλέπουμε παρακάτω:

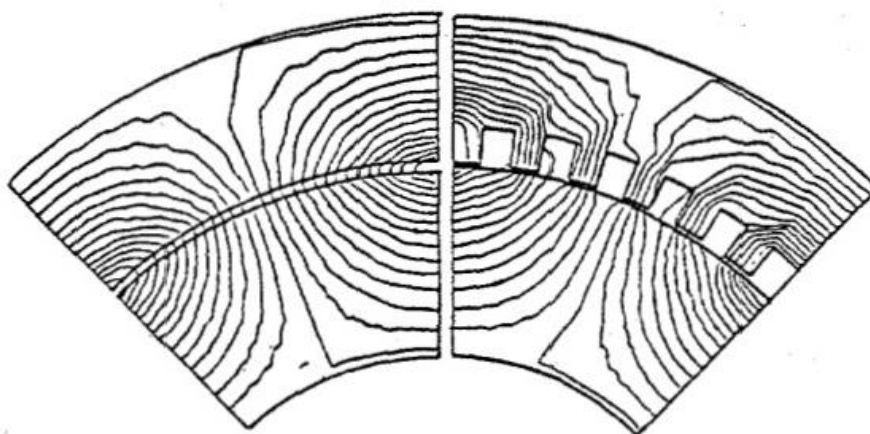


Εικ. 3.5: (α) Διαμόρφωση με ανοιχτά αυλάκια, (β) Διαμόρφωση με κλειστού τύπου αυλάκια [9].

Teeth Shape	Winding Current	Rotor Loss
closed	8.98Amp/phase	0.2492W
open	9.09Amp/phase	0.3108W

Εικ. 3.6: Απώλειες Δρομέα για τις δύο διαμορφώσεις με κλειστά και ανοιχτά αυλάκια [9].

Όταν η συχνότητα των ρευμάτων είναι υψηλή, οι απώλειες λόγω των δοντιών είναι επιφανειακές και μπορεί να είναι σημαντικές ακόμα και για μικρές διακυμάνσεις του μαγνητικού δυναμικού.



Εικ. 3.7: Επίδραση δινορευμάτων λόγω δοντιών στην κατανομή της μαγνητικής ροής στην μηχανή ($\sigma \neq 0$), [12]

Ενώ, οι απώλειες δινορευμάτων που οφείλονται στο άνοιγμα αύλακος μπορεί να είναι μικρές, συμβάλλουν σημαντικά στην θέρμανση των μαγνητών στο δρομέα, με κίνδυνο απομαγνήτισής τους λόγω περιορισμένης ψύξης.

Στο [15], παρατηρήθηκε ένα ενδιαφέρον φαινόμενο: ότι ακόμα και σε κατάσταση κενού φορτίου, οι αρμονικές λόγω ανοίγματος αύλακας εξακολουθούν να υπάγουν δινορεύματα στο σώμα του μαγνήτη. Αυτό προκύπτει ως το αποτέλεσμα της αλληλεπίδρασης ανάμεσα στις αύλακες του στάτη και στην εναλλαγή των δοντιών προκαλώντας τοπικές διακυμάνσεις στην μαγνητική ροή.

3.3.3 Αρμονικές χώρου της μαγνητεργετικής δύναμης (ΜΕΔ) λόγω της δομής και κατανομής του τυλίγματος (Winding Distribution):

Μαγνητεγερτική δύναμη είναι ανάλογη της ηλεκτρεργετικής δύναμης(ΗΕΔ)και ονομάζεται οποιαδήποτε αιτία που προκαλεί αλλαγή στη μαγνητική δυναμική ροή ενός μαγνήτη που είναι χαρακτηριστική τόσο του μαγνήτη όσο και του μαγνητικού κυκλώματος. Η μαγνητεγερτική δύναμη των πηνίων και των

ηλεκτρομαγνητών είναι ανάλογη προς τον αριθμό των αμπεροστροφών ή και λεγομένων αμπερελιγμάτων, δηλαδή ανάλογος του αριθμού των σπειρών (ή σπειρωμάτων) αυτών και της έντασης του ηλεκτρικού ρεύματος που διέρχεται μέσω αυτών. Η γενική έκφραση της ΜΕΔ, όπως ορίζεται από το νόμο του διαρρεύματος είναι η ακόλουθη:

$$\mathcal{F} = N \cdot I$$

Σε μία τριφασική ηλεκτρική μηχανή η ΜΕΔ είναι το άθροισμα των επιμέρους συνιστωσών ρεύματος κάθε φάσης του τυλίγματος. Λόγω της μη ημιτονοειδούς μορφής της η ΜΕΔ παρουσιάζει χωρικές αρμονικές, οι οποίες υπάγουν απώλειες στους μόνιμους μαγνήτες λόγω της διακύμανσης της μαγνητικής ροής που προκαλούν στο διάκενο. Στη βιβλιογραφία, αυτού του είδους απώλειες, αρκετές φορές παίρνουν την ονομασία «Απώλειες Μετατροπής» (Commutation Losses-[16], [17]). Στο [18] αποδεικνύεται ότι οι απώλειες δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες είναι αποτέλεσμα της θεμελιώδους και των χαμηλής τάξης αρμονικών της μαγνητεγερτικής δύναμης(MMF). Έπειτα, αναπτύσσεται ένα μοντέλο για των υπολογισμό των υπαγόμενων απωλειών δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες μέσω των πυκνοτήτων ρεύματος για τα ρεύματα του στάτη, λαμβάνοντας υπόψιν τις αρμονικές χώρου της ΜΕΔ (MMF). Ωστόσο, δεν γίνεται αναφορά στο πως επηρεάζει τις απώλειες δινορευμάτων η μορφή του τυλίγματος, ούτε λαμβάνει υπόψιν διάφορους συνδυασμούς (σε πλήθος) πόλων/αύλακας.

Όπως αναφέρεται στα[19]–[22], η κατανομή της πυκνότητας δινορευμάτων στο δρομέα είναι απόλυτα συνδεδεμένη με τις ασύγχρονες συνιστώσες της μαγνητεγερτικής δύναμης οπλισμού. Οι μηχανές με συγκεντρωμένα τυλίγματα πλεονεκτούν σε σχέση με αυτές που έχουν κατανεμημένο τύλιγμα, λόγω μικρού μήκους των απολήξεων των τυλιγμάτων(απλούστερη και φθηνότερη κατασκευή) και μικρότερων απωλειών χαλκού, ωστόσο επειδή δεν περιορίζουν το αρμονικό περιεχόμενο, οι χαμηλής τάξης αρμονικές χώρου της ΜΕΔ του οπλισμού όταν είναι ασύγχρονες με τον δρομέα έχουν την τάση να προκαλούν υψηλού μεγέθους απώλειες δινορευμάτων στους μαγνήτες. Έγινε, λοιπόν ανάλυση μηχανών με διαφορετικούς συνδυασμούς πόλων/αυλάκων, καθώς και ανάλυση πυκνότητας στο πεδίο του χώρου και του χρόνου, για συσχέτιση μεταξύ των απωλειών δινορευμάτων και της ΜΕΔ οπλισμού. Συμπερασματικά, υπάρχει άρρηκτη σχέση μεταξύ των αρμονικών της ΜΕΔ, τις διαμορφώσεις του τυλίγματος και την αναλογία μεταξύ πόλων αυλάκων, καθώς κατά των υπολογισμό της κυματομορφής της ΜΕΔ τα άλλα στοιχεία(πόλοι, αύλακες, τύλιγμα) είναι απαραίτητα για τον σχεδιασμό της.

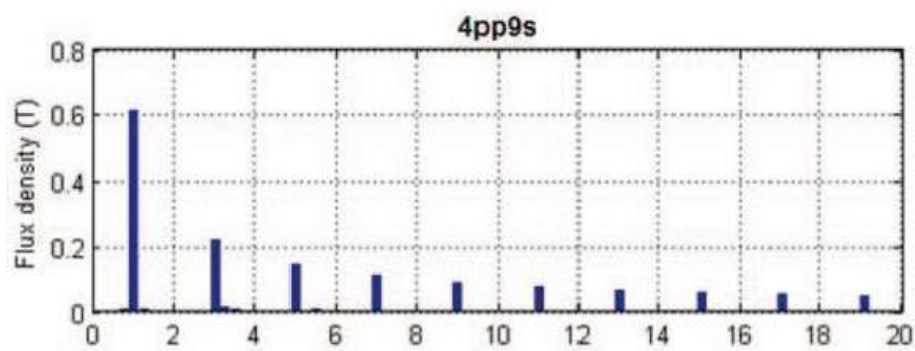
Παρατηρείται στενή σχέση μεταξύ της κυματομορφής της ΜΕΔ οπλισμού και των απωλειών δινορευμάτων, καθώς οι συνδυασμοί πόλων/αυλάκων επηρεάζουν σημαντικά το αρμονικό περιεχόμενο του διακένου. Επομένως, η ανάλυση της κατανομής του τυλίγματος είναι αναγκαία για να έχει ο κινητήρας προς σχεδίαση

μέγιστες επιδόσεις και ειδικά όταν ζητούμενο είναι η ελαχιστοποίηση των απωλειών δινορευμάτων.

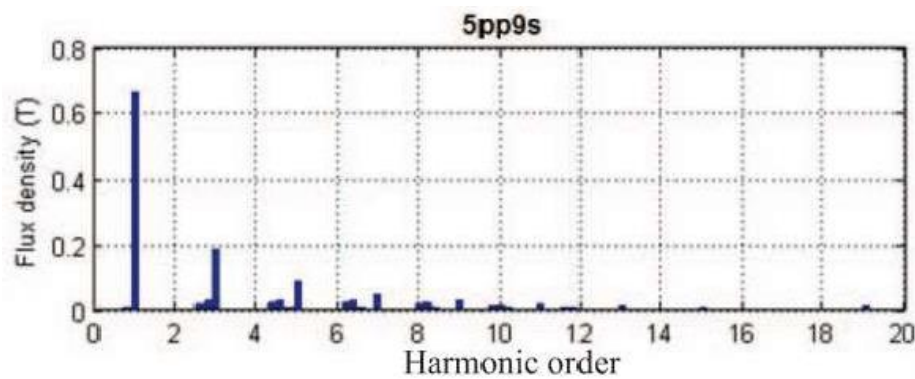
Για την εξακρίβωση των παραπάνω, στο [21] για διαφορετικές δομές τυλίγματος, συμπερασματικά και συνδυασμών πόλων/αυλάκων πραγματοποιήθηκε ανάλυση του αρμονικού περιεχομένου λόγω ΜΕΔ σε μηχανή εξωτερικού δρομέα μονίμων μαγνητών.

3pp9s	4pp9s	7pp9s	8pp9s
6pp9s	5pp9s	2pp9s	
ABCABCABC	AaABbBCcC	ABaCAcBCb	AAbCCaBBc

Εικ. 3.8: Συνδυασμοί/πόλοι αυλάκων και οι αντίστοιχες κατανομές τυλίγματος [21]

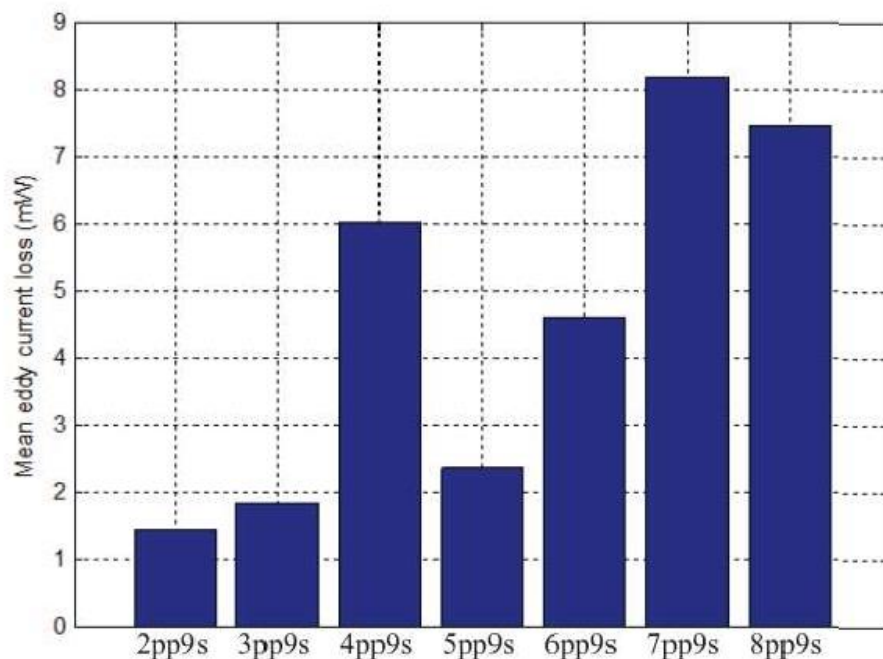


(α)



(β)

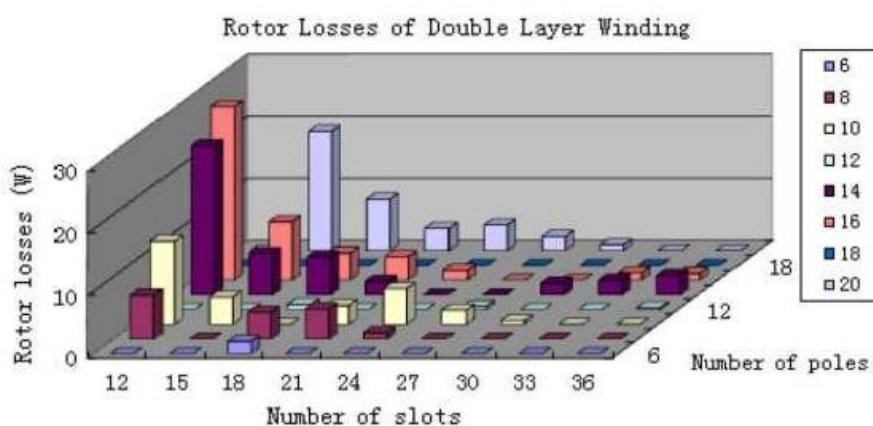
Εικ. 3.9: Αρμονικό περιεχόμενο μαγνητικής ροής στο διάκενο για (α) μηχανή τεσσάρων ζευγών πόλων και εννιά αυλάκων και για (β) μηχανή πέντε ζευγών πόλων και εννιά αυλάκων [21]



Εικ. 3.10: Απώλειες Δινορευμάτων[21]

Από τις εικόνες Εικ. 3.9, Εικ. 3.10, βλέπουμε ότι στην περίπτωση 4pp9s (4 pole-pairs, 9 slots) οι αρμονικές χαμηλής τάξης (εκτός της θεμελιώδους) έχουν μεγαλύτερο πλάτος σε σχέση με την περίπτωση 5pp9s για ίδια διαμόρφωση τυλίγματος. Όπως και είναι αναμενόμενο οι απώλειες στη 1^η περίπτωση είναι αρκετά υψηλότερες.

Επιπρόσθετα, προκύπτει το συμπέρασμα από το [20] ότι σε συνδυασμούς πόλων/αυλάκων μηχανές με μεγάλο αριθμό πόλων και μικρό αριθμό αυλάκων παρουσιάζουν μεγάλες απώλειες στον δρομέα (Εικ. 3.11).

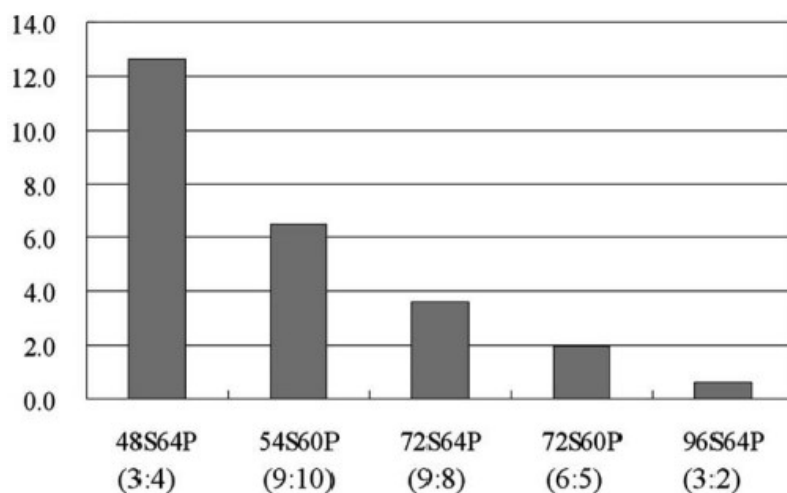


Εικ. 3.11: Απώλειες δρομέα για πιθανούς συνδυασμούς αυλάκων/πόλων μηχανής κλασματικού βήματος, διπλής στρώσης [20]

Συμπληρωματικά με τα παραπάνω, η συγκριτική μελέτη που έγινε στο [19], οδηγεί στο αποτέλεσμα ότι μηχανές με αναλογία πόλων/αυλάκων $4n:3n$ (n ακέραιος) έχουν μεγάλο πλάτος και πλήθος χαμηλής τάξης αρμονικών, επομένως και μεγάλης τάξης απώλειες δινορευμάτων, ενώ για αναλογία πόλων αυλάκων $2n:3n$ (ή απλά $2:3$) η μαγνητεγερτική δύναμη έχει μικρό πλάτος και παράλληλα δεν έχει χαμηλής τάξης αρμονικές με αποτέλεσμα οι απώλειες στο μαγνήτη να είναι μικρές (Εικ. 3.12)

Ονομαστική Ισχύς Εξόδου	~1.5 kW
Ονομαστική Ταχύτητα	3000 r/min
Πλήθος Αγωγών σε Σειρά	324
Ονομαστικό Ρεύμα	9 A
Εξωτερική Διάμετρος Δρομέα	35 mm
Εξωτερική Διάμετρος Στάτη	80 mm
Μήκος Πυρήνα/ Ενεργό	50 mm
Μήκος Διακένου	0.6 mm
Υλικό Σώματος Δρομέα	S45C
Υλικό Πυρήνα Στάτη	50A290
Μόνιμος Μαγνήτης	Ring Magnet ($B_r = 1.1$ T)
Αγωγιμότητα Σώματος Δρομέα	1.00×10^7 S/m
Αγωγιμότητα Μόνιμου Μαγνήτη	6.67×10^5 S/m

Πίνακας II: Χαρακτηριστικά Κινητήρων προς μελέτη στο [19]



Εικ. 3.12: Απώλειες Eddy-Current για διαφορετικούς συνδυασμούς πόλων/αυλάκων [19]

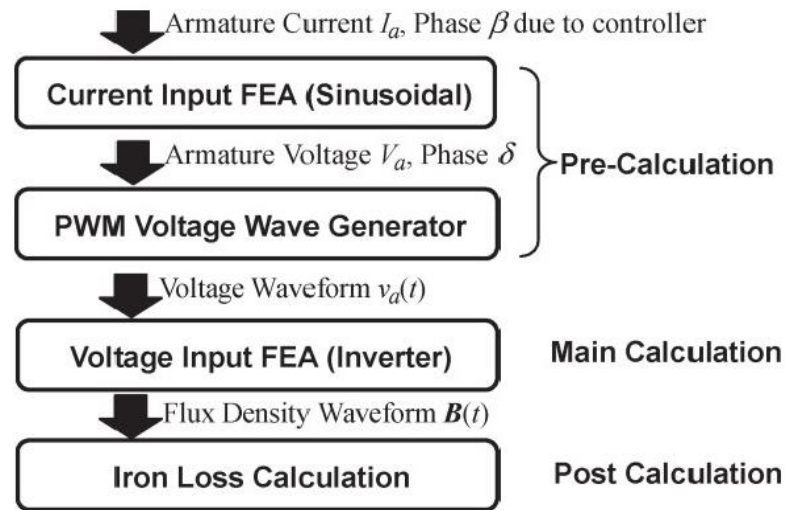
3.3.4 Αρμονικές χρόνου των ρευμάτων του στάτη που προκαλούνται από τις αρμονικές του φέροντος σήματος της οδήγησης μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος:

Η χρήση ηλεκτρικών μηχανών σε συνδυασμό με αντιστροφείς αυξάνεται ραγδαία πλέον, λόγω της πληθώρας πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν, όπως είναι η βελτιωμένη δυναμική συμπεριφορά και η εξοικονόμηση ενέργειας. Επιπρόσθετα, μέσω ελέγχου εξασθένησης ροής το εύρος ταχυτήτων αυξάνεται και δίνεται η δυνατότητα ταυτόχρονης χρήσης της ροπής ευθυγράμμισης και της μαγνητικής ροπής. Ως αποτέλεσμα, έχουμε κινητήρες που μπορούν να οδηγηθούν σε υψηλό εύρος ταχυτήτων με υψηλή απόδοση.

Μολονότι, προσφέρουν πολλά πλεονεκτήματα, μία παρενέργεια των οδηγούμενων από ηλεκτρονικά ισχύος μηχανών είναι τα υψηλής συχνότητας αρμονικά ρεύματα που υποβάλλουν επιπρόσθετες απώλειες σε όλα τα τμήματα της μηχανής. Αν κατά τη σχεδίαση αμεληθούν αυτές οι απώλειες, τότε υπάρχει ο κίνδυνος αυξημένης θερμοκρασίας στο εσωτερικό της μηχανής ή ακόμα και πλήρης αποτυχία λειτουργίας.

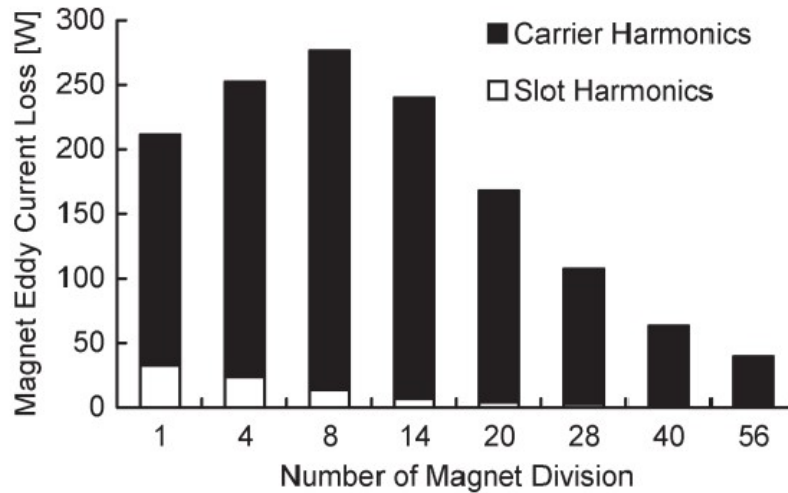
Η οδήγηση σύγχρονων κινητήρων μόνιμων επιφανειακών μαγνητών με διαμόρφωση εύρους παλμών(PWM) οδηγεί σε απώλειες στους μόνιμους μαγνήτες που οφείλονται στις διακυμάνσεις υψηλών συχνοτήτων της μαγνητικής επαγωγής στον στάτη. Οι προκαλούμενες απώλειες δινορευμάτων είναι αποτέλεσμα κυρίως των αρμονικών του φέροντος σήματος στους αντιστροφείς διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM).

Πιο συγκεκριμένα, σε μαγνήτες σπανίων γαιών λόγω της υψηλής τους αγωγιμότητας, οι αρμονικές του φέροντος σήματος προκαλούν υψηλές αρμονικές απώλειες δινορευμάτων, καθώς η συχνότητα του φέροντος σήματος είναι της τάξης του 1kHz[23]. Για τον υπολογισμό των απωλειών δινορευμάτων σε μηχανές εσωτερικού δρομέα(IPM) στο [23] γίνεται τρισδιάστατη ανάλυση, για να ληφθούν υπόψιν οι διαδρομές των δινορευμάτων στο σώμα του μαγνήτη. Η διαδικασία που ακολουθείται είναι η ακόλουθη:



Εικ. 3.13: Διαδικασία υπολογισμού απωλειών δινορευμάτων στους μαγνήτες λόγω αρμονικών του μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος με τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών [23]

Μέσω, μετρήσεων από το παραπάνω μοντέλο λαμβάνοντας υπόψιν την μη ύπαρξη και ύπαρξη αρμονικών του φέροντος σήματος, αποδεικνύεται ότι οι κύριοι λόγοι ύπαρξης απωλειών δινορευμάτων στους μαγνήτες είναι λόγω συνεισφοράς των αρμονικών αυλάκων στάτη και αρμονικών του φέροντος σήματος, με τις δεύτερες να έχουν τον μεγαλύτερο βαθμό συνεισφοράς. Ο λόγος που δεν παρουσιάζονται αρμονικές λόγω ΜΕΔ είναι η χρήση κατανεμημένου τυλίγματος το οποίο καταστέλλει το αρμονικό περιεχόμενο.



Εικ. 3.14: Απώλειες δινορευμάτων IPM κινητήρα με την αύξηση των τμηματοποιήσεων του μαγνήτη [23]

Στο [24], έγινε εκτίμηση των απωλειών δινορευμάτων στον μαγνήτη που προέρχονται από τις αρμονικές φέροντος σήματος. Θεωρώντας ότι το τύλιγμα είναι κατανομημένο (σε συγκεντρωμένο τύλιγμα οι απώλειες λόγω αρμονικών μαγνητικής αγωγιμότητας και αρμονικών χαμηλής τάξης ΜΕΔ αυξάνονται σημαντικά και δεν μπορούν να αμεληθούν), έγινε ο υπολογισμός των συνολικών απωλειών της μηχανής με και χωρίς τους μαγνήτες με κατάλληλο έλεγχο των ρευμάτων οπλισμού και των τάσεων. Η διαφορά ανάμεσα σε αυτά τα δύο ποσά έδωσε τις απώλειες λόγω φέροντος σήματος, κάτι το οποίο ήρθε σε πλήρη συμφωνία με τα αποτελέσματα μέσω ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων. Επιπροσθέτως, παρατηρήθηκε ότι με αύξηση συχνότητας του αντιστροφέα (Inverter), έχουμε μεγαλύτερη συγκέντρωση της πυκνότητας δινορευμάτων στις γωνίες του μαγνήτη λόγω επιδερμικού φαινομένου.

Στο [25], μελετήθηκε η επίδραση της διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) στις απώλειες του δρομέα, των τυλιγμάτων και των ελασμάτων σιδήρου. Ειδικότερα, οι απώλειες δρομέα αποδείχθηκε ότι παρουσιάζουν μεγάλη ευαισθησία στις εναλλαγές συχνότητας. Τα υψηλής συχνότητας (high-frequency) ρεύματα στάτη, δημιουργούν ασύγχρονες αρμονικές στο διάκενο της μηχανής, με αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών. Με μετρήσεις για διαφορετικές διακοπτικές συχνότητες της μεθόδου διαμόρφωσης εύρους παλμών, παρατηρήθηκε ότι στις χαμηλές συχνότητες τα επαγόμενα ρεύματα περιορίζονται και οι απώλειες είναι αποκλειστικά ανάλογες του τετραγώνου της συχνότητας και του τετραγώνου της δύναμης πεδίου. Αντίθετα, στις υψηλές συχνότητες, το επιδερμικό φαινόμενο εντείνεται και παρέχει προστασία (shielding), περιορίζοντας τον ρυθμό αύξησης των απωλειών. Το ίδιο παρατηρήθηκε και στο [26], για τη σχέση διακοπτικών συχνοτήτων διαμόρφωσης εύρους παλμών (switching PWM frequencies) και απωλειών. Πρακτικά, αυτό σημαίνει ότι στις χαμηλές συχνότητες εναλλαγής οι διαδρομές των δινορευμάτων, άρα και οι απώλειες, εκτείνονται σε όλο το μήκος του μαγνήτη, ενώ υψηλές συχνότητες οι

διαδρομές των δινορευμάτων περιορίζονται μόνο στην γωνιακή επιφάνεια. Τελικά, συγκριτικά με καθαρά ημιτονοειδή ρεύματα, η διακύμανση των συχνοτήτων εναλλαγής όταν είναι χαμηλή προκαλεί 9-πλάσια αύξηση των απωλειών στους μαγνήτες, ενώ για υψηλές διακοπτικές συχνότητες μόνο 2-πλάσια[26].

