



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

Σχεδιασμός και μελέτη ηλεκτρογεννήτριας συνδεδεμένης στο αξονικό σύστημα πλοίου

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Άρης-Διονύσιος Πιτταράς

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2012



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

Σχεδιασμός και μελέτη ηλεκτρογεννήτριας συνδεδεμένης στο αξονικό σύστημα πλοίου

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Άρης-Διονύσιος Πιτταράς

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 8^η Νοεμβρίου 2012.

.....
Α. Κλαδάς

.....
Σ. Παπαθανασίου

.....
Ι. Προυσαλίδης

Αθήνα, Νοέμβριος 2012

.....
Άρης-Διονύσιος Πιτταράς

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

Copyright © Άρης-Διονύσιος Πιτταράς, 2012.

Με επίφυλαξη 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.

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της διπλωματικής μου εργασίας θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους με βοήθησαν κατά την εκπόνησή της.

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή μου κ. Αντώνιο Κλαδά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου την εργασία αυτή και για την καθοδήγηση που μου παρείχε κατά την διαδικασία εκπόνησής της.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες οφείλω στον Υποψήφιο Διδάκτορα κ. Αθανάσιο Σαρηγιαννίδη που πρόθυμα με στήριξε σε όλα τα βήματα της σχεδίασης, όπως και στον Διδάκτορα κ. Χαράλαμπο Πάτσιο για την καθοδήγηση και τις πολύτιμες συμβουλές του.

Τέλος, θα ήθελα να αφιερώσω αυτή την εργασία στην οικογένειά μου, που με στηρίζει όλα αυτά τα χρόνια.

Περίληψη

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι ο σχεδιασμός και η μελέτη ηλεκτρικής γεννήτριας συνδεδεμένης στο αξονικό σύστημα πρόωσης πλοίου. Αρχικά πραγματοποιήθηκε βιβλιογραφική διερεύνηση σχετικά με προβλήματα ηλεκτροπρόωσης και θέματα τοπολογιών αξονικών γεννητριών. Κατόπιν, διατυπώθηκε μία μεθοδολογία σχεδίασης ηλεκτρικών μηχανών. Στη συνέχεια, επιλέγοντας σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, τέθηκαν οι βασικές προδιαγραφές ισχύος και ταχύτητας. Σύμφωνα με αυτές έγινε η προκαταρκτική σχεδίαση, θεωρώντας τυπικές τιμές ειδικής ηλεκτρικής και μαγνητικής φόρτισης. Η αρχική αυτή διαμόρφωση εξειδικεύθηκε και διαμορφώθηκε περαιτέρω με τη βοήθεια ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων δύο διαστάσεων. Επιπλέον, επιχειρήθηκε παραμετρική σχεδίαση της μηχανής, μέσω ανάλυσης ευαισθησίας της ροπής και των απωλειών με μεταβλητές τις κύριες γεωμετρικές παραμέτρους. Κατόπιν, μελετήθηκαν τα λειτουργικά χαρακτηριστικά της μηχανής και προσδιορίστηκαν οι παράμετροι του ισοδυνάμου κυκλώματός της. Σε ένα επόμενο βήμα σχεδιάστηκε μία σύγχρονη μηχανή έκτυπων πόλων, με ίδια ονομαστική ισχύ, προκειμένου να συγκριθεί με τη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη. Αφού ακολουθήθηκε αντίστοιχη διαδικασία προκαταρκτικής σχεδίασης και οριστικής σχεδίασης μέσω ανάλυσης ευαισθησίας γεωμετρικών παραμέτρων, προσδιορίστηκε η τελική γεωμετρική διαμόρφωση και υπολογίστηκαν οι παράμετροι του ισοδυνάμου κυκλώματος. Τέλος, συγκρίθηκαν τα λειτουργικά χαρακτηριστικά των δύο γεννητριών με έμφαση την ποιότητα της παραγόμενης ροπής και τις αρμονικές της επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης.

Στις προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκαν κατάλληλα λογισμικά πεπερασμένων στοιχείων και αριθμητικής ολοκλήρωσης διαφορικών εξισώσεων (FEMM και MATLAB, αντίστοιχα).

Λέξεις Κλειδιά

Ηλεκτροπρόωση, αξονικές γεννήτριες πλοίου, συγκεντρωμένο τύλιγμα, σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών, ανάλυση ευαισθησίας, ροπή, απόδοση, σύγχρονη μηχανή έκτυπων πόλων.

Abstract

The present diploma thesis undertakes the design and analysis of a ship's shaft generator. In a first step, a bibliographical research of the electric propulsion and the different shaft generator's systems was performed. In a second step, the design procedure of electrical machines was presented. Moreover, a permanent magnet synchronous generator topology was chosen and the main specifications, i.e. nominal speed and power, were determined. Then, the preliminary design of the machine was carried out, taking into consideration typical electric and magnetic loadings. This initial geometrical configuration was further elaborated by using 2D finite element analysis. Additionally, a parametric design of the machine was developed, in order to perform a sensitivity analysis of the electromagnetic torque and losses, with variables the basic geometrical parameters. Moreover, the final operating characteristics were evaluated and the parameters of the equivalent circuit were computed. Furthermore, a salient pole synchronous generator of the same nominal power was designed, in order to be compared with the permanent magnet machine. The same preliminary design and sensitivity analysis procedure was implemented and the final configuration was analyzed. In addition, the parameters of the equivalent circuit were evaluated. Finally, the main operating characteristics of these two generators were compared.

The above mentioned analyses were carried out by using popular software packages based on the finite element analysis method and numerical time integration for differential equations solution (FEMM and MATLAB, respectively).

Key Words

Electric propulsion, on board shaft generators, concentrated winding, permanent magnet synchronous generator, sensitivity analysis, torque, efficiency, salient pole synchronous machine.

Πρόλογος

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση και ανάλυση λειτουργίας ηλεκτρικής μηχανής ονομαστικής ισχύος 2.4 MW που προορίζεται για εφαρμογή αξονικής γεννήτριας πλοίου. Πρόκειται για σύγχρονη γεννήτρια μονίμων μαγνητών, ονομαστικής ταχύτητας 400 RPM, που θεωρείται συνδεδεμένη στον άξονα της κύριας μηχανής εσωτερικής καύσης η οποία εξασφαλίζει την πρόωση του πλοίου. Η μηχανή αυτή σχεδιάστηκε, βελτιστοποιήθηκε και συγκρίθηκε με μία σύγχρονη μηχανή έκτυπων πόλων ταχύτητας 1000 RPM, η οποία αποτελεί συμβατική τοπολογία σε εφαρμογές αυτού του τύπου.

Στο πρώτο κεφάλαιο επιχειρείται μία ανασκόπηση της βιβλιογραφίας ηλεκτροπρόωσης, των εφαρμογών της και των πλεονεκτημάτων/μειονεκτημάτων που τη χαρακτηρίζουν. Στη συνέχεια, αναφέρονται οι σύγχρονες εξελίξεις αυτού του κλάδου, όπως η διείδυση των μετατροπών ηλεκτρονικών ισχύος στα ηλεκτρικά συστήματα πλοίων. Κατόπιν, περιγράφονται τα χαρακτηριστικά και οι βασικότερες τοπολογίες υφιστάμενων αξονικών γεννητριών, ανάλογα με τον τύπο της μηχανής και τον τρόπο σύνδεσής της στο ηλεκτρικό δίκτυο του πλοίου. Τέλος, προτείνεται μία κατηγοριοποίηση των αξονικών γεννητριών με κριτήριο το κιβώτιο ταχυτήτων που χρησιμοποιείται στο μηχανικό τους σύστημα.

Στο δεύτερο κεφάλαιο συνοψίζονται τα κυριότερα βήματα σχεδίασης ηλεκτρικών μηχανών και επισημαίνονται οι σημαντικές επιλογές διαμόρφωσής τους. Αρχικά περιγράφονται τα κατασκευαστικά υλικά τους και στη συνέχεια διατυπώνονται οι θεμελιώδεις σχέσεις προκαταρκτικής σχεδίασης, όπως και οι κυριότερες αιτίες απωλειών στις ηλεκτρικές μηχανές. Στη συνέχεια, παρουσιάζεται η μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων, μεθοδολογία που χρησιμοποιήθηκε εκτεταμένα κατά την οριστική σχεδίαση των δύο γεννητριών. Ακολουθεί εκτενής περιγραφή των τυλιγμάτων ηλεκτρικών μηχανών με έμφαση στο συγκεντρωμένο τύλιγμα κλασματικού βήματος, το οποίο χρησιμοποιήθηκε στη μηχανή μονίμων μαγνητών. Τέλος, παρατίθενται οι επικρατέστερες διαμορφώσεις δρομέα σύγχρονων μηχανών μονίμων μαγνητών, μαζί με τα πλεονεκτήματα/μειονεκτήματα καθεμίας.

Στο τρίτο κεφάλαιο επιχειρείται σχεδίαση και υπολογισμός των λειτουργικών χαρακτηριστικών της σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη. Αρχικά προσδιορίζονται οι βασικές προδιαγραφές της, δηλαδή ονομαστική ισχύς και ταχύτητα περιστροφής. Κατόπιν γίνεται η αρχική της σχεδίαση σύμφωνα με τις θεμελιώδεις σχέσεις που δόθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Στη συνέχεια επιλέγεται ο καταλληλότερος συνδυασμός αριθμών πόλων/αυλακιών και μελετώνται τα μεγέθη στάτη και δρομέα. Σειρά έχει η ανάλυση της μηχανής με το πρόγραμμα πεπερασμένων στοιχείων. Συγκεκριμένα, προσομοιώνεται η αρχική διαμόρφωση της γεννήτριας ενώ παράλληλα αναπτύσσεται κώδικας για την παραμετροποιημένη σχεδίαση της γεωμετρίας. Επιπλέον χρησιμοποιείται ανάλυση

ευαισθησίας παραμέτρων με στόχο την αναζήτηση της βέλτιστης γεωμετρίας της μηχανής ως προς την επίδοση και απόδοσή της. Αφού προσδιορισθεί η τελική διαμόρφωση μελετώνται τα χαρακτηριστικά της και υπολογίζονται οι παράμετροι του ισοδυνάμου κυκλώματος.

Στο τέταρτο κεφάλαιο σχεδιάζεται η μηχανή έκτυπων πόλων, θεωρώντας ένα διαφορετικό μηχανικό σύστημα στο οποίο ο άξονάς της συνδέεται με το αξονικό σύστημα του πλοίου μέσω κατάλληλου κιβωτίου πολλαπλασιασμού ταχύτητας. Αρχικά επιχειρήθηκε προκαταρκτική σχεδίαση της μηχανής, όπως και στη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη, και επιλέχθηκε ο τύπος τυλιγμάτων της. Στη συνέχεια η μηχανή παραμετροποιήθηκε ως προς τις βασικές γεωμετρικές διαστάσεις της προκειμένου να βελτιστοποιηθεί μέσω ανάλυσης ευαισθησίας παραμέτρων. Όταν ολοκληρώθηκε η τελική διαμόρφωση, υπολογίστηκαν η επίδοση και απόδοσή της. Τέλος, εκτιμήθηκαν οι τιμές των παραμέτρων ισοδυνάμου κυκλώματος, όπως και η επίδραση του κορεσμού σε αυτές.

Στο πέμπτο κεφάλαιο επιχειρείται συγκριτική μελέτη των χαρακτηριστικών των δύο γεννητριών. Βάσει των προσομοιώσεων που έγιναν στα δύο προηγούμενα κεφάλαια, συγκρίνονται οι δύο μηχανές ως προς την επίδοση, την απόδοση, την ποιότητα της παραγόμενης ροπής και τη μορφή της επαγόμενης τάσης. Σχολιάζονται επίσης οι τιμές των παραμέτρων ισοδυνάμου κυκλώματος σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Τέλος στο έκτο κεφάλαιο συγκεντρώνονται τα συμπεράσματα της διπλωματικής εργασίας, όπως προέκυψαν κατά τη σχεδίαση και την ανάλυση της λειτουργίας των δύο μηχανών. Παρουσιάζονται επίσης τα κυριότερα σημεία επιστημονικής συνεισφοράς της εργασίας, ενώ προτείνονται ορισμένα θέματα που χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης.