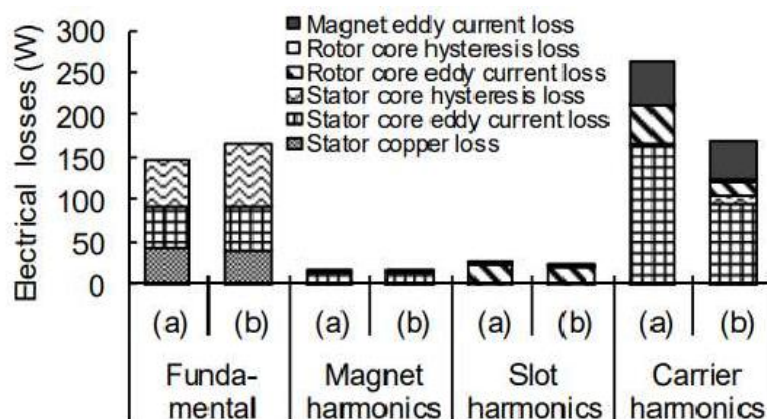
Μετρήσεις μέσω ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων (FEA) στο [27] που πραγματοποιήθηκαν σε σύγχρονο κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών (IPMSM) με μέθοδο διαχωρισμού των απωλειών λαμβάνοντας υπόψιν το επιδερμικό φαινόμενο σε συνθήκες χαμηλής ταχύτητας και ροπής (Condition-B Εικ. 3.15), υποδεικνύουν ότι

οι συνολικές ηλεκτρικές απώλειες μπορούν να διαχωριστούν σε αυτές που προέρχονται από το θεμελιώδες πεδίο, λόγω αρμονικών ΜΕΔ των μαγνητών, λόγω αυλάκων στάτη και σε αυτές που προέρχονται από το φέρον σήμα του αντιστροφέα. Τόσο στο σώμα δρομέα/στάτη, όσο και στους μόνιμους μαγνήτες φαίνεται ότι οι αρμονικές απώλειες φέροντος σήματος (carrier) είναι η συνιστώσα που έχει τη μεγαλύτερη συνεισφορά στις ηλεκτρικές απώλειες:

Phases and poles	3 phases, 8 poles
Maximum rotational speed	10000 r/min
Maximum armature current	700 A
Continuous rated armature current	300 A
Diameter of stator, Core length	200 mm, 150 mm
Number of stator slot	48 (distributed, full pitch)
Magnet type, Magnetization	Nd-Fe-B, 1.1T
Thickness of electrical steel sheet	0.3 mm silicon steel
Inverter	$f_c = 5 \text{ kHz}$, $V_{DC} = 360 \text{ V}$

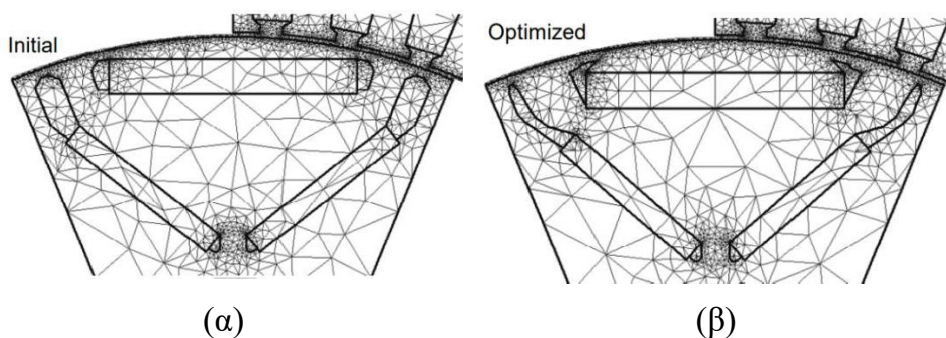
	Condition A	Condition B	Condition C
Rotational speed (r/min)	10000	2500	2000
Armature current (A)	300	88	700
Current angle (deg)	80.0	21.3	45.0

Εικ. 3.15: Παράμετροι IPM και συνθήκες λειτουργίας [27]

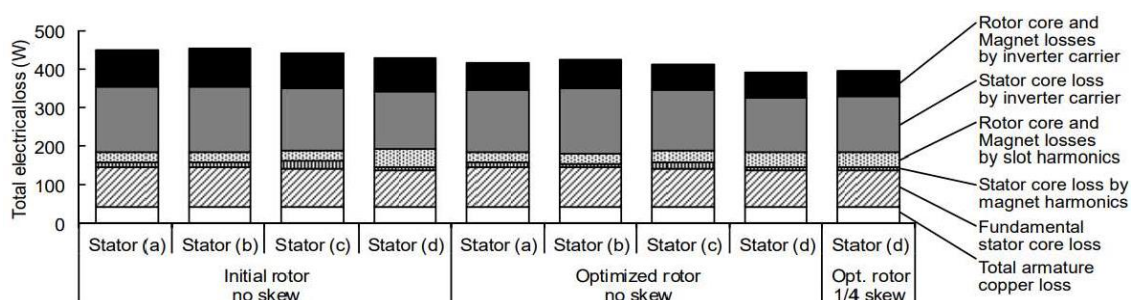


Εικ. 3.16: Συνιστώσες Ηλεκτρικών Απωλειών Αρχικής Διάταξης πριν τη βελτιστοποίηση γεωμετρίας για ConditionB [27].

Σε επόμενο βήμα στο [27], παρατηρήθηκε μία μεγάλη σχέση ανάμεσα στα ρεύματα λόγω αρμονικών του φέροντος σήματος αντιστροφέα και της γεωμετρίας δρομέα/στάτη. Μάλιστα, με βελτιστοποίηση της γεωμετρίας δρομέα/στάτη, παρατηρήθηκε 20% μείωση των απωλειών δινορευμάτων με οδήγηση μέσω αντιστροφέα, χωρίς αισθητή επιδείνωση των υπολοίπων χαρακτηριστικών του κινητήρα. Οι μετρήσεις των απωλειών για τη βελτιστοποιημένη γεωμετρία, καθώς και το πλέγμα που χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό στην αρχική και τη βέλτιστη γεωμετρία παρουσιάζονται στη συνέχεια:



Εικ. 3.17: Πλέγμα αρχικής (α) και βέλτιστης (β) γεωμετρίας για μετρήσεις μέσω 2D FEA [27]



Εικ. 3.18: Συνολικές Απώλειες Αρχικής Διάταξης και Βελτιστοποιημένης γεωμετρίας για Condition-B [27]

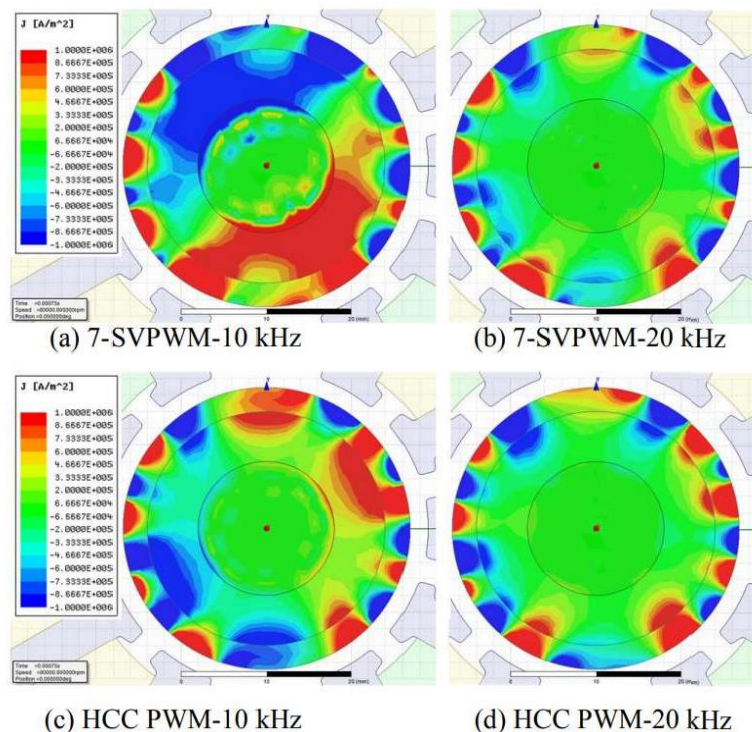
Πάλι στην Εικ. 3.18, παρατηρούμε τη σημαντική συνεισφορά των αρμονικών λόγω διακοπτικής συχνότητας του φέροντος σήματος του αντιστροφέα στις συνολικές απώλειες της μηχανής ακόμα και για βελτιστοποιημένη γεωμετρία, επομένως είναι εύλογο να συμπεράνουμε ότι κατά το σχεδιασμό αυτού του είδους απώλειες δεν μπορούν να αμεληθούν ούτε στην περίπτωση που ζητούμενο είναι οι χαμηλές απώλειες σιδήρου, ούτε στη περίπτωση που ζητούμενο είναι οι χαμηλές απώλειες μαγνήτη.

Στο [26], ως συνέχεια του [25], έγινε μελέτη 5 διαφορετικών τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM), για να αποφανθεί η σχέση μεταξύ εναλλαγής συχνότητας στους αντιστροφείς (Inverter) και τις απώλειες δινορευμάτων, καθώς και ποια τεχνική από αυτές έχει τις χαμηλότερες απώλειες. Οι 5 τεχνικές που

εξετάστηκαν, κάτω από ίδιες συνθήκες και για τον ίδιο κινητήρα(επιφανειακών μόνιμων μαγνητών) που οδηγείται από αντιστροφέα VSI (voltage-source-inverter) είναι:

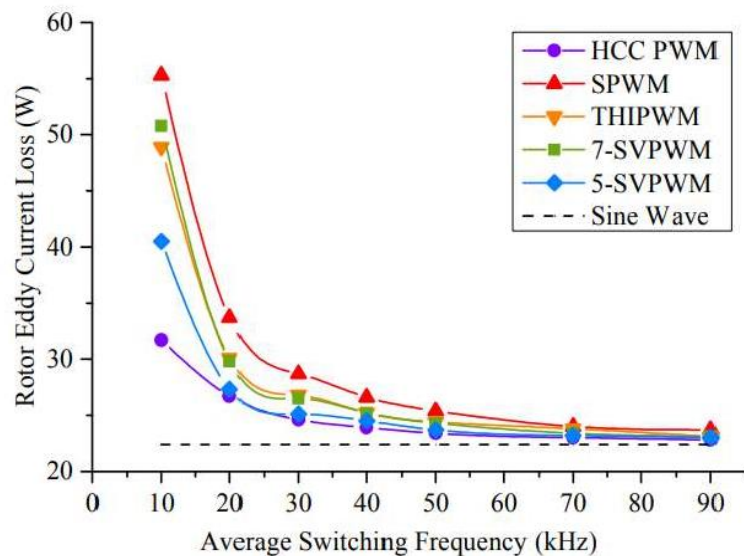
- a) Τεχνική Βρόχου Υστέρησης Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Hysteresis current control, HCC-PWM),
- b) Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (sinusoidal PWM-SPWM),
- c) Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με έγχυση αρμονικών τρίτης τάξης (third harmonic injection PWM-THIPWM),
- d) 7-segment space vector PWM (7-SVPWM),
- e) 5-segment space vector PWM (5-SVPWM).

Και για τις 5 προαναφερθείσες τεχνικές παρατηρήθηκε ότι για αρμονικές ίδιου πλάτους, αλλά υψηλότερης τάξης οι απώλειες δινορευμάτων στον δρομέα αυξάνονται. Επιπρόσθετα, οι απώλειες δινορευμάτων που προέρχονται από τις αρμονικές τους φέροντος σήματος οδήγησης των αντιστροφέων για κάθε στρατηγική που εξετάστηκε, είναι ανάλογες του τετραγώνου του αρμονικού πλάτους. Παρακάτω, παρουσιάζεται ένα σχήμα κατανομής της πυκνότητας δινορευμάτων στην μηχανή που μελετήθηκε στο [26] για τις διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM):



Εικ. 3.19: Κατανομή πυκνότητας Eddy-Currents για διαφορετικές τεχνικές PWM, (a) 7-SVPWM-10kHz, (b) 7-SVPWM-20kHz, (c) HCCPWM-10kHz, (d) HCCPWM-20kHz[26]

Ως αποτέλεσμα, οι υψηλές συχνότητες εναλλαγής είναι επιθυμητές για μειωμένες απώλειες δινορευμάτων όταν η οδήγηση του κινητήρα γίνεται από αντιστροφέα. Ωστόσο, σε αυτές τις υψηλές συχνότητες οι απώλειες στους αντιστροφείς αυξάνονται και απαιτούνται συσκευές ανώτερης ισχύος. Για το λόγο αυτό, αν λάβουμε υπόψιν μόνο τις απώλειες στο δρομέα από τα δινορεύματα, ως καλύτερη η συνίσταται η Τεχνική Βρόχου Υστέρησης (Hysteresis Current Control Pulse Width Modulation).



Εικ. 3.20: Eddy-Current Losses σε μηχανή επιφανειακών μόνιμων μαγνητών με μη-προεξέχοντες πόλους για διαφορετικές τεχνικές PWM. [26]

Στην Εικ. 3.20, βλέπουμε ότι σε όλες τις περιπτώσεις που τα ρεύματα δεν είναι καθαρά ημιτονοειδή, οι απώλειες δρομέα, επομένως και μαγνήτη είναι υψηλότερες, επιβεβαιώνοντας όσα έχουν ήδη αναφερθεί.

3.4 Απώλειες δινορευμάτων/Απώλειες υστέρησης στους μόνιμους μαγνήτες:

3.4.1.1 Ορισμός Απωλειών Υστέρησης:

Γενικότερα, τα μαγνητικά υλικά περιέχουν στο εσωτερικό τους μαγνήτες γνωστούς ως τομείς Weiss. Οι τομείς αυτοί χωρίζονται μεταξύ τους από περιοχές μετάβασης στο όριο τους, γνωστές ως τείχη Bloch.

Όταν οι τομείς Weiss δέχονται επίδραση από εξωτερικό πεδίο Η μεγάλης έντασης, τότε ευθυγραμμίζονται σύμφωνα με την κατεύθυνση του πεδίου που τους ασκείται και κατά αυτόν τον τρόπο το υλικό μαγνητίζεται μόνιμα. Ουσιαστικά, οι

τομείς αποτελούν ενεργειακές ζώνες, μέσω των οποίων η μαγνήτιση αλλάζει σταδιακά κατεύθυνση κατά την επιβολή πεδίου.

Γενικότερα, κατά την επιβολή ή όχι εξωτερικού πεδίου, υπάρχουν οι εξής καταστάσεις όσον αφορά τα τείχη Bloch:

a) Χωρίς επίδραση εξωτερικού πεδίου τα Bloch Walls παραμένουν σε ηρεμία.

b) Με ασθενές εξωτερικό πεδίο, εκτοπίζονται ελάχιστα από την αρχική τους κατάσταση ηρεμίας και αρχίζουν να προσανατολίζονται με βάση τη κατεύθυνση του πεδίου που τους ασκείται.

c) Στη περίπτωση που το πεδίο αυξηθεί ανεξέλεγκτα, τα Bloch Walls αφήνουν τη θέση τους και χάνουν τη δυνατότητα να επιστρέψουν στην αρχική τους κατάσταση, ακόμα και αν το πεδίο αφαιρεθεί. Αυτή η μεταβολή είναι γνωστή ως Barkhausen jumps και είναι αποτέλεσμα του βρόχου υστέρησης του μαγνητικού/σιδηρομαγνητικού υλικού.

Η σειρά αυτών των ξαφνικών αλλαγών στο μέγεθος και την κατεύθυνση των φερομαγνητικών τομέων (Barkhausen jumps) κατά τη μαγνήτιση ή απομαγνήτιση του υλικού είναι ένας από τους βασικότερους λόγους ύπαρξης των απωλειών υστέρησης(κάτι το οποίο δεν θα μας απασχολήσει στην υπάρχουσα διπλωματική εργασία).

Πιο συγκεκριμένα, με τη μεταβολή του πεδίου, η μαγνήτιση αλλάζει σε χιλιάδες μικροσκοπικά ασυνεχή άλματα (Barkhausen jumps), με αποτέλεσμα να δημιουργούνται αιχμές στην επαγόμενη τάση. Έτσι, αναπτύσσονται τοπικά δινορεύματα, τα οποία προκαλούν απώλειες Joule, γνωστές ως απώλειες υστέρησης.

3.4.1.2 Σύγκριση Απωλειών Δινορευμάτων με Απώλειες Υστέρησης στους Μόνιμους Μαγνήτες

Όταν η ηλεκτρική μηχανή λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες, τότε οι απώλειες υστέρησης στους μόνιμους μαγνήτες υπερτερούν των δινορευμάτων[28]. Αντιθέτως, σε υψηλές συχνότητες της τάξεως των kHz, αφού οι απώλειες δινορευμάτων είναι ανάλογες του τετραγώνου της συχνότητας, τότε υπερτερούν σημαντικά των απωλειών υστέρησης.

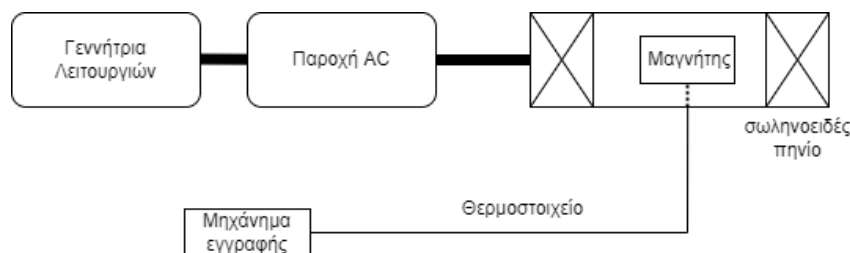
Στο [29] έγινε συγκριτική μελέτη ανάμεσα σε διαφορετικούς τύπους μαγνητών (Ferrite Magnets, Samarium Cobalt Magnets, Neodymium Magnets) μέσω μετρήσεων λογισμικό μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων (FEM), έτσι ώστε να μελετηθούν οι απώλειες υστέρησης σε αυτά. Όπως, αποδείχθηκε, οι μαγνήτες σιδήρου είναι πιο ευάλωτοι σε απώλειες υστέρησης σε σχέση με τους μαγνήτες σπανίων γαιών για ίδια πυκνότητα ρεύματος και ίδια τιμή μαγνητικής επαγωγής στα δόντια του στάτη.

Επιπρόσθετα, παρατηρήθηκε ότι σε μαγνήτες κοβαλτίου σαμαρίου οι απώλειες υστέρησης είναι υψηλότερες σε σχέση με μαγνήτες νεοδυμίου για μικρότερες τιμές διακύμανσης δύναμης πεδίου (H_c).

Στο[30] αναλύθηκε η συμπεριφορά των απωλειών υστέρησης σε μαγνήτες NdFeB. Στη συγκεκριμένη μελέτη αποδείχθηκε ότι σε καλοσχεδιασμένες μηχανές μόνιμων μαγνητών NdFeB, οι μόνιμοι μαγνήτες βρίσκονται υπό λειτουργία στο δεύτερο τεταρτημόριο της καμπύλης μαγνήτισης, με αποτέλεσμα οι απώλειες υστέρησης να μην συνεισφέρουν σημαντικά στις απώλειες των μαγνητών. Ωστόσο, πρέπει να πραγματοποιηθεί μελέτη για παραπάνω διατάξεις και για διαφορετικά είδη μαγνητών για να μπορέσει να πραγματοποιηθεί γενίκευση του παραπάνω συμπεράσματος.

3.5 Πειραματική Μέτρηση Απωλειών Μόνιμων Μαγνητών

Ένα πρόβλημα κατά τη μέτρηση των απωλειών είναι ο διαχωρισμός των απωλειών δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες από τις υπόλοιπες απώλειες της ηλεκτρικής μηχανής. Στο [31], μέσω πειραματικής διάταξης πραγματοποιήθηκε εκτίμηση των απωλειών δινορευμάτων σε μαγνήτη νεοδυμίου (NdFeB), από το ρυθμό αύξησης θερμοκρασίας στο εσωτερικό του. Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε είναι η ακόλουθη:



Εικ. 3.21: Διάταξη μέτρησης απωλειών δινορευμάτων [31].

Ο μαγνήτης έχει εισαχθεί ανάμεσα στα τυλίγματα και περιβάλλεται από αφρώδες ελαστικό ουρεθάνης, έτσι ώστε να μονώνεται θερμικά από το εξωτερικό περιβάλλον. Μετρήσεις θερμοκρασίας πραγματοποιήθηκαν σε 4 διαφορετικά σημεία (στο κέντρο, την γωνία και τις δύο πλευρές). Επιπρόσθετα, ο μαγνήτης που χρησιμοποιήθηκε ήταν πλήρως μαγνητισμένος, έτσι ώστε να αποφευχθεί ανάπτυξη απωλειών υστέρησης στο εσωτερικό του. Στη συνέχεια, εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο αναπτύχθηκε στο εσωτερικό του μαγνήτη μέσω τροφοδοσίας AC συχνότητας από 10Hz έως 2kHz, ημιτονοειδούς κυματομορφής, με στόχο της ανάπτυξη

δινορευμάτων στον μαγνήτη (Κεφάλαιο 3, για περισσότερες λεπτομέρειες). Ο μαγνήτης συνδέεται με μηχανήμα εγγραφής για την μέτρηση των απωλειών. Τελικά, οι απώλειες λόγω δινορευμάτων(Q), όπως εκτιμήθηκαν με βάση την θερμοκρασία, προσδιορίζονται από τη σχέση:

$$Q = CVD \frac{dT}{dt} \quad (2.7)$$

Όπου C: η ειδική θερμοχωρητικότητα του υλικού, V: ο όγκος του μαγνήτη, D: η πυκνότητα και dT/dt: ο ρυθμός μεταβολής της θερμοκρασίας κατά την εκτέλεση του πειράματος. Όπως θα δούμε και στο κεφάλαιο 5, αποδείχθηκε επίσης, ότι η κατάτμηση του μαγνήτη αποτελεί μία αποτελεσματική μέθοδο για μείωση των απωλειών δινορευμάτων.

Κεφάλαιο 4: Μοντέλα Υπολογισμού Απωλειών

4.1 Εισαγωγή:

Για τον υπολογισμό των απωλειών δινορευμάτων έχουν προταθεί πολλαπλά μοντέλα, κάθε ένα με διαφορετική ακρίβεια αποτελεσμάτων και υπολογιστικό κόστος. Τα 2-D/3-D αναλυτικά μοντέλα υπολογισμού προσφέρουν γρήγορα αποτελέσματα, ωστόσο είναι λιγότερο ακριβή, λόγω των υποθέσεων απλοποίησης που λαμβάνονται για την υλοποίησή τους. Από την άλλη μεριά, τα μοντέλα ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων (FEA), ενώ προσφέρουν αποτελέσματα με μικρότερο σφάλμα απαιτούν μεγάλη χρονική υπολογιστική δυναμική. Για τους παραπάνω λόγους, συχνά στη βιομηχανία προτείνονται υβριδικά μοντέλα, τα οποία αποτελούν συνδυασμό των 2-D/3-D αναλυτικών μοντέλων και των μεθόδων ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων εισάγοντας διορθωτικούς συντελεστές, οι οποίοι προσφέρουν μία καλή ισορροπία μεταξύ ακρίβειας αποτελεσμάτων και υπολογιστικού κόστους. Η παρούσα διπλωματική εργασία επικεντρώνεται στην ανάλυση των δισδιάστατων (2D) αναλυτικών μοντέλων υπολογισμού.

4.2 Πρώτα Βήματα:

Την δεκαετία του 1970, αναλυτικά μοντέλα αναπτύχθηκαν για τον υπολογισμό των δινορευμάτων σε λεπτές αγωγίμες πλάκες διαφορετικών σχημάτων [32]. Μετέπειτα, έγινε χρήση της επιφανειακής αντίστασης για την πρόβλεψη των δινορευμάτων [33].

Στη συνέχεια, ο Bertotti [34], έκανε θεμελίωση του γενικού προβλήματος των δινορευμάτων, με σκοπό τον ακριβή υπολογισμό και διαχωρισμό των απωλειών σιδήρου, μέσω των μαγνητοστατικών εξισώσεων του Maxwell που εφαρμόζονται για κάθε σημείο του χώρου. Ωστόσο, η ίδια ιδέα εφαρμόζεται και για μόνιμους μαγνήτες και χρησιμοποιείται σε πολλά μοντέλα υπολογισμού (2-D, 3-D, Finite Element Analysis, Hybrid Models), όπως θα δούμε αναλυτικότερα στην συνέχεια. Αναφορικά, για τις **Εξισώσεις Maxwell**:

Οι σχέσεις μεταξύ ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου ικανοποιούν τις ακόλουθες εξισώσεις, γνωστές ως εξισώσεις Maxwell:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (4.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (4.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.4)$$

Όπου \vec{E} η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου, \vec{B} η μαγνητική επαγωγή, \vec{D} η ένταση του μαγνητικού πεδίου, \vec{J} η πυκνότητα ρεύματος και ρ η πυκνότητα του ηλεκτρικού πεδίου.

Αξίζει να σημειωθεί ότι προβλήματα αυτά ονομάζονται μαγνητοστατικά για το λόγο ότι το μαγνητικό πεδίο είναι αμετάβλητο ως προς το χρόνο.

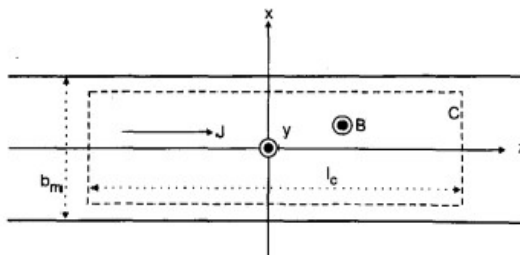
Αναλόγως των υποθέσεων και τους περιορισμών που τίθενται κατά την θεμελίωση μίας λύσης/ενός προβλήματος, οι παραπάνω εξισώσεις μπορούν να τροποποιηθούν.

4.3 Απλουστευμένα Δισδιάστατα (2-D) Μοντέλα Υπολογισμού Απωλειών Δινορευμάτων

Στο [35], αγνοώντας την συνεισφορά των αρμονικών χώρου από το τύλιγμα του στάτη και από τις αύλακες προτείνεται ένα απλουστευμένο μοντέλο που υπολογίζει τις απώλειες δινορευμάτων με την μέθοδο της υπέρθεσης για κάθε μαγνήτη, λαμβάνοντας υπόψιν μόνο τις αρμονικές χρόνου από τα ρεύματα του στάτη. Ενώ, το μοντέλο αυτό αρχικά προτάθηκε για υπολογισμό σε σιδηρομαγνητική λαμαρίνα, δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα και για τμηματοποιημένο μαγνήτη.

Επιπρόσθετα, στην εφαρμογή του μοντέλου αυτού έχουν γίνει οι ακόλουθες παραδοχές:

- Η πυκνότητα μαγνητικής ροής B είναι κάθετη στην επιφάνεια του μαγνήτη, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Εικ. 4.1: Διατομή τμήματος μαγνήτη σε ορθοκανονικό σύστημα συντεταγμένων

Η πυκνότητα δινορεύματος στον μαγνήτη υπολογίζεται από την 2^η εξίσωση του Maxwell σε ολοκληρωτική μορφή:

$$\oint_c \vec{E} d\vec{s} = - \frac{d}{dt} \iint_s \vec{B} d\vec{a} \quad (4.5)$$

Όπου c η καμπύλη επιφάνειας του μαγνήτη.

- Η επίδραση των δινορευμάτων στο μαγνητικό πεδίο των μαγνητών θεωρείται αμελητέα, δηλαδή αμελείται το επιδερμικό φαινόμενο. Η παραδοχή αυτή, ωστόσο, δεν είναι έγκυρη για υψηλές συχνότητες.
- Αμελείται το φαινόμενο άκρων, έτσι ώστε η πυκνότητα δινορεύματος να έχει συνιστώσα μόνο στον άξονα z. Επιπλέον, οι πλευρές που είναι παράλληλες στον άξονα x δεν συνεισφέρουν στο επικαμπύλιο ολοκλήρωμα. Για να στέκει αυτή η παραδοχή πρέπει το μήκος του μαγνήτη στον z-άξονα να είναι αρκετά μεγαλύτερο από το πλάτος του μαγνήτη (b_m).
- Τα τμήματα του κάθε μαγνήτη είναι αρκετά μικρά, έτσι ώστε η μαγνητική επαγωγή να είναι σταθερή σε όλη την επιφάνεια του μαγνήτη, με αποτέλεσμα η πυκνότητα δινορεύματος να είναι περιττή συνάρτηση του x, δηλαδή $J_z(x) = -J_z(-x)$. Η παραδοχή περί ομοιογένειας του μαγνητικού πεδίου στέκει στην περίπτωση που το επιδερμικό φαινόμενο θεωρείται αμελητέο.

Εφόσον, έχουν αγνοηθεί στην δημιουργία δινορευμάτων οι αρμονικές χώρου του πεδίου από τα τυλίγματα του στάτη και του σχήματος των αυλακών, η μαγνητική επαγωγή που προέρχεται από τις αρμονικές χρόνου των ρευμάτων και επομένως οφείλεται για την δημιουργία των δινορευμάτων δίνεται από τη σχέση:

$$B = \hat{B} \cdot \cos[p(a_r - \beta)] \quad (4.6)$$

Όπου p είναι τα ζεύγη πόλων του δρομέα, \hat{B} η μέγιστη μαγνητική επαγωγή, β είναι η μηχανική γωνία ανάμεσα στον άξονα συμμετρίας του μαγνήτη και τον άξονα x και δίνει την αρχική γωνιακή απόκλιση των πλαισίων αναφοράς στάτη και δρομέα και a_r είναι η μηχανική γωνία με σύστημα αναφοράς αυτό του δρομέα.

Στη συνέχεια απαριθμώντας τους μαγνήτες του δρομέα $k=1,2,\dots,N_m$, ο k -οστός μαγνήτης θα βρίσκεται σε γωνία α_k . Επομένως, η μαγνητική επαγωγή στον k -οστό μαγνήτη είναι:

$$B_k = B(\alpha_k) = \hat{B} \cdot \cos[p(a_k - \beta)] \quad (4.7)$$

Αντικαθιστώντας, το ηλεκτρικό πεδίο με την πυκνότητα ηλεκτρικού ρεύματος σύμφωνα με τη σχέση:

$$\vec{E} = \rho_m \cdot \vec{J} \quad (4.8)$$

Όπου ρ_m η ειδική ηλεκτρική αγωγιμότητα του υλικού και επιλύοντας την διαφορική μορφή του 2^{ου} νόμου του Maxwell σύμφωνα με το σύστημα συντεταγμένων της Εικ. 4.1, η πυκνότητα ρεύματος μέσα στο σώμα του μαγνήτη (πυκνότητα δινορεύματος στην πραγματικότητα) δίνεται από την εξίσωση:

$$J_z(x) = \frac{x}{\rho_m} \frac{dB}{dt} \quad (4.9)$$

Λαμβάνοντας υπόψιν τα παραπάνω, οι απώλειες δινορευμάτων ανά μονάδα επιφάνειας του k-οστού μαγνήτη υπολογίζονται ως εξής:

$$k_{m,k} = \frac{1}{b_m} \int_{-\frac{b_m}{2}}^{\frac{b_m}{2}} \rho_m J_k^2(x) dx = \frac{b_m^2}{12\rho_m} \left(\frac{dB_k}{dx} \right)^2 = \frac{b_m^2}{12\rho_m} \left[\frac{d}{dt} (\widehat{B} \cdot \cos[p(a_k - \beta)]) \right]^2 \quad (4.10)$$

Στην παραπάνω έκφραση, πολλαπλασιάζοντας με τον όγκο του κάθε μαγνήτη και τελικά κάνοντας υπέρθεση για όλους τους μαγνήτες, οι συνολικές απώλειες δινορευμάτων υπολογίζονται ως εξής:

$$\begin{aligned} P_m &= l_s l_m b_m \sum_{k=1}^{N_m} \frac{b_m^2}{12\rho_m} \left(\frac{d}{dt} \{ \widehat{B} \cdot \cos(p(a_k - \beta)) \} \right) \\ &\approx 2pr_s l_s l_m \frac{b_m^2}{12\rho_m} x \int_{-\frac{a_m}{2}}^{\frac{a_m}{2}} \left(\frac{dy}{dx} \{ \widehat{B} \cdot \cos(p(a_k - \beta)) \} \right) da_r \\ &= \frac{r_s l_s l_m b_m^2}{12\rho_m} x \{ (pa_m + \sin(pa_m)) \cdot \left(\frac{d}{dt} \{ \widehat{B} \cos(p\beta) \} \right)^2 + (pa_m \\ &\quad - \sin(pa_m)) \cdot \left(\frac{d}{dt} \{ \widehat{B} \sin(p\beta) \} \right)^2 \} \quad (4.11) \end{aligned}$$

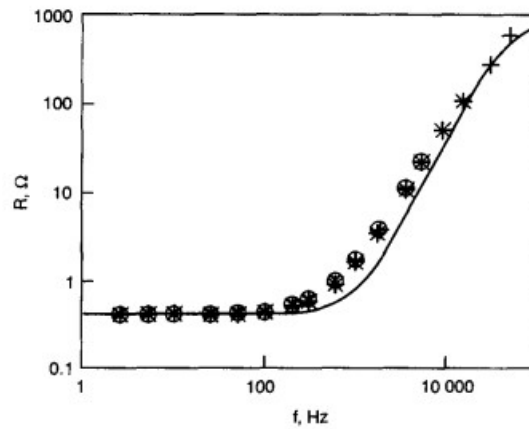
Όπου l_m το πάχος του μαγνήτη, l_s το ενεργό μήκος της μηχανής, r_s η ακτίνα του διακένου και a_m το εύρος του μαγνήτη σε μοίρες.

Με την αναπαράσταση των μαγνητών ως αντιστάσεις στο αντίστοιχο μαγνητικό κύκλωμα η σχέση (4.10) προσεγγιστικά σύμφωνα με το [35] παίρνει την ακόλουθη μορφή:

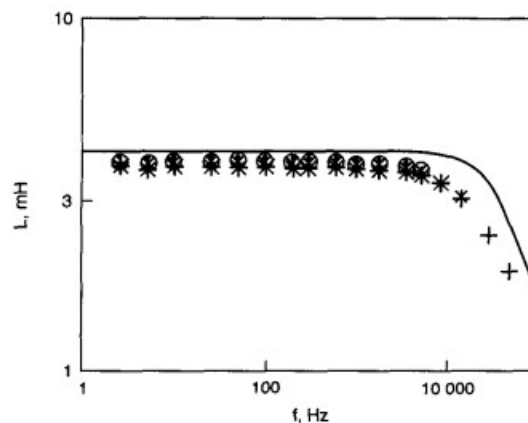
$$P_m \cong \frac{V_m b_m^2 \widehat{B}_m^2 \omega^2}{12\rho_m} \quad (4.12)$$

Για να είναι η παραπάνω προσεγγιστική σχέση ορθή, πρέπει το πλάτος να είναι μικρότερο του βάθους διείσδυσης, έτσι ώστε το επιδερμικό φαινόμενο να μπορεί να αμεληθεί. Το συγκεκριμένο μοντέλο που προτάθηκε από τον Polinder, δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα, εφόσον η συχνότητα του 3-φασικού ρεύματος είναι

μικρότερη των 10kHz και οι μόνιμοι μαγνήτες είναι κατατμημένοι. Ωστόσο, λαμβάνει υπόψιν μόνο τις απώλειες δινορευμάτων που προέρχονται από την τροφοδοσία δίνοντας αρκετά καλά αποτελέσματα τόσο για ημιτονικά ρεύματα, όσο και για φορτίο που τροφοδοτείται μέσω ανορθωτή γέφυρας, αλλά δεν λαμβάνει υπόψιν τη συνεισφορά δινορευμάτων από το φαινόμενο αυλακώσεων μαγνητικού κυκλώματος (slotting effect) και τις χωρικές αρμονικές λόγω ΜΕΔ, ούτε λαμβάνει υπόψιν το πεδίο αντίδρασης που προέρχεται από τα επαγόμενα δινορεύματα στο μαγνήτη. Επιπλέον, δεν έχει μελετηθεί αν η ακρίβεια του είναι παρόμοια στην περίπτωση που γίνεται χρήση αντιστροφών με τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Οι μετρήσεις για την συγκεκριμένη τοπολογία και ηλεκτρονικό ισχύος που μελετήθηκε, είναι για τις αντιστάσεις και αυτεπαγωγές που μετρήθηκαν και υπολογίστηκαν από το συγκεκριμένο μοντέλο και οι απώλειες, όπως βρέθηκαν οι ακόλουθες:



(α)



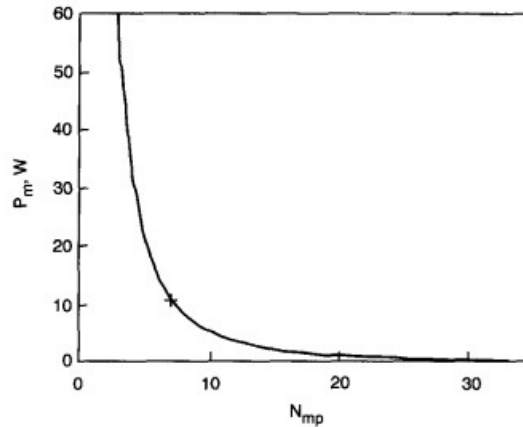
(β)

Εικ. 4.2: Μετρημένες και υπολογισμένες αντιστάσεις (α) και αυτεπαγωγές (β) ορθού άξονα[35]

+ $I_{sb}=0.2A$ meas. ○ $I_{sb}=2A$ meas.

x $I_{sb}=0.5A$ meas. ● $I_{sb}=5A$ meas.

* $I_{sb}=1A$ meas. — Calculated



Εικ. 4.3: Υπολογισμένες Απώλειες Δινορευμάτων συναρτήσει του αριθμού κατάτμησης μαγνήτη ανά πόλο [35].

+: Μέτρηση σε πραγματική μηχανή μονίμων μαγνητών.

Στα[36],[37] πραγματοποιήθηκε υπολογισμός του 2D μαγνητοστατικού πεδίου στο διάκενο και τους μαγνήτες σε πολικές συντεταγμένες, για εκτίμηση του μεγέθους δινορευμάτων στους μαγνήτες και στον προστατευτικό μανδύα, αν υπάρχει. Τα μοντέλα που αναπτύχθηκαν, μπορούν να εφαρμοστούν σε κινητήρες που έχουν μαγνητιστεί αξονικά ή ακτινικά, αλλά και σε βροχοειδή (overlapping) ή κυματοειδή (non-overlapping) τύλιγματα στάτη, τόσο σε ac, όσο και σε dc κινητήρες μονίμων μαγνητών.

Οι υποθέσεις που έγιναν και στα δύο μοντέλα είναι:

- Το τύλιγμα του στάτη έχει αντικατασταθεί από ισοδύναμο στρώμα αμπεροελιγμάτων κατά όλο το μήκος του ανοίγματος αύλακας.
- Η μεταβλητότητα της διαπερατότητας από το φαινόμενο αυλακώσεων μαγνητικού κυκλώματος (slotting effect) αμελείται.
- Ο μαγνήτης και ο προστατευτικός μανδύας είναι ομοιογενείς, ιστροπικοί, με σταθερές διαπερατότητες μ_m , μ_{sl} και σταθερές ηλεκτρικές αγωγιμότητες σ_m , σ_{sl} , αντίστοιχα.

Έγινε εφαρμογή των μοντέλων σε κινητήρα dc χωρίς ψήκτρες 45kW, 3000rpm, 12-πόλων μαγνητών νεοδυμίου (NdFeB) και έγινε επικαιροποίηση των προβλεπόμενων απωλειών μέσω θερμομετρικών μετρήσεων. Στον ακόλουθο πίνακα παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά του κινητήρα που μελετήθηκε:

Πίνακας III: Χαρακτηριστικά Κινητήρα [36], [37]

Παράμετροι	
1. Πλήθος πόλων, $2p$	12
2. Αριθμός Αυλάκων	72
3. Αξονικό Μήκος, L_d	110 mm
4. Μήκος Διακένου, g	1.5 mm
5. Άνοιγμα Αύλακας, b_o	1.5 mm
6. Ακτίνα Οπής Στάτη (Stator bore radius), R_s	75.6 mm
7. Αναλογία τόξου πόλου (pole-arc) προς ύψος πόλου (pole-pitch), α_p	0.83
8. Πάχος Μαγνήτη, h_m	5.35 mm
9. Αγωγιμότητα Μαγνήτη, σ_m	$0.667 \times 10^6 (\Omega m)^{-1}$
10. Παραμένουσα Μαγνήτιση, B_r	1.16 T
11. Σχετική Διαπερατότητα Μαγνήτη, μ_m	1.05
12. Εν σειρά συνδεσμολογία σπειρών/φάση, W	24 σπείρες (turns)

Το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε στο [36], βασίζεται στην ακόλουθη εξίσωση πυκνότητας δινορευμάτων:

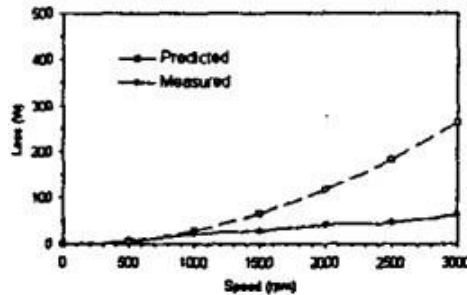
$$J_z = -\sigma \int \frac{\partial B_r(r, \theta)}{\partial t} r d\theta \quad (4.13)$$

Όπου $B_r(r, \theta)$, η ακτινική συνιστώσα της κατανομής του πεδίου και σ η ηλεκτρική αγωγιμότητα των μαγνητών.

Η απώλεια λόγω δινορευμάτων δίνεται από τη σχέση:

$$P = \frac{2p}{T} \int_0^T \int_0^{L_a} \int_{-a_p \pi / \rho}^{a_p \pi / \rho} \int_{R_1}^{R_2} \frac{|J_z|}{\sigma} r dr d\theta dz dt \quad (4.14)$$

Όπου $T=2\pi/\omega_r$, L_a το αξονικό(ενεργό) μήκος του κινητήρα, R_1 και R_2 η εσωτερική και εξωτερική ακτίνα του μαγνήτη ή του προστατευτικού μανδύα του μαγνήτη αντίστοιχα. Με τον τρόπο αυτό, υπολογίστηκαν οι απώλειες λόγω του τυλίγματος οπλισμού. Με τη χρήση του μοντέλου αυτού σε σύγκριση με αποτελέσματα που πάρθηκαν μέσω μετρήσεων προκύπτει:



Εικ. 4.4: Σύγκριση προβλεπόμενων και μετρούμενων απωλειών δρομέα για ρεύμα 50A(rms) [36]

Παρατηρούμε ότι με την αύξηση της ταχύτητας υπάρχει μεγάλη απόκλιση μεταξύ των υπολογισμένων από την αναλυτική και από τις προσομοιώσεις τιμών. Οπότε, το μοντέλο είναι χρήσιμο για σχετικά μικρές ταχύτητες της τάξης των 1500rpm.

Με παρόμοιο τρόπο με το [36], στο [38], πραγματοποιήθηκε 2-D ανάλυση της κατανομής του μαγνητικού πεδίου σε ανοιχτοκύκλωμα σε πολικές συντεταγμένες, με τις ακόλουθες παραδοχές:

- Δρομέας και στάτης απείρως διαπερατοί.
- Η επίδραση της αντίδρασης πεδίου των δινορευμάτων, όπως και στο [36] αμελείται.
- Διαπερατότητα μονίμων μαγνητών, ίδια με αέρα.
- Άπειρο αξονικό μήκος για αμέληση φαινομένου άκρων.

Η μηχανή που μελετήθηκε είναι επιφανειακών μονίμων μαγνητών προεξέχοντων πόλων με ύπαρξη αυλάκων και στο σώμα του δρομέα, όπου τοποθετούνται τυλίγματα διέγερσης(series double excitation).

Στο μοντέλο αυτό, η πυκνότητα δινορευμάτων υπολογίζεται μέσω της σχέσης:

$$J_e(r, \varphi, t) = \frac{-\sigma \partial A_z(r, \varphi, t)}{\partial t} + C(t) \quad (4.15), \text{ όπου } A_z \text{ το μαγνητικό δυναμικό. Η}$$

συνάρτηση χρόνου $C(t)$ εισάγεται για εξασφάλιση μηδενικής συνολικής ροής ρεύματος δικτύου στο εσωτερικό του μόνιμου μαγνήτη, δηλαδή ισχύει ότι:

$$\int_{r_1}^{r_2} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} J_e(r, \varphi, t) r d\varphi dr = 0 \quad (4.16)$$

Όπου r_1, r_2 η εσωτερική και εξωτερική ακτίνα του μόνιμου μαγνήτη αντίστοιχα και φ_1, φ_2 οι γωνιακές θέσεις των άκρων του μόνιμου μαγνήτη.

Η μέση απώλεια από δινορεύματα σε βάθος μίας θεμελιώδους περιόδου $\omega_0 = 2\pi f$ για δεδομένο μόνιμο μαγνήτη δίνεται από τη σχέση:

$$P_e = \frac{\omega_0}{\sigma 2\pi} \int_{r_1}^{r_2} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_0}} J_e^2 L r d\theta d\varphi dr \quad (4.17)$$

Όπου το L, το ενεργό μήκος της μηχανής.

Ωστόσο, στα μοντέλα αυτά η παράλειψη της επίδρασης του πεδίου αντίδρασης δινορευμάτων, καθώς και η ανάλυση που βασίζεται μόνο στο μαγνητοστατικό πεδίο, οδηγεί σε υπερεκτίμηση των απωλειών δινορευμάτων στον δρομέα στις υψηλές συχνότητες και σε υψηλή ηλεκτρική αγωγιμότητα των μαγνητών. Το πρόβλημα αυτό λύθηκε στο [37], επεκτείνοντας τα προηγούμενα δύο μοντέλα. Για να ληφθεί η κατανομή των δινορευμάτων υπόψιν και των ανάλογων απωλειών που προκαλεί, έγινε μετασχηματισμός του περιστρεφόμενου πλαισίου αναφοράς θ ως εξής:

$$\alpha = \theta + \omega_r t \quad (4.18)$$

Έτσι, οι σχέσεις μεταξύ δινορευμάτων και συνιστωσών πεδίου, όπως δίνονται από την εξίσωση του Maxwell είναι:

$$\nabla \times \vec{E} = \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

$$\frac{1}{\sigma r} \frac{\partial J_z}{\partial a} = -j n \omega_r B_r \quad \& \quad -\frac{1}{\sigma} \frac{\partial J_z}{\partial r} = -j n \omega_r \mu_0 \mu H_a \quad (4.19)$$

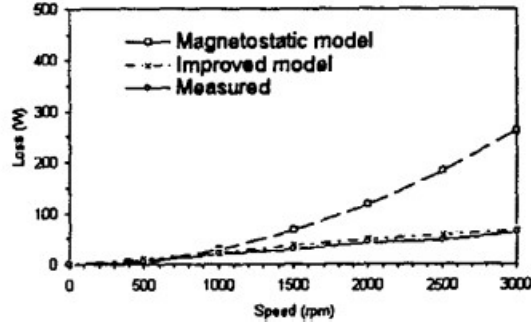
Όπου J_z η αξονική συνιστώσα της πυκνότητας ρεύματος. Επομένως, η αναλυτική έκφραση για της αξονική και την εφαπτομενική συνιστώσα της πυκνότητας πεδίου και της δύναμης πεδίου στο διάκενο, τον προστατευτικό μανδύα και τους μόνιμους μαγνήτες στο μετασχηματισμένο περιστρεφόμενο πλαίσιο προκύπτουν από τις εξισώσεις Helmholtz. Έτσι, είναι δυνατός ο υπολογισμός της πυκνότητας ρεύματος στο σώμα του μόνιμου μαγνήτη.

Ο υπολογισμός των απωλειών δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες γίνεται από την εξίσωση Poynting:

$$P = \frac{1}{2} \oint_S \operatorname{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} = \frac{1}{2\sigma} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \operatorname{Re}(J_z H_\theta^*)_{r=R} L_a R d\theta \quad (4.20)$$

Όπου σ : ηλεκτρική αγωγιμότητα αγωγίμου υλικού στο οποίο πραγματοποιούνται οι μετρήσεις, Θ_1 , Θ_2 : ορίζουν τη γωνία στην οποία εκτείνεται η αγωγίμη περιοχή (τόξο μαγνήτη-polearc), L_a : το ενεργό μήκος της μηχανής, J_z : τα αξονικά επαγόμενα δινορεύματα, H_θ : η εφαπτομενική συνιστώσα του μαγνητικού πεδίου και R : η ακτίνα της αγωγίμης περιοχής/μαγνήτη.

Παρακάτω παρουσιάζονται η υπολογισμένη τιμή απωλειών δρομέα με βάση τη μέθοδο που αναπτύχθηκε στο [37]:



Εικ. 4.5: Σύγκριση προβλεπόμενων και μετρούμενων απωλειών δρομέα για ρεύμα 50A (rms) [37]

Πράγματι επιβεβαιώνεται η αρχική υπόθεση ότι με χρήση του μοντέλου [37] προκύπτουν καλύτερα αποτελέσματα σε σύγκριση με το [36].

Τα παραπάνω μοντέλα εμφανίζουν μικρή αστοχία στα αποτελέσματά τους, λόγω αριθμητικών περιορισμών. Ο συνδυασμός των συνιστωσών του μαγνητικού πεδίου με συνοριακές συνθήκες οδηγεί σε ένα σύνολο από γραμμικές εξισώσεις [38], οι οποίες έχουν οριστεί ανεπαρκώς, καθώς δεν λαμβάνουν υπόψη τη 3-D ροή δινορευμάτων στο εσωτερικό των μαγνητών, εξού και η διαφορά στις υπολογισμένες απώλειες και στα αποτελέσματα από την ανάλυση πεπερασμένων στοιχείων. Επιπλέον, όταν το αξονικό μήκος των μαγνητών δεν είναι επαρκώς μεγάλο σε σύγκριση με τις υπόλοιπες διαστάσεις (πλάτος και πάχος), τα μοντέλα δύο διαστάσεων μπορεί να οδηγήσουν σε μεγάλα σφάλματα. Τη λύση σε αυτό το πρόβλημα δίνει το [39], με εισαγωγή διορθωτικού συντελεστή για κάθε αρμονική:

$$F_{cn}(\omega_n) = 1 + \frac{2/(aL)}{\coth\left(\frac{\lambda L}{2}\right) + \left(\frac{a}{\gamma}\right) \coth\left(\frac{\gamma L}{2}\right) - 2a/L\gamma^2} \quad (4.21)$$

Όπου L το αξονικό μήκος του μαγνήτη, οι συντελεστές α , γ , λ για την αρμονική τάξης n δίνονται από τις σχέσεις:

$$\alpha = n p_s / R_s \quad (4.22)$$

$$\lambda = \sqrt{j \omega_n \mu_o \mu_r \sigma} \quad (4.23)$$

$$\gamma = \sqrt{\alpha^2 + \frac{n}{g\mu_i}} \quad (4.24)$$

Όπου n : η τάξη της αρμονικής, p_s : τα ζεύγη πόλων, R_s : η εσωτερική ακτίνα του στάτη, μ_r : η σχετική διαπερατότητα του μαγνήτη, σ : η ηλεκτρική αγωγιμότητα και ω_n : η γωνιακή συχνότητα της n -οστής αρμονικής.

Η απώλεια για κάθε τάξη αρμονικής (P_{cn}), με χρήση του διορθωτικού συντελεστή προκύπτει από τη σχέση:

$$P_{cn} = P_n / F_{cn}(\omega_n) \quad (4.25)$$

Όπου P_n , η τιμή της απώλειας πριν την εφαρμογή του συντελεστή για την τάξη αρμονικής n . Η συνολική απώλεια προκύπτει ως υπέρθεση των απωλειών που συνδέονται με κάθε αρμονική.

Για την επιβεβαίωση των παραπάνω, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις με χρήση 2D αναλυτικών μοντέλων με και χωρίς της χρήση του διορθωτικού συντελεστή. Το 2D μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε προκύπτει από τα [18], [40]–[42]. Οι υποθέσεις που έχουν γίνει στις παραπάνω βιβλιογραφίες είναι ότι:

- τα δινορεύματα είναι περιορισμένης αντίστασης (resistance limited), δηλαδή η σχετικά υψηλή αντίσταση των μονίμων μαγνητών περιορίζει τα επαγόμενα δινορεύματα και το πεδίο αντίδρασης των δινορευμάτων είναι αμελητέο.
- Το βάθος διείσδυσης είναι μεγαλύτερο από τις διαστάσεις του μαγνήτη.
- Το σώμα δρομέα και στάτη παρουσιάζει άπειρη διαπερατότητα.

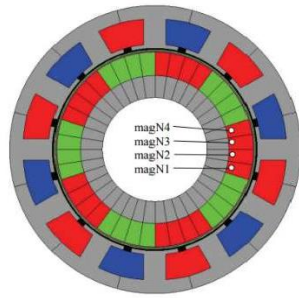
Το μοντέλο αυτό μπορεί να λάβει υπόψιν τόσο τις αρμονικές χρόνου των ρευμάτων στάτη, όσο και την κατάτμηση των μαγνητών κατά περιφερειακή φορά. Η αντίστοιχη πυκνότητα ρεύματος στο στάτη αντικαθίσταται από ισοδύναμο φύλλο μετάλλου ρεύματος (current sheet) που περιέχει αρμονικές χρόνου:

$$J_s(\theta, t) = \begin{cases} \frac{q}{2} \sum_n J_n \cos(np_s\theta - p_r\Omega t), & n = qk - 1 \text{ (forward rotation)} \\ \frac{q}{2} \sum_n J_n \cos(np_s\theta + p_r\Omega t), & n = qk + 1 \text{ (reverse rotation)} \\ 0, & n \neq qk + 1 \end{cases} \quad (4.26)$$

Όπου q : ο αριθμός των αυλάκων, p_s , p_r : ο αριθμός των ζευγών πόλων του τυλίγματος στάτη και των μονίμων μαγνητών αντίστοιχα, θ : η γωνία μετατόπισης του στάτη, Ω : η γωνιακή ταχύτητα και J_n : το πλάτος της n -οστής αρμονικής:

$$J_n = \frac{2N_s I_m K_{wn}}{\pi R_s} \quad (4.27)$$

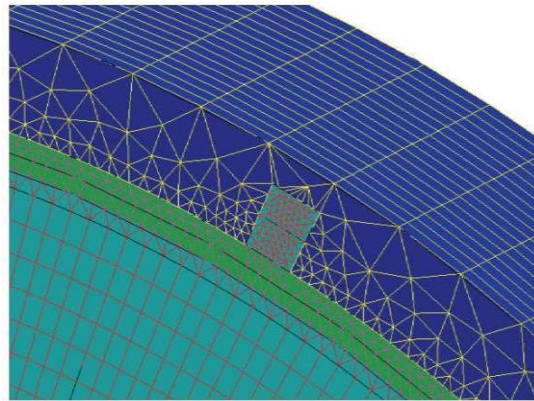
Όπου R_s : η εσωτερική ακτίνα του στάτη, N_s , I_m : ο αριθμός των εν σειρά σπειρών ανά φάση και η μέγιστη τιμή ρεύματος, αντίστοιχα και K_{wn} : ο συντελεστής τυλίγματος για τη n -οστή αρμονική συνιστώσα. Η σύγκριση με χρήση και μη του διορθωτικού συντελεστή του παραπάνω μοντέλου πραγματοποιήθηκε σε κινητήρα μονίμων επιφανειακών μαγνητών:



(α)

Stator outer diameter (mm)	130
Machine active length (mm)	100
Stator bore radius (mm)	39
Number of turn per coil	17
Rated speed (rpm)	5000
Magnet outer radius (mm)	37.5
Magnet inner radius (mm)	28.43
Width of slot opening (mm)	1.5
Rated current (peak, A)	75.5
Magnet resistivity ($\mu\Omega$ cm)	90.0

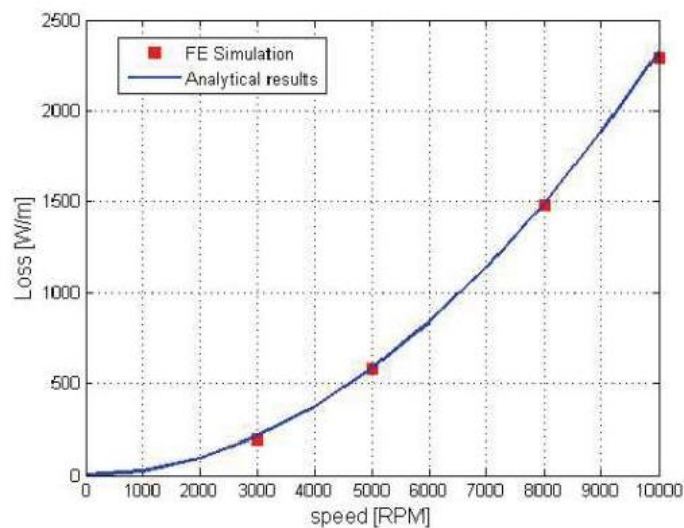
(β)



(γ)

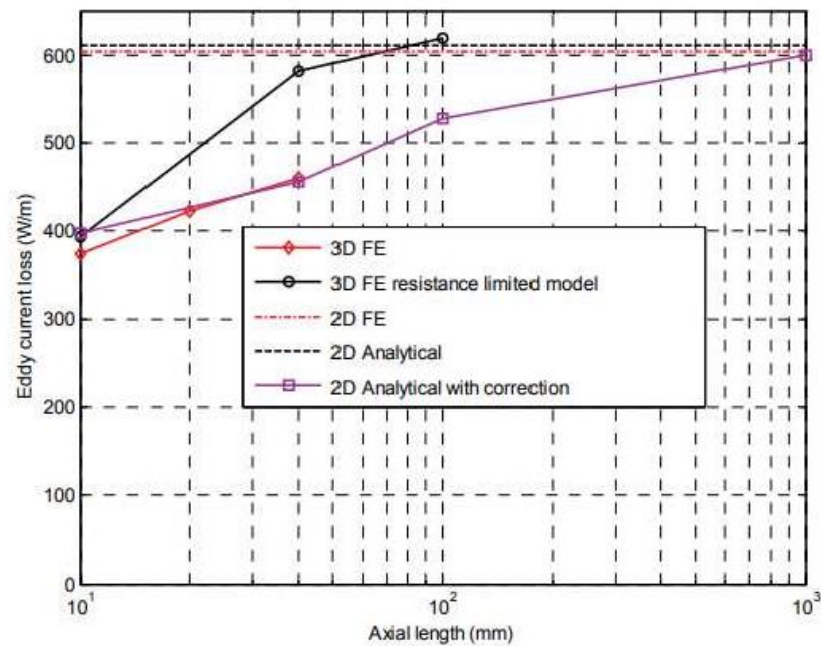
Εικ. 4.6:(α) Γεωμετρία, (β) διαστάσεις, (γ) πλέγμα κινητήρα μονίμων επιφανειακών μαγνητών [39]

Οι μετρήσεις που προέκυψαν με χρήση του διορθωτικού συντελεστή της μεθόδου και της ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων είναι:



Εικ. 4.7: Σύγκριση αναλυτικής με διορθωτικό συντελεστή και αποτελεσμάτων μέσω FEA[39]

Ενώ, για σύγκριση με πολλαπλές μεθόδους υπολογισμού προκύπτει:



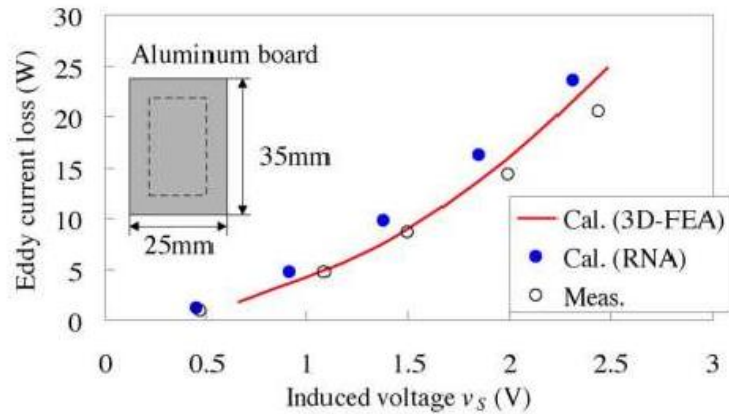
Εικ. 4.8: Σύγκριση πολλαπλών μεθοδολογιών υπολογισμού διακύμανσης απωλειών δινορευμάτων[39]

Πράγματι, φαίνεται ότι με τη χρήση του διορθωτικού συντελεστή η ακρίβεια των αποτελεσμάτων μέσω της δισδιάστατης αναλυτικής λύσης αυξάνεται. Μεταξύ των άλλων, για τις τεχνικές του παραπάνω διαγράμματος δίνονται και οι ενδεικτικοί χρόνοι υλοποίησης τους:

Prediction technique	Indicative computation time
2D analytical	< 10 seconds
2D analytical with correction factors	< 10 seconds
2D FE full model	~ 25 minutes
3D resistance limited model	~ 1~2.5 hours
3D simplified dynamic model	~ 60 hours

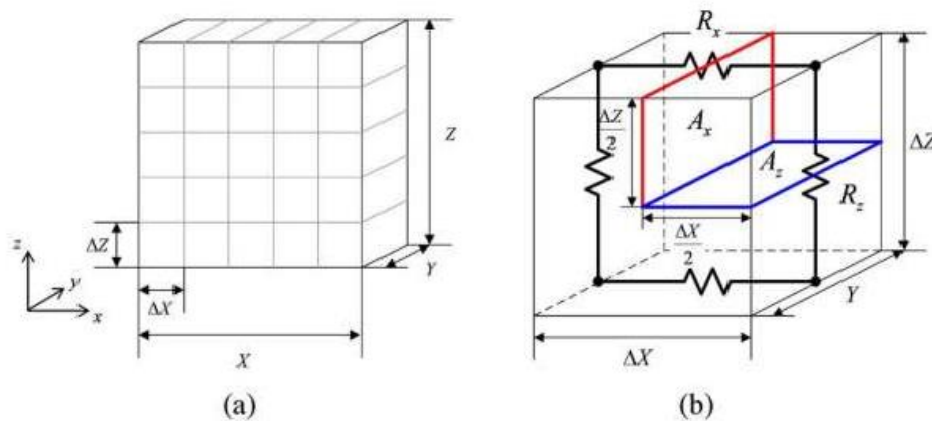
Εικ. 4.9: Χρόνοι υλοποίησης τεχνικών απωλειών Eddy-Current [39]

Στο [43], προτείνεται υπολογισμός των απωλειών δινορευμάτων μέσω ανάλυσης δικτύου μαγνητικών αντιστάσεων ή απροθυμίας (Reluctance Network Analysis-RNA). Η συγκεκριμένη μεθοδολογία λαμβάνει υπόψη το πεδίο αντίδρασης των δινορευμάτων, με χρήση μαγνητικών επαγωγών. Για την επιβεβαίωση και την εγκυρότητα της μεθόδου γίνεται έλεγχος του μοντέλου σε λεπτή πλάκα αλουμινίου και τα αποτελέσματα ελέγχονται μέσω ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων(FEA) και πειραματικής μεθόδου:



Εικ. 4.10: Επιβεβαίωση αποτελεσμάτων μεθόδου μέσω πειραματικής διερεύνησης και ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων[43]

Αρχικά, δημιουργείται το αντίστοιχο ηλεκτρικό δίκτυο του αγωγού, μέσω του οποίου προκύπτει το αντίστοιχο δίκτυο μαγνητικών αντιστάσεων (RNA). Η διαδικασία που ακολουθείται είναι ο διαχωρισμός του αγωγού/μαγνήτη σε K στοιχεία και κάθε στοιχείο εκφράζεται ως δισδιάστατη μονάδα στο αντίστοιχο ηλεκτρικό κύκλωμα ως εξής:



Εικ. 4.11: (a) Κατάτμηση αγωγού σε K στοιχεία, (b) Αντίστοιχο ηλεκτρικό κύκλωμα στοιχείου [43].