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	17
1.1 Γενικά περί ηλεκτροπρόωσης	17
1.2 Πλεονεκτήματα-μειονεκτήματα ηλεκτροπρόωσης.....	18
1.3 Εφαρμογές ηλεκτροπρόωσης	19
1.4 Ποιότητα ισχύος	22
1.5 Αξονικές γεννήτριες-τοπολογίες	24
1.5.1 Σύγχρονη γεννήτρια απ' ευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο.....	26
1.5.2 Σύγχρονη γεννήτρια συνδεδεμένη μέσω μετατροπέα AC/DC/AC.	27
1.5.3 Ασύγχρονη μηχανή με δρομέα κλωβού απ' ευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο..	27
1.5.4 Ασύγχρονη μηχανή συνδεδεμένη μέσω μετατροπέα AC/DC/AC.....	28
1.5.5 Ασύγχρονη γεννήτρια δακτυλιοφόρου δρομέα με AC/DC/AC μετατροπέα στο δρομέα	28
1.6 Κατηγορίες αξονικών γεννητριών	29
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ	33
2.1 Κατασκευαστικά υλικά ηλεκτρικών μηχανών	33
2.1.1 Σιδηρομαγνητικά υλικά	33
2.1.2 Μόνιμοι μαγνήτες.	35
2.2 Θεμελιώδεις σχέσεις προκαταρκτικής σχεδίασης.....	37
2.2.1 Βασικά μεγέθη	37
2.2.2 Διαστασιολόγηση διακένου	41
2.3 Απώλειες ηλεκτρικών μηχανών	46
2.3.1 Απώλειες χαλκού.....	46
2.3.2 Απώλειες πυρήνα.....	47
2.4 Πεδιακή ανάλυση με πεπερασμένα στοιχεία	50
2.4.1 Μαγνητοστατικά προβλήματα.....	50
2.4.2 Οριακές συνθήκες	52
2.4.3 Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων.....	53
2.4.4 Το πρόγραμμα ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων <i>femm</i>	53
2.5 Τυλίγματα ηλεκτρικών μηχανών.....	54
2.5.1 Συγκεντρωμένο τύλιγμα.....	54
2.6 Διαμορφώσεις δρομέα μηχανών μονίμων μαγνητών	58
2.6.1 Μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών με εσωτερικό δρομέα	59

2.6.2 Μηχανές εσωτερικά επιφανειακών μαγνητών.....	59
2.6.3 Μηχανές εσωτερικών μαγνητών.....	59

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΜΟΝΙΜΩΝ

ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ 2.4 MW	63
3.1 Βασικές προδιαγραφές γεννήτριας.....	63
3.2 Προκαταρκτική σχεδίαση	63
3.2.1 Διαστασιολόγηση διακένου	64
3.2.2 Προσδιορισμός μεγεθών στάτη	66
3.2.3 Επιλογή αριθμού αυλακιών	67
3.2.4 Ασύμμετρη μαγνητική δύναμη	68
3.2.5 Τύλιγμα γεννήτριας.....	70
3.2.6 Προσδιορισμός μεγεθών δρομέα	72
3.3 Ανάλυση ευαισθησίας σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη	76
3.3.1 Ανάλυση ευαισθησίας μαγνητικής επαγωγής δοντιών ως προς το άνοιγμα αύλακος.....	80
3.3.2 Ανάλυση ευαισθησίας ροπής & απωλειών ως προς το εύρος δοντιού και μαγνήτη	80
3.4 Τελική διαμόρφωση	88
3.5 Ανάλυση της μηχανής εν κενώ.....	90
3.5.1 Ηλεκτρεγερτική δύναμη.....	90
3.5.2 Ροπή ευθυγράμμισης.....	93
3.6 Ανάλυση της μηχανής σε πλήρες φορτίο.....	93
3.6.1 Ηλεκτρεγερτική δύναμη.....	93
3.6.2 Κυμάτωση ροπής.....	95
3.6.3 Απώλειες πυρήνα.....	95
3.7 Επίδοση	96
3.8 Απόδοση	97
3.9 Εκτίμηση αυτεπαγωγών ευθέως και καθέτου άξονα μόνιμης κατάστασης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη	100

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΕΚΤΥΠΩΝ ΠΟΛΩΝ	
ΙΣΧΥΟΣ 2.4 MW	103
4.1 Βασικές προδιαγραφές γεννήτριας.....	103
4.2 Προκαταρκτική σχεδίαση	103
4.2.1 Διαστασιολόγηση διακένου	103
4.2.2 Προσδιορισμός μεγεθών στάτη	105
4.3 Ανάλυση ευαισθησίας σύγχρονης γεννήτριας έκτυπων πόλων	109
4.3.1 Ανάλυση ευαισθησίας απωλειών και ροπής ως προς την ηλεκτρική φόρτιση της διέγερσης	112
4.3.2 Ανάλυση ευαισθησίας απωλειών και ροπής ως προς το πάχος δοντιού και το σώμα στάτη	115
4.4 Τελική διαμόρφωση	119
4.5 Ανάλυση της μηχανής εν κενώ.....	121
4.5.1 Ηλεκτρεγερτική δύναμη	121
4.5.2 Ροπή ευθυγράμμισης.....	123
4.6 Ανάλυση της μηχανής σε πλήρες φορτίο.....	123
4.6.1 Ηλεκτρεγερτική δύναμη.....	123
4.6.2 Κυμάτωση ροπής.....	125
4.6.3 Απώλειες πυρήνα	125
4.7 Επίδοση	126
4.8 Απόδοση	126
4.9 Εκτίμηση αυτεπαγωγών ευθέως και καθέτου άξονα μόνιμης κατάστασης γεννήτριας έκτυπων πόλων.....	129
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΤΩΝ ΔΥΟ ΓΕΝΝΗΤΡΙΩΝ	133
5.1 Σύγκριση των χαρακτηριστικών της ηλεκτρομαγνητικής ροπής	133
5.1.1 Επίδοση	133
5.1.2 Ροπή ευθυγράμμισης.....	134
5.1.3 Κυμάτωση ροπής.....	134
5.2 Ημιτονικότητα ΗΕΔ.....	135
5.3 Απόδοση	137
5.4 Παράμετροι ισοδυναμίου κυκλώματος	138
5.4.1 Αντίσταση ανά φάση.....	138

5.4.2 Αυτεπαγωγές ευθέως και καθέτου άξονα	138
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	141
6.1 Συμπεράσματα	141
6.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης	142
6.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση	143
Βιβλιογραφία.....	145

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Γενικά περί ηλεκτροπρόωσης

Ηλεκτροπρόωση είναι το είδος πρόωσης στο οποίο οι άξονες του πλοίου κινούνται από ηλεκτρικούς κινητήρες και όχι από άλλες μηχανές, όπως κινητήρες diesel, αεριοστρόβιλους ή ατμοστρόβιλους. Φυσικά, οι παραπάνω εξακολουθούν να υπάρχουν, αλλά αντί να κινούν απ' ευθείας το αξονικό σύστημα με την έλικα κινούν ηλεκτρογεννήτριες, που με τη σειρά τους τροφοδοτούν τους ηλεκτροκινητήρες προώσεως. Η εγκατάσταση πρόωσης περιλαμβάνει το σύστημα ελέγχου, το οποίο είναι υπεύθυνο για την εκκίνηση, την αλλαγή φοράς των κινητήρων, όπως και την επιθυμητή αυξομείωση στροφών.

Η ηλεκτρική πρόωση άρχισε να εφαρμόζεται περίπου 55 χρόνια πριν. Στα πρώτα χρόνια που εμφανίστηκε, τα συστήματα ήταν τύπου ΣΡ. Στις αρχές της δεκαετίας του 1950 αρχίζει να χρησιμοποιείται το εναλλασσόμενο ρεύμα, αλλά τα συστήματα ηλεκτροπρόωσης εξακολουθούν να στηρίζονται σε κινητήρες ΣΡ. Τα τελευταία όμως χρόνια, η ευρεία ανάπτυξη διατάξεων και τεχνικών ελέγχου κινητήρων ΕΡ (ηλεκτρονικά ισχύος), που να ικανοποιούν τις απαιτήσεις της πρόωσης τόσο από πλευράς ευελιξίας όσο και οικονομίας καυσίμου, έδωσε τη δυνατότητα ευρύτερης διάδοσης της ηλεκτρικής πρόωσης σε εμπορικά πλοία. Παράλληλα όμως με τις νέες δυνατότητες που παρουσιάζονται χάρη στη ραγδαία ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος, τίθενται υψηλές απαιτήσεις ως προς τον έλεγχο, τη παραγωγή, τη διανομή και την ποιότητα ισχύος στα ηλεκτρικά συστήματα των πλοίων.

Παρακάτω διευκρινίζονται ορισμένοι βασικοί όροι σχετικοί με τα συστήματα ηλεκτρικής πρόωσης, οι οποίοι χρησιμοποιούνται συχνά στη βιβλιογραφία [1]:

- *Πλήρης Ηλεκτροπρόωση (Full Electric Propulsion - F.E.P.):* Η εγκατάσταση προώσεως στην οποία το πλοίο κινείται αποκλειστικά από ηλεκτρικούς κινητήρες. Τα ζεύγη κινητηρίων μηχανών-γεννητριών που τροφοδοτούν τους κινητήρες προώσεως υπάρχουν αποκλειστικώς για το σκοπό αυτό, δεν τροφοδοτούν δηλαδή άλλα φορτία. Η ηλεκτρική ισχύς για τους υπόλοιπους καταναλωτές του πλοίου παράγεται από άλλες γεννήτριες.
- *Ολοκληρωμένη Πλήρης Ηλεκτροπρόωση (Integrated Full Electric Propulsion - I.F.E.P.) :* Η εγκατάσταση ηλεκτρικής πρόωσης στην οποία τα ζεύγη

κινητηρίων μηχανών - γεννητριών, τροφοδοτούν τόσο τους ηλεκτρικούς κινητήρες προώσεως, όσο και τα υπόλοιπα ηλεκτρικά φορτία του πλοίου.

- *Πλήρως Εξηλεκτρισμένο πλοίο (All Electric Ship -A.E.S.)* : Το πλοίο που διαθέτει ολοκληρωμένη πλήρη ηλεκτροπρόωση και επιπλέον επιτελεί σε ευρεία έκταση τις λειτουργίες του μέσω ηλεκτρικών μηχανημάτων.
- *Ηλεκτρικό δίκτυο προώσεως (Propulsion Network)* : Το τμήμα εκείνο του ηλεκτρικού δικτύου πλοίου που τροφοδοτεί τα ηλεκτρικά φορτία που σχετίζονται με την πρόωση.
- *Ηλεκτρικό δίκτυο χρήσεως (Ship Service System)* : Το ηλεκτρικό δίκτυο του πλοίου, εκτός του δικτύου προώσεως.

1.2 Πλεονεκτήματα-μειονεκτήματα ηλεκτρικής πρόωσης

Τα κυριότερα πλεονεκτήματα της ηλεκτρικής πρόωσης [1], στα οποία οφείλεται και η διάδοσή της, είναι τα ακόλουθα:

- Ακριβής έλεγχος της ταχύτητας περιστροφής της έλικας και του πλοίου, όπως και της θέσης.
- Υψηλή δυνατότητα ελιγμών.
- Γρήγορη απόκριση κατά τη διάρκεια χειρισμών.
- Χαμηλά επίπεδα θορύβου και κραδασμών.
- Οικονομία καυσίμου, εφόσον είναι εφικτή η φόρτιση των μηχανών κοντά στο βέλτιστο σημείο.
- Χαμηλό κόστος λειτουργίας και συντήρησης.
- Εξοικονόμηση χώρου, που προσφέρει ευελιξία στον σχεδιασμό του σκάφους.
- Ευκολία αυτοματισμού.
- Αυξημένη αξιοπιστία (πολλά συστήματα συνδεδεμένα παράλληλα) και, επομένως, αυξημένη ασφάλεια.
- Περιορισμός των εκπεμπόμενων ρύπων, εφόσον η κατανάλωση καυσίμου είναι μικρότερη, ενώ οι εκπομπές NO_x αισθητά χαμηλότερες.
- Περιορισμός του κινδύνου ρύπανσης του περιβάλλοντος από ατυχήματα όπως αυτά των δεξαμενοπλοίων, χάρη στην ταχύτερη απόκριση του συστήματος.

Τα βασικότερα μειονεκτήματα της ηλεκτρικής πρόωσης είναι τα εξής:

- Υψηλό κόστος επένδυσης. Αυτό γίνεται η προσπάθεια να μειωθεί κατά το δυνατόν, αξιοποιώντας την υπάρχουσα τεχνολογία των ηπειρωτικών ηλεκτρικών δικτύων (Commercial Off The Shelf – COTS), ωστόσο το υψηλό κόστος των κινητήρων και των διατάξεων ελέγχου τους δεν δείχνει να μειώνεται εύκολα.
- Υψηλότερες απώλειες στο σύστημα μετάδοσης της κίνησης, σε σύγκριση με το μηχανικό σύστημα. Για παράδειγμα, σε συμβατικό σύστημα κινητήρα Diesel - έλικας ρυθμιζόμενου βήματος, οι απώλειες του συστήματος μετάδοσης-εντοπίζονται στην έλικα και τον μειωτήρα- είναι περίπου 4% όταν η έλικα λειτουργεί στον βέλτιστο συνδυασμό ταχύτητας/βήματος. Σε εγκατάσταση νηζελο-ηλεκτρικής πρόωσης, το σύστημα μετάδοσης προκαλεί απώλειες 7 - 8%, που οφείλονται στις γεννήτριες, στους μετασχηματιστές, στους μετατροπείς συχνότητας και στους προωστήριους ηλεκτροκινητήρες. Επομένως, ο ολικός βαθμός απόδοσης είναι υψηλότερος στο σύστημα ηλεκτρικής πρόωσης μόνον όταν κάθε μηχανή λειτουργεί σε σταθερή ταχύτητα περιστροφής και επί μεγάλα χρονικά διαστήματα στη βέλτιστη περιοχή.
- Προβλήματα ποιότητας ηλεκτρικής ενέργειας εξαιτίας της εγκατάστασης διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος.

Τα παραπάνω προβλήματα λόγω του εξηλεκτρισμού των συστημάτων του πλοίου αντιμετωπίζονται με εξειδικευμένες αναλύσεις και μελέτες κυρίως στη φάση σχεδίασης του ηλεκτρολογικού συστήματος.

1.3 Εφαρμογές ηλεκτροπρόωσης

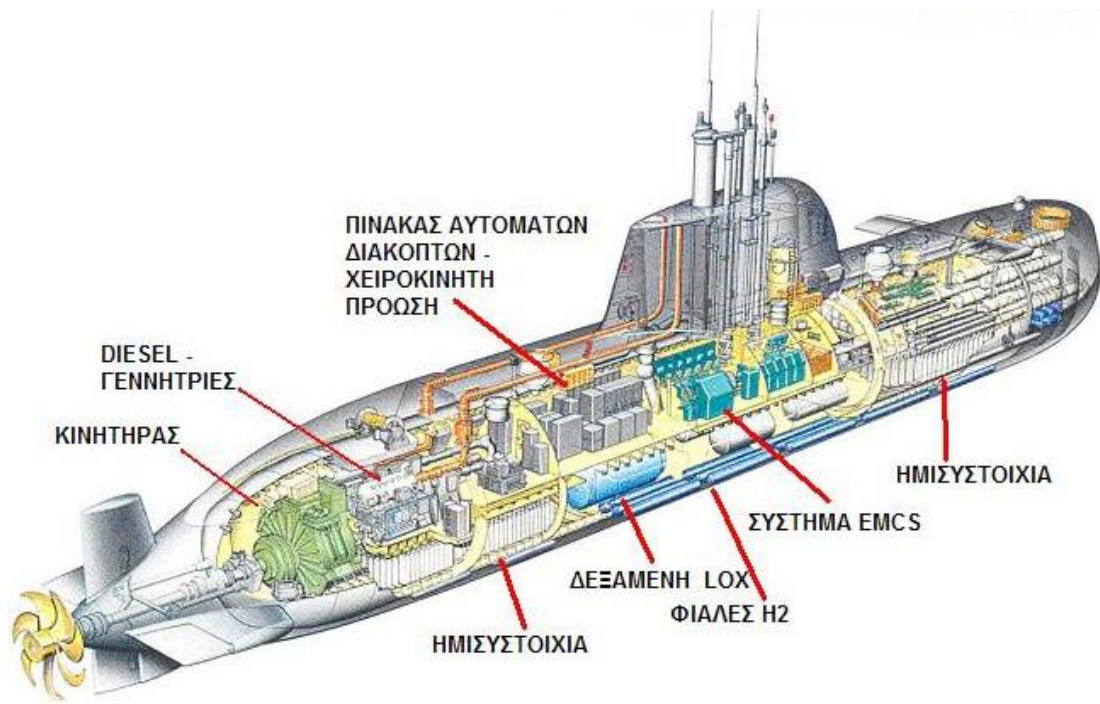
Ενώ παλαιότερα η ηλεκτρική πρόωση έβρισκε μόνον πολύ εξειδικευμένες εφαρμογές (παγοθραυστικά, ερευνητικά σκάφη, σκάφη πόντισης καλωδίων), κατά τη δεκαετία του '90 παρουσιάζει μια έντονα αυξανόμενη διάδοση σε πλοία όπως μεγάλα επιβατηγά, οχηματαγωγά, κρουαζιερόπλοια, δεξαμενόπλοια, κ.λπ. Γενικά, η ηλεκτρική πρόωση μπορεί να αποδειχθεί η καταλληλότερη λύση στις ακόλουθες κατηγορίες εφαρμογών [1]:

- Σκάφη με υψηλές απαιτήσεις ελικτικών ικανοτήτων.
- Σκάφη με μεγάλη ισχύ βοηθητικών μηχανημάτων.
- Σκάφη με μεγάλα φορτία ενδιαίτησης και έντονη διακύμανση της ισχύος πρόωσης.
- Σκάφη εξοπλισμένα με πολλές ταχύστροφες μη αναστρέψιμες μηχανές.
- Υποβρύχια και βαθυσκάφη.

Ειδικά στα πολεμικά πλοία, η ηλεκτροπρόωση αποτελεί την βασική επιλογή για την κίνηση των υποβρυχίων. Η χρήση της σε πολεμικά πλοία επιφάνειας, που μέχρι σήμερα ήταν σχετικά περιορισμένη, προσελκύει ξανά το έντονο ενδιαφέρον των ναυτικών χωρών που κατασκευάζουν πολεμικά πλοία και εξετάζεται πλέον σαν υποψήφιο σύστημα για την προωστήρια εγκατάσταση της επόμενης γενιάς και των μεγάλων πολεμικών πλοίων. Οι αυξημένες απαιτήσεις και οι αυστηρότερες - σε σχέση με τα εμπορικά πλοία - προδιαγραφές των πολεμικών ναυτικών, (τόσο από περιορισμούς χώρου αλλά και απαιτήσεις του προωστήριου συστήματος), προϋποθέτουν περαιτέρω ανάπτυξη των υποσυστημάτων της ηλεκτροπρόωσης.

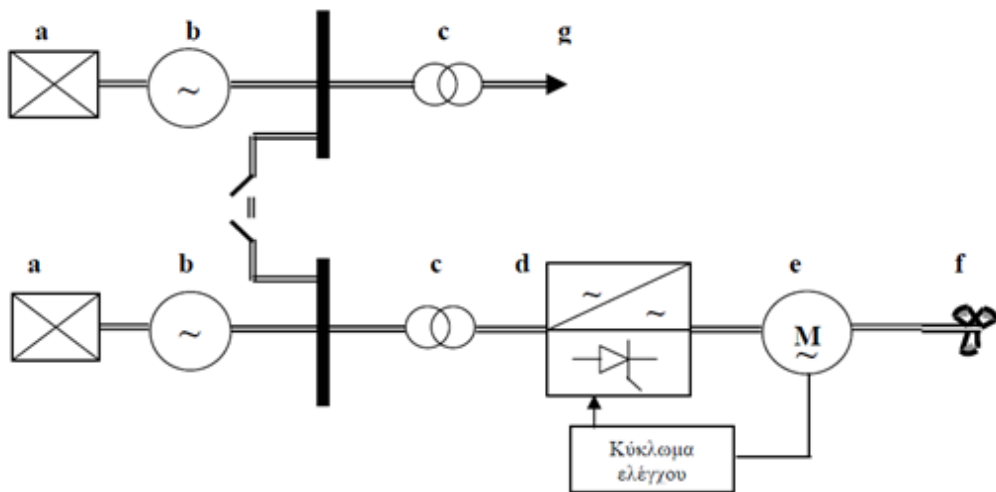


Σχήμα 1.1: Το πρώτο ηλεκτρικό πλοίο στόχος της ελληνογαλλικής κοινοπραξίας



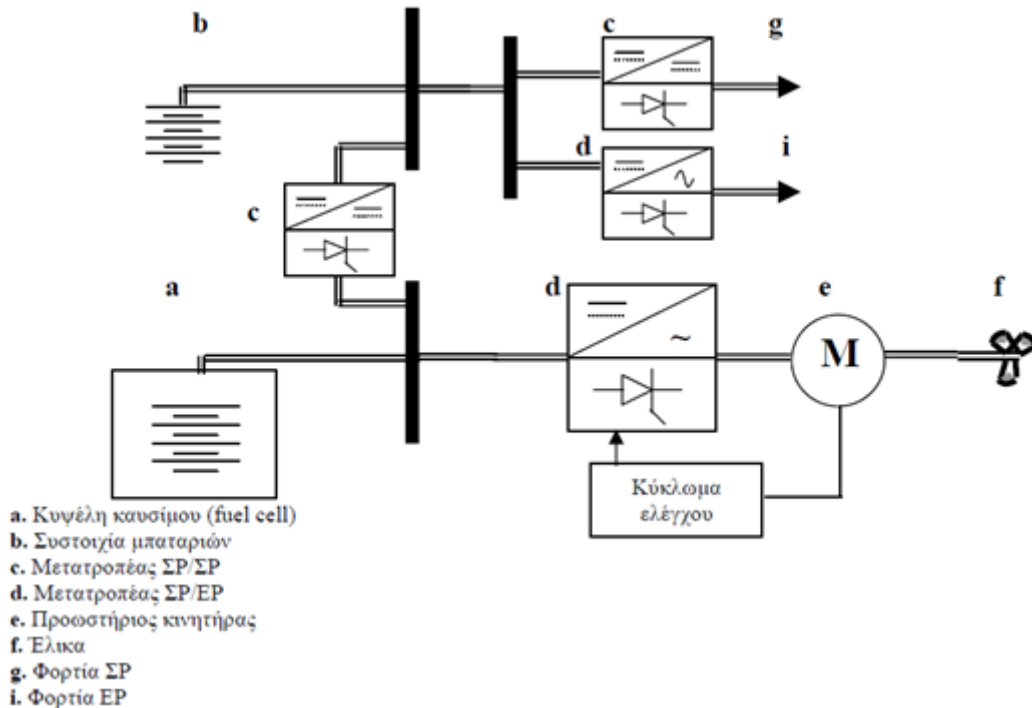
Σχήμα 1.2: Εσωτερική διάταξη Υ/Β U214

Παρακάτω δίνονται δύο γενικά διαγράμματα ΣΗΕ πλοίου κ' υποβρυχίου αντίστοιχα [1]:



- a. Κινητήρια μηχανή (ντιζελοκινητήρας ή αεροστρόβιλος)
- b. Σύγχρονη γεννήτρια
- c. Μετασχηματιστής ισχύος
- d. Μετατροπέας συχνότητας
- e. Προωστήριος κινητήρας
- f. Έλικα
- g. Λοιπά φορτία (αντλίες, συμπιεστές, φωτισμός, εργατές κλπ)

Σχήμα 1.3: Γενικό διάγραμμα συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας πλοίου



Σχήμα 1.4: Γενικό διάγραμμα συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας πλοίου με κυψέλες καυσίμου






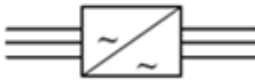
Όπως βλέπουμε στη 2^η περίπτωση, η ηλεκτρική ενέργεια παράγεται από κυψέλες καυσίμου και αποθηκεύεται σε μπαταρίες, προκειμένου να τροφοδοτήσει καταναλώσεις ΣΡ αλλά και ΕΡ μέσω μετατροπέων ΣΡ/ΕΡ. Βέβαια, και στις δύο περιπτώσεις οι κινητήρες πρόωσης είναι ΕΡ [2].

1.4 Ποιότητα Ισχύος

Στα συστήματα ηλεκτρικών πλοίων, όπως και σε όλες τις εφαρμογές που χρησιμοποιούν μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος (ηλεκτρικά οχήματα, αυτόνομες ή διασυνδεδεμένες εγκαταστάσεις ΑΠΕ), πέραν της θεμελιώδους συχνότητας αναπτύσσεται μεγάλο πλήθος αρμονικών συνιστωσών ρεύματος και τάσεως. Οι αρμονικές αυτές αφενός προσαυξάνουν τη συνολική κυκλοφορούσα άεργο ισχύ στο ηλεκτρικό δίκτυο, αφετέρου δημιουργούν προβλήματα ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας. Ο παραγόμενος «ηλεκτρομαγνητικός θόρυβος» επηρεάζει αρνητικά όλες τις ευαίσθητες ηλεκτρονικές διατάξεις –πρωτίστως τα κυκλώματα ελέγχου των ίδιων των ηλεκτρονικών ισχύος – ενώ σε περιπτώσεις στρατιωτικών εφαρμογών αυξάνει τα επίπεδα της ηλεκτρομαγνητικής υπογραφής των πλοίων. Βέβαια, αυτό το πρόβλημα μπορεί να αντιμετωπιστεί με χρήση κατάλληλων φίλτρων που περιορίζουν το αρμονικό περιεχόμενο ή με εξεζητημένες τεχνικές έναυσης-σβέσης των διακοπών.

Στον ακόλουθο πίνακα παρατίθενται οι βασικότεροι μετατροπείς που χρησιμοποιούνται στην ηλεκτρική πρόωση [2].