Οι αντιστάσεις R_x , R_z υπολογίζονται ως εξής:

$$R_x = \rho \frac{2 \cdot \Delta X}{\Delta Z \cdot \gamma} \quad (4.28)$$

$$R_z = \rho \frac{2 \cdot \Delta Z}{\Delta X \cdot \gamma} \quad (4.29)$$

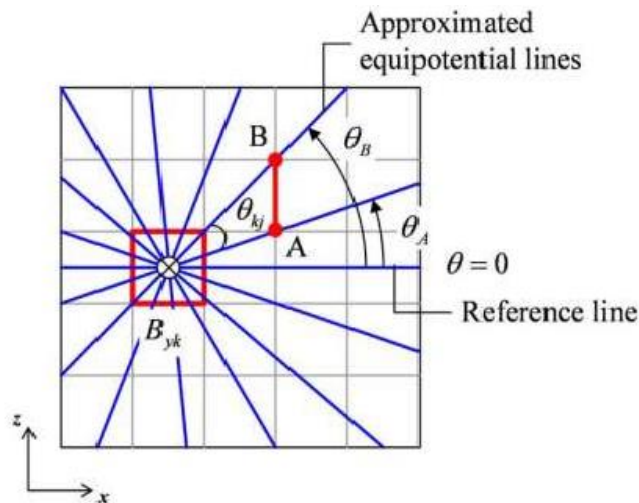
Όπου ρ η ειδική ηλεκτρική αντίσταση του αγωγού, γ το πάχος του αγωγού και ΔX , ΔZ οι στοιχειώδεις διαστάσεις του k στοιχείου. Η μαγνητική πυκνότητα ροής στο στοιχείο k , εισέρχεται κάθετα στο επίπεδο και συμβολίζεται με B_{yk} . Έτσι, είναι

δυνατός ο υπολογισμός της αντίστοιχης Ηλεκτρεγερτικής δύναμης(HEΔ) του στοιχείου k και έπειτα της αντίστοιχης επαγόμενης τάσης. Συγκεκριμένα:

$$\text{HE}\Delta: e_k = -\frac{\partial B_{yk}}{\partial t} \Delta X \Delta Z \quad (4.30)$$

Για δύο σημεία του δικτύου A, B η επαγόμενη τάση είναι:

$$V_{AB} = e_k \frac{\theta_A - \theta_B}{2\pi} \quad (4.31)$$



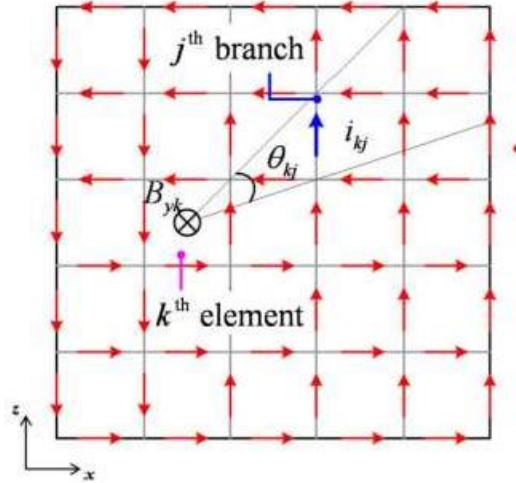
Γενικεύοντας την παραπάνω σχέση η επαγόμενη τάση της j διακλάδωσης που παράγεται από την B_{yk} στο k στοιχείο είναι:

$$V_{kj} = e_k \frac{\theta_{kj}}{2\pi} \quad (4.32)$$

Και η συνολική τάση της διακλάδωσης j:

$$V_j = \sum_{k=1}^K e_k \frac{\theta_{kj}}{2\pi} \quad (4.33)$$

Με τον υπολογισμό των αντιστάσεων και των αντίστοιχων επαγόμενων τάσεων για όλες τις διακλαδώσεις, δημιουργείται ένα ηλεκτρικό δίκτυο, μέσω του οποίου πραγματοποιείται ο υπολογισμός των δινορευμάτων.



Εικ. 4.12: Ηλεκτρικό δίκτυο [43]

Για να ληφθεί υπόψιν το πεδίο αντίδρασης λόγω δινορευμάτων είναι απαραίτητος ο σχηματισμός του δικτύου μαγνητικών αντιστάσεων. Αρχικά, κάθε διακλάδωση j παράγει μαγνητεγερτική δύναμη (ΜΕΔ) στο αντίστοιχο μαγνητικό κύκλωμα. Το στοιχείο k δέχεται ΜΕΔ προερχόμενη από όλα τα ρεύματα διακλαδώσεων:

$$F_k = \sum_{j=1}^J i_{kj} \frac{\theta_{kj}}{2\pi} \quad (4.34)$$

όπου J το σύνολο των διακλαδώσεων και i_{kj} το ρεύμα που ρέει στη διακλάδωση j , λόγω της μαγνητικής ροής B_{yk} .

Για τα υπόλοιπα στοιχεία n του δικτύου αντίστοιχα ισχύει:

$$F_n = \sum_{j=1}^J i_{kj} \frac{\theta_{nj}}{2\pi} \quad (4.35)$$

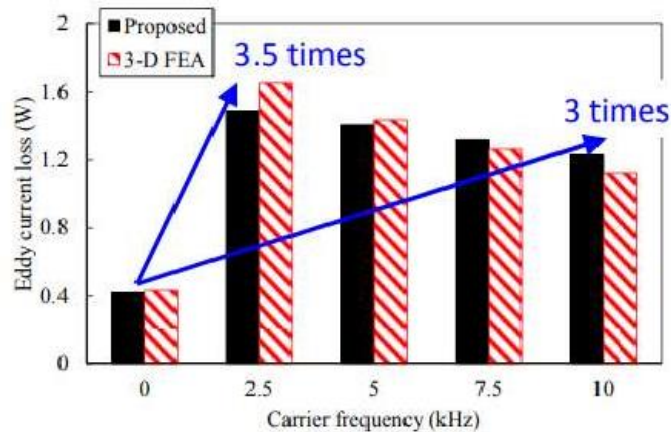
Με $n \neq k$ και F_n η ΜΕΔ στο n στοιχείο. Εφόσον, το ρεύμα i_{kj} είναι ανάλογο της ΗΕΔ e_k , οι προηγούμενες 2 σχέσεις παίρνουν την εξής μορφή:

$$F_k = L_{mk} e_k \quad (4.36)$$

$$F_n = M_{mkn} e_k \quad (4.37)$$

Όπου L_{mk} , η αντίστοιχη μαγνητική αυτεπαγωγή του στοιχείου που εκφράζει την ΜΕΔ που προκύπτει από την ροή στο ίδιο το στοιχείο k και M_{mkn} , η μαγνητική επαγωγή του στοιχείου που εκφράζει την ΜΕΔ στο στοιχείο k που προέρχεται από το στοιχείο n ($n \neq k$). Με τον τρόπο αυτό είναι δυνατός ο σχηματισμός του αντίστοιχου μαγνητικού κυκλώματος.

Στο [44], χρησιμοποιήθηκε η διαδικασία που περιγράφηκε στο [43], για προσδιορισμό της επιρροής των αρμονικών φέροντος σήματος από PWM σε σύγχρονο κινητήρα μόνιμων επιφανειακών μαγνητών, δίνοντας μία ακόμα επιβεβαίωση της επιρροής των διαστρεβλωμένων ρευμάτων στις απώλειες δινορευμάτων μαγνήτη (Ενότητα 3.3.3). Τα αποτελέσματα που προέκυψαν συγκρίθηκαν με ανάλυση πεπερασμένων στοιχείων τριών διαστάσεων (3-DFEA), όπως παρουσιάζεται παρακάτω:



Εικ. 4.13: Απώλειες Eddy-Current Μαγνήτη για διαφορετικές Συχνότητες Φέροντος σήματος [44]

Το παραπάνω μοντέλο έχει σφάλμα σε σύγκριση με τις μετρήσεις που προέκυψαν από ανάλυση πεπερασμένων στοιχείων στη χειρότερη περίπτωση της τάξης του 6%.

Από τα [43], [44] προκύπτει ότι οι απώλειες μαγνήτη προερχόμενες από δινορεύματα επηρεάζονται σημαντικά από ρεύματα με αρμονικό περιεχόμενο λόγω της τροφοδοσίας μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος. Επομένως, η συχνότητα φέροντος σήματος θα πρέπει να είναι τέτοια ώστε να λαμβάνει υπόψιν την επίδραση τόσο της παραμόρφωσης του ρεύματος, όσο και της συχνότητας λειτουργίας για αποτελεσματική μείωση των απωλειών στον κινητήρα.

Στο [5], παρουσιάζεται τροποποιημένη μεθοδολογία για τον υπολογισμό των απωλειών δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες που παράγονται από το φαινόμενο αυλακώσεως του μαγνητικού κυκλώματος (slotting effect) με βάση τον συντελεστή Carter που βασίζεται στο μοντέλο που προτάθηκε από τους Gieras, Wang, Kamper στο [45]. Στο [46], επεκτείνονται τα προηγούμενα και παρουσιάζεται μία γενικευμένη μέθοδος υπολογισμού των απωλειών δινορευμάτων προερχόμενες από τις αρμονικές αύλακας του στάτη με χρήση του συντελεστή Carter. Γίνονται οι εξής 4 υποθέσεις για τον υπολογισμό δινορευμάτων λόγω αρμονικών μαγνητικής αγωγιμότητας:

α) ο υπολογισμός της πυκνότητας ροής B στον μαγνήτη μπορεί να γίνει από την κλασική θεωρία του Carter,

β) καθώς το υλικό του μαγνήτη είναι γραμμικό και παρουσιάζει σχετικά καλή αγωγιμότητα, τα δινορεύματα (EC) στο σώμα του μαγνήτη έχουν διαφορά φάσης 45 μοιρών στις περιπτώσεις όπου το εύρος του ελάσματος/ καταταμημένου μέρους του μαγνήτη είναι μεγαλύτερο του αρμονικού πολικού ύψους (pole pitch),

γ) η διαδρομή που διανύουν τα δινορεύματα μπορούν να περιγραφτούν με αντίστοιχη αντίσταση στο μαγνητικό κύκλωμα, λαμβάνοντας υπόψιν το βάθος διείσδυσης του υλικού του μόνιμου μαγνήτη και

δ) το σώμα του δρομέα πρέπει να είναι μη αγωγίμο ή χωρισμένο σε ελάσματα, έτσι ώστε να μην έχει επίδραση στη συμπεριφορά της μαγνητικής πυκνότητας ροής B .

Η θεωρία του Carter συνήθως χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό του ισοδύναμου μήκους διακένου, στη συγκεκριμένη, όμως περίπτωση εφαρμόζεται για τον υπολογισμό της διακύμανσης του μαγνητικού πεδίου B κάτω από το άνοιγμα αύλακας του μόνιμου μαγνήτη και το σώμα του μόνιμου μαγνήτη.

Ο συντελεστής Carter ορίζεται ως ο λόγος της μέγιστης μαγνητικής πυκνότητας ροής (B_{\max}) προς την μέση μαγνητική πυκνότητα (B_{av}):

$$k_C = \frac{B_{\max}}{B_{av}} \quad (4.38)$$

Η διακύμανση της μαγνητικής ροής, θεωρώντας πως δεν παρουσιάζεται απόσβεση των δινορευμάτων στο εσωτερικό του μαγνήτη, σύμφωνα με την θεωρία του Carter είναι:

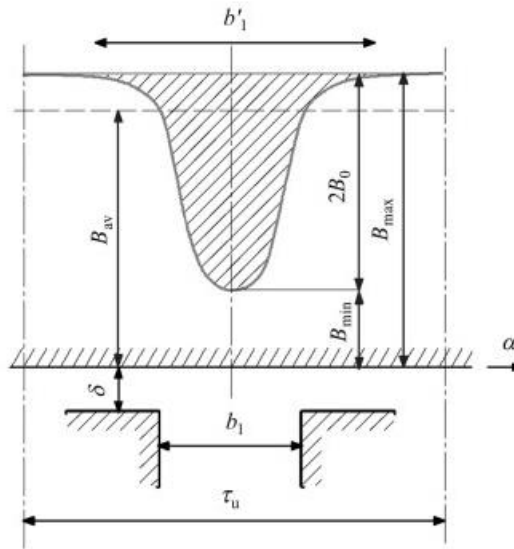
$$\begin{aligned} \beta &= \frac{B_o}{B_{\max}} = \frac{(B_{\max} - B_{\min})}{2B_{\max}} = \frac{1 + u^2 - 2u}{2(1 + u^2)} \text{ όπου } u \\ &= \frac{b_1}{2\delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{b_1}{2\delta}\right)^2} \quad (4.39) \end{aligned}$$

Όπου b_1 το άνοιγμα αύλακας, δ το μήκος του φυσικού διακένου.

Αναπτύσσοντας τη πυκνότητα ροής ως σειρά Fourier στο διάστημα $\alpha \in [0, 2\pi/Q_s]$, όπου α η σχετική γωνιακή θέση μεταξύ δρομέα/στάτη και Q_s το πλήθος αυλάκων στάτη, γίνεται δυνατή η επέκταση της θεωρίας Carter, δίνοντας τη δυνατότητα ανάλυσης του συχνοτικού περιεχομένου λόγω αρμονικών μαγνητικής αγωγιμότητας (permeance harmonics). Η πυκνότητα ροής B είναι:

$$B_\delta(\alpha) = B_{av} \left[1 - \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \beta k_c a_{1k} \cos(kQ_s \alpha) \right] \quad (4.40)$$

Όπου $a_{1k} = \frac{2 \sin(k\pi \frac{b'_1}{\tau_u})}{k\pi(1 - (k\frac{b'_1}{\tau_u})^2)}$, $b'_1 = \gamma \frac{\delta}{\beta}$, $\gamma = \frac{(b_1/\delta)^2}{5 + b_1/\delta}$. Το b'_1 , περιγράφει το συνολικό εύρος, όπου το άνοιγμα αύλακας έχει επίδραση στην επιφάνεια πυκνότητας ροής του δρομέα και τ_u , η απόσταση ενός slot pitch σύμφωνα με τη θεωρία του Carter (Εικ. 4.14).



Εικ. 4.14: Κατανομή μαγνητικής πυκνότητας ροής B σύμφωνα με τη θεωρία Carter [46].

Τα αρμονικά πλάτη της πυκνότητας ροής (B_k), λόγω αρμονικών μαγνητικής αγωγιμότητας (permeance harmonics) θα είναι:

$$\widehat{B}_k = B_{av} \beta k_c \frac{2 \sin(k\pi \frac{b'_1}{\tau_u})}{k\pi(1 - (k\frac{b'_1}{\tau_u})^2)} \quad (4.41)$$

Κάθε αρμονικό πλάτος θα έχει το αντίστοιχο δικό του pole pitch:

$$\tau_k = \tau_u / 2k$$

Αντίστοιχα, οι συχνότητες και οι γωνιακές ταχύτητες των διακυμάνσεων μαγνητικής ροής στο μαγνήτη λόγω αρμονικών αύλακας (slotting effect) και περιστροφής του δρομέα θα είναι:

$$f_{PM,k} = kn_s Q_s, \omega_{PM,k} = 2\pi f_{PM,k} \quad (4.42)$$

Τέλος, το βάθος διείσδυσης λόγω επιδερμικού φαινομένου (skin effect) στουλικό του μόνιμου μαγνήτη είναι:

$$\delta_{PM} = \sqrt{\frac{2\rho_{PM}}{\omega_{PM}\mu_0\mu_{r,PM}}} \quad (4.43)$$

Όπου ρ_{PM} : ηλεκτρική ειδική αντίσταση PM, μ_0 : μαγνητική διαπερατότητα κενού και $\mu_{r,PM}$: σχετική ειδική μαγνητική διαπερατότητα του μόνιμου μαγνήτη. Λαμβάνοντας υπόψιν τα παραπάνω, η πυκνότητα των δινορευμάτων στο σώμα του μαγνήτη συναρτήσκει του βάθους διείσδυσης και της πυκνότητας ρεύματος στην επιφάνεια του μαγνήτη είναι:

$$J_{PM,k} = J_{0,PM,k} e^{-z/\delta_{PM,k}} \quad (4.44)$$

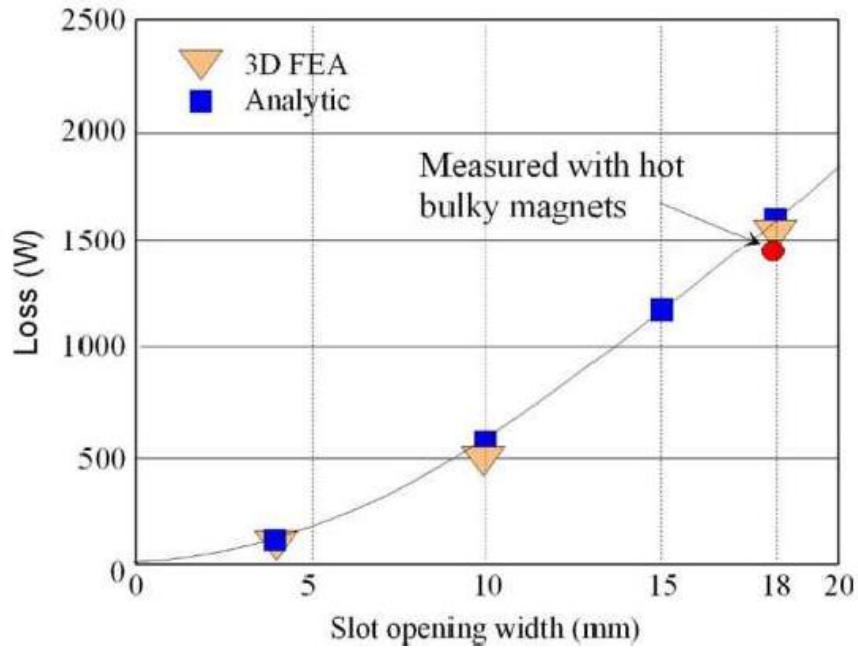
Επομένως, οι συνολικές απώλειες λόγω δινορευμάτων είναι:

$$P_{PM,k} = \int_V \frac{P_{PM,k}}{V} dV \triangleq \int_0^\infty J_{PM,k}^2 e^{-2z/\delta_{PM,k}} dz = J_{0,PM,k}^2 \frac{\delta_{PM,k}}{2} \quad (4.45)$$

Τέλος, όταν ο μαγνήτης είναι μικρότερος του βάθους διείσδυσης ($h_{PM} < \delta_{PM}$) η παραπάνω σχέση αλλάζει και παίρνει τη μορφή:

$$P_{PM,k} \triangleq \int_0^{h_{PM}} J_{PM,k}^2 e^{-2z/\delta_{PM,k}} dz = J_{0,PM,k}^2 \frac{\delta_{PM,k}}{2} \left(1 - e^{-2h_{PM}/\delta_{PM,k}} \right) \quad (4.46)$$

Με την εφαρμογή του μοντέλου σε λειτουργία κενού φορτίου, ώστε να μην έχουν συνεισφορά οι αρμονικές χώρου λόγω ΜΕΔ και οι αρμονικές χρόνου των ρευμάτων του στάτη, προέκυψαν τα ακόλουθα αποτελέσματα:



Εικ. 4.15: Απώλειες Joule ολόσωμου μαγνήτη (bulky) σε λειτουργία κενού φορτίου προερχόμενες από τις αρμονικές μαγνητικού κυκλώματος του ανοίγματος αύλακας [46]

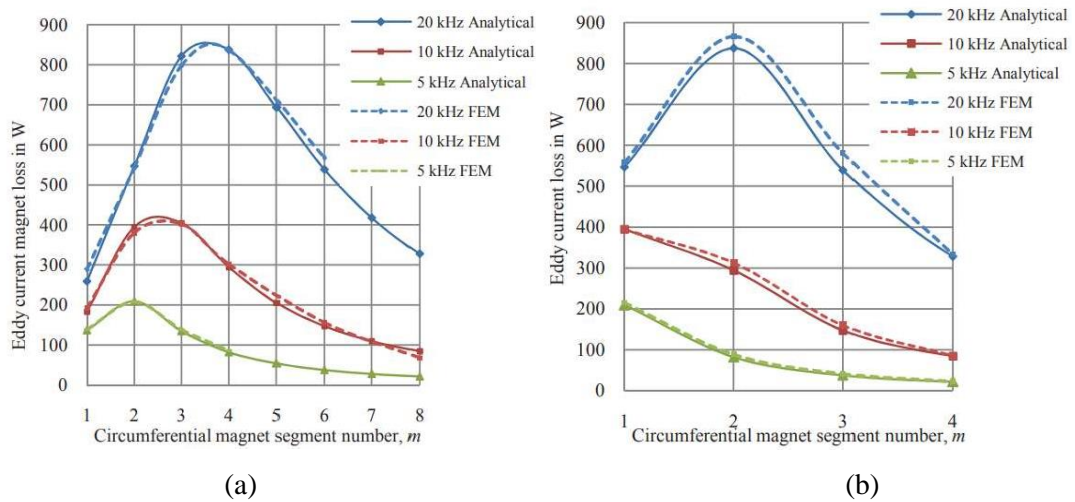
Στην Εικ. 4.15, παρατηρούμε συμφωνία των αποτελεσμάτων σε σχέση με τις προσομοιώσεις μέσω τρισδιάστατης ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων (3DFEA), με μία μικρή υπερεκτίμηση των απωλειών μέσω της αναλυτικής. Ακόμα, παρατηρούμε ότι για αύξηση του ανοίγματος αύλακας αυξάνονται και οι απώλειες, γεγονός που έρχεται σε πλήρη συμφωνία με όσα αναφέρθηκαν στην ενότητα 3.3.1.

Στο [47], αναπτύσσεται ακόμα ένα μοντέλο σε καρτεσιανές συντεταγμένες για κινητήρες εσωτερικών μαγνητών, λαμβάνοντας υπόψιν το πεδίο αντίδρασης από τα δινορεύματα, ακόμα λαμβάνεται υπόψιν η επίδραση της συχνότητας φέροντος σήματος, καθώς και η επιρροή του μήκους διακένου. Ακόμα, μελετιέται η επίδραση της περιφερειακής κατάτμησης των μαγνητών, δίνοντας ορισμένα ενδιαφέροντα αποτελέσματα, η σημασία των οποίων θα σχολιασθεί και αναλυθεί στο κεφάλαιο 5. Για την εφαρμογή του μοντέλου γίνονται οι ακόλουθες παραδοχές:

- Η διαπερατότητα του σιδήρου θεωρείται άπειρη.
- Μόνο η κανονική συνιστώσα της μαγνητικής πυκνότητας ροής λαμβάνεται υπόψιν ($B_x=B_z=0$).
- Λαμβάνεται υπόψιν μόνο η αξονική συνιστώσα της πυκνότητας ρεύματος ($J_x=J_y=0$).
- Δεν συνυπολογίζονται οι προερχόμενες από τις αύλακες στάτη αρμονικές (stator slotting effect).

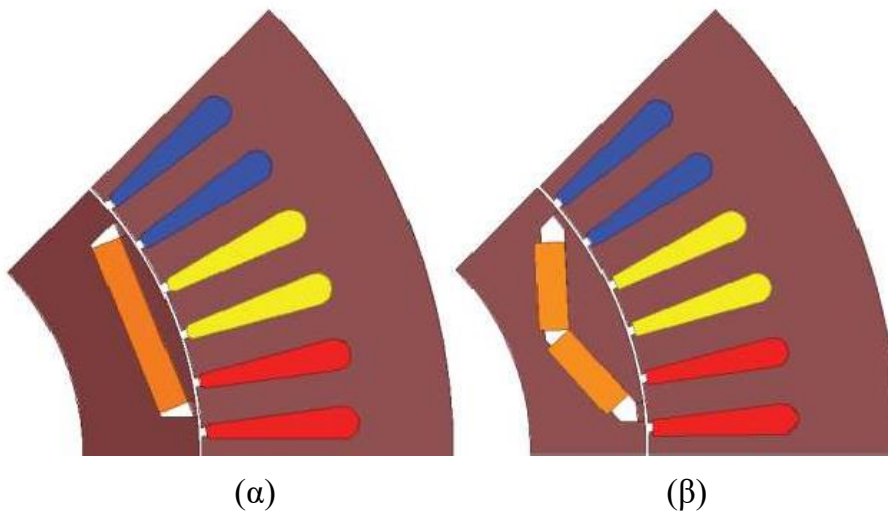
Η ανάλυση πραγματοποιήθηκε σε δύο διαφορετικούς κινητήρες εσωτερικών μονίμων μαγνητών και έγινε σύγκριση των αποτελεσμάτων με 2D μεθόδου

πεπερασμένων στοιχείων (FEM) και παρατηρείται μέγιστη διαφορά αποτελεσμάτων μεταξύ της αναλυτικής μεθόδου και των μετρήσεων από τη 2D μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων της τάξης του 8%.

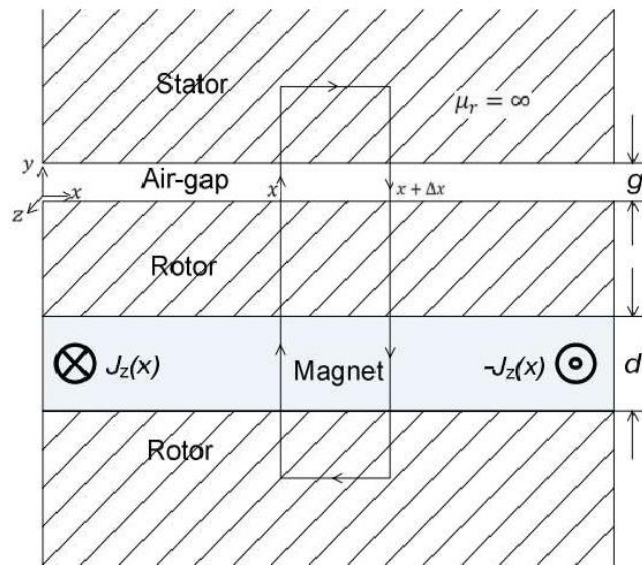


Εικ. 4.16: Διακύμανση απωλειών για διαφορετικές διακοπτικές συχνότητες φέροντος σήματος συναρτήσει του αριθμού κατάτμησης του μαγνήτη. (α) Κινητήρας 1, (β) Κινητήρας 2[47]

Οι γεωμετρίες των κινητήρων που μελετήθηκαν, καθώς και τα χαρακτηριστικά τους παρουσιάζονται παρακάτω:



Εικ. 4.17:(α) Κινητήρας 1, (β) Κινητήρας 2 εσωτερικών μονίμων μαγνητών (IPM) για ανάλυση [47]



Εικ. 4.18: Απλοποιημένη γεωμετρία κινητήρων προς ανάλυση [47], η απλοποιημένη αυτή γεωμετρία είναι ορθή όταν το πάχος διακένου είναι αρκετά μικρότερο της ακτίνας διακένου. g: πάχος διακένου, d: πάχος μαγνήτη.