Πίνακας 1.1: Συγκεντρωτική παρουσίαση διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος για ηλεκτρική πρόωση

Μετατροπέας	Διάταξη	Μέγιστη ισχύς	Κυριαρχούσες αρμονικές
Ανορθωτής		>6 MVA	6.n.f _i
Αντιστροφέας CSI		1 MVA	(3k±1).f _o
Αντιστροφέας LCI		>30 MVA	(3k±1).f _o
Αντιστροφέας VSI		2 MVA	(3k±1).f _o
Αντιστροφέας PWM		2 MVA (IGBT) 6 MVA (GTO)	2.n.f _o
Κυκλομετατροπέας		>30 MVA	6.n.f _i ±(2.p+1).f _o

$n=1,2,3,\dots$ $k=2,4,6,\dots$ $p=0,1,2,3,\dots$ f_i =συχνότητα εισόδου f_o =συχνότητα εξόδου

Ορισμένα από τα βασικότερα φαινόμενα ποιότητας ισχύος είναι τα ακόλουθα [2]:

- Βυθίσεις τάσης, που μπορεί να οφείλονται σε σφάλματα, εκκίνηση κινητήρων ή ηλεκτρίση μετασχηματιστών.
- Ανύψωση τάσης, λόγω σφαλμάτων σε αγείωτα συστήματα.
- Ταχεία μεταβατικά φαινόμενα, εξαιτίας διακοπτικών φαινομένων ή κατά την ηλεκτρίση πυκνωτών.
- Αρμονικές, που προκαλούνται από την εγκατάσταση μετατροπέων στο ηλεκτρικό σύστημα του πλοίου.

Ένας βασικός λόγος για τον οποίο πρέπει να εξασφαλίζεται η απαιτούμενη ποιότητα ισχύος (όχι μόνο στα ΣΗΕ πλοίων) είναι η ευαισθησία κάποιων φορτίων (H/Y, PLC, κινητήρες με μετατροπείς) στις διαταραχές της τάσης τροφοδοσίας. Επιπλέον, εξαιτίας ανυψώσεων τάσης ή ταχέων μεταβατικών καταπονούνται οι μονώσεις.

Προφανώς, είναι απαραίτητη η ύπαρξη κάποιου μέτρου της ποιότητας ισχύος στα ΣΗΕ πλοίων, γι' αυτό και τίθενται διάφορες προδιαγραφές στα παραπάνω φαινόμενα (βυθίσεις τάσης, αρμονικές, ταχεία μεταβατικά κ.τ.λ.) Η έρευνα που έχει πραγματοποιηθεί σε σχέση με την ποιότητα ισχύος των ηπειρωτικών συστημάτων αποτελεί αφετηρία για τις αντίστοιχες μελέτες στα πλοία. Επιπλέον, ο εναρμονισμός των κανονισμών των πλοίων με αυτούς της ξηράς θα επιτρέψει την ευκολότερη εκμετάλλευση της σχετικής εμπειρίας και γνώσης. Η οικονομική λειτουργία των τεράστιων ηλεκτρικών συστημάτων απαιτεί τον ελάχιστο δυνατό αριθμό γεννητριών σε λειτουργία καθώς και την εξισορροπημένη φόρτιση με φορτία πρόωσης αλλά και φορτία υπηρεσίας. Αυτές οι απαιτήσεις δημιουργούν την ανάγκη για ένα εκτεταμένο σύστημα μετρήσεων και εποπτείας σε πραγματικό χρόνο και δυνατότητα δυναμικής ανακατανομής των φορτίων.

1.5 Αξονικές γεννήτριες-τοπολογίες

Οι αξονικές γεννήτριες είναι σύγχρονες ή ασύγχρονες μηχανές που στρέφονται από την κύρια μηχανή του πλοίου. Συνδέονται στον άξονα της προπέλας ή της κύριας μηχανής, συνήθως μέσω κιβωτίου πολλαπλασιασμού στροφών.

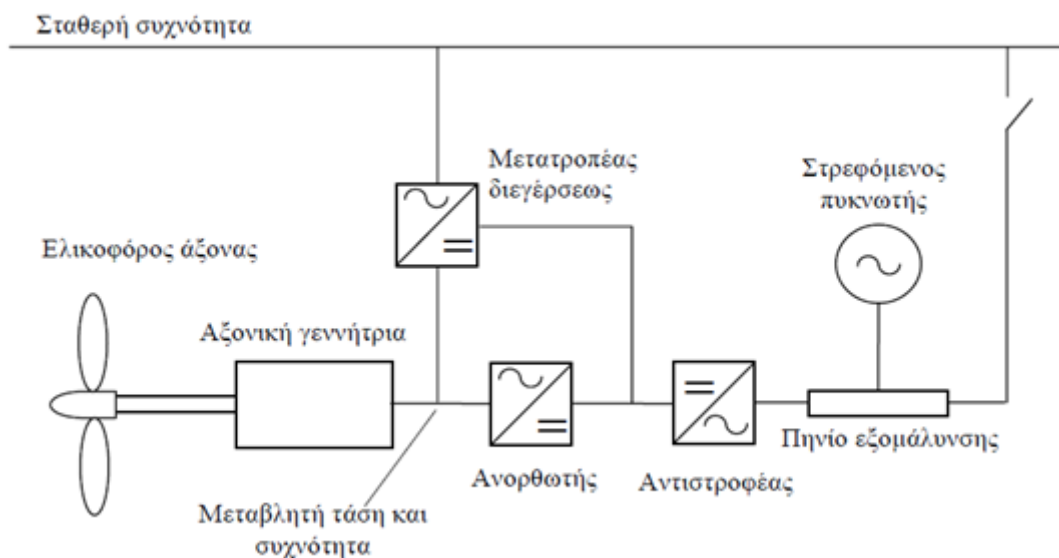
Ορισμένα βασικά πλεονεκτήματα στην προσπάθεια εξηλεκτρισμού των πλοίων με εγκατάσταση αξονικών γεννητριών είναι τα ακόλουθα:

- Η ηλεκτρική ενέργεια παράγεται χρησιμοποιώντας καύσιμα φθηνότερα του ντίζελ, όπως βαρύ μαζούτ ή φυσικό αέριο. Βέβαια, και στις δύο περιπτώσεις υπάρχει σύζευξη του συστήματος της αξονικής γεννήτριας με την κύρια μηχανή.
- Οι απαιτήσεις σε όγκο είναι αρκετά μικρές οπότε μπορούν εύκολα να εγκατασταθούν στο χώρο των κύριων μηχανών.
- Τα επίπεδα θορύβου των αξονικών γεννητριών είναι χαμηλότερα συγκριτικά μ' αυτά των συμβατικών γεννητριών.

Ωστόσο, υπάρχουν και ορισμένα μειονεκτήματα αυτών των συστημάτων, ορισμένα από τα οποία έχουν πλέον ξεπεραστεί:

- Η λειτουργία των αξονικών γεννητριών απαιτεί επιπλέον φόρτιση της κύριας μηχανής, η οποία πρέπει να ληφθεί υπ' όψιν στην επιλογή και διαστασιολόγηση του συστήματος πρόωσης. Εν τούτοις, το πρόσθετο αυτό κόστος εγκατάστασης αντισταθμίζεται απ' το χαμηλό κόστος συντήρησης και κυρίως το αισθητά ελαττωμένο κόστος παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, συγκριτικά με τις κλασικές ντιζελογεννήτριες.

Μία τυπική εγκατάσταση αξονικής γεννήτριας συνδεδεμένης μέσω μετατροπέα AC/DC/AC στον κύριο ζυγό του ηλεκτρικού συστήματος του πλοίου είναι η ακόλουθη:



Σχήμα 1.5: Αξονική γεννήτρια συνδεδεμένη μέσω αντιστροφέα στο ηλεκτρικό δίκτυο

Στρεφόμενος πυκνωτής

Στην περίπτωση που ο αντιστροφέας υλοποιείται με θυρίστορ (μετατροπέας δύο τεταρτημορίων), είναι απαραίτητος ο στρεφόμενος πυκνωτής για την παραγωγή της ζητούμενης αέργου ισχύος. Εκτός της αντιστάθμισης, ο σύγχρονος κινητήρας, σε περίπτωση τριφασικού βραχυκυκλώματος, λειτουργεί ως γεννήτρια τροφοδοτώντας το σφάλμα [3]. Συγκεκριμένα, το ρεύμα σφάλματος είναι περίπου ίσο με το ρεύμα του στρεφόμενου πυκνωτή, οπότε το ρεύμα από τη πλευρά γεννήτριας-μετατροπέα παρουσιάζει πολύ μικρή μεταβολή. Η αξονική γεννήτρια δηλαδή, μαζί με τον μετατροπέα, μπορεί να θεωρηθεί πηγή σταθερού ac ρεύματος. Κατ' αυτό τον τρόπο προστατεύονται τα ηλεκτρονικά της εγκατάστασης, ενώ υπάρχει δυνατότητα απομόνωσης-εκκαθάρισης του σφάλματος.

Ο ανορθωτής που συνδέεται στους ακροδέκτες της γεννήτριας ενδέχεται να είναι ελεγχόμενος (PWM), διατηρώντας σταθερή την τάση του πυκνωτή στο ζυγό dc. Μάλιστα, ο αντιστροφέας μπορεί να υλοποιηθεί με IGBTs (μετατροπέας 4 τεταρτημορίων), ελέγχοντας τη διακίνηση αέργου ισχύος, άρα και την τάση στον ζυγό ac. Χάρη σ' αυτή τη δυνατότητα, δεν είναι πλέον απαραίτητη η εγκατάσταση στρεφόμενου πυκνωτή στο ζυγό ac για την αντιστάθμιση αέργου ισχύος. Επιπλέον, με τον έλεγχο ενεργού ισχύος στην έξοδό του διατηρείται σταθερή η συχνότητα. Τέλος, η χρήση της τεχνικής PWM, σε συνδυασμό με το φίλτρο στην έξοδο του inverter, επιτυγχάνει μείωση της αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος εξόδου.

Τοπολογίες μηχανών-μετατροπέων

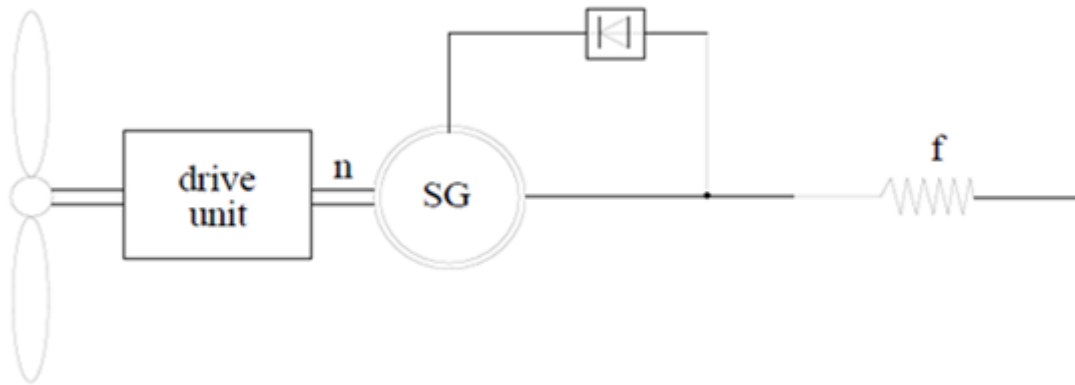
Παρακάτω δίνονται ορισμένες περιπτώσεις ηλεκτρικών μηχανών που συνδέονται απ' ευθείας ή μέσω μετατροπέα στον κύριο ζυγό του ηλεκτρικού δικτύου ενός πλοίου.

Σύγχρονη γεννήτρια (με τύλιγμα διέγερσης ή μονίμων μαγνητών)

Αυτός ο τύπος μηχανής δε χρειάζεται παροχή αέργου ισχύος για τη μαγνήτισή της. Συγκεκριμένα, το τύλιγμα διέγερσης (ή η μόνιμοι μαγνήτες) εγκαθιστά το μαγνητικό πεδίο στο διάκενο της μηχανής, χωρίς να χρειάζεται να απορροφήσει άεργο ισχύ από το δίκτυο. Η ΣΓΜΜ έχει τα εξής πλεονεκτήματα: υψηλότερη πυκνότητα ισχύος, χαμηλότερες απώλειες, αποφυγή εγκατάστασης διέγερσης (σε συνδυασμό με τη διάταξη παροχής dc ρεύματος στο τύλιγμα). Εν τούτοις, ενυπάρχει ο κίνδυνος απομαγνήτισης των μαγνητών (π.χ. σε βραχυκύκλωμα [3]), όπως και επιπλέον απώλειες δινορρευμάτων λόγω των μαγνητών. Τέλος, στη μηχανή με τύλιγμα πεδίου είναι πιο εύκολη η αντιμετώπιση βραχυκυκλώματος στους ακροδέκτες: θέτοντας εκτός την διέγερση προστατεύεται η μηχανή, κάτι που δεν είναι εφικτό στη τοπολογία μονίμων μαγνητών.

1.5.1 Σύγχρονη γεννήτρια απ' ευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο

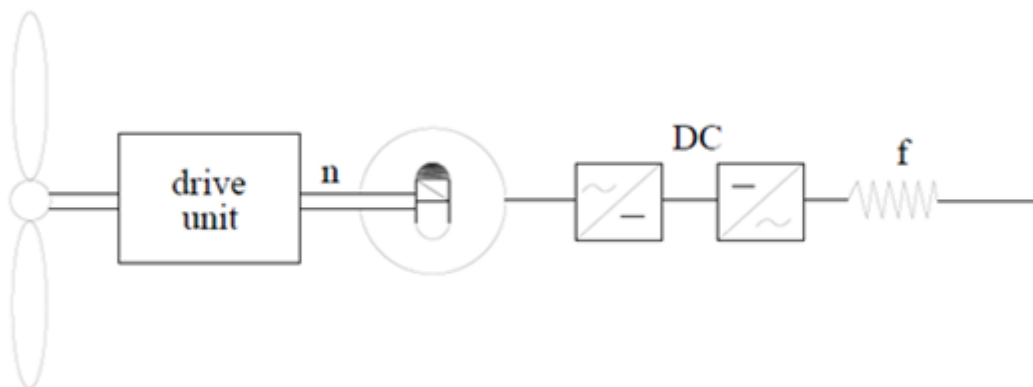
Εφόσον πρόκειται για ηλεκτρικό δίκτυο πλοίου (κ' όχι «άπειρο» ΣΗΕ), η μηχανή πρέπει να λειτουργεί σε σταθερές στροφές, έτσι ώστε να μη διαταράζεται η συχνότητα του φορτίου. Η συνδεσμολογία αυτή ενδείκνυται για μηχανές με τύλιγμα πεδίου, διότι σ' αυτή την περίπτωση είναι εφικτή η ρύθμιση της τάσης στο ζυγό του φορτίου μεταβάλλοντας κατάλληλα τη διέγερσή της.



Σχήμα 1.6: Σύγχρονη γεννήτρια με τύλιγμα διέγερσης απ' ευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο

1.5.2 Σύγχρονη γεννήτρια συνδεδεμένη μέσω μετατροπέα AC/DC/AC

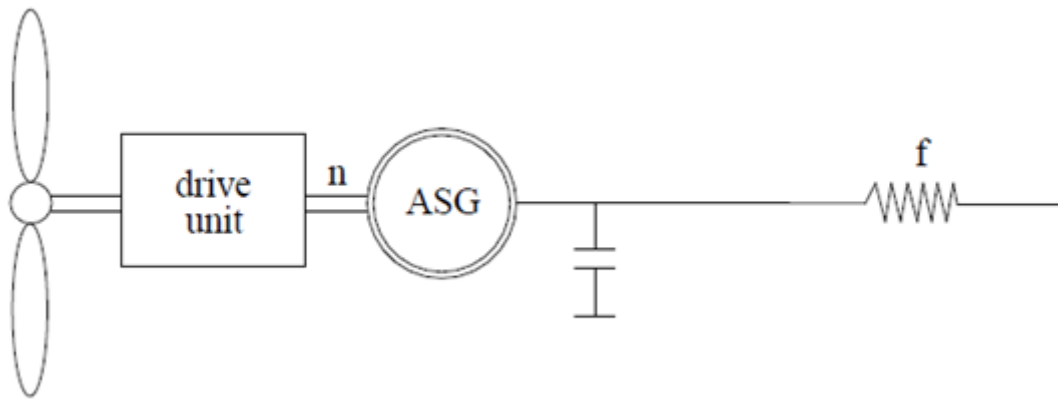
Σ' αυτή την περίπτωση ο έλεγχος ενεργού κ' αέργου ισχύος (που εγχέεται στον κεντρικό ζυγό) γίνεται απ' τον μετατροπέα ενώ επιτρέπεται η λειτουργία μεταβλητών στροφών.



Σχήμα 1.7: Σ.Γ. μονίμων μαγνητών με AC/DC/AC μετατροπέα στο στάτη

1.5.3 Ασύγχρονη μηχανή με δρομέα κλωβού απ' ευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο

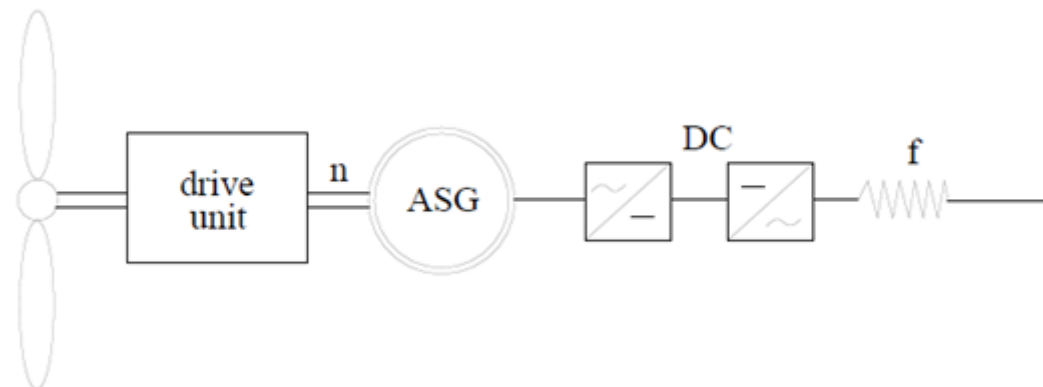
Εδώ η άεργος ισχύς για την μαγνήτιση της γεννήτριας παρέχεται είτε από το δίκτυο είτε μέσω αντιστάθμισης. Οι στροφές παραμένουν σταθερές κ' αυξάνονται λίγο (1-3%) με αύξηση του φορτίου.



Σχήμα 1.8: Ασύγχρονη μηχανή με δρομέα κλωβού απ' ευθείας συνδεδεμένη

1.5.4 Ασύγχρονη μηχανή συνδεδεμένη μέσω μετατροπέα AC/DC/AC

Σ' αυτή την τοπολογία η ροή ενεργού ισχύος γίνεται απ' την γεννήτρια προς το δίκτυο μέσω του μετατροπέα, ενώ για τη μαγνητισή της χρειάζονται πυκνωτές ή ελεγχόμενος ανορθωτής, ο οποίος επιτρέπει την αμφίδρομη ροή ισχύος (δυνατότητα απορρόφησης αέργου ισχύος απ' την ασύγχρονη γεννήτρια).

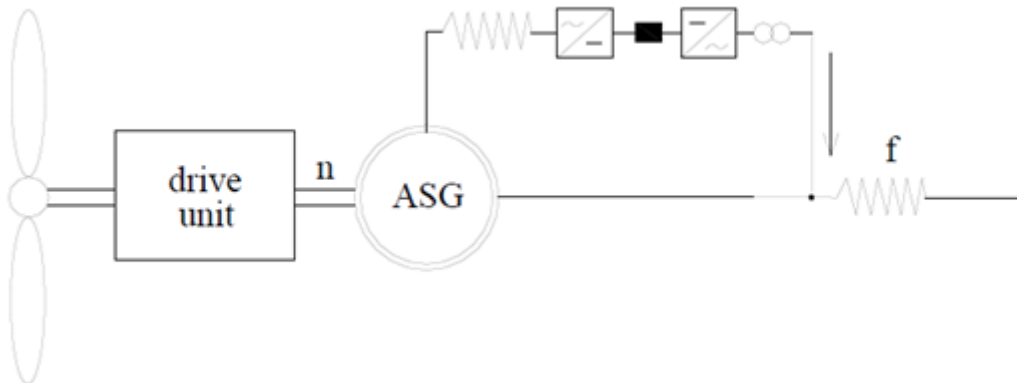


Σχήμα 1.9: Ασύγχρονη μηχανή με δρομέα κλωβού συνδεδεμένη με AC/DC/AC μετατροπέα στο στάτη

1.5.5 Ασύγχρονη γεννήτρια δακτυλιοφόρου δρομέα με AC/DC/AC μετατροπέα στο δρομέα

Η ισχύς που διαχειρίζεται ο δρομέας είναι $P_r = s \cdot P_g$, άρα απαιτούνται ηλεκτρονικά ισχύος κλασματικής ικανότητας. Συνεπώς, το κόστος του μετατροπέα είναι πολύ μικρότερο. Επιπλέον, ελέγχει την ενεργό ισχύ αλλά και τον συντελεστή ισχύος (μεταβάλλοντας το ρεύμα του δρομέα επιτυγχάνεται έλεγχος της αέργου ισχύος). Βασικό μειονέκτημα αυτής της τοπολογίας είναι η ευαισθησία της μηχανής στα μεταβατικά του δικτύου. Για παράδειγμα, σε μία βύθιση τάσης, δεδομένου ότι ο στάτης συνδέεται απ' ευθείας στον κεντρικό ζυγό, η εισρέουσα μηχανική ισχύς P_m

δε διοχετεύεται σε κάποιο φορτίο, με αποτέλεσμα την υπερτάχυνση του δρομέα.



Σχήμα 1.10: Α.Μ. δακτυλιοφόρου δρομέα με AC/DC/AC μετατροπέα στο δρομέα (Doubly Fed Induction Generator)


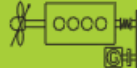
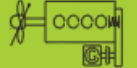




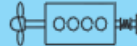

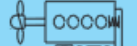



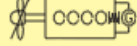

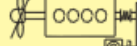

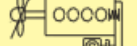



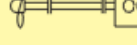

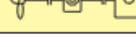
1.6 Κατηγορίες αξονικών γεννητριών

Μία βασική συνιστώσα στα συστήματα αξονικών γεννητριών είναι το κιβώτιο ταχυτήτων. Το εξάρτημα αυτό, εκτός των αξονικών γεννητριών, έχει πολλές άλλες εφαρμογές: χρησιμοποιείται σ' αυτοκίνητα, όπως και στις ανεμογεννήτριες για την προσαρμογή της ταχύτητας του δρομέα στην ταχύτητα της ηλεκτρογεννήτριας. Το κιβώτιο είναι βαρύ, προκαλεί θόρυβο, αυξάνει τις απώλειες και χρειάζεται συντήρηση ανά τακτά διαστήματα. Επιπλέον, κάποια μηχανική βλάβη σε μία στρεφόμενη μηχανή μπορεί να χρειασθεί έως και 60 μέρες για να επισκευασθεί [5], κάτι που επιβεβαιώνει την αυξημένη αξιοπιστία στην απ' ευθείας οδήγηση των γεννητριών (αποφεύγονται προβλήματα συντήρησης του κιβωτίου [6]). Στην προσπάθεια εξάλειψης του κιβωτίου μελετώνται αργόστροφες πολυπολικές μηχανές.

Η απ' ευθείας οδήγηση του άξονα της μηχανής, χωρίς την παρεμβολή κιβωτίου, απαιτεί υψηλότερη ροπή (άρα και μεγαλύτερη διάμετρο του δρομέα) [5],[7],[8] ώστε να αποδίδεται ονομαστική ισχύς (της τάξης των MW) σε χαμηλές ταχύτητες.

Ενδέχεται βέβαια ο χώρος μηχανημάτων σε ορισμένα πλοία να είναι περιορισμένος, οπότε πρέπει να λογαριάζεται αν είναι ρεαλιστική η εξάλειψή του σε κάθε περίπτωση.

Στη συνέχεια γίνεται μία κατηγοριοποίηση των αξονικών γεννητριών ως προς το μηχανικό σύστημα, βάσει δεδομένων της εταιρίας MAN B&W [9], λαμβάνοντας υπ' όψιν τα διαφορετικά είδη κιβωτίων.

	Alternative types and layouts of shaft generator	Design	Seating	Total efficiency (%)
PTO/GCR	1 	BW I/GCR	On engine (vertical generator)	92
	2 	BW II/GCR	On tanktop	92
	3 	BW III/GCR	On engine	92
	4 	BW IV/GCR	On tanktop	92
PTO/RCF	5a  5b 	BW I/RCF	On engine (vertical generator)	88-91
	6a  6b 	BW II/RCF	On tanktop (vertical generator)	88-91
	7a  7b 	BW III/RCF	On engine	88-91
	8a  8b 	BW IV/RCF	On tanktop	88-91
PTO/CFE	9a  9b 	BW I/CFE	On engine (vertical generator)	81-85
	10a  10b 	BW II/CFE	On tanktop	81-85
	11a  11b 	BW III/CFE	On engine	81-85
	12a  12b 	BW IV/CFE	On tanktop	81-85
	13a  13b 	DMG/CFE	On engine	84-88
	14a  14b 	SMG/CFE	On tanktop	84-88

Σχήμα 1.11: Διατάξεις αξονικών γεννητριών

PTO-GCR (Power Take Off/Gear Constant Ratio)

Πρόκειται για την απλούστερη διάταξη αξονικής γεννήτριας, εφόσον δεν εφαρμόζεται κάποιος έλεγχος ταχύτητας ή συχνότητας. Στις περισσότερες περιπτώσεις, αυτή η διάταξη χρησιμοποιείται για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας με σταθερή συχνότητα όταν το πλοίο βρίσκεται εν πλω. Εφόσον η συχνότητα είναι ανάλογη της ταχύτητας της κύριας μηχανής, αυτή πρέπει να

λειτουργεί σε σταθερές στροφές. Αυτό είναι εφικτό μόνο με την εγκατάσταση προπέλας με έλεγχο βήματος.