Πίνακας IV: Χαρακτηριστικά IPM κινητήρων [47]

Χαρακτηριστικά	Κινητήρες	
	IPM τύπου 1	IPM τύπου 2
Πόλοι	8	8
Εσωτερική ακτίνα στάτη	160mm	160mm
Εξωτερική ακτίνα στάτη	269mm	269mm
Μήκος/Πάχος διακένου	0.73mm	0.73mm
Αξονικό μήκος	84mm	84mm
Πάχος Μαγνήτη	6.5mm	6.5mm
Πλάτος Μαγνήτη	37.8mm	18.9mm

Εφαρμόζοντας τον νόμο Ampere, στο βρόχο της Εικ. 4.18, συμβολίζοντας ως $g_e = g + d$ το ενεργό μήκος του διακένου και θεωρώντας ότι η μαγνητική δύναμη από το στάτη H_s είναι σταθερή στον άξονα x, έχουμε ότι:

$$g_e \frac{dH}{dx} = J_z \cdot d \quad (4.47)$$

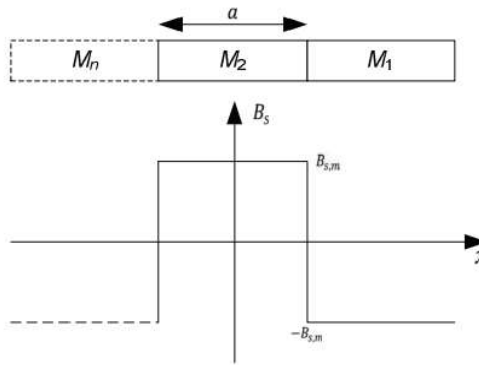
Στη συνέχεια, με εφαρμογή του νόμου Faraday προκύπτει ότι:

$$\frac{\partial J_z}{\partial x} = -\sigma \left(\frac{\partial B_s}{\partial t} + \frac{\partial B}{\partial t} \right) \quad (4.48)$$

Θεωρώντας ότι η πηγή πεδίου B_s , αλλάζει αντιπεριοδικά στην κατεύθυνση του άξονα x , τότε η διακύμανση του B_s , υπολογίζεται ακολούθως:

$$B_s = \frac{4}{\pi} B_{s,m} \sum_{n=1,3,5,7,\dots} \frac{1}{n} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{2}\right) \cdot \cos\left(n \cdot \pi \cdot \frac{x}{a}\right) \quad (4.49)$$

Όπου $B_{s,m}$ η μέγιστη τιμή του B_s , όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Εικ. 4.19: Διακύμανση πεδίου σε ένα κομμάτι μαγνήτη [47]

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (4.48), (4.49) προκύπτει για το B_s ότι ισχύει η ακόλουθη εξίσωση:

$$\frac{g_e}{d} \frac{\partial^2 B}{\partial x^2} - j\omega\mu_0\sigma B = j\omega\mu_0\sigma B_s \quad (4.50)$$

Η παραπάνω σχέση επιλύεται με χρήση σειρών Fourier και οδηγεί στην ακόλουθη λύση για τη πυκνότητα μαγνητικής ροής B :

$$B = \frac{4}{\pi} B_{s,m} \sum_{n=1,3,5,7,\dots} \frac{j\omega\mu_0\sigma}{n \cdot \left(\frac{g_e}{d} \cdot \left(\frac{n \cdot \pi}{a}\right)^2 + j\omega\mu_0\sigma\right)} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{2}\right) \cdot \cos\left(n \cdot \pi \cdot \frac{x}{a}\right) \quad (4.51)$$

Έτσι, τα επαγόμενα δινορεύματα υπολογίζονται ως εξής:

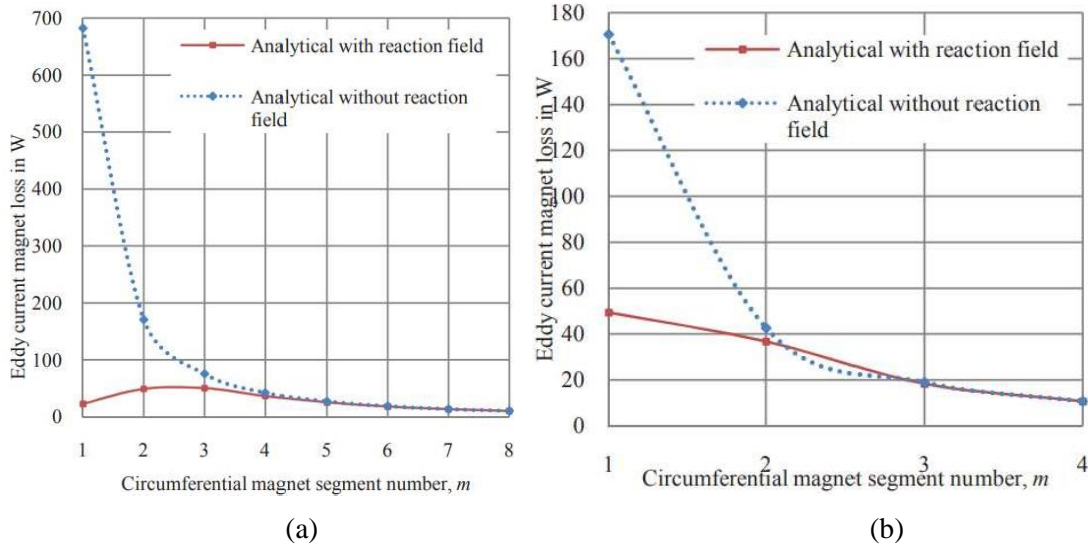
$$J_z = \frac{4}{a} \cdot \frac{g_e}{d} \cdot B_{s,m} \sum_{n=1,3,5,7,\dots} \frac{j\omega\mu_0\sigma}{n \cdot \left(\frac{g_e}{d} \cdot \left(\frac{n \cdot \pi}{a}\right)^2 + j\omega\mu_0\sigma\right)} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{2}\right) \cdot \sin\left(n \cdot \pi \cdot \frac{x}{a}\right) \quad (4.52)$$

Όπου a , το μήκος του κατατμημένου μαγνήτη.

Τέλος, αν το μήκος αξονικά(κατεύθυνση- z) του μαγνήτη είναι ίση με b , τότε οι απώλειες δινορευμάτων για κάθε τμήμα του διαιρεμένου μαγνήτη δίνονται από την ακόλουθη σχέση:

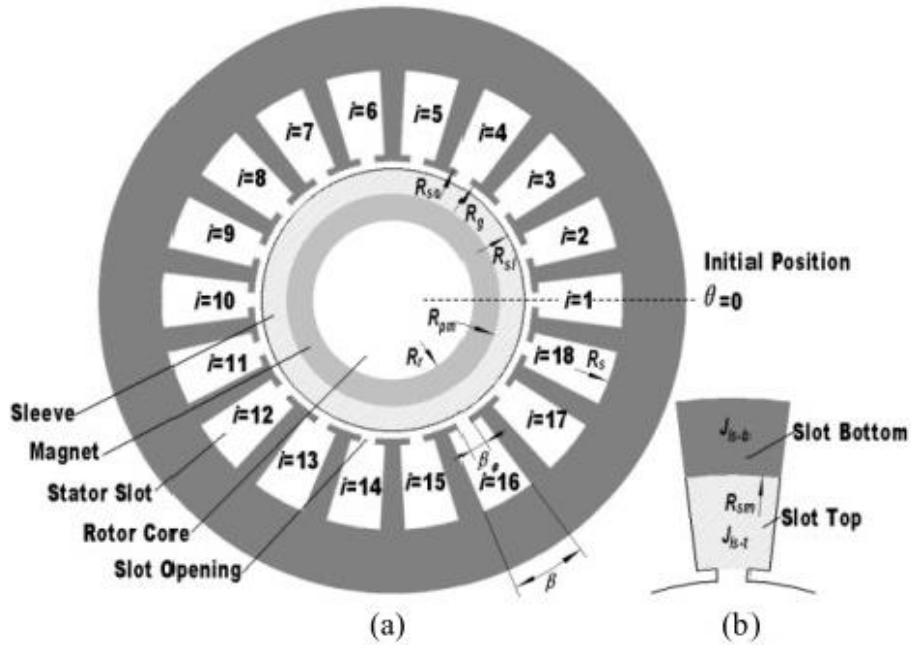
$$P = \frac{b \cdot d}{2 \cdot \sigma} \cdot \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} |J_z|^2 dx = \frac{4}{a} \cdot \left(\frac{g_e}{d}\right)^2 \cdot \sum_{n=1,3,5,7,\dots} \frac{b \cdot d \cdot \sigma \cdot \omega^2 \cdot (B_{s,m})^2}{\left(\frac{g_e}{d} \cdot \left(\frac{n \cdot \pi}{a}\right)^2\right)^2 + (\omega \mu_0 \sigma)^2} \quad (4.53)$$

Ο όρος που υποδηλώνει την αντίδραση πεδίου λόγω δινορευμάτων είναι ο $\omega \mu_0 \sigma$, χωρίς αυτόν τα αποτελέσματα εμφανίζουν μεγάλο σφάλμα (Εικ. 4.20). Παρατηρούμε ότι οι απώλειες δινορευμάτων είναι ανάλογες του πλάτους, πάχους και αγωγιμότητας του μαγνήτη, καθώς και του τετραγώνου του μαγνητικού πεδίου και του τετραγώνου της συχνότητας.



Εικ. 4.20: Διακύμανση απωλειών μαγνήτη με και χωρίς αντίδραση πεδίου (a) Κινητήρας 1, (b) Κινητήρας 2. [47]

Στο [48], αναπτύσσεται μέθοδος υπολογισμού σε πολικές συντεταγμένες των αρμονικών απωλειών δινορευμάτων στους μαγνήτες και τον προστατευτικό μανδύα σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών υψηλών ταχυτήτων, η οποία συνυπολογίζει το πεδίο αντίδρασης δινορευμάτων, τις αρμονικές λόγω ανοίγματος αύλακας (slotting effect), αρμονικά ρεύματα, καθώς και διαφορετικές καταστάσεις περιστροφής του δρομέα. Το αναλυτικό αυτό μοντέλο επιβεβαιώνεται ως προς την αποτελεσματικότητα και ακρίβεια του, τόσο από ανάλυση πεπερασμένων στοιχείων, όσο και μέσω πειραματικής μεθόδου. Η δομή της μηχανής και οι παράμετροι της προς μελέτη για το [48] είναι τα ακόλουθα:



Εικ. 4.21: (a) Περιοχές και διαστάσεις κινητήρα μόνιμου επιφανειακού μαγνήτη, (b) Αύλακα Στάτη [48].

Πίνακας V: Παράμετροι μηχανής προς ανάλυση [48]

Παράμετροι	Τιμές
Ονομαστική Ισχύς (kW)	7.5
Ονομαστική Ταχύτητα (r/min)	50.000
Ονομαστική Συχνότητα(Hz)	833.33
Τάση Τροφοδοσίας (V)	240
Αντίσταση Φάσης (mΩ)	36.6
Επαγωγή D-axis (μH)	162.34
Επαγωγή Q-axis (μH)	162.34
Αριθμός Πόλων	2
Αριθμός Αύλακων	18
Εξωτερική Ακτίνα Στάτη(mm)	58
Ακτίνα Κάτω Μέρους Αύλακας (SlotBottom) R_s (mm)	45.5
Ακτίνα Πάνω Μέρους Αύλακας (SlotTop) R_{so} (mm)	28.7
Εσωτερική Ακτίνα Στάτη R_g (mm)	27.5
Εξωτερική Ακτίνα Μανδύα (Sleeve) R_{sl} (mm)	26
Εξωτερική Ακτίνα Μαγνήτη R_{pm} (mm)	21
Εξωτερική Ακτίνα Πυρήνα Δρομέα (RotorCore) R_r (mm)	16

Μήκος Πυρήνα/Σώματος Στάτη (Stator Core) ή Ενεργό Μήκος (mm)	50
Γωνία Πλάτους Αύλακας β (degrees)	13.86
Coil Pitch (mm)	8
Αριθμός Αγωγών Ανά Αύλακα	8
Άνοιγμα αύλακας (mm)	3
Υλικό Προστατευτικού Μανδύα	TC4
Υλικό Μόνιμου Μαγνήτη	Sintered Sm ₂ Co ₁₇

Για την δόμηση του μοντέλου πραγματοποιήθηκαν οι ακόλουθες υποθέσεις:

- Ο μανδύας και ο μαγνήτης είναι ιστροπικοί, ομοιογενείς, με σταθερές διαπερατότητες και ηλεκτρικές αγωγιμότητες, αντίστοιχα.
- Άπειρη διαπερατότητα σώματος δρομέα και στάτη, ώστε να μην επηρεάζεται το μαγνητικό πεδίο.
- Τα δινορεύματα στο εσωτερικό δρομέα και στάτη αμελούνται.
- Στις αγωγίμες περιοχές τα επαγόμενα δινορεύματα έχουν αξονική κατεύθυνση, έτσι ώστε το φαινόμενο άκρων (end-effect) να αμελείται.
- Η αύλακα και το άνοιγμα της έχουν απλοποιημένη σε μορφή βεντάλιας δομή.

Εφόσον, ο μαγνήτης αποτελεί το μόνο αγωγίμο μέρος της μηχανής με βάση τις παραπάνω υποθέσεις κατά τον υπολογισμό των αρμονικών απωλειών δινορευμάτων, το μαγνητικό δυναμικό στο σώμα του μαγνήτη θα ικανοποιεί την εξίσωση διάχυσης (diffusion equation).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial^2 A_{pm}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{pm}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{pm}}{\partial \theta^2} = \mu_0 \mu_{pm} \sigma_{pm} \left(\frac{\partial A_{pm}}{\partial t} + \kappa \omega \frac{\partial A_{pm}}{\partial \theta} \right) \\ R_r \leq r \leq R_{pm}, \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \end{array} \right. \quad (4.54)$$

Η μεταβλητή κ στην παραπάνω εξίσωση αντιπροσωπεύει την κατάσταση στην οποία βρίσκεται ο δρομέας και υποδηλώνει την επιρροή της μηχανικής περιστροφής του δρομέα στο βάθος διείσδυσης του ac μαγνητικού πεδίου. Αν παραδείγματος χάριν ο δρομέα περιστρέφεται σύγχρονα με την θεμελιώδη συνιστώσα της ΜΕΔ, τότε κ=1. Στην περίπτωση που ο δρομέας παραμένει ακίνητος, η μεταβλητή κ ισούται με 0. Επιπρόσθετα, η μεταβλητή R_r αντιστοιχεί στην εξωτερική ακτίνα του σώματος του δρομέα, η R_{pm} στην ακτίνα του μαγνήτη, η μ_{pm} στη σχετική διαπερατότητα του μαγνήτη, η μ₀ τη διαπερατότητα του κενού, η σ_{pm} στην ηλεκτρική αγωγιμότητά του και τέλος το ω αναλογεί στην ηλεκτρική γωνιακή συχνότητα του θεμελιώδους ρεύματος.

Αν ο δρομέας αποτελείται από φερομαγνητικό υλικό και με την προϋπόθεση ότι έχει άπειρη μαγνητική διαπερατότητα, η δύναμη του μαγνητικού πεδίου στο όριο μεταξύ μαγνήτη και πυρήνα δρομέα θα είναι μηδενική. Επομένως, το μαγνητικό δυναμικό στο εσωτερικό του μαγνήτη ικανοποιεί την εξής συνοριακή συνθήκη:

$$-\frac{1}{\mu_0 \mu_{pm}} \frac{\partial A_{pm}}{\partial r} \Big|_{r=R_r} = 0 \quad (4.55)$$

Με βάση την εξίσωση (4.55), η λύση για το μαγνητικό δυναμικό από την (4.54) στο μαγνήτη είναι:

$$A_{pm} = \sum_{n+m=0} [C_{pmn,m} \left(\frac{r}{R_{pm}}\right)^n + D_{pmn,m} \left(\frac{r}{R_r}\right)^{-n}] e^{jN\theta + jm\omega t} + \sum_{n+m \neq 0} [C_{pmn,m} J_n(\eta r) + D_{pmn,m} Y_n(\eta r)] e^{jN\theta + jm\omega t} \quad (4.56)$$

$C_{pmn,m}$, $D_{pmn,m}$ οι άγνωστες αρμονικές συνιστώσες στο μαγνήτη, η εύρεση των οποίων πραγματοποιείται μέσω επίλυσης των συνοριακών συνθηκών στις αντίστοιχες περιοχές στο παράρτημα της βιβλιογραφίας [48]. Οι όροι J_n , Y_n είναι οι πρώτου και δεύτερου είδους n -οστές συναρτήσεις της εξίσωσης Bessel, αντίστοιχα. Η μεταβλητή η στην (4.56) ορίζεται ως:

$$\eta = \frac{1-j}{\lambda} \quad (4.57)$$

Όπου λ το βάθος διείσδυσης στο μαγνήτη ίσο με:

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{(\kappa N + m)\omega \mu_0 \mu_{pm} \sigma_{pm}}} \quad (4.58)$$

Βασιζόμενοι στην εξίσωση Poynting, οι απώλειες στο μαγνήτη δίνονται από την εξής σχέση:

$$P_{pm} = \frac{1}{2} R_{pm} L_c \operatorname{Re} \left[\int_0^{2\pi} (E_z H_\theta^*)_{r=R_{pm}} d\theta \right] \quad (4.59)$$

Όπου L_c το αξονικό μήκος της επιφάνειας/διαδρομής των δινορευμάτων, δηλαδή του αξονικού μήκους μαγνήτη, E_z η αξονική συνιστώσα της δύναμης ηλεκτρικού πεδίου και H_θ η εφαπτόμενη συνιστώσα της δύναμης μαγνητικού πεδίου.

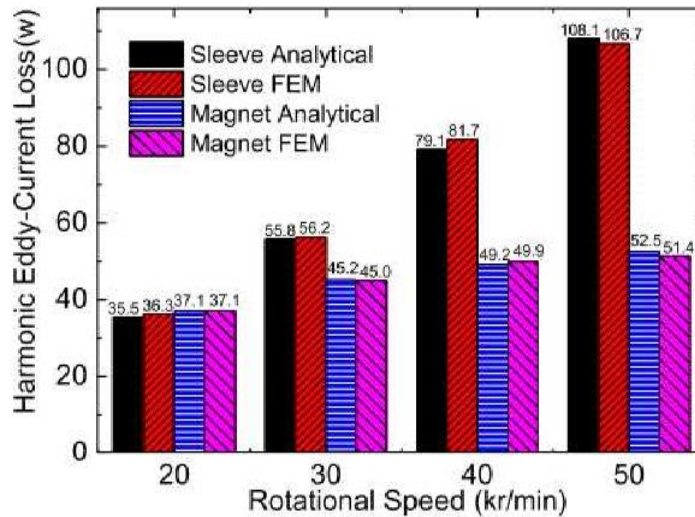
Με βάση την επίλυση του μαγνητικού δυναμικού στην εξίσωση (4.56), η παραπάνω σχέση μας δίνει τη μέση απώλεια δινορευμάτων μαγνήτη λόγω αρμονικών σε ένα πλήρη ηλεκτρικό κύκλο:

$$P_{pm} = \frac{\pi\omega R_{pm}L_c}{\mu_0\mu_{pm}} \sum_{n,m} (\kappa N + m) \cdot \text{Re}\{j[C_{pmn,m}J_n(\eta R_{pm}) + D_{pmn,m}Y_n(\eta R_{pm})] \cdot [C_{pmn,m}J'_n(\eta R_{pm}) + D_{pmn,m}Y'_n(\eta R_{pm})]^*\} \quad (4.60)$$

Τέλος, η αναλυτική μέθοδος σε σύγκριση με τα αποτελέσματα μέσω λογισμικού μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων (FEM) έδωσε σφάλμα $\approx 2.2\%$:

	Analytical Method (W)	FEM (W)	Deviation
Magnet	52.486	51.373	2.2%
Sleeve	108.079	106.667	1.3%
Total	160.565	158.040	1.6%

Εικ. 4.22: Σύγκριση αποτελεσμάτων αναλυτικής και FEM στις 50.000r/min[48]



Εικ. 4.23: Αρμονικές απώλειες δινορευμάτων για διαφορετικές ταχύτητες περιστροφής [48]

Κεφάλαιο 5: Μείωση Απωλειών Δινορευμάτων

Κατά τη μελέτη του φαινομένου των απωλειών δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες, έχουν αναπτυχθεί στη βιβλιογραφία πολλαπλές μεθοδολογίες για την μείωση τους. Αναλυτικά:

5.1 Κατάτμηση Μαγνητών:

Με την ίδια λογική που χρησιμοποιούνται λεπτά ελάσματα σιδήρου για τον περιορισμό των απωλειών σε μαγνητικούς πυρήνες σιδήρου, έτσι και για την μείωση τους στους μόνιμους μαγνήτες μία συμβατική λύση είναι η κατάτμηση τους. Αυτή η μέθοδος είναι και η πιο συνηθισμένη επιλογή για την μείωση των απωλειών δινορευμάτων.

Ο λόγος που η μέθοδος αυτή οδηγεί σε μείωση των απωλειών λόγω δινορευμάτων είναι ότι κατά την τμηματοποίηση του μαγνήτη αυξάνεται η αντίσταση του μαγνητικού σώματος. Αυτή η αύξηση στην αντίσταση περιορίζει τις διαδρομές των δινορευμάτων που αναπτύσσονται στο εσωτερικό του μαγνήτη με αποτέλεσμα την μείωση των συσχετιζόμενων απωλειών, καθώς και περιορίζουν την αύξηση θερμοκρασίας στο δρομέα. Ωστόσο, όπως θα δούμε στη συνέχεια, η κατάτμηση των μαγνητών μπορεί να οδηγήσει και σε αύξηση των δινορευμάτων όταν αριθμός των τμημάτων διαχωρισμού του μαγνήτη είναι μικρός και η μηχανή λειτουργεί σε υψηλές συχνότητες σε συγκεκριμένες τοπολογίες μονίμων μαγνητών. Αυτό συμβαίνει λόγω επιδερμικού φαινομένου, καθώς σε υψηλές συχνότητες αποτελεί σημαντικό παράγοντα και μπορεί να αντιστρέψει την επιθυμητή ιδιότητα της μείωσης απωλειών. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται 'ανωμαλία κατάτμησης'.

Στο [23], αναφέρεται ότι η κατάτμηση των μαγνητών μπορεί να πραγματοποιηθεί με έναν από τους εξής τρόπους: α) αξονικά, β) ακτινικά, γ) ως συνδυασμός των δύο προηγούμενων. Η μελέτη δείχνει ότι ο διαχωρισμός του μαγνήτη σε μικρότερα τμήματα αξονικά είναι αποτελεσματικότερος για την μείωση των απωλειών δινορευμάτων συγκριτικά με την ακτινική μέθοδο. Αναφέρεται ότι με την αύξηση των τμημάτων διαχωρισμού του μαγνήτη οι απώλειες δινορευμάτων μειώνονται σε μεγαλύτερο βαθμό, ωστόσο αυτό δεν είναι απαραίτητο και για να ισχύει πρέπει να ισχύουν κάποιες προϋποθέσεις, όπως θα δούμε μετέπειτα.

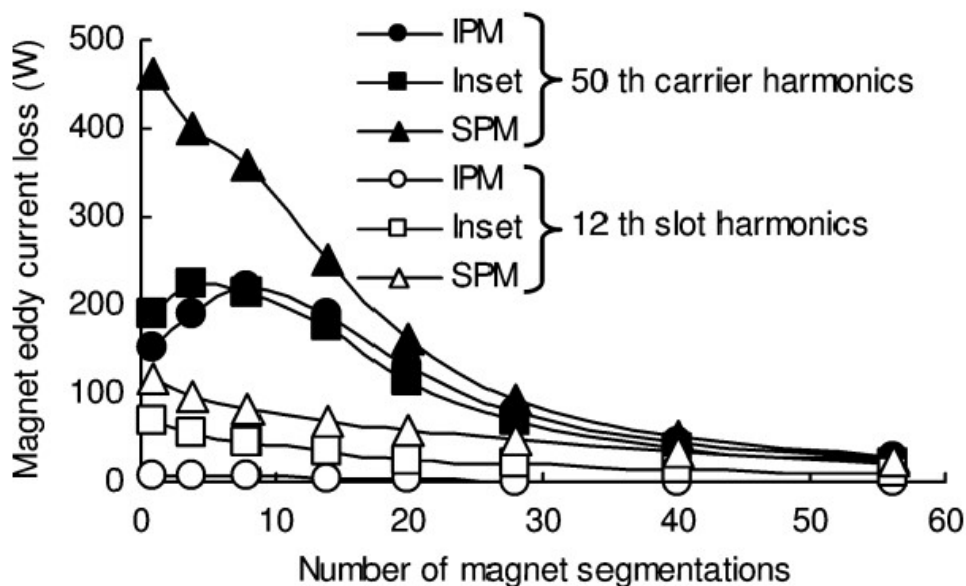
Η κατάτμηση του μαγνήτη αποτελεί μία καλή λύση περιορισμού των διαδρομών που διανύουν τα δινορεύματα στο σώμα του μαγνήτη, καθώς οι απώλειες δινορευμάτων θα εξαρτώνται μόνο από την αντίσταση της διαδρομής των δινορευμάτων. Όπως υπολογίστηκε στο [49], οι απώλειες δινορευμάτων για τον κατατμημένο μαγνήτη δίνονται από την ακόλουθη έκφραση όταν αμελείται το επιδερμικό φαινόμενο:

$$W_{segmented} = \left(\frac{l+w}{lN_{seg}+w} \right)^2 W_{non\ segmente d}$$

Όπου N_{seg} ο αριθμός των τμημάτων που έχουμε χωρίσει τον μαγνήτη. Αν το πάχος του μαγνήτη (w) είναι πολύ μικρότερο από το μήκος του (l) τότε η παραπάνω σχέση απλοποιείται και οι απώλειες δινορευμάτων δίνονται από τη σχέση:

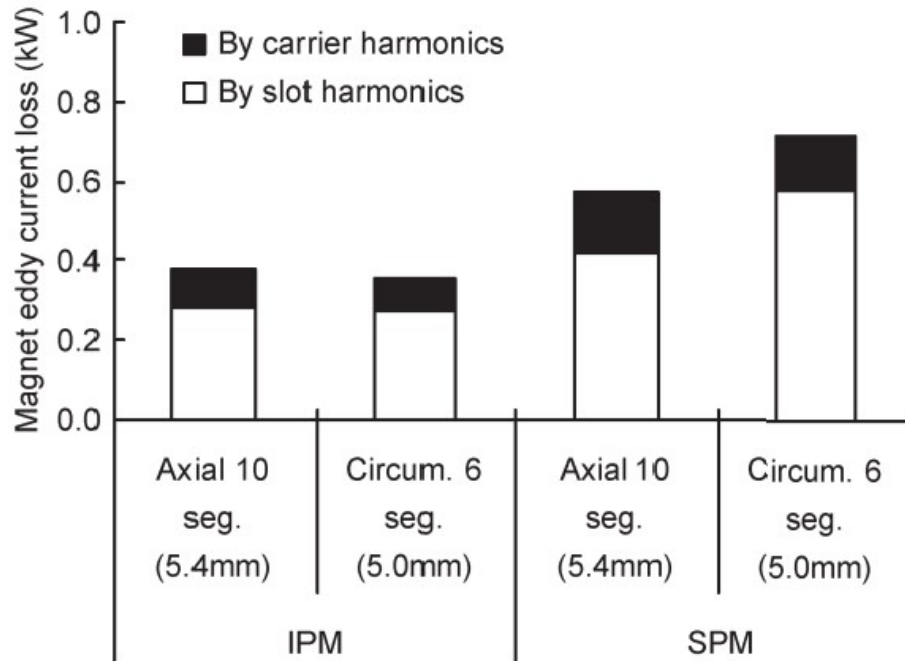
$$W_{segmented} = \frac{l}{N_{seg}^2} W_{non-segmented}$$

Στα [49], [50] πραγματοποιούνται συγκρίσεις ανάμεσα σε κινητήρα εσωτερικών μαγνητών (IPM), σε κινητήρα ένθετων μονίμων μαγνητών και σε κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών ως προς το πως επηρεάζονται οι απώλειες λόγω δινορευμάτων, προερχόμενες από τις αρμονικές αύλακας (slot harmonics) και από PWM αντιστροφή με συχνότητα φέροντος σήματος 10kHz, όταν οι μαγνήτες τους τμηματοποιούνται. Παρατηρείται ότι σε σύγχρονες μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών, η κατάτμηση των μαγνητών δεν συντελεί στον ίδιο βαθμό μείωση των απωλειών δινορευμάτων στους μαγνήτες, συγκριτικά με μηχανές ένθετων μαγνητών και μονίμων επιφανειακών μαγνητών.



Εικ. 5.1: Αρμονικές απώλειες δινορευμάτων με αύξηση του αριθμού κατάτμησης του μαγνήτη [50]

Επιπρόσθετα, στο [49], παρατηρείται ότι η κατάτμηση του μαγνήτη, ενώ σε κινητήρες εσωτερικών μαγνητών παρουσιάζει μικρές διαφορές αν γίνει αξονικά ή περιφερειακά, σε κινητήρες επιφανειακών μαγνητών παρατηρούμε ότι η κατάτμηση αξονικά οδηγεί σε μεγαλύτερη μείωση των απωλειών του μαγνήτη. Να σημειωθεί ότι και οι δύο κινητήρες έχουν συγκεντρωμένο τύλιγμα και ως “slot harmonics” στο ακόλουθο διάγραμμα είναι οι αρμονικές λόγω φαινομένου αυλακώσεως μαγνητικού κυκλώματος (slotting effect) και οι αρμονικές χώρου λόγω ΜΕΔ.

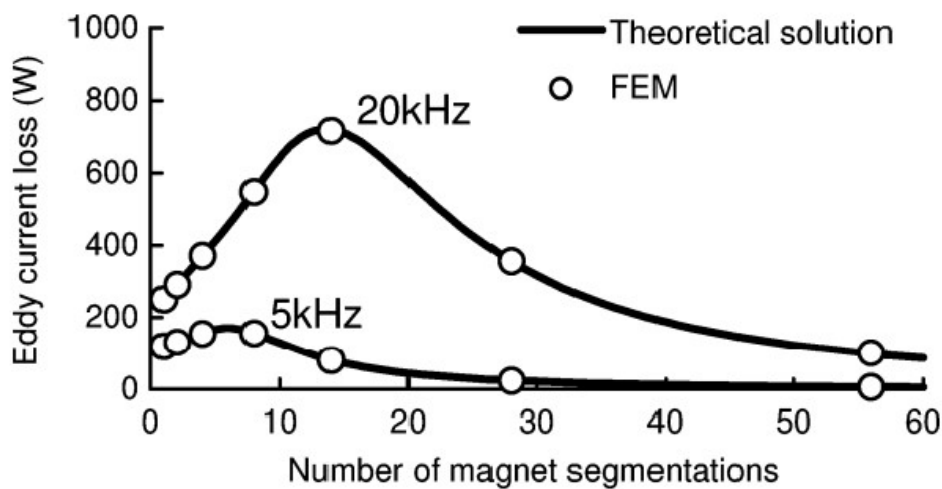


Εικ. 5.2: Μείωση απωλειών μαγνήτη σε σύγχρονη μηχανή εσωτερικών μονίμων μαγνητών (IPMSM) και επιφανειακών μονίμων μαγνητών (SMPMSM) για κατάτμηση μαγνήτη αξονικά και περιφερειακά [49].

Τέλος, παρατηρείται ένα αρκετά ενδιαφέρον φαινόμενο στην περίπτωση του κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως:

Οι απώλειες δινορευμάτων παίρνουν την μέγιστη τιμή τους όταν το αξονικό μήκος του κατατμημένου μαγνήτη είναι σχεδόν διπλάσιο του βάθους διείσδυσης ($l \approx 2 \cdot \delta$). Όταν το πλήθος των τμηματοποιήσεων είναι μικρό, τα δινορεύματα (eddy-currents) λόγω επιδερμικού φαινομένου (skin-effect) τείνουν να συγκεντρώνονται στις άκρες του μαγνήτη με αποτέλεσμα να έχουμε το παράδοξο της αύξησης των απωλειών δινορευμάτων, ενώ κανονικά θα αναμέναμε μείωση τους. Αντιθέτως, όταν ο αριθμός κατατμήσεως του μαγνήτη είναι αρκετά μεγάλος και το αξονικό μήκος του αγωγού είναι μικρότερο του βάθους διείσδυσης, τότε οι απώλειες μειώνονται με την αύξηση των τμηματοποιήσεων του μόνιμου μαγνήτη (Εικ. 5.3). Οι διαφορές στο φαινόμενο μείωσης των απωλειών λόγω της μορφής του ρότορα οφείλονται στις διαφορές στα πεδία αντίδρασης που παράγονται από τα δινορεύματα των μαγνητών. Στη περίπτωση τύπου μηχανής εσωτερικών μονίμων μαγνητών (IPM), το επιδερμικό φαινόμενο είναι σχετικά ισχυρό και οι απώλειες αυξάνονται όταν η συχνότητα είναι υψηλή και το πλήθος των κατατμήσεων του μαγνήτη είναι μικρό. Στη περίπτωση της μηχανής επιφανειακών μαγνητών ο μαγνήτης “βλέπει” απέναντι του το διάκενο και έτσι το πεδίο αντίδρασης είναι μικρότερο σε σχέση με αυτό της μηχανής εσωτερικών μαγνητών. Στη συνέχεια, παρουσιάζεται ο τρόπος με τον οποίο η αλλαγή των τμηματοποιήσεων του μαγνήτη επηρεάζει τις απώλειες δινορευμάτων για

διαφορετικές συχνότητες στον κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών (IPM) που εξετάστηκε:



Εικ. 5.3: Μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στο [50]

5.2 Χρήση προστατευτικού μανδύα γύρω από τους μαγνήτες:

Η ίδια ιδέα επίλυσης με βάση το διάνυσμα Poynting που αναπτύχθηκε στο [37] παρουσιάζεται και στο [51], για εύρεση των απωλειών δινορευμάτων στον δρομέα για διαφορετικές μορφολογίες του τυλίγματος στάτη (τοροειδές, συγκεντρωμένο, ελικοειδές), οι οποίες τροφοδοτούνται από ημιτονοειδή και τετραγωνική PWM τάση. Η μηχανή στην οποία εφαρμόστηκε το παραπάνω μοντέλο, είναι μηχανή μονίμων μαγνητών χωρίς αύλακες υψηλών ταχυτήτων (slotless high-speed permanent magnet) με χρήση προστατευτικού μανδύα. Για τον υπολογισμό των απωλειών δινορευμάτων με τοροειδές και συγκεντρωμένο τύλιγμα χρησιμοποιήθηκε το 2D αναλυτικό μοντέλο που προαναφέρθηκε, ενώ για το ελικοειδές τύλιγμα αναπτύχθηκε αναλυτικό 3D μοντέλο, το οποίο δεν θα μας απασχολήσει στα πλαίσια της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας.

Με βάση τις μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν προέκυψαν τα ακόλουθα αποτελέσματα:

Sleeve material	σ , S/m	Toroidal winding		Concentrated winding		Helical winding	
		$P_{\text{eddy},W}$ (Square)	$P_{\text{eddy},W}$ (Sin)	$P_{\text{eddy},W}$ (Square)	$P_{\text{eddy},W}$ (Sin)	$P_{\text{eddy},W}$ (Square)	$P_{\text{eddy},W}$ (Sin)
Carbon fiber	10^{-20}	0.74	0.54	1.15	0.83	0.77	0.61
Stainless steel	$1.4 \cdot 10^6$	1.75	1.14	2.53	1.75	1.71	1.16
Titanium	$2.4 \cdot 10^6$	1.79	1.01	2.81	1.79	1.80	1.08
Inconel 625	$7.8 \cdot 10^6$	1.54	0.48	2.93	1.42	1.67	0.60

Εικ. 5.4: Απώλειες δινορευμάτων δρομέα για μηχανή μόνιμων μαγνητών χωρίς αύλακες υψηλών ταχυτήτων για διαφορετικά είδη τυλιγμάτων, κυματομορφή ρεύματος και υλικό προστατευτικού μανδύα [51].

Παρατηρούμε ότι στη περίπτωση συγκεντρωμένου τυλίγματος, οι απώλειες δινορευμάτων είναι υψηλότερες σε σχέση με τις άλλες δύο περιπτώσεις, με την προϋπόθεση ότι σε όλες τις περιπτώσεις τα φασικά ρεύματα είναι πανομοιότυπα. Επιπρόσθετα, για τροφοδότηση με τετραγωνικού παλμού PWM και στις 3 περιπτώσεις οι απώλειες είναι υψηλότερες. Η καλύτερη επιλογή προστατευτικού μανδύα, παρατηρούμε ότι είναι όταν χρησιμοποιείται ανθρακονήμα, όπου οι απώλειες δινορευμάτων παίρνουν τη χαμηλότερη τιμή τους.

Στο [52], αναπτύσσεται λύση δύο διαστάσεων σε καρτεσιανές συντεταγμένες, πραγματοποιώντας επίλυση των μαγνητοστατικών προβλημάτων Maxwell (λαμβάνεται έτσι υπόψιν το πεδίο αντίδρασης των Eddy-Currents) σε μηχανή μόνιμων επιφανειακών μαγνητών με προστατευτικό μανδύα γύρω από τον μαγνήτη για περιορισμό των απωλειών λόγω αρμονικών ΜΕΔ. Γίνεται η υπόθεση ότι τα δινορεύματα ρέουν σε τροχιές στον άξονα z, επομένως και το μαγνητικό δυναμικό παρουσιάζει συνιστώσα μόνο στον άξονα z. Τα συμπεράσματα που προκύπτουν για λειτουργία σε δεδομένη ταχύτητα περιστροφής (6000rpm και 500rpm) είναι ότι με την χρήση του προστατευτικού μανδύα οι απώλειες δινορευμάτων είναι σαφώς μειωμένες συγκριτικά με την ίδια μηχανή κάτω από τις ίδιες συνθήκες λειτουργίας. Πιο συγκεκριμένα, αναφέρεται ότι στις 6000rpm οι απώλειες μαγνήτη λόγω δινορευμάτων με χρήση προστατευτικού μανδύα χαλκού οι απώλειες εμφανίζουν μείωση της τάξης του 98,5% , ενώ στις 500rpm μειώνονται κατά 60%.

Επομένως, η χρήση προστατευτικού μανδύα αποτελεί μία αρκετά αποτελεσματική λύση για τη μείωση των απωλειών δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες και στο δρομέα γενικότερα.

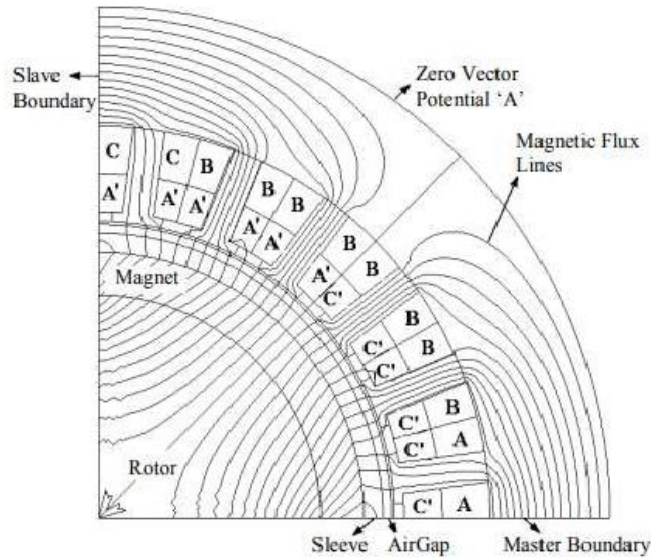
5.3 Σχήμα δρομέα/στάτη:

Όπως προαναφέρθηκε στο κεφάλαιο 3 (Ενότητα 3.3.2), διαφορετικοί συνδυασμοί πόλων/αυλάκων και επομένως διαφορετικού σχήματος δρομέα/στάτη οδηγούν σε διαφορετικές απώλειες μαγνήτη λόγω δινορευμάτων.

Επιπρόσθετα, στο [53], εξετάζεται η επίδραση της διάταξης των αυλάκων, του πάχους του διακένου και του πάχους μαγνήτη στις απώλειες δρομέα σε 3 γενικού τύπου μηχανές μονίμων μαγνητών διπλού στρώματος τυλίγματος με ίδια χαρακτηριστικά και με διαφορετικές τις 3 προαναφερθέντες παραμέτρους επιρροής σε κάθε μία μηχανή. Τα γενικά χαρακτηριστικά των 3 αυτών τοπολογιών, καθώς και η γεωμετρία τους παρουσιάζονται στα ακόλουθα σχήματα:

Parameter	Value
Number of poles	4
Number of Slots	12 or 24
Winding layers	2
Coil pitch ratio	2/3
Series turns per phase	8
Skew angle	0
Core active length	125 mm
Stator outer diameter	107 mm
Stator bore diameter	62 mm
Slot back diameter	82 mm
Tooth width	6.5 mm
Tooth tip thickness	1 mm
Slot opening	Variable
Magnet thickness	Variable
Airgap	Variable
Stator μ_r	5000
Rotor hub incremental μ_r	750
Stator conductivity	0 S/m
Rotor hub conductivity	6.7×10^6 S/m
Magnet conductivity	0.77×10^6 S/m
Magnet recoil permeability	1.07
Speed	90,000 rpm
Line current	100 A peak

Εικ. 5.5: Γενικοί παράμετροι μηχανών προς μελέτη [53]



Εικ. 5.6: Γεωμετρία Μηχανών προς μελέτη [53]

Η μέτρηση των απωλειών πραγματοποιήθηκε με δύο τρόπους: μέσω 2D αναλυτικού μοντέλου και μέσω ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων δύο διαστάσεων. Για τα 3 είδη μηχανών που μελετήθηκαν προέκυψαν οι ακόλουθες μετρήσεις:

	Slot opening (mm)	Magnet thickness (mm)	Airgap (mm)	Analytical result (W)	FEA result (W)
Machine 1	2	3.5	2.5	48	44
Machine 2	3	4.5	3.2	95	91
Machine 3	4	3.5	2.5	564	588

Εικ. 5.7: Αποτελέσματα μετρήσεων [53]

Παρατηρούμε ότι για μειωμένο άνοιγμα αύλακας, οι απώλειες δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες είναι μικρότερες.

Στα [54], [55], πραγματοποιείται βέλτιστη προσαρμογή του πλήθους των τμηματοποιήσεων μαγνήτη κατά την x και z κατεύθυνση με στόχο την βελτιστοποιημένη μείωση των παρασιτικών απωλειών δινορευμάτων.

Κεφάλαιο 6: Μελέτη Ορίων Εφαρμογής Προσεγγιστικού Υπολογισμού

Στο κεφάλαιο αυτό, θα πραγματοποιηθεί συγκριτική μελέτη ανάμεσα στην προσεγγιστική μέθοδο που αναλύθηκε στο κεφάλαιο 4 [38] και στα αποτελέσματα μέσω προσομοίωσης στο λογισμικό μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων(FEMM) δύο διαστάσεων. Στόχος της διερεύνησης του κεφαλαίου αποτελεί η εύρεση των ορίων που η προσεγγιστική μέθοδος δύο διαστάσεων δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα για τις περιοχές διακοπτικών συχνοτήτων των μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος.

Η μηχανή που χρησιμοποιήθηκε στη συγκεκριμένη υποδειγματική εφαρμογή (study-case) σχεδιάστηκε μέσω MATLAB σε συνεργασία με λογισμικό μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων (FEMM) δύο διαστάσεων και αποτελεί μία τυπική γεωμετρία κινητήρα μονίμων επιφανειακών μαγνητών.

Τα χαρακτηριστικά του κινητήρα παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας VI: Τιμές Βασικών Λειτουργικών και Σχεδιαστικών Παραμέτρων Κινητήρα που υλοποιήθηκε για την υποδειγματική εφαρμογή

Παράμετρος	Τιμή
Αριθμός Πόλων	6
Ονομαστική πυκνότητα ρεύματος $J_{N,rms}$	4 A/mm ² και 8 A/mm ² (ενεργός τιμή)
Συντελεστής πληρότητας αύλακας	0.6
Εξωτερική Ακτίνα Στάτη R_{so}	52 mm
Ακτίνα άξονα R_{ri}	25 mm
Εσωτερική Ακτίνα Μαγνήτη R_{ro}	33 mm
Πάχος διακένου l_g	0.7 mm
Πάχος μαγνήτη H_{mag}	2 mm
Εύρος μαγνήτη θ_{mag}	75% του πολικού βήματος
Πάχος δοντιού W_t	3 mm
Μήκος δοντιού L_t	10 mm
Ενεργό Μήκος L	130 mm
r_{fill}	0.3
h_{tp}	1 mm
θ	3.566162

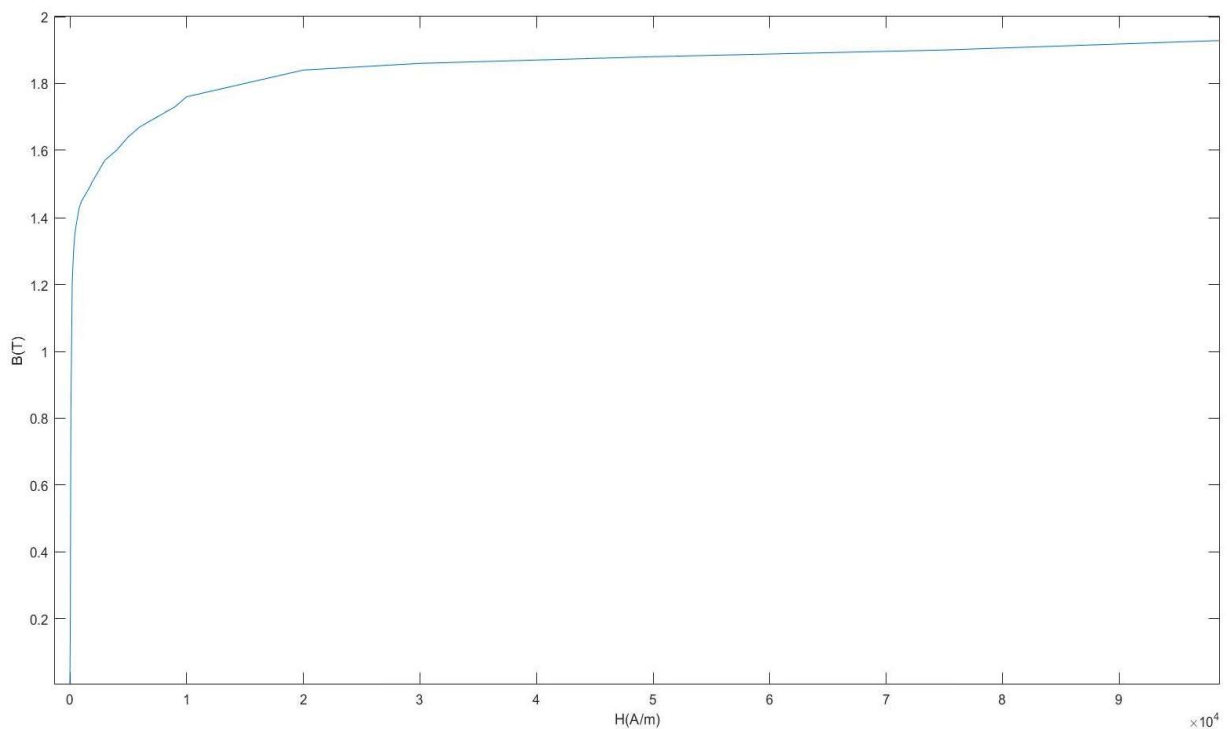
Τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για τη κατασκευή είναι τα ακόλουθα:

- Αέρας στο διάκενο.
- Χαλκός (Copper) AWG Μαγνητικού Καλωδίου (Magnet Wire, 18 AWG), κατάλληλα ορισμένο για κάθε φάση του τυλίγματος ξεχωριστά.
- Κράμα Νεοδυμίου(NdFeB) για τους μόνιμους μαγνήτες με τα εξής χαρακτηριστικά:

Παράμετρος	Τιμή
Σχετική μαγνητική διαπερατότητα μ_r	1.045
Συνέχουσα δύναμη H_c	979000 A/m

Εικ. 6.1: Παράμετροι μαγνήτη Νεοδυμίου

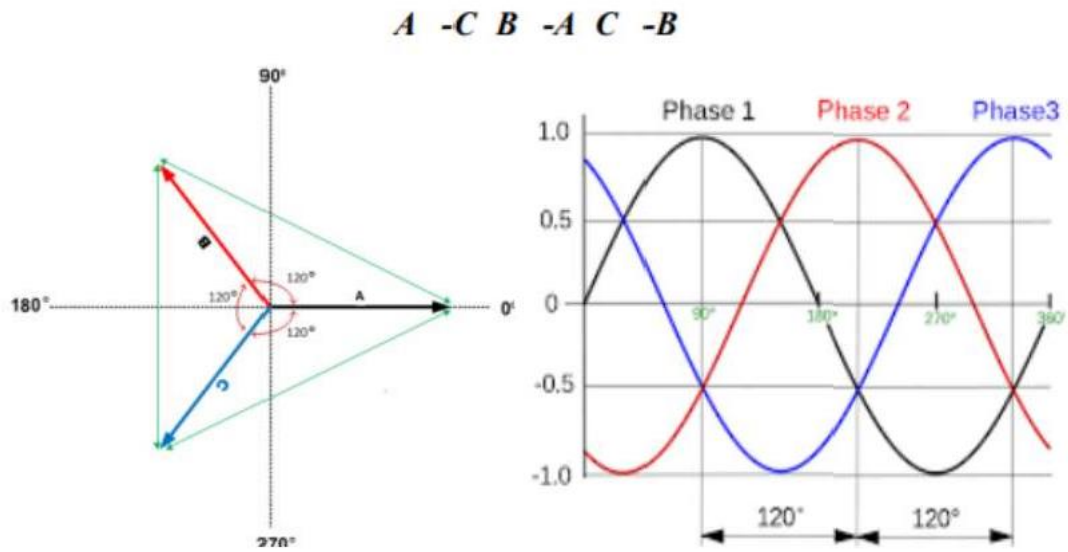
- Μαγνητική Λαμαρίνα τύπου M235 35A – πάχους 0,35 mm για το σώμα του στάτη και του δρομέα με ειδικές απώλειες 2,35 W/kg σε συχνότητα 50 Hz για μέγιστη επαγωγή 1,5 T. Παρακάτω παρουσιάζεται η καμπύλη μαγνήτισης του υλικού:



Εικ. 6.2: Καμπύλη Μαγνήτισης σιδήρου τύπου M235 35A.

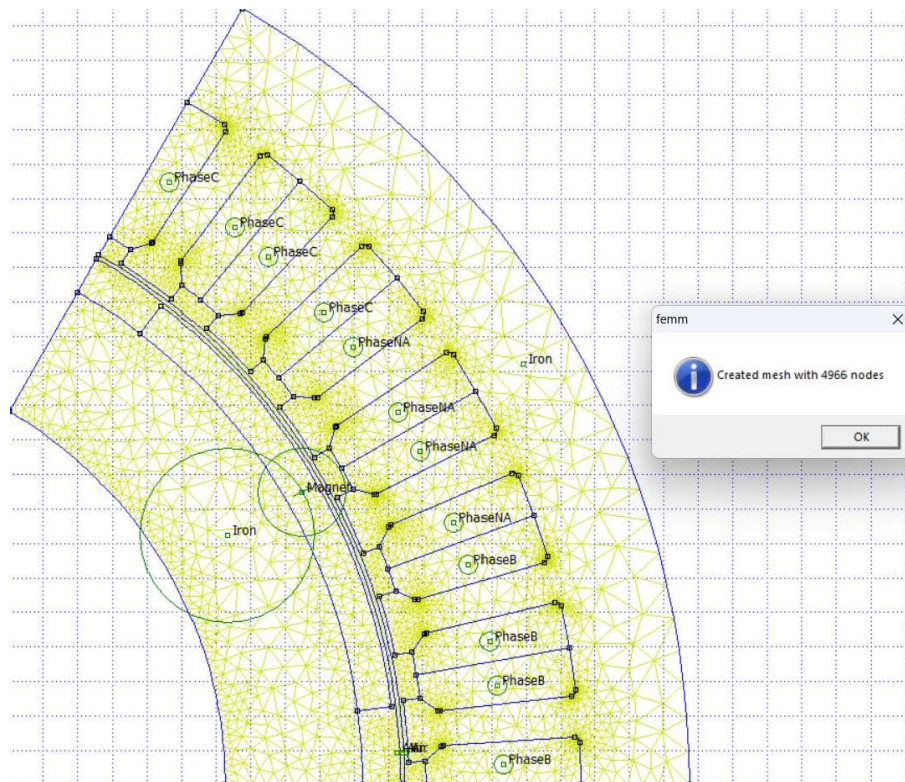
Το τυλίγμα που χρησιμοποιήθηκε είναι βροχοειδές κατανεμημένο κλασματικούβήματος 5/6 διπλής στρώσης.

Η κατανομή των ρευμάτων είναι η ακόλουθη:



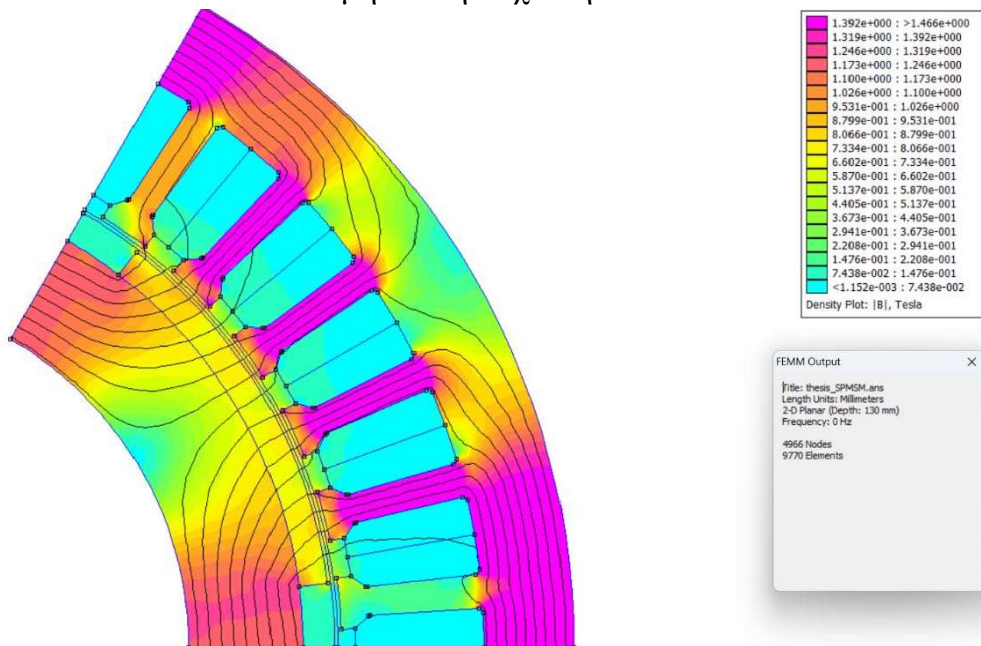
Εικ. 6.3: Διαδοχή τυλιγμάτων 3-φασικού τυλιγματος

Στη συνέχεια, παρουσιάζεται το πλέγμα:



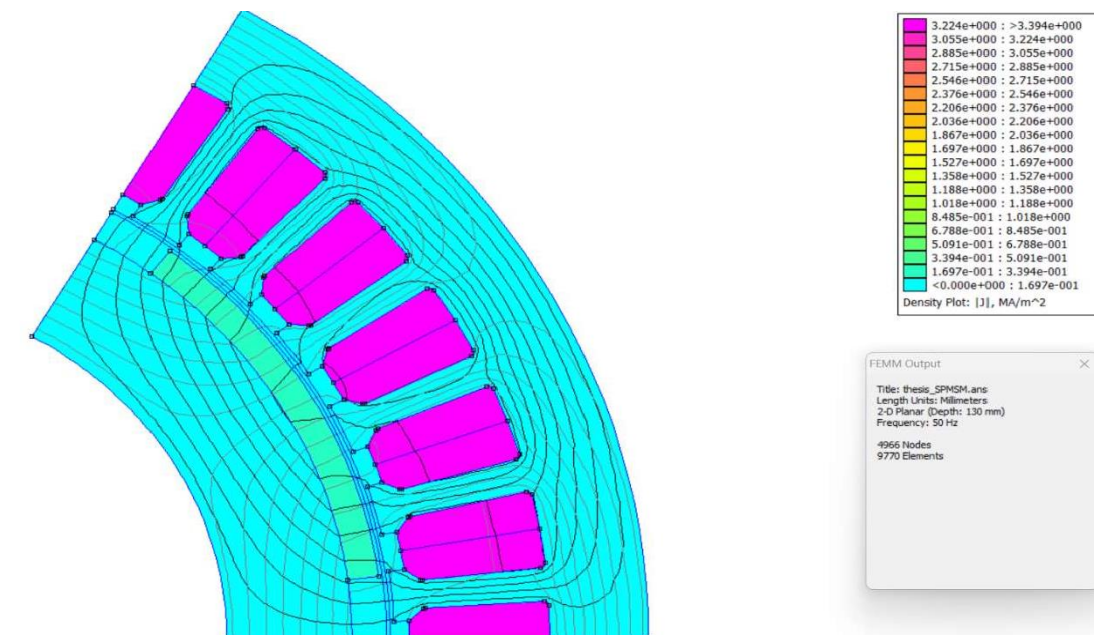
Εικ. 6.4: Πλέγμα γεωμετρίας Κινητήρα για study-case.