Εναλλακτικά, αυτή η τοπολογία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας υπό μεταβλητή συχνότητα, που σημαίνει ότι η ταχύτητα της κύριας μηχανής δεν επιτρέπεται να ξεπεράσει ορισμένα όρια. Επιπλέον, ορισμένα φορτία ευαίσθητα σε διαταραχές συχνότητας μπορούν να εξυπηρετηθούν απ' την αξονική γεννήτρια μόνο με την παρεμβολή ενός κυκλομετατροπέα ή από νηζελογεννήτριες.

Αξονικές γεννήτριες αυτού του τύπου δε μπορούν να λειτουργούν παράλληλα με βοηθητικές μηχανές, εξαιτίας των διαταραχών της ταχύτητας, ακόμα και όταν χρησιμοποιείται έλικα ελεγχόμενου βήματος. Συνεπώς, αυτές οι μηχανές τροφοδοτούν τα φορτία μόνο κατά τη διάρκεια του ταξιδιού, οπότε οι νηζελογεννήτριες τίθενται εκτός λειτουργίας. Όμως, κατά τη διενέργεια ελιγμών, όπου η ταχύτητα της κύριας μηχανής μειώνεται, οι γεννήτριες αυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν αποκλειστικά για την παροχή ισχύος στους βοηθητικούς προωστήρες (bow thrusters), οι οποίοι μπορούν να λειτουργήσουν υπό μεταβαλλόμενη συχνότητα, ενώ οι νηζελογεννήτριες αναλαμβάνουν τα υπόλοιπα ηλεκτρικά φορτία.

PTO-RCF (Power Take Off/Renk Constant Frequency)

Αυτή η διάταξη περιλαμβάνει ένα κιβώτιο πλανητικού τύπου RCF, ο ρόλος του οποίου είναι να σταθεροποιεί την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της αξονικής γεννήτριας, σε κάθε μεταβολή της ταχύτητας του άξονα της κύριας μηχανής. Το εύρος ταχυτήτων του κιβωτίου είναι ρυθμισμένο ώστε να λειτουργεί μεταξύ του 100% και 70% της ταχύτητας της κύριας μηχανής για δεδομένο MCR (Maximum Continuous Rating).

Ένα ηλεκτρονικό σύστημα ελέγχου δειγματοληπτεί τη συχνότητα του ρεύματος της αξονικής γεννήτριας και των νηζελογεννητριών, επιτρέποντας στην αξονική γεννήτρια να λειτουργήσει μόνη της ή παράλληλα με τις γεννήτριες diesel.

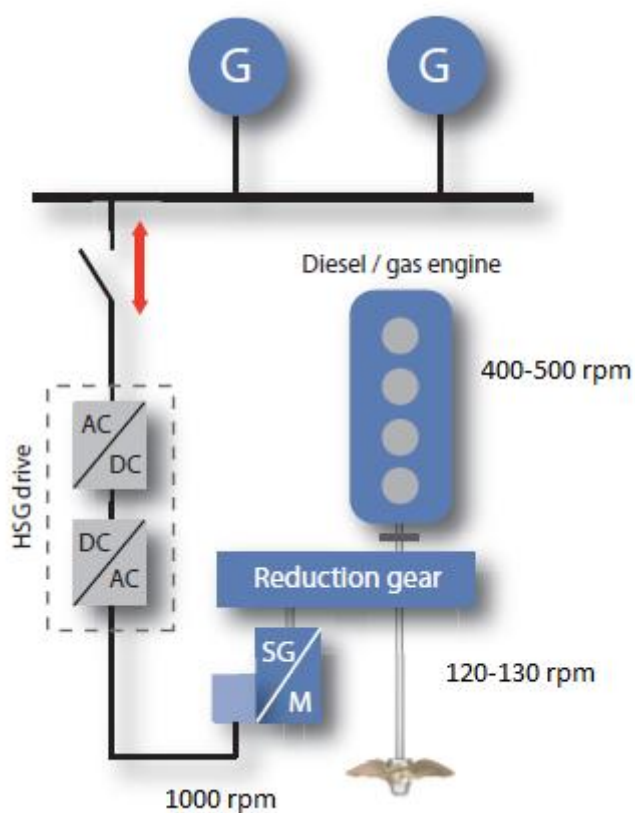
PTO-CFE (Power Take Off/Constant Frequency Electrical)

Σ' αυτή την τοπολογία, όπως και στην προηγούμενη, είναι εφικτή η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας με σταθερή συχνότητα για ένα μεγάλο εύρος ταχύτητας της κύριας μηχανής. Αυτή η διάταξη, χρησιμοποιώντας ένα κιβώτιο πολλαπλασιασμού ταχύτητας, παράγει ρεύμα μεταβλητής συχνότητας, το οποίο ανορθώνεται και στη

συνέχεια οδηγείται σ' έναν αντιστροφέα, τροφοδοτώντας τελικά το δίκτυο του πλοίου με ηλεκτρικό ρεύμα σταθερής συχνότητας.

Μία τέτοια διάταξη δίνεται στο επόμενο σχήμα. Παρατηρούμε η γεννήτρια μπορεί να παραλληλιστεί με τις ντηζελογεννήτριες.

Τέλος, σημειώνεται ότι είναι δυνατή η απαλοιφή του κιβωτίου και η ζεύξη της αξονικής γεννήτριας στην πίσω πλευρά της κύριας μηχανής (DMG/CFE, Direct Mounted Generator). Στη περίπτωση αυτή σχεδιάζεται μηχανή χαμηλών στροφών.



Σχήμα 1.12: Αξονική γεννήτρια τύπου PTO-CFE

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ

2.1 Κατασκευαστικά υλικά ηλεκτρικών μηχανών

2.1.1 Σιδηρομαγνητικά υλικά

Ο πυρήνας του στάτη ή του δρομέα κατασκευάζεται από σιδηρομαγνητικό υλικό, το οποίο καθοδηγεί την μαγνητική ροή στα κατάλληλα σημεία της μηχανής. Η μεταβλητότητα της μαγνητικής ροής, μαζί με το κόστος των επιμέρους υλικών, καθορίζουν την επιλογή ανάμεσα σε λαμαρίνα και συμπαγή σίδηρο. Οι ιδιότητες των σιδηρομαγνητικών υλικών είναι χρήσιμες αλλά και προβληματικές. Γι' αυτό το λόγο, οι κατασκευαστές ηλεκτρικών μηχανών πρέπει να επιλέγουν το κατάλληλο υλικό ανάλογα με τα προβλήματα που παρουσιάζονται.

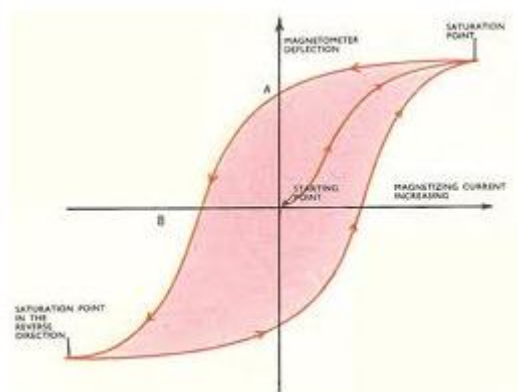
Στη συνέχεια παρατίθενται οι απαιτούμενες ηλεκτρικές και μαγνητικές ιδιότητες των υλικών κατασκευής του πυρήνα:

- Υψηλή μαγνητική επιδεκτικότητα και διαπερατότητα, με σκοπό την όσο το δυνατόν χαμηλότερη μαγνητική αντίδραση του μαγνητικού κυκλώματος.
- Υψηλή μαγνητική επαγωγή κορεσμού, ώστε να διέρχεται περισσότερη μαγνητική ροή ανά μονάδα όγκου και να ελαχιστοποιείται ο όγκος και το βάρος της μηχανής.
- Μικρό εμβαδό βρόχου υστέρησης και μικρή ηλεκτρική αγωγιμότητα. Κατ' αυτό τον τρόπο επιτυγχάνονται μειωμένες ειδικές απώλειες, υψηλή απόδοση και μικρή θερμοκρασιακή αύξηση κατά τη λειτουργία. Μειώνονται επίσης οι απαιτήσεις απαγωγής θερμότητας ενώ η μέθοδος ψύξης γίνεται απλούστερη και λιγότερο δαπανηρή. Συνεπώς, επιλέγοντας υλικά χαμηλών απωλειών μειώνεται το λειτουργικό κόστος της ηλεκτρικής μηχανής.

Τα σιδηρομαγνητικά υλικά διαχωρίζονται σε μαλακά και σκληρά. Στα μαλακά η κανονική καμπύλη μαγνήτισης έχει μεγάλη κλίση, ενώ ο βρόχος υστέρησης έχει μικρό εμβαδόν, γι' αυτό και οι απώλειες υστέρησης είναι μειωμένες. Ακόμη, τα

υλικά αυτά εμφανίζουν μικρή τιμή παραμένουτος μαγνητισμού και υψηλή διαπερατότητα. Μερικά παραδείγματα τέτοιων υλικών είναι ο μαλακός σίδηρος, ο πυριτιούχος χάλυβας και τα κράματα σιδήρου-νικελίου τύπου Perm alloy. Χρησιμοποιούνται σε μετασχηματιστές ισχύος, ηλεκτρικές γεννήτριες και κινητήρες, διατάξεις που υπόκεινται σε χρονικά εναλλασσόμενα μαγνητικά πεδία. Στα σκληρά σιδηρομαγνητικά υλικά, η κανονική καμπύλη μαγνήτισης εμφανίζει μικρότερη κλίση συγκριτικά με τα μαλακά, ενώ το εμβαδόν του βρόχου υστέρησης είναι μεγαλύτερο. Κατά συνέπεια, οι απώλειες υστέρησης είναι υψηλότερες. Εμφανίζουν επίσης υψηλή τιμή παραμένουτος μαγνητισμού και χαμηλή διαπερατότητα. Ο βρόχος υστέρησης φαίνεται στο Σχήμα 2.1.

Ένα τυπικό σκληρό μαγνητικό υλικό είναι το κράμα Alnico. Τα σκληρά μαγνητικά υλικά είναι κατάλληλα για την κατασκευή μονίμων μαγνητών, στους οποίους είναι επιθυμητές μεγάλες τιμές τόσο για την παραμένουσα μαγνήτιση B_r , όσο και για το πεδίο επαναφοράς H_c , προκειμένου να μην απομαγνητίζονται εύκολα.



Σχήμα 2.1: Βρόχος υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού

Αναφορικά με το συμπαγή σίδηρο, η προσθήκη μικρής ποσότητας πυριτίου βελτιώνει πολλές από τις ιδιότητές του: αυξάνεται η ηλεκτρική του αντίσταση, η μαγνητική αντίσταση μειώνεται αισθητά και βελτιώνεται η σταθερότητα των μαγνητικών χαρακτηριστικών στο χρόνο. Η αύξηση της περιεκτικότητας πυριτίου περιορίζεται από το γεγονός ότι ο σίδηρος γίνεται εύθραυστος και υποβαθμίζεται η αντοχή του σε μηχανικές καταπονήσεις. Επιπλέον, σημειώνεται μικρή μείωση στην επαγωγή κόρου. Η παρασκευή κράματος σιδήρου-πυριτίου απαιτεί θερμικές και μηχανικές διεργασίες, με συνέπεια το βελτιωμένο υλικό να έχει αυξημένο κόστος.

Η λαμαρίνα (ελάσματα σιδηρομαγνητικού υλικού) χρησιμοποιείται όταν υπάρχει εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο που δημιουργεί δινορρεύματα. Η χρήση της περιορίζει τα επαγόμενα δινορρεύματα διότι μειώνεται η αγώγιμη διαδρομή του ρεύματος. Για αυτό το σκοπό η μία ή και οι δύο επιφάνειες του ελάσματος είναι καλυμμένες με μονωτικό υλικό και ο προσανατολισμός τους είναι παράλληλος προς την κατεύθυνση της μαγνητικής ροής. Η μονωτική επίστρωση προστατεύει επίσης το σίδηρο από την οξείδωση.

Οι τύποι των ελασμάτων είναι δύο: με ή χωρίς κατευθυνόμενους κόκκους. Τα ελάσματα χωρίς κατευθυνόμενους κόκκους είναι ιστροπικά και χρησιμοποιούνται κατά κόρον στις ηλεκτρικές μηχανές. Τυπικές τιμές ειδικών απωλειών είναι 3 και 4 W/Kg για ελάσματα πάχους 0.35 mm και 0.5 mm αντίστοιχα σε μαγνητική επαγωγή 1.5T και συχνότητα πεδίου 50Hz. Αντίθετα, τα ελάσματα με κατευθυνόμενους κόκκους παρουσιάζουν μία κατεύθυνση στην οποία οι μαγνητικές ιδιότητες είναι βελτιωμένες και χρησιμοποιούνται κατά κύριο λόγο στην κατασκευή πυρήνων μετασχηματιστών και όταν απαντώνται υψηλές συχνότητες. Τυπικές τιμές απωλειών σε αυτή την περίπτωση είναι 1 W/Kg σε 1.5 T, 50 Hz, για έλασμα πάχους 0.35 mm.