Παρακάτω, παρουσιάζεται η κατανομή πυκνότητας μαγνητικού πεδίου σε μηδενική συχνότητα:

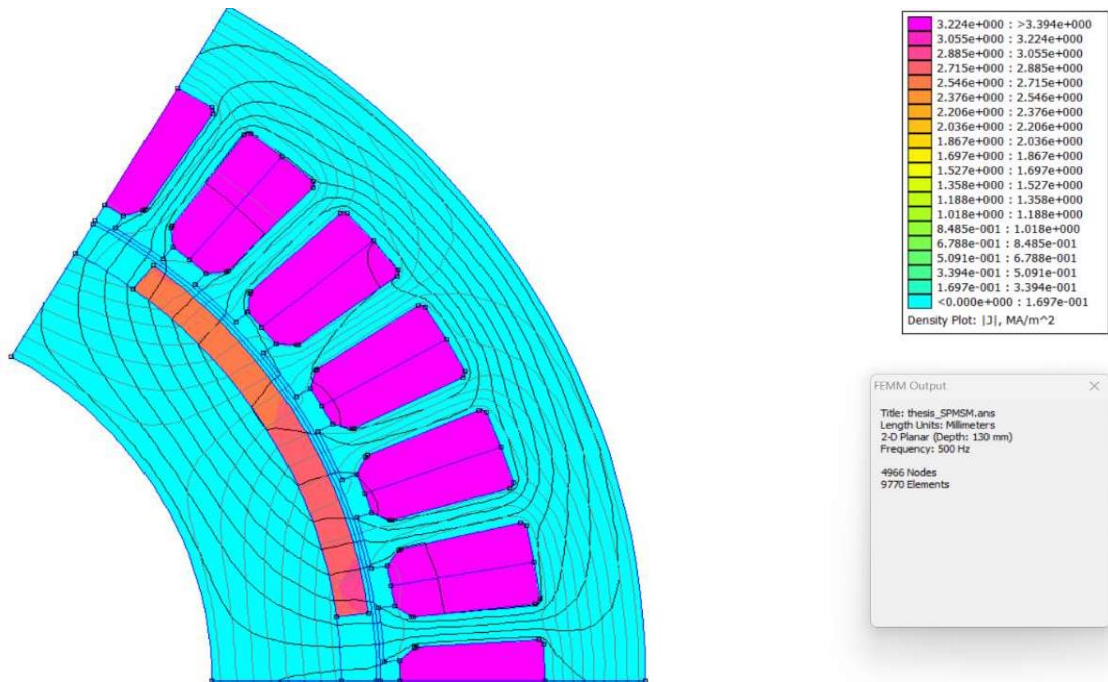


Εικ. 6.5: Κατανομή Μαγνητικού πεδίου Μηχανής

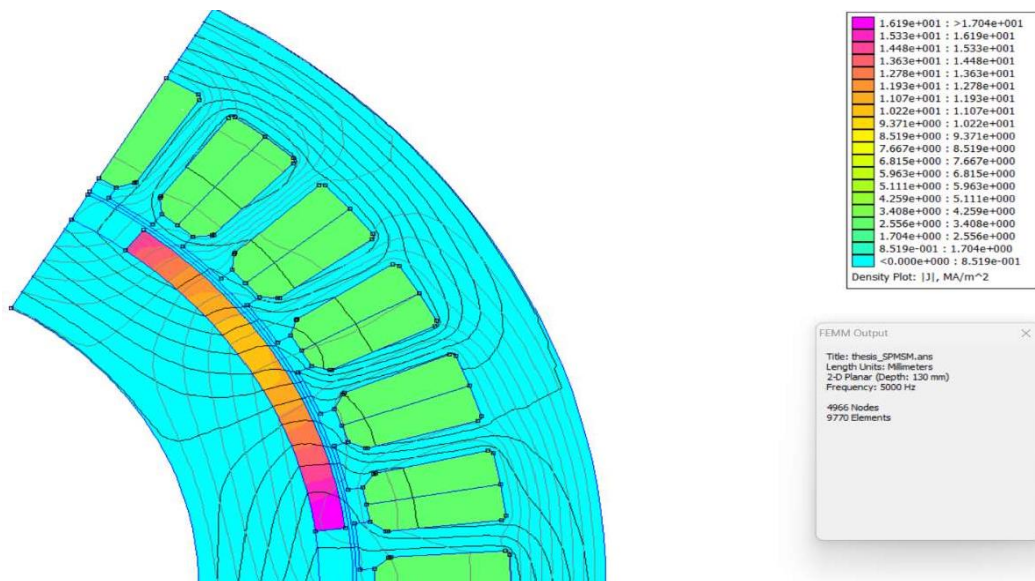
Μετέπειτα, παρουσιάζεται η πυκνότητα κατανομής του ρεύματος σε διαφορετικές συχνότητες για τον προς μελέτη κινητήρα. Λόγω συμμετρίας της γεωμετρίας και των πόλων, πραγματοποιήθηκε μελέτη σε ένα μόνο πόλο του εξαπολικού κινητήρα:



(α)



(β)



(γ)

Εικ. 6.6: Κατανομή πυκνότητας ρεύματος στο μόνιμο μαγνήτη για συχνότητες:(α) $f=50\text{Hz}$, (β) $f=500\text{Hz}$, (γ) $f=5000\text{Hz}$.

Παρατηρούμε ότι για χαμηλές στροφές, δηλαδή συχνότητα 50Hz η κατανομή της πυκνότητας ρεύματος στο σώμα του μαγνήτη είναι μικρή, άρα αναμένουμε και οι Απώλειες δινορευμάτων να είναι μικρές. Στη συνέχεια στα 500Hz , παρατηρούμε έντονη κατανομή της πυκνότητας δινορευμάτων στο εσωτερικό του μαγνήτη και παρουσιάζει ομοιομορφία κατά όλο το μήκος του. Τέλος, στην υψηλή συχνότητα των 5000Hz παρατηρούμε συγκέντρωση της κατανομής των δινορευμάτων στις γωνίες του μαγνήτη, γεγονός που μας δείχνει την επιρροή του επιδερμικού φαινομένου στις απώλειες των δινορευμάτων, καθώς σε υψηλές στροφές/συχνότητες είναι εντονότερο,

με αποτέλεσμα με την αύξηση της συχνότητας να «διαλύεται» η ομοιομορφία της κατανομής στο εσωτερικό του μαγνήτη και να έχουμε όλο και μεγαλύτερη συγκέντρωση της πυκνότητας ρεύματος στα άκρα.

Για τη μελέτη των ορίων εφαρμογής της προσεγγιστικής λύσης δύο διαστάσεων που αναπτύχθηκε στο [38] στην υποδειγματική εφαρμογή που αναπτύχθηκε για σύγκριση των μετρήσεων με επίλυση της μεθόδου και των μετρήσεων που πραγματοποιήθηκαν μέσα στο λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων (FEMM) ακολουθήθηκε η εξής διαδικασία:

- 1) Πραγματοποιήθηκε σχεδιασμός της γεωμετρίας μέσω κώδικα MATLAB σε συνεργασία με το λογισμικό μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων, με χρήση των παραμέτρων του Πίνακα VI.
- 2) Δημιουργήθηκε ένα εύρος συχνοτήτων από 1Hz έως 5kHz με χρήση πίνακα.
- 3) Δημιουργήθηκε συνάρτηση για την επίλυση του μαγνητοστατικού προβλήματος που δέχεται ως είσοδο τη συχνότητα (κώδικας παρατίθεται στο Παράρτημα) και σε κάθε επανάληψη υπολογίζει τις απώλειες δινορευμάτων μέσω λογισμικού μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων (FEMM), μέσω της ανάλυσης εξίσωσης και πραγματοποιεί υπολογισμό του σφάλματος ανάμεσα στις δύο μετρήσεις, αποθηκεύοντας κάθε φορά τις τιμές που υπολογίστηκαν σε αντίστοιχα array για την εξαγωγή αποτελεσμάτων.
- 4) Η παραδοχή που έγινε κατά την υλοποίηση του μοντέλου είναι ότι έχουμε ροή δινορευμάτων μόνο κατά των z-άξονα στον μαγνήτη. Σε κάθε συχνότητα μέσω λογισμικού μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων (FEMM) μετρήθηκε η πυκνότητα δινορευμάτων στο εσωτερικό του μαγνήτη μέσω της συνάρτησης που προαναφέρθηκε και στη συνέχεια έγινε υπολογισμός των απωλειών δινορευμάτων (Eddy-Current Losses) μαγνήτη.
- 5) Στη συνέχεια, για κάθε κατανομή πυκνότητας δινορεύματος για την αντίστοιχη συχνότητα λειτουργίας πραγματοποιήθηκε επίλυση της σχέσης (4.17):

$$P_e = \frac{\omega_o}{\sigma 2\pi} \int_{r_1}^{r_2} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \int_0^{2\pi/\omega_o} J_e^2 L r dt d\varphi dr$$

Όπου $\omega_o = 2\pi f$: η θεμελιώδης ηλεκτρική περίοδος, $\sigma = 0.667 \cdot 10^6$ Siemens/m: η ηλεκτρική αγωγιμότητα του μαγνήτη, r_1, r_2 : η εσωτερική και εξωτερική ακτίνα

του μαγνήτη, φ_1, φ_2 : οι γωνίες του τόξου που εκτείνεται ο μαγνήτη, J_e^2 : το τετραγωνικό μέτρο της πυκνότητας των δινορευμάτων και L : το ενεργό μήκος της μηχανής.

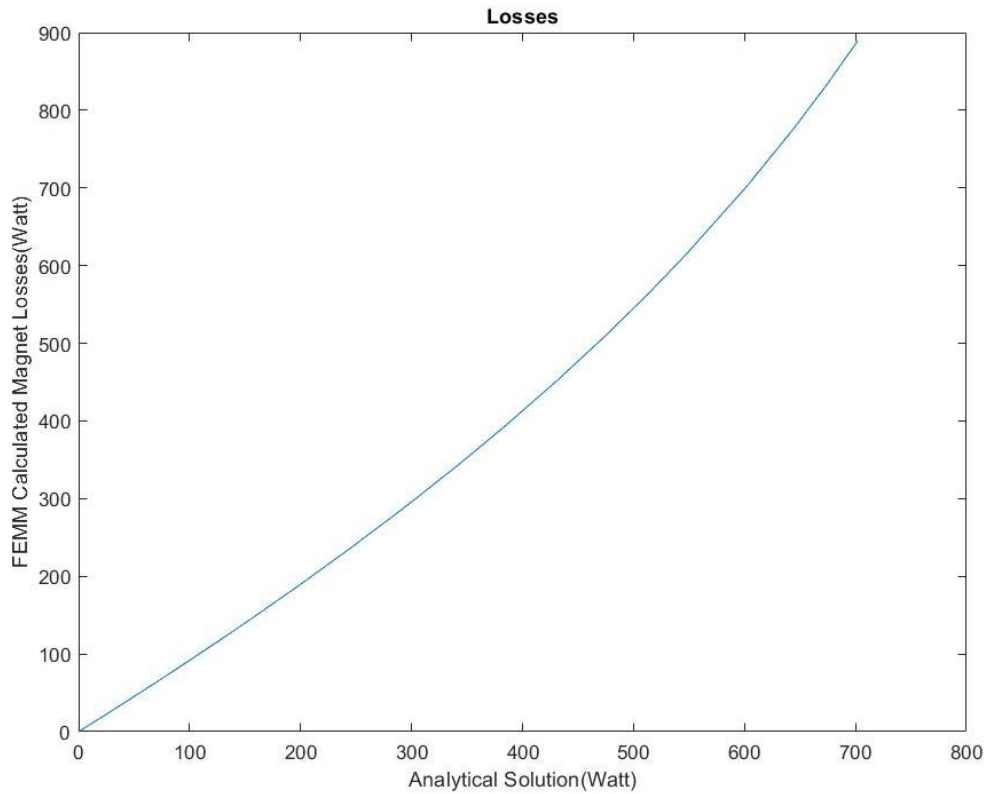
Επιπρόσθετα έγινε η παραδοχή ομοιομορφίας της πυκνότητας των δινορευμάτων στο εσωτερικό του μαγνήτη με αποτέλεσμα να έχει σταθερό μέτρο για κάθε διαφορετική συχνότητα f , δηλαδή θεωρήθηκε ότι η πυκνότητα δινορευμάτων έχει συνιστώσα μόνο στη διεύθυνση του z-άξονα.

Πρακτικά, έγινε υπολογισμός της πυκνότητας δινορεύματος στο δισδιάστατο επίπεδο και για αναγωγή της λύσης σε ολόκληρο το μήκος της μηχανής γίνεται πολλαπλασιασμός με το ενεργό μήκος.

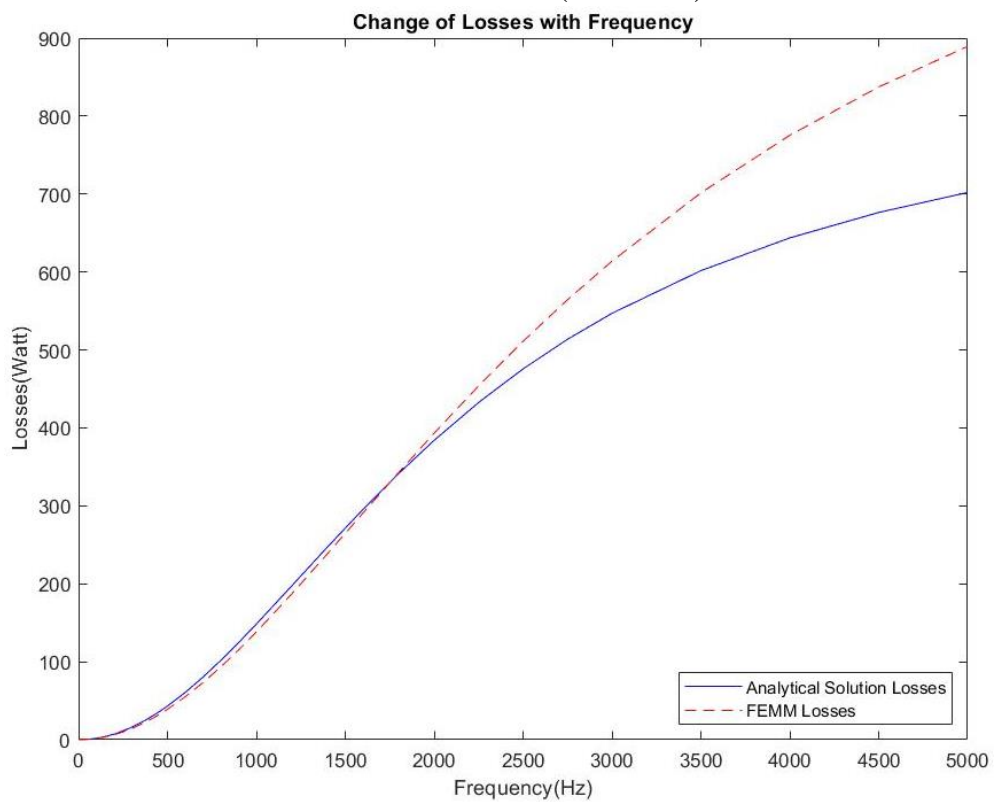
6) Τέλος, σε κάθε συχνότητα έγινε μέτρηση μέσω λογισμικού μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων (FEMM), των απωλειών μαγνήτη και υπολογίστηκε το σφάλμα μεταξύ των μετρήσεων.

Για την ορθή επιβεβαίωση του μοντέλου πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις για πυκνότητα ρεύματος φάσεων 4A/mm^2 και 8A/mm^2 .

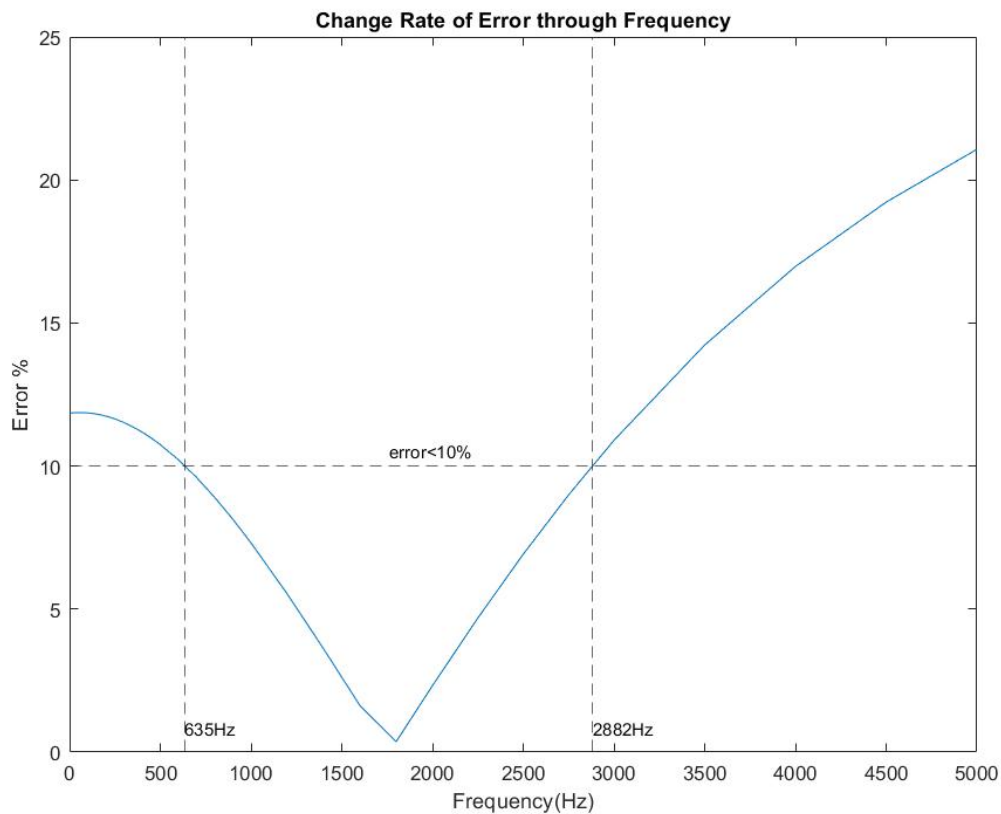
Για πυκνότητα ρεύματος 4A/mm^2 και για εύρος συχνοτήτων $1\text{Hz}-5\text{kHz}$, προέκυψαν τα ακόλουθα διαγράμματα:



Εικ. 6.7: Σχέση τιμών απωλειών από αναλυτική σχέση (4.17) και μετρήσεων απωλειών από FEMM(4 A/mm²).

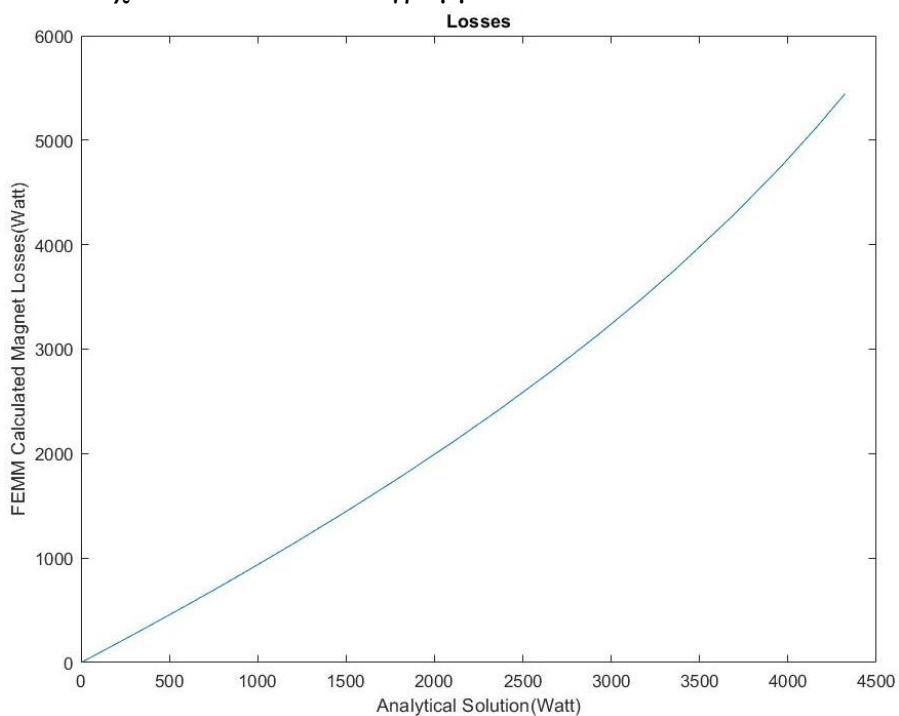


Εικ. 6.8: Μεταβολή των απωλειών αναλυτικής και FEMM, με τη μεταβολή της συχνότητας(4 A/mm²).

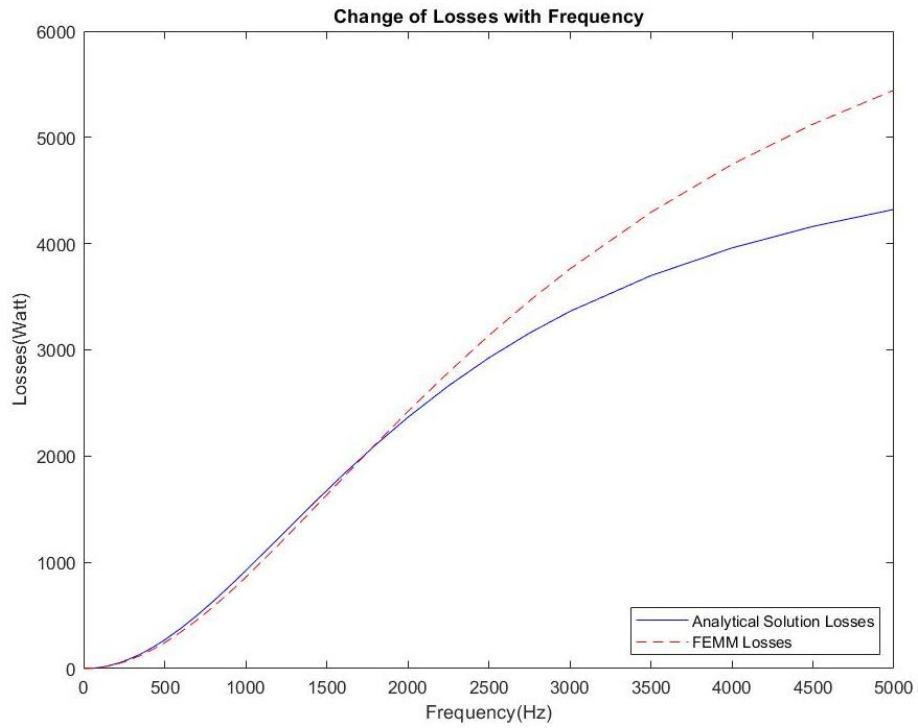


Εικ. 6.9: Μεταβολή Σφάλματος σε % με τη μεταβολή της συχνότητας (4 A/mm^2).

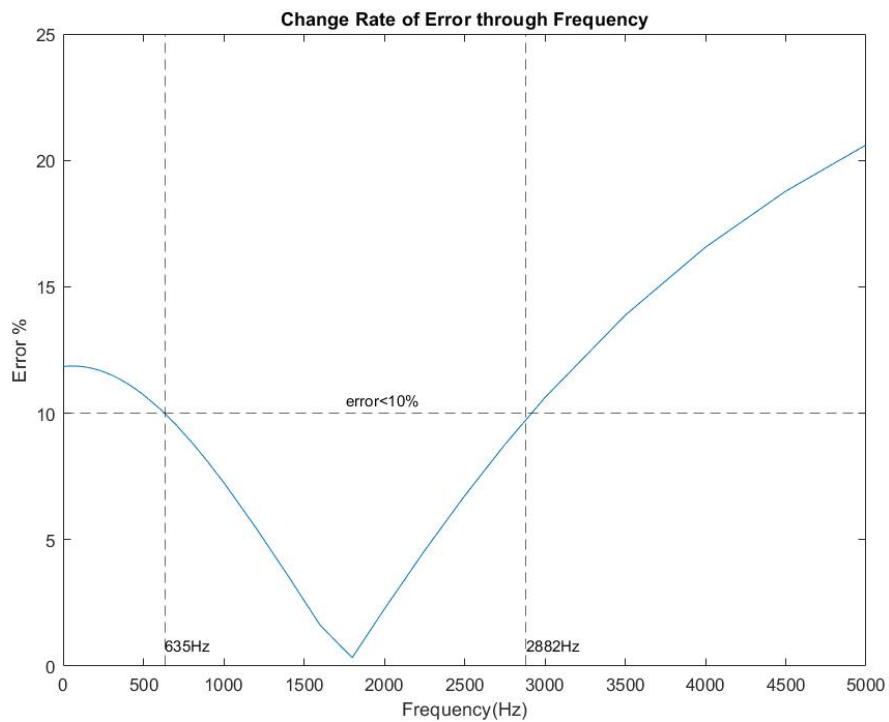
Για πυκνότητα ρεύματος 8 A/mm^2 και για εύρος συχνοτήτων $1 \text{ Hz} - 5 \text{ kHz}$, προέκυψαν αντίστοιχα τα ακόλουθα διαγράμματα:



Εικ. 6.10: Σχέση τιμών απωλειών από αναλυτική σχέση (4.17) και μετρήσεων απωλειών από FEMM (8 A/mm^2).



Εικ. 6.11: Μεταβολή των απωλειών αναλυτικής και FEMM, με τη μεταβολή της συχνότητας (8 A/mm^2).



Εικ. 6.12: Μεταβολή Σφάλματος σε % με τη μεταβολή της συχνότητας (8 A/mm^2).

Στις Εικ. 6.8, Εικ. 6.11, παρατηρούμε σχεδόν γραμμική σχέση μεταξύ απωλειών, όπως υπολογίστηκαν από την αναλυτική και από το λογισμικό μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων(FEMM). Όταν οι απώλειες γίνονται αρκετά υψηλές(>400 με 500Watt), αρχίζουμε να παρατηρούμε μία κλίση προς τις υπολογισμένες μέσω του λογισμικού πεπερασμένων στοιχείων απωλειών.

Στις Εικ. 6.9, Εικ. 6.12, παρατηρούμε έως συχνότητες της τάξης των 1700Hz, ότι η προτεινόμενη μέθοδος, πραγματοποιεί μία ελαφριά υπερεκτίμηση των απωλειών σε σχέση με τις πραγματικές απώλειες, όπως υπολογίστηκαν μέσω των προσομοιώσεων. Ενώ, για συχνότητες μεγαλύτερες των 1800Hz οι απώλειες, όπως υπολογίστηκαν μέσω της αναλυτικής παρουσιάζονται μικρότερες των πραγματικών απωλειών μαγνήτη. Αυτό το γεγονός μπορεί να οφείλεται στο ότι η πυκνότητα δινορευμάτων θεωρήθηκε ομοιόμορφη σε όλο το σώμα του μαγνήτη κατά την υλοποίηση της μεθόδου, με αποτέλεσμα να αμελείται το επιδερμικό φαινόμενο που κυριαρχεί στις υψηλές συχνότητες. Επιπλέον, δεν λαμβάνονται υπόψιν οι διακοπτικές συχνότητες των ηλεκτρονικών ισχύος που εισάγουν επιπρόσθετες αρμονικές στο κύκλωμα με αποτέλεσμα οι απώλειες να αυξάνονται ραγδαία. Για το λόγο αυτό για τη θεώρηση των απωλειών που αντιστοιχούν σε συνηθισμένες διακοπτικές συχνότητες μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος απαιτείται η χρήση κατάλληλων αριθμητικών τεχνικών.

Στις Εικ. 6.10, Εικ. 6.13, παρουσιάζεται η απόκλιση/σφάλμα μεταξύ των υπολογισμένων απωλειών από την αναλυτική και των απωλειών μέσω FEMM. Για ένα αποδεκτό σφάλμα τις τάξης του 10%, παρατηρούμε ότι η αναλυτική μέθοδος που αναπτύχθηκε στο [38], δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα για εύρος συχνοτήτων από 635Hz έως 2,882kHz για τον κινητήρα μονίμων επιφανειακών μαγνητών που σχεδιάστηκε και για διαφορετικές τιμές πυκνότητας ρεύματος δίνοντας πανομοιότυπα αποτελέσματα, τόσο για 4 A/mm², όσο και για 8 A/mm². Επομένως μπορεί να γίνει χρήση της μεθόδου για τον υπολογισμό των απωλειών μαγνήτη σε αυτό το διάστημα και για το συγκεκριμένο είδος κινητήρα. Μάλιστα, για συχνότητα κοντά στα 1800Hz, τα αποτελέσματα της αναλυτικής με αυτά των προσομοιώσεων ταυτίζονται (σφάλμα=0,36%).

Η απόκλιση, ωστόσο, στις χαμηλές και υψηλές συχνότητες απαιτεί χρήση κατάλληλου διορθωτικού συντελεστή στη προσεγγιστική μέθοδο για τη μείωση του σφάλματος των μετρήσεων μέσω επίλυσης της προσεγγιστικής μεθόδου.

Κεφάλαιο 7: Συμπεράσματα

Κατά την επισκόπηση της βιβλιογραφίας προέκυψαν τα ακόλουθα συμπεράσματα σχετικά με τις απώλειες δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες των ηλεκτρικών μηχανών και τις μεθοδολογίες υπολογισμού τους:

Υλικά Μαγνητών

- Οι μαγνήτες φερρίτη λόγω χαμηλής αγωγιμότητας παρουσιάζουν μικρότερες απώλειες δινορευμάτων. Ωστόσο, έχουν μικρότερη παραμένουσα μαγνήτιση και παρουσιάζουν σημαντική μείωσή της με την άνοδο της θερμοκρασίας.
- Συγκριτικά με τους μαγνήτες κραμάτων σαμαρίου κοβαλτίου [9], οι μαγνήτες νεοδυμίου παρουσιάζουν μεγαλύτερη παραμένουσα μαγνήτιση και μικρότερες απώλειες δινορευμάτων (σχεδόν μισές), ωστόσο η μεγαλύτερη μείωση της μαγνήτισής τους με την άνοδο της θερμοκρασίας συγκριτικά με μαγνήτες σαμαρίου-κοβαλτίου, καθιστά την επιλογή του καταλληλότερου κράματος εξαρτημένη από την εκάστοτε εφαρμογή.

Κατανομή Δινορευμάτων:

- Απαιτείται θεώρηση του επιδερμικού φαινομένου στην ανάλυση των δινορευμάτων. Η συγκέντρωση της πυκνότητας ρεύματος στην επιφάνεια ενός αγωγού λόγω επιδερμικού φαινομένου, προκαλεί αύξηση της αντίστασης στο εσωτερικό του αγωγού, με αποτέλεσμα την αύξηση της θερμοκρασίας και των απωλειών. Η ίδια ανάλυση ισχύει και για το φαινόμενο γειτνίασης στα δινορευμάτα που αναπτύσσονται λόγω αλληλεπίδρασης σε γειτονικούς αγωγούς.
- Σε μηχανές με κατανεμημένα τυλίγματα, επειδή το αρμονικό περιεχόμενο περιορίζεται, οι απώλειες δινορευμάτων είναι συνήθως αμελητέες κατά τη σχεδίαση. Αντιθέτως, στα συγκεντρωμένα τυλίγματα δεν μπορούν να αμεληθούν, καθώς τα ρεύματα είναι μη ημιτονικά, με αποτέλεσμα να έχουν υψηλό αρμονικό περιεχόμενο, κάτι το οποίο συνεπάγεται μεγάλη διακύμανση στη μαγνητική ροή και επομένως, οι απώλειες δινορευμάτων είναι υψηλότερες.
- Το μεγαλύτερο μέρος των απωλειών δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες είναι αποτέλεσμα των χρονικών αρμονικών ρεύματος που προέρχονται από τροφοδοσία μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος.
- Λόγω αυλακώσεων των μαγνητικών κυκλωμάτων, παρατηρούνται υψηλότερες απώλειες δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες, σε μηχανές με αυλάκια ανοιχτού τύπου, σε σύγκριση με αυλάκια ημίκλειστου ή κλειστού τύπου. Επιπλέον, εμφάνιση δινορευμάτων λόγω αυλακώσεων παρατηρείται ακόμα και σε λειτουργία κενού φορτίου.

- Κατά την ανάπτυξη των ΜΕΔ, οι χαμηλής τάξης χωρικές αρμονικές που είναι ασύγχρονες ως προς την περιστροφή δρομέα, οδηγούν σε αύξηση των απωλειών δινορευμάτων. Επιπρόσθετα, σε μηχανές με μεγάλο αριθμό πόλων και μικρό αριθμό αυλάκων παρουσιάζονται σημαντικότερες απώλειες στο δρομέα. Συγκεκριμένα, σε υψηλή αναλογία πόλων/αυλάκων, το πλάτος και πλήθος των αρμονικών χώρου χαμηλής τάξης είναι υψηλό, επομένως παρουσιάζονται υψηλές απώλειες δινορευμάτων. Αντίθετα σε χαμηλή αναλογία πόλων/αυλάκων οι ΜΕΔ εμφανίζουν μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο και έτσι οι απώλειες δινορευμάτων είναι μειωμένες.
- Σε μηχανές επιφανειακών μαγνητών, η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών που συνίσταται που συνίσταται για λιγότερες απώλειες δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες είναι η τεχνική βρόχου υστέρησης (Hysteresis-Current-Control, HCC) καθώς περιλαμβάνει συνήθως μικρότερο φασματικό περιεχόμενο αρμονικών χρόνου.
- Όταν η συχνότητα λειτουργίας είναι μικρότερη του 1kHz, τότε οι απώλειες υστέρησης υπερτερούν των απωλειών δινορευμάτων στους μαγνήτες. Ωστόσο, σε καλοσχεδιασμένες μηχανές μόνιμων μαγνητών, οι μαγνήτες λειτουργούν διαρκώς στο δεύτερο τεταρτημόριο της καμπύλης μαγνήτισης κοντά στο γόνατο κορεσμού με αποτέλεσμα οι απώλειες υστέρησης να είναι πρακτικά αμελητέες και να μην συνεισφέρουν σημαντικά στις απώλειες των μαγνητών.

Υπολογισμός Απωλειών Δινορευμάτων

- Οι απώλειες δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες είναι πρακτικά ανάλογες του τετραγώνου του πλάτους του μαγνήτη και του τετραγώνου της συχνότητας λειτουργίας.
- Όταν δεν λαμβάνεται υπόψιν η επίδραση του πεδίου αντίδρασης (reaction field) δινορευμάτων, υπάρχει υψηλή πιθανότητα υπερεκτίμησης των απωλειών [36], [38]. Το πρόβλημα αυτό λύνεται εν μέρει με τη μέθοδο θεώρησης της αλληλεπίδρασης των δινορευμάτων μέσω αμοιβαίων επαγωγών [37]. Ωστόσο, επειδή δεν λαμβάνονται υπόψιν η 3D ροή των δινορευμάτων στο σώμα του μαγνήτη είναι απαραίτητη η χρήση του διορθωτικού συντελεστή που προτείνεται στο [39].
- Σε τροφοδοσία της μηχανής από μετατροπέα αποδεικνύεται ότι είναι απαραίτητο κατά το σχεδιασμό των επιφανειακών μόνιμων μαγνητών να ληφθεί υπόψιν η συχνότητα του φέροντος σήματος για να μπορέσει να πραγματοποιηθεί αποτελεσματικά, μείωση των απωλειών στον κινητήρα [43], [44].
- Σε μηχανές επιφανειακών μηχανών που προορίζονται για βιομηχανική χρήση, είναι απαγορευτική η χρησιμοποίηση ολόσωμων μαγνητών σε συνδυασμό με μη-επικαλυπτόμενα συγκεντρωμένα τυλίγματα σε αυλάκια ανοιχτού τύπου, καθώς οι απώλειες δινορευμάτων είναι πάρα πολύ υψηλές. Μάλιστα η επιλογή

ανοίγματος μεγαλύτερου των 10mm στη συγκεκριμένη περίπτωση χαρακτηρίζεται ως απαράδεκτα υψηλή [46].

- Ένα ακριβές μοντέλο από αυτά που μελετήθηκαν για μηχανές μονίμων επιφανειακών μαγνητών λαμβάνει υπόψιν πολλαπλούς παράγοντες (πεδίο αντίδρασης δινορευμάτων, αρμονικές λόγω ανοίγματος αυλάκων, αρμονικές ρευμάτων, καθώς και διαφορετικές καταστάσεις περιστροφής του δρομέα) και εμφανίζει σφάλματα σε σχέση με τις αναλύσεις με μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων μέχρι 2,2% [48].
- Έχει προταθεί αναλυτικό μοντέλο γεωμετρίας δύο διαστάσεων για τη γρήγορη εκτίμηση των απωλειών δινορευμάτων στους εσωτερικούς μαγνήτες κινητήρων, λαμβάνοντας υπόψιν το πεδίο αντίδρασης των επαγόμενων δινορευμάτων[47]. Αναλύθηκαν δύο συχνά χρησιμοποιούμενες γεωμετρίες και παρατηρήθηκε ότι λανθασμένη επιλογή του βαθμού κατάτμησης του μαγνήτη μπορεί να οδηγήσει σε αύξηση των απωλειών μαγνήτη και να μειώσει σημαντικά τη συνολική απόδοση, όπως έχει ήδη αναλυθεί στο κεφάλαιο 5. Αν αμεληθεί η αντίδραση πεδίου, μπορεί να οδηγήσει σε μεγάλα σφάλματα κατά τον υπολογισμό των απωλειών, όπως προαναφέρθηκε. Παρατηρήθηκε ότι το μήκος διακένου και η συχνότητα φέροντος σήματος του μετατροπέα έχουν σημαντική επίδραση στις απώλειες του μαγνήτη. Το μοντέλο που αναπτύχθηκε, παρουσιάζει σφάλμα της τάξης του 8% [47].

Τεχνικές Μείωσης των απωλειών

- Αποτελεσματικές μέθοδοι για την μείωση των απωλειών δινορευμάτων στους μαγνήτες είναι η κατάτμηση των μαγνητών, η προσθήκη κατάλληλου προστατευτικού μανδύα γύρω από τους μαγνήτες και η τροποποίηση της γεωμετρίας του δρομέα και του στάτη. Αξίζει να σημειωθεί ότι το αξονικό μήκος του κατατμημένου μαγνήτη πρέπει να είναι μικρότερο του αντίστοιχου βάθους διεύδυσης και ο αριθμός των τμηματοποιήσεων να είναι αρκετά μεγάλος για να επιτευχθεί μείωση των απωλειών δινορευμάτων.
- Η χρήση προστατευτικού μανδύα κατασκευασμένου από ανθρακονήματα (Carbon fiber) παρουσιάζει περιορισμένες απώλειες δινορευμάτων, ωστόσο τα δινορεύματα περνούν στο σώμα των μονίμων μαγνητών, γεγονός που μπορεί να προκαλέσει θερμικά προβλήματα, λόγω των μειωμένων δυνατοτήτων ψύξης του υλικού [51].

Όρια Εφαρμογής Προσεγγιστικών Υπολογισμών

- Η αναλυτική τεχνική που παρουσιάζεται στην εργασία [38], δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα για κινητήρες μονίμων επιφανειακών μαγνητών

σε εύρος συχνοτήτων από 600Hz έως 2,9kHz εμφανίζοντας σφάλμα μικρότερο του 10%.

- Σε υψηλές συχνότητες (στο συγκεκριμένο είδος γεωμετρίας που μελετήθηκε για συχνότητες μεγαλύτερες από 1kHz), παρατηρούμε τη σημαντική επίδραση του επιδερμικού φαινομένου και τη συγκέντρωση της πυκνότητας ρευμάτων που διαπερνούν το σώμα του μαγνήτη στα άκρα. Οπότε, πλέον δεν μπορεί να θεωρηθεί ομοιομορφία στην πυκνότητα δινορευμάτων με αποτέλεσμα το μέτρο τους να μην είναι σταθερό. Για το λόγο αυτό για τη θεώρηση των απωλειών που αντιστοιχούν σε συνηθισμένες διακοπτικές συχνότητες μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος απαιτείται η χρήση αριθμητικών τεχνικών.

Συνεισφορά Εργασίας

Η παρούσα διπλωματική εργασία μπορεί να αποτελέσει οδηγό για τη μελέτη και διερεύνηση των δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες και των απωλειών που προκύπτουν σε διάφορους τύπους ηλεκτρικών μηχανών. Επιπλέον, εξετάστηκαν τα όρια εφαρμογής προσεγγιστικής μεθόδου υπολογισμού των απωλειών στους επιφανειακούς μόνιμους μαγνήτες των ηλεκτρικών μηχανών και αναδείχθηκε η ανάγκη χρησιμοποίησης αριθμητικών μεθόδων για τη θεώρηση των απωλειών που οφείλονται στη διακοπτική συχνότητα των μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος.

Πρόταση για περαιτέρω διερεύνηση

Με την ολοκλήρωση της εργασίας αυτής αναδείχθηκε η ανάγκη διερεύνησης των ορίων χρήσης των συντελεστών διόρθωσης των απωλειών δινορευμάτων στους μόνιμους μαγνήτες για τη θεώρηση των φαινομένων άκρων στις προσεγγιστικές σχέσεις που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία με τρόπο ανάλογο με την υποδειγματική εφαρμογή που αναλύσαμε σε γεωμετρία δύο διαστάσεων για τις περιοχές διακοπτικών συχνοτήτων των μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος.

Βιβλιογραφία:

- [1] Μίνωας Η. Μπενιακάρ, “Πολυκριτηριακή βελτιστοποίηση κινητήρων με θεώρηση των απωλειών των μόνιμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης,” Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα, 2014.
- [2] Χαράλαμπος-Ραφαήλ Χ. Βασιλόπουλος, “Σχεδίαση και βελτιστοποίηση μηχανών μόνιμων μαγνητών με βάση τα χαρακτηριστικά της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας,” Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα, 2020.
- [3] Γεώργιος Κ. Σακκάς, “Βελτιστοποίηση γεωμετρίας για διαφορετικά υλικά μόνιμων μαγνητών σε κινητήρες για ηλεκτρικά οχήματα,” Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα, 2020.
- [4] Stephen Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, 4th ed.
- [5] Juna Pyrhonen, Tapani Jokinen, and Valeria Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons Ltd., 2008.
- [6] Gerhard Martinek, Sami Ruoho, and Urs Wyss, “Magnetic Properties of Permanent Magnets & Measuring Techniques,” Arnold Magnetic Technologies, New York, USA.
- [7] Stefan Möwius, Nicolas Kropff, and Mircea Velicescu, “Measurement technologies for permanent magnets,” ACTA IMEKO, vol. 7, Dec. 2018.
- [8] Δημήτριος Γ. Γκίτσος, “Εύρωστος Σχεδιασμός Κινητήρα Μόνιμων Μαγνητών Για Ηλεκτρικό Όχημα,” Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα, 2020.
- [9] Danhong Zhong and Heath Hofmann, “Steady-State Finite-Element Solver for Rotor Eddy Currents in Permanent-Magnet Machines Using a Shooting-Newton/GMRES Approach,” *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, VOL. 40, NO. 5, Sep. 2004, doi: 10.1109/TMAG.2004.831655.
- [10] Konstantinos Bourchas, “Manufacturing Effects on Iron Losses in Electrical Machines,” Master of Science Thesis in Electrical Machines and Drives at the School of Electrical Engineering Royal Institute of Technology Stockholm, Sweden, 2015.
- [11] Daoud Ouamara and Frédéric Dubas, “Permanent-Magnet Eddy-Current Losses: A Global Revision of Calculation and Analysis,” in Département ENERGIE, FEMTO-ST, CNRS, Univ. Bourgogne Franche-Comté, F90000 Belfort, Jul. 2019.
- [12] Frederic BOUILLAULT and Adel RAZEK, “Eddy Currents due to Stator Teeth in Synchronous Machine Rotors,” *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, VOL. MAG-20, NO. 5, Sep. 1984, doi: 10.1109/TMAG.1984.1063466.
- [13] F. Dubas and C. Espanet, “Semi-Analytical Solution of 2-D rotor Eddy-Current Losses due to Slotting Effect in SMPMM,” in 17th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Nov. 2009.
- [14] Miroslav Markovic and Yves Perriard, “A simplified determination of the permanent magnet (PM) eddy current losses due to slotting in a PM rotating rotor,” in International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Aug. 2008. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4770706>

- [15] S. Chaithongsuk, N. Takorabet, and S. Kreuawan, "Reduction of Eddy-Current Losses in Fractional-Slot Concentrated-Winding Synchronous PM Motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 3, pp. 1–4, Mar. 2015, doi: 10.1109/TMAG.2014.2359057.
- [16] F. Deng, "Improved analytical modeling of commutation losses including space harmonic effects in permanent magnet brushless DC motors," in *Proceedings of the 1997 IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record*, May 1997. doi: 10.1109/IEMDC.1997.604308.
- [17] M. Benarous, "Investigation of Rotor Loss Due to Current Commutation in a Permanent Magnet Brushless DC Motor," in *2006 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives - PEMD*, Apr. 2006, pp. 546–550.
- [18] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor, and D. A. Stone, "Rotor loss in permanent magnet brushless AC machines," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'99. Proceedings (Cat. No.99EX272)*, 1999, pp. 60–62. doi: 10.1109/IEMDC.1999.769027.
- [19] M. Nakano, H. Kometani, and M. Kawamura, "A study on eddy-current losses in rotors of surface permanent-magnet synchronous machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 2, pp. 429–435, Mar. 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.870037.
- [20] J. Li, D. -W. Choi, D. -H. Son, and Y. -H. Cho, "Effects of MMF Harmonics on Rotor Eddy-Current Losses for Inner-Rotor Fractional Slot Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 2, pp. 839–842, Feb. 2012, doi: 10.1109/TMAG.2011.2173923.
- [21] H. N. Phyu, N. L. H. Aung, and J. Quan, "Investigation of the effect of winding structure and MMF harmonics on the rotor eddy current loss of high speed permanent magnet motor," in *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, 2016, pp. 204–209. doi: 10.1109/TENCON.2016.7847990.
- [22] OrianoBottauscio, Gianmario Pellegrino, Paolo Guglielmi, Mario Chiampi, and Alfredo Vagati, "Rotor Loss Estimation in Permanent Magnet Machines With Concentrated Windings," *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, VOL. 41, NO. 10, Oct. 2005, doi: 10.1109/TMAG.2005.854969.
- [23] K. Yamazaki and A. Abe, "Loss Investigation of Interior Permanent-Magnet Motors Considering Carrier Harmonics and Magnet Eddy Currents," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 2, pp. 659–665, Mar. 2009, doi: 10.1109/TIA.2009.2013550.
- [24] K. Yamazaki, T. Fukuoka, K. Akatsu, N. Nakao, and A. Ruderman, "Investigation of Locked Rotor Test for Estimation of Magnet PWM Carrier Eddy Current Loss in Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp. 3327–3330, Nov. 2012, doi: 10.1109/TMAG.2012.2195162.
- [25] M. van der Geest, H. Polinder, and J. A. Ferreira, "Influence of PWM switching frequency on the losses in PM machines," in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, pp. 1243–1247. doi: 10.1109/ICELMACH.2014.6960341.
- [26] J. -X. Shen and X. -F. Qin, "Investigation of Rotor Eddy Current Loss in High-Speed PM Synchronous Motor with Various PWM Strategies," in *2020 Fifteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2020, pp. 1–5. doi: 10.1109/EVER48776.2020.9243048.

- [27] K. Yamazaki, Y. Togashi, T. Ikemi, S. Ohki, and R. Mizokami, "Reduction of inverter carrier harmonic losses in interior permanent magnet synchronous motors by optimizing rotor and stator shapes," in 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017, pp. 4699–4706. doi: 10.1109/TIA.2018.2864691.
- [28] A. Fukuma, S. Kanazawa, Daisuke Miyagi, and N. Takahashi, "Investigation of AC Loss of Permanent Magnet of SPM Motor Considering Hysteresis and Eddy-Current Losses," IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 41, NO. 5, May 2005, doi: 10.1109/TMAG.2005.846282.
- [29] Ilya Petrov, Dmitry Egorov, Joosep Link, Raivo Stern, Sami Ruoho, and JuhaPyrhonen, "Hysteresis Losses in Different Types of Permanent Magnets Used in PMSMs," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 64, NO. 3, Mar. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2548440.
- [30] Pyrhonen J et al., "Hysteresis Losses in Sintered NdFeB Permanent Magnets in Rotating Electrical Machines," IEEE Trans. Ind. Electron., pp. 857–865, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2354597.
- [31] Y. Aoyama, K. Miyata, and K. Ohashi, "Simulations and experiments on eddy current in Nd-Fe-B magnet," IEEE Trans Magn, vol. 41, no. 10, pp. 3790–3792, Oct. 2005, doi: 10.1109/TMAG.2005.854698.
- [32] R. Sikora, J. Purczynski, W. Lipinski, and M. Gramz, "Use of variational methods to the eddy-currents calculation in thin conducting plates," IEEE Trans. Magn. 1978, 14, pp. 383–385, 1978, doi: 10.1109/TMAG.1978.1059974.
- [33] K. Davey and L. Turner, "Prediction of transient eddy-current fields using surface impedance methods," IEEE Trans. Magn. 1989, 25, p. 41, 1989, doi: 10.1109/20.42553.
- [34] G.Bertotti, Hysteresis in Magnetism—For Physicists, Materials Scientists, and Engineers. New York, 1998.
- [35] H.Polinder and M.J Hoesijmakers, "Eddy-Current losses in the segmented surface-mounted magnets of a PM machine," in IEEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol 146, No. 3, May 1999.
- [36] Z.Q.Zhu, N.Ng, N. Schofield, and D. Howe, "Analytical prediction of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface-mounted permanent magnets. I. Magnetostatic field model," in ICEMS'2001. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems (IEEE Cat. No.01EX501), Aug. 2001, pp. 806–809. doi: 10.1109/ICEMS.2001.971799.
- [37] Z.Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield, and D. Howe, "Analytical prediction of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface-mounted permanent magnets. II. Accounting for eddy current reaction field," in ICEMS'2001. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems (IEEE Cat. No.01EX501), Aug. 2001, pp. 810–813. doi: 10.1109/ICEMS.2001.971800.
- [38] A. Bellara, H. Bali, R. Belfkira, Y. Amara, and G. Barakat, "Analytical Prediction of Open-Circuit Eddy-Current Loss in Series Double Excitation Synchronous Machines," IEEE Transactions on Magnetism, vol. 47, no. 9, pp. 2261–2268, Sep. 2011, doi: 10.1109/TMAG.2011.2138710.
- [39] J. Wang, F. Papini, R. Chin, W. M. Arshad, and H. Lendenmann, "Computationally efficient approaches for evaluation of rotor eddy current loss in permanent magnet brushless machines,"

- in 2009 International Conference on Electrical Machines and Systems, Nov. 2009, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICEMS.2009.5382991.
- [40] H. Toda, Zhenping Xia, Jiabin Wang, K. Atallah, and D. Howe, “Rotor eddy-current loss in permanent magnet brushless machines,” *IEEE Trans Magn*, vol. 40, no. 4, pp. 2104–2106, Jul. 2004.
- [41] Y. Amara, Jiabin Wang, and D. Howe, “Analytical prediction of eddy-current loss in modular tubular permanent-magnet machines,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 761–770, Dec. 2005.
- [42] D. Ishak, Z.Q. Zhu, and D. Howe, “Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 9, pp. 2462–2469, Sep. 2005, doi: 10.1109/TMAG.2005.854337.
- [43] Yukihiro Yoshida, Kenji Nakamura, and Osamu Ichinokura, “A Method for Calculating Eddy Current Loss Distribution Based on Reluctance Network Analysis,” *IEEE Trans Magn*, vol. 47, no. 10, pp. 4155–4158, Oct. 2011, doi: 10.1109/TMAG.2011.2156397.
- [44] Yukihiro Yoshida, Kenji Nakamura, and Osamu Ichinokura, “Calculation of eddy current loss in permanent magnet motor caused by carrier harmonics based on reluctance network analysis,” in *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Sep. 2013, pp. 1–6. doi: 10.1109/EPE.2013.6631849.
- [45] Jacek F. Gieras, Rong-Jie Wang, and Maarten J. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*, 2nd ed. Springer, 2008.
- [46] JuhaPyrhönen, Hanne Jussila, Yuliya Alexandrova, PavolRafajdus, and JanneNerg, “Harmonic Loss Calculation in Rotor Surface Permanent Magnets—New Analytic Approach,” *IEEE Trans Magn*, vol. 48, no. 8, pp. 2358–2366, Aug. 2012, doi: 10.1109/TMAG.2012.2190518.
- [47] M. Paradkar and J. Bocker, “2D analytical model for estimation of eddy current loss in the magnets of IPM machines considering the reaction field of the induced eddy currents,” in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, May 2015, pp. 1096–1102. doi: 10.1109/IEMDC.2015.7409198.
- [48] Zhongming Zhang, Zhiquan Deng, Quanguai Sun, Cong Peng, Yu Gu, and Gucai Pang, “Analytical Modeling and Experimental Validation of Rotor Harmonic Eddy-Current Loss in High-Speed Surface-Mounted Permanent Magnet Motors,” *IEEE Trans Magn*, vol. 55, no. 2, pp. 1–11, Dec. 2018, doi: 10.1109/TMAG.2018.2882514.
- [49] Katsumi Yamazaki and Yu Fukushima, “Effect of Eddy-Current Loss Reduction by Magnet Segmentation in Synchronous Motors With Concentrated Windings,” *IEEE Trans Magn*, vol. 47, no. 2, pp. 779–788, 2011, doi: 10.1109/TIA.2010.2103915.
- [50] Katsumi Yamazaki, Masayuki Shina, Yuji Kanou, Masashi Miwa, and Jun Hagiwara, “Effect of Eddy Current Loss Reduction by Segmentation of Magnets in Synchronous Motors: Difference Between Interior and Surface Types,” *IEEE Trans Magn*, vol. 45, no. 10, pp. 4756–4759, Oct. 2009, doi: 10.1109/TMAG.2009.2024159.
- [51] Sultan Jumayev, Aleksandar Borisavljevic, Konstantin Boynov, Elena A. Lomonova, and JuhaPyrhönen, “Analysis of rotor eddy current losses in slotless high-speed permanent magnet machines,” in *16th European Conference on Power Electronics and Applications*, Sep. 2014, pp. 1–10. doi: 10.1109/EPE.2014.6910971.

- [52] R. Nuscheler, “Two-dimensional analytical model for eddy-current rotor loss calculation of PMS machines with concentrated stator windings and a conductive shield for the magnets,” in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM*, 2010, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5608050.
- [53] S. M. Sharkh, A. Ali Qazalbash, N. T. Irenji, and R. G. Wills, “Effect of slot configuration and airgap and magnet thicknesses on rotor electromagnetic loss in surface PM synchronous machines,” Aug. 2011, pp. 1–6.
- [54] Wolf-RüdigerCanders, C. Bode, and H. May, “Optimized reduction of parasitic eddy current losses in high speed permanent magnet motors based 2D and 3D field calculations,” in *nt. Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering*, Sep. 2011.
- [55] Zoubida Belli and Mohamed Rachid Mekideche, “Optimization of magnets segmentation for eddy current losses reduction in permanent magnets electrical machines,” in *Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Mar. 2013, pp. 1–7. doi: 10.1109/EVER.2013.6521595.

Παράρτημα: Κώδικας προσεγγιστικού υπολογισμού απωλειών

Παρακάτω παρουσιάζεται ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του study case που πραγματοποιήθηκε στο Κεφάλαιο 6. Ο κώδικας για τον σχεδιασμό της μηχανής που μελετήθηκε δεν παρατίθεται, μόνο ότι αφορά το Post Processing του FEMM.

```
% Create Arrays for plotting
%Initialize arrays for plotting
frequencies = [1,2,3,4,5,6,7,8,9,10....
               12,14,16,18,20,25,30,35,40,45....
               50,60,70,80,90,100,125,150,175,200....
               225,250,300,350,400,450,500,600,700,800....
               900,1000,1200,1400,1600,1800,2000,2250,2500,2750....
               3000,3500,4000,4500,5000];

n = length(frequencies);
AnalyticalSolution = zeros(1,n);
PeddymagnetFemm = zeros(1,n);
error = zeros(1,n);

%For loop frequencies to save the results
for j=1:length(frequencies)
    [AnalyticalSolution(j), PeddymagnetFemm(j), error(j)] =
    PostProcessing(frequencies(j));
end

%Create Plot for Analytical Solution to FEMM solution
% Create the plot
figure(1)
plot>AnalyticalSolution, PeddymagnetFemm

% Add labels to the axes and title to the plot
xlabel('Analytical Solution(Watt)')
ylabel('FEMM Calculated Magnet Losses(Watt)')
title('Losses')

%Create Plot for error change with frequency
figure(2)
plot(frequencies, error*100)

% Add labels to the axes and title to the plot
xlabel('Frequency(Hz)')
ylabel('Error %')
title('Rate Change of Error through Frequency')
```

```

hold on;
yline(10, '--', 'LineWidth', 0.5);
hold off;
hold on;
xline(635.043443, '--', 'LineWidth', 0.5);
hold off;
hold on;
xline(2882.29046, '--', 'LineWidth', 0.5);
hold off;
text(635.043443, 0.8, '635Hz', 'FontSize', 9);
text(2882.29046, 0.8, '2882Hz', 'FontSize', 9);
text((635.043443+2882.29046)/2, 10.5, 'error<10%',
'FontSize', 9);

%Create Plot for Change of Losses with Analytical and
Femm Calculation
%with the change of frequency
figure(3)
plot(frequencies,AnalyticalSolution,'b-
',frequencies,PeddymagnetFemm,'r--');
legend('Analytical Solution Losses', 'FEMM
Losses','Location','southeast');

% Add labels to the axes and title to the plot
xlabel('Frequency(Hz)')
ylabel('Losses(Watt)')
title('Change of Losses with Frequency')

%Function for Post Processing of the machine
function [result1, result2, result3] =
PostProcessing(freq)
% Initialize values for use inside the function
    poles = 6;    %number of poles
    L      = 130;  %active length in mm
    theta = 0.75; %percentage of pole-arc of magnet
    sigma = 0.667; %electrical conductivity as defined in
FEMM
Rro  = 33;    %Outer Radius of rotor in mm
Rmag = 35;    %Outer Radius of magnet in mm

% Mesh
mi_probdef(freq, 'millimeters', 'planar', 1e-8, L, 30);
mi_zoomnatural;
smartmesh(0);
mi_saveas('C:/femm42/thesis_SPMSM.FEM');

```

```

mi_createmesh;
% Load Solution
mi_analyze(0);
mi_loadsolution;

% Post processing
mo_zoomnatural;
%Create Current Density distribution
mo_showdensityplot(1,0,0.000417040578771494,3.4,'jmag');

%lower and upper bounds of pole-arc of magnet, theta is
the pole-arc=75% of pole step
theta1          = (360/poles)*(1-theta)/2;
theta2          = (360/poles)*(1+theta)/2;

%define values for the analytical solution
omega           = 2*pi*freq;    %fundamental period
sigmaPM         = sigma*(10^6); %electrical
conductivity of permanent magnet
AxialLength     = L/1000;      %Active length in meters

%ANALYTIKH 38
%Select magnet contour for calculation of induced eddy
currents
mo_selectpoint(Rro*cosd(theta1),Rro*sind(theta1));
mo_selectpoint(Rmag*cosd(theta1),Rmag*sind(theta1));
mo_selectpoint(Rmag*cosd(theta2),Rmag*sind(theta2));
mo_bendcontour(theta2-theta1,1);
mo_selectpoint(Rro*cosd(theta2),Rro*sind(theta2));
mo_selectpoint(Rro*cosd(theta1),Rro*sind(theta1));
mo_bendcontour(theta1-theta2,1);

%Calculate axially induced eddy currents
mo_makeplot(7,1500,'eddyZ.txt',1);
InducedEC= importdata('eddyZ.txt');

%Calculate Real and Imaginary average(mean) values
ReInducedEC= mean(InducedEC(:,3));
ImInducedEC= mean(InducedEC(:,4));

%Create the complex number of Eddy Currents in z-axis
AxialInducedEC = complex(ReInducedEC,ImInducedEC);
mo_clearcontour;

%Analytical Solution [38]
%Define lower and upper bounds for integrals

```



```

Radius1          = Rro/1000;
Radius2          = Rmag/1000;

poleArc1         = theta1*pi/180; %degrees to radians
poleArc2         = theta2*pi/180; %degrees to radians

time1            = 0;
time2            = (2*pi)/omega;

%First: Calculation of the Radius integral
f                = @(r) r;
radius_integral = integral(f,Radius1,Radius2);

%Second: Calculation of pole arc integral
g                = 1;
arc_integral     = g*(poleArc2-poleArc1);

%Third: Calculation of the time integral
k                = 1;
time_integral    = k*(time2-time1);

%Calculation of analytical solution
%*10^12 in solution because AxialInducedEC is measured in
MA/m^2
Panalytical      =
(omega/(sigmaPM*2*pi))*AxialLength*(abs(AxialInducedEC)^2
)*(10^12)*radius_integral*arc_integral*time_integral;

%Save Solution
result1 = Panalytical;

%Total losses in magnet calculated by FEMM
%define area for calculation
%define middle point of magnet
middlePM        =
[ ((Rmag+Rro)/2)*cosd(180/poles), ((Rmag+Rro)/2)*sind(180/p
oles)];
%select magnet block
mo_selectblock(middlePM(1),middlePM(2));

%Calculate magnet losses with FEMM
PeddymagnetFEMM= real(mo_blockintegral(6));
mo_clearblock;

%Save solution of FEMM for comparison
result2          = PeddymagnetFEMM;

```

```
%Calculate error between FEMM and analytical
result3 = (abs(Panalytical-
PeddymagnetFEMM))/PeddymagnetFEMM;
end
```