Υπάρχουν επίσης ελάσματα από κράμα Σιδήρου - Κοβαλτίου με την ονομασία "Permendur", τα οποία χρησιμοποιούνται σε ειδικές εφαρμογές και υψηλές συχνότητες. Αυτά παρουσιάζουν υψηλή μαγνητική επιτρεπτότητα και πολύ υψηλό σημείο κορεσμού. Χρησιμοποιούνται επίσης κράματα Σιδήρου - Νικελίου, "permalloy", τα οποία εμφανίζουν πολύ υψηλή επιτρεπτότητα και μικρή τιμή πεδίου επαναφοράς, ενώ η μαγνητική επαγωγή κορεσμού τους είναι πολύ χαμηλή [30].

2.1.2 Μόνιμοι Μαγνήτες

Οι μόνιμοι μαγνήτες χρησιμοποιούνται ως εναλλακτική πηγή πεδίου διέγερσης στις σύγχρονες μηχανές, αντικαθιστώντας το τύλιγμα πεδίου που τροφοδοτείται με συνεχές ρεύμα. Ο μόνιμος μαγνήτης έχει αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια, η οποία διατηρείται αν δεν επιβληθεί πολύ ισχυρό μαγνητικό πεδίο αντίθετα σε αυτόν. Ο μόνιμος μαγνήτης δεν παρέχει ισχύ, αλλά την προϋπόθεση για ανάπτυξη

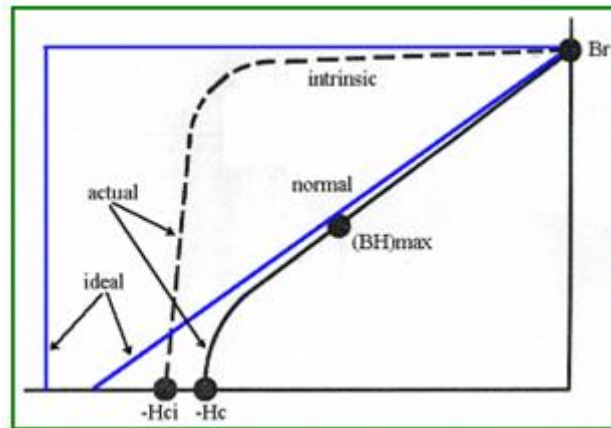
ροπής. Η ισχύς παρέχεται από το τύλιγμα του τυμπάνου της μηχανής. Σημειώνεται ότι και στην περίπτωση χρήσης τυλίγματος για τη δημιουργία του πεδίου διεγέρσεως, η ενέργεια του πεδίου αυτού διατηρείται. Το βασικό του όμως μειονέκτημα είναι οι ωμικές απώλειες λόγω της αντίστασης των πηνίων.

Συνοπτικά, η χρήση μονίμων μαγνητών στην κατασκευή ηλεκτρικών μηχανών προσφέρει μειωμένες απώλειες, ενώ δεν υπάρχει πλέον ανάγκη παροχής DC ρεύματος στο δρομέα μέσω ψηκτρών ή δακτυλίων.

Ένα μειονέκτημά τους είναι η σταθερή τιμή της μαγνήτισής τους, δεν υπάρχει δηλαδή δυνατότητα μεταβολής της διέγερσης. Σε ορισμένες περιπτώσεις όμως, κρίνεται σκόπιμο να υπάρχει έλεγχος διέγερσης (field weakening). Επιπλέον, υπάρχει κίνδυνος απομαγνήτισης των μονίμων μαγνητών λόγω επιβολής ισχυρού εξωτερικού πεδίου, πολύ υψηλής θερμοκρασίας ή έπειτα από έντονη μηχανική καταπόνηση. Παρόλα αυτά, η χρήση τους διαδίδεται όλο και περισσότερο, ιδιαίτερος λόγω της ανακάλυψης του κράματος NdFeB που ήρθε να αντικαταστήσει το ακριβότερο, SmCo [31].

Μαγνητικές ιδιότητες

Οι μόνιμοι μαγνήτες είναι σκληρά σιδηρομαγνητικά υλικά που τείνουν να διατηρούν τη μαγνήτισή τους απουσία μαγνητικού πεδίου, όπως επίσης σε περίπτωση επιβολής ασθενούς μαγνητικού πεδίου αντίθετα στο δικό τους. Σε αντίθεση με το μαλακό σίδηρο για παράδειγμα, ο βρόχος υστέρησης ενός μόνιμου μαγνήτη έχει μεγάλο εύρος και αρκετά υψηλό πεδίο επαναφοράς. Σημαντική είναι η γνώση της καμπύλης απομαγνήτισής τους (Σχήμα 2.2).



Σχήμα 2.2: Καμπύλη απομαγνήτισης μόνιμου μαγνήτη

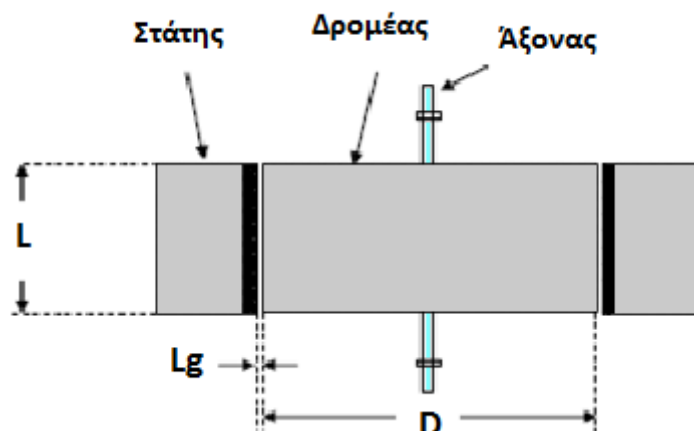
Στην καμπύλη απομαγνήτισης διακρίνονται τα παρακάτω μεγέθη: Η παραμένουσα μαγνήτιση, B_r , είναι ενδεικτική της μέγιστης μαγνητικής ροής που μπορεί να επάγει ο μαγνήτης. Το πεδίο επαναφοράς, H_c , είναι η τιμή του εξωτερικά επιβαλλόμενου μαγνητικού πεδίου που μηδενίζει τη μαγνητική ροή στο μαγνήτη. Σε περίπτωση που η ένταση του μαγνητικού πεδίου πλησιάσει σε τιμές κοντά στο H_c , υπάρχει κίνδυνος μερικής ή και ολικής απομαγνήτισής του. Για αυτό συνιστάται το σημείο λειτουργίας να βρίσκεται μακριά από το εικονιζόμενο γόνατο. Ένα ακόμα μέγεθος μεγάλου ενδιαφέροντος είναι η μέγιστη τιμή της ενέργειας του μαγνήτη, BH_{max} . Το σημείο λειτουργίας του μαγνήτη στην καμπύλη απομαγνήτισης καθορίζεται από το εξωτερικά επιβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο και τη γεωμετρία του χώρου. Η λειτουργία στο σημείο μέγιστης ενέργειας εξασφαλίζει τη βέλτιστη αξιοποίηση του μόνιμου μαγνήτη και αυτό λαμβάνεται υπόψη κατά τη σχεδίαση, όταν επιδιώκεται η ελαχιστοποίηση του όγκου του.

2.2 Θεμελιώδεις σχέσεις προκαταρκτικής σχεδίασης

2.2.1 Βασικά μεγέθη

Κατά την προκαταρκτική σχεδίαση μίας ηλεκτρικής μηχανής προσδιορίζεται η απαιτούμενη επιφάνεια διακένου για την διασφάλιση της ζητούμενης ροπής, λαμβάνοντας υπ' όψιν τυπικές τιμές βασικών ηλεκτρικών και μαγνητικών μεγεθών. Στη συνέχεια παρουσιάζονται αυτά τα μεγέθη μαζί με τις σχέσεις υπολογισμού τους

[10], ενώ στο επόμενο σχήμα δίνεται η βασική γεωμετρία μίας τυπικής σύγχρονης γεννήτριας.



Σχήμα 2.3: Βασικές διαστάσεις ηλεκτρικής μηχανής

Ειδική μαγνητική φόρτιση

Η ειδική μαγνητική φόρτιση \bar{B} συνδέει τον αριθμό των πόλων με τη μαγνητική ροή ανά πόλο μέσω της ακόλουθης σχέσης:

$$\bar{B} = \frac{P \cdot \Phi_{max}}{\pi \cdot D \cdot L} \quad (2.1)$$

Είναι D η διάμετρος διακένου και L το αξονικό μήκος του ενεργού μέρους της μηχανής. Τυπικές τιμές αυτού του μεγέθους είναι από 0.5 έως 0.75T και το άνω όριο τίθεται απ' το φαινόμενο κορεσμού του σιδηρομαγνητικού υλικού στα δόντια του στάτη. Αυξανόμενη της μαγνητικής φόρτισης έχουμε μεγαλύτερη δυνατότητα παραγωγής ροπής και ισχύος. Βέβαια, το αντίτιμο είναι οι αυξημένες απώλειες πυρήνα, ειδικά όταν παρατηρείται έντονος κορεσμός στα δόντια του στάτη.

Ειδική ηλεκτρική φόρτιση

Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση προσδιορίζεται από την ενεργό τιμή των αμπερελιγμάτων ανά μήκος της περιφέρειας διακένου από την παρακάτω σχέση:

$$AC = 3 \cdot \frac{2 \cdot N_s \cdot I_N}{\pi \cdot D} \quad (2.2)$$

Τυπικές τιμές της ηλεκτρικής φόρτισης σύγχρονων μηχανών είναι από 15000 έως 45000 A·t/m. Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση σε συνδυασμό με την μαγνητική φόρτιση καθορίζουν την ικανότητα παραγωγής ροπής μίας μηχανής. Η ηλεκτρική φόρτιση συνδέεται με τις απώλειες χαλκού της μηχανής.

Τα δύο παραπάνω μεγέθη συνδέονται με τη λεγόμενη σχέση εξόδου της μηχανής, η οποία δίνει μία εκτίμηση της ροπής ή της ισχύος εξόδου. Για την εύρεση αυτής της σχέσης λαμβάνονται υπ' όψιν τα παρακάτω:

- Η ενεργός τιμή της επαγόμενης τάσης e δίνεται από την σχέση:

$$e_{ph} = 4.44 \cdot k_w \cdot f \cdot N_s \cdot \Phi_{max} \quad (2.3)$$

Όπου k_w ο συντελεστής τυλίγματος, f η ηλεκτρική συχνότητα, N_s ο αριθμός σπειρών ανά φάση, Φ_{max} η μαγνητική ροή ανά πόλο.

- Η φαινόμενη ισχύς δίνεται από τη σχέση:

$$S = 3e \cdot I \quad (2.4)$$

Όπου I το ρεύμα ανά φάση.

- Η ηλεκτρική συχνότητα συνδέεται με τη μηχανική ταχύτητα περιστροφής (στροφές/δευτερόλεπτο) μέσω της σχέσης:

$$n = \frac{2f}{P} \quad (2.5)$$

Όπου P ο αριθμός των πόλων της μηχανής.

Ο συνδυασμός των προηγούμενων σχέσεων δίνει την εξίσωση εξόδου της ηλεκτρικής σύγχρονης μηχανής:

$$S = 3E \cdot I = 1.11 k_w \cdot \pi^2 \cdot \bar{B} \cdot ac \cdot D^2 \cdot L \cdot n \quad (2.6)$$

Όπως φαίνεται από αυτή τη σχέση, η ισχύς εξόδου της μηχανής είναι ανάλογη του τετραγώνου της διαμέτρου του διακένου και του αξονικού μήκους του ενεργού μέρους του πυρήνα. Συνεπώς, κατά τη σχεδίαση ενός κινητήρα η μιας γεννήτριας πρέπει να προσδιοριστεί ο πιο συμφέρων συνδυασμός ειδικής ηλεκτρικής και μαγνητικής φόρτισης, διαστάσεων διακένου και ταχύτητας περιστροφής ώστε να

ληφθεί η επιθυμητή ισχύς στην έξοδο χωρίς να θυσιαστούν άλλα χαρακτηριστικά της μηχανής, όπως για παράδειγμα η απόδοση, το κόστος κατασκευής και το συνολικό βάρος.

Το μέγεθος μιας μηχανής και η τιμή της ονομαστικής της ισχύος είναι παράγοντες καθοριστικής σημασίας για την απόδοση. Μια εκτίμηση παρέχεται με τον υπολογισμό της μεταβολής της ισχύος εξόδου και των απωλειών όταν οι διαστάσεις μιας μηχανής μεγεθύνονται κατά τον ίδιο λόγο, έστω x . Όπως αποδεικνύεται, για δεδομένη θερμοκρασιακή αύξηση, η ισχύς εξόδου αυξάνεται με συντελεστή $x^{3.5}$ ενώ οι απώλειες αυξάνονται με συντελεστή x^2 [10]. Αμελώντας τις μηχανικές απώλειες, η απόδοση, η , υπολογίζεται ως εξής:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \propto \frac{x^{3.5}}{x^{3.5} + K \cdot x^2} \propto \frac{1}{1 + \frac{K}{x^{1.5}}} \quad (2.7)$$

Η εξίσωση (3.7) δείχνει ότι η απόδοση αυξάνει με αύξηση στις γραμμικές διαστάσεις. Αυτό δικαιολογεί εν μέρει γιατί κινητήρες με ισχύ μικρότερη του ενός kW έχουν απόδοση της τάξης του 60%, ενώ γεννήτριες μεγάλης ισχύος έχουν απόδοση πάνω από 97%.

Οριακή τάση διακένου

Αποτελεί βασικό μέγεθος της μηχανικής αντοχής της μηχανής και δεν πρέπει να ξεπερνά την τιμή των $10 \text{ t}/\text{cm}^2$. Το μέγεθος αυτό ορίζεται ως η φυγόκεντρος δύναμη του δρομέα ανά μονάδα επιφάνειας.

Η φυγόκεντρος δύναμη δίνεται από τη σχέση:

$$F = m \cdot \omega_{rm}^2 \cdot R \quad (2.8)$$

Όπου m η μάζα του δρομέα, ω_{rm} η γωνιακή του ταχύτητα και R η ακτίνα του. Συνεπώς:

$$\text{Οριακή τάση διακένου} = \frac{F}{A} = \frac{m \cdot \omega_{rm}^2}{2 \cdot \pi \cdot L} \quad (2.9)$$

Πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος

Αποτελεί βασικό ηλεκτρικό μέγεθος της μηχανής και σχετίζεται με τη θερμική της ισορροπία καθώς προσδιορίζει το μέγεθος των ωμικών απωλειών στο τύλιγμά της. Στη συνήθη περίπτωση οι θερμικές απώλειες ισχύος στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας είναι κατά πρώτο λόγο απώλειες χαλκού και κατά δεύτερο λόγο απώλειες σιδήρου. Οι θερμικές απώλειες προκαλούν αύξηση της θερμοκρασίας της μηχανής η οποία, μπορεί να επιφέρει καταστροφή των υλικών που την αποτελούν αν ξεπεραστούν τα όρια θερμικής αντοχής τους. Επίσης, μπορεί να προκληθεί υποβιβασμός της μονωτικής ικανότητας των μονωτικών υλικών που χρησιμοποιούνται.

Ένα εμπειρικό όριο πυκνότητας ρεύματος είναι τα 4 A/mm^2 , πάνω από το οποίο υπάρχει ανάγκη για εξαναγκασμένη ψύξη ώστε να αυξηθεί η ικανότητα παροχής ισχύος της ηλεκτρικής μηχανής. Η εξαναγκασμένη ψύξη υλοποιείται με τεχνητό αερισμό ή και με κλειστό σύστημα κυκλοφορίας ψυκτικού υγρού σε περίπτωση μηχανών μεγάλης ισχύος.

2.2.2 Διαστασιολόγηση διακένου

Ο προσδιορισμός της ελάχιστης επιφάνειας διακένου γίνεται για την μέγιστη επιθυμητή ροπή διακένου. Στον υπολογισμό αυτό η γωνία μεταξύ των πεδίων στάτη και δρομέα λαμβάνεται 90° ηλεκτρικές μοίρες. Η επαπτομενική πίεση διακένου προκύπτει από τη σχέση:

$$P_t = \frac{1}{\pi \cdot D \cdot \mu_o} \oint_c \bar{B}_n \cdot \bar{B}_t dl \quad (2.10)$$

Όπου B_n και B_t η ακτινική και επαπτομενική συνιστώσα της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο, ενώ το ολοκλήρωμα εκτείνεται κατά μήκος του μέσου του διακένου.

Σημειώνεται ότι η μέγιστη αυτή ροπή σε σύγχρονες μηχανές που συνδέονται απ' ευθείας στο ηλεκτρικό δίκτυο δεν είναι και η ονομαστική, εφόσον για λόγους ευστάθειας αποδίδουν το ονομαστικό τους φορτίο σε γωνία $\delta = 30-45$ μοίρες (πολύ μικρότερη των 90°).

Αφού υπολογιστεί η εφαπτομενική πίεση, το γινόμενο $D^2 \cdot L$ υπολογίζεται από την μέγιστη ροπή ως εξής:

$$\begin{aligned} F_t &= P_t \cdot A \\ T_e &= \frac{1}{2} \cdot D \cdot F_t \\ T_e &= \frac{\pi}{2} \cdot D^2 \cdot L \cdot P_t \end{aligned} \tag{2.11}$$

Στις παραπάνω σχέσεις F_t είναι η μέση μαγνητική δύναμη στο διάκενο, ενώ $A = \pi \cdot D \cdot L$ είναι η επιφάνεια του διακένου.

Αναλογία διαστάσεων D και L

Η διαστασιολόγηση του διακένου της ηλεκτρικής μηχανής εμπλέκει θέματα επίδοσης, απόδοσης και μηχανικής αντοχής. Σχετικά με την επίδοση, η σχέση (3.6) υποδεικνύει ότι είναι προτιμητέες δισκοειδείς μηχανές καθώς η ισχύς της μηχανής αυξάνεται με το τετράγωνο της διαμέτρου του διακένου. Από την άλλη, η απόδοση της μηχανής δεν αυξάνεται κατ' ανάγκη όταν η αναλογία D/L είναι αυξημένη. Ο λόγος είναι ότι σε περίπτωση μεγάλης διαμέτρου διακένου σε σχέση με το μήκος της μηχανής, αυξάνεται το ποσοστό του τυλίγματος που βρίσκεται έξω από την ενεργή περιοχή του πυρήνα και κατά συνέπεια οι θερμικές απώλειες. Επίσης, μια μηχανή με πολύ μακρύ διάκενο έχει μεγάλη μάζα πυρήνα και αναμένεται να εμφανίζει αυξημένες απώλειες πυρήνα, επομένως δεν επιτυγχάνει τη βέλτιστη απόδοση.

Η μηχανική αντοχή του δρομέα και η διαστασιολόγηση του διακένου εξαρτώνται από την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Σε μικρές ταχύτητες περιστροφής προτιμάται μεγάλος λόγος D/L. Σε μεγάλες ταχύτητες περιστροφής, η οριακή τάση διακένου περιορίζει τον δρομέα σε μικρή ακτίνα και πλέον η επιθυμητή ισχύς λαμβάνεται με αύξηση του αξονικού μήκους της μηχανής. Και σε αυτή την περίπτωση όμως, υπάρχει μηχανικό όριο στην μείωση του λόγου D/L, το οποίο

συνίσταται στην ακαμψία του σώματος του δρομέα και την διατήρηση του διακένου.

Στη βιβλιογραφία προσδιορίζονται ορισμένες αναλογίες που πρέπει να έχει μια μηχανή ώστε να χαρακτηρίζεται από υψηλή επίδοση, απόδοση ή έναν ισορροπημένο συνδυασμό των δύο [10]. Συνήθως προσδιορίζεται ο λόγος του αξονικού μήκους της μηχανής, L προς το μήκος ενός πόλου, τ_p . Το μήκος πόλου δίνεται από τη σχέση:

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D}{p} \quad (2.12)$$

Στον πίνακα 2 παρατίθενται οι περιοχές τιμών του λόγου L/τ , κάθε μία εκ των οποίων παρουσιάζει διαφορετικά χαρακτηριστικά.

Πίνακας 2.1: Περιοχές τιμών λόγου L/τ

L/τ	Χαρακτηριστικό ηλεκτρικής μηχανής
1.0	Ισορροπημένη σχεδίαση
1.0 - 1.5	Υψηλός συντελεστής ισχύος
1.5	Υψηλή απόδοση
1.5 - 2.0	Ελάχιστο κόστος

Ωστόσο, σε διπολικές μηχανές και σε κινητήρες ισχύος μικρότερης του ενός kW μπορεί να παρατηρηθούν τιμές του λόγου L/τ μέχρι και 0.6. Ο λόγος είναι ότι σε αυτές τις μηχανές, οι μεγάλες τιμές L/τ δίνουν μικρή διάμετρο με αποτέλεσμα να μην υπάρχει αρκετός χώρος για τις αύλακες του στάτη.

Πάχος διακένου

Αν και αναφέρεται τελευταίο, το πάχος του διακένου είναι πρωτεύουσας σημασίας για την επίτευξη των επιθυμητών χαρακτηριστικών λειτουργίας μιας ηλεκτρικής μηχανής. Γενική αρχή είναι ότι το διάκενο πρέπει να έχει το μικρότερο δυνατό πάχος, το οποίο καθορίζεται από την ακρίβεια κατασκευής και την δυνατότητα μηχανικής στήριξης δρομέα και στάτη. Στη βιβλιογραφία υπάρχουν διάφορες σχέσεις για τον προσδιορισμό του ελάχιστου δυνατού πάχους διακένου, ανάλογα με την ισχύ και τον τύπο μηχανής. Μία απ' αυτές δίνεται σε επόμενο κεφάλαιο.

Αριθμός πόλων

Ένα ακόμα βασικό μέγεθος που καθορίζεται από τα πρώτα βήματα της προκαταρκτικής σχεδίασης είναι ο αριθμός των πόλων της μηχανής. Έτσι, μετά τη διαστασιολόγηση του διακένου βάσει της θεωρούμενης μηχανικής ταχύτητας επιλέγονται οι πόλοι της μηχανής. Σ' αυτό το βήμα λαμβάνεται υπ' όψιν το μηχανικό μέρος, αν δηλαδή παρεμβάλλεται κιβώτιο ταχυτήτων ανάμεσα στην ηλεκτρογεννήτρια και την κινητήρια μηχανή. Η σχέση ανάμεσα στη σύγχρονη ταχύτητα και στον αριθμό των πόλων είναι η ακόλουθη:

$$n = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (2.13)$$

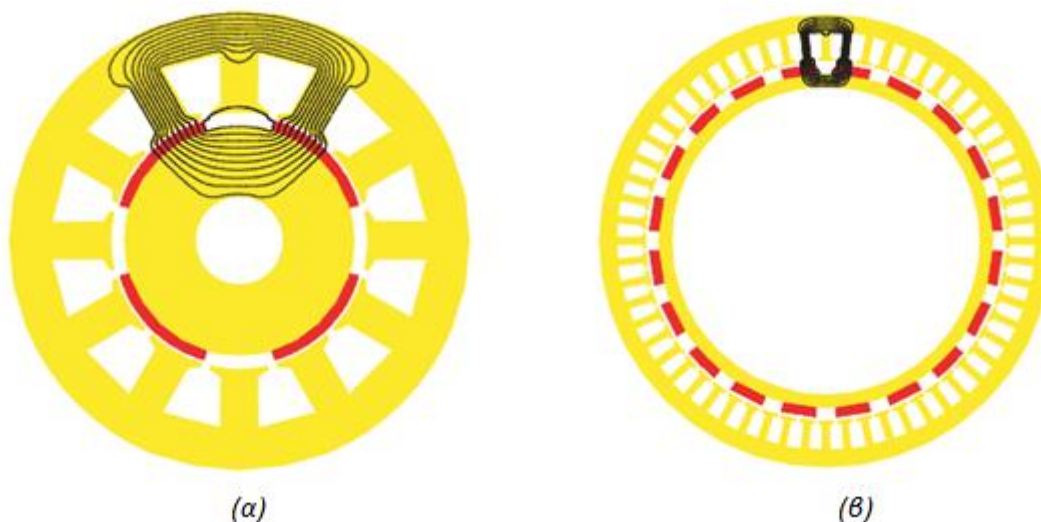
Όπου f η θεμελιώδης ηλεκτρική συχνότητα.

Μηχανές με μικρό αριθμό πόλων, σχεδιασμένες για λειτουργία υψηλών ταχυτήτων, μπορούν να λειτουργήσουν σε μικρότερες ταχύτητες, μειώνοντας βάσει της παραπάνω σχέσης και την συχνότητα. Ειδικά όμως σε μηχανές που συνδέονται σε μετατροπέα η λύση αυτή δε θεωρείται αποδοτική, δεδομένου ότι η παρεχόμενη συχνότητα απομειώνεται κάτω από το εύρος συχνοτήτων του μετατροπέα. Συνεπώς, σε εφαρμογές χαμηλών ταχυτήτων χωρίς παρεμβολή κιβωτίου (low-speed direct-drive) προτιμώνται πολυπολικές μηχανές, προκειμένου να διατηρηθεί η σύγχρονη συχνότητα κοντά στα 50Hz.

Επιπλέον, σε τέτοιου είδους εφαρμογές επιλέγονται κυρίως μηχανές μόνιμου μαγνήτη, εν αντιθέσει με τις ασύγχρονες [11]. Συγκεκριμένα, αυξάνοντας τον αριθμό των πόλων, ο συντελεστής ισχύος μιας μηχανής επαγωγής ελαττώνεται εξαιτίας της αυξημένης αυτεπαγωγής σκέδασης. Έτσι, για εφαρμογές χαμηλών ταχυτήτων προτιμώνται μηχανές μονίμων μαγνητών, στις οποίες ο συντελεστής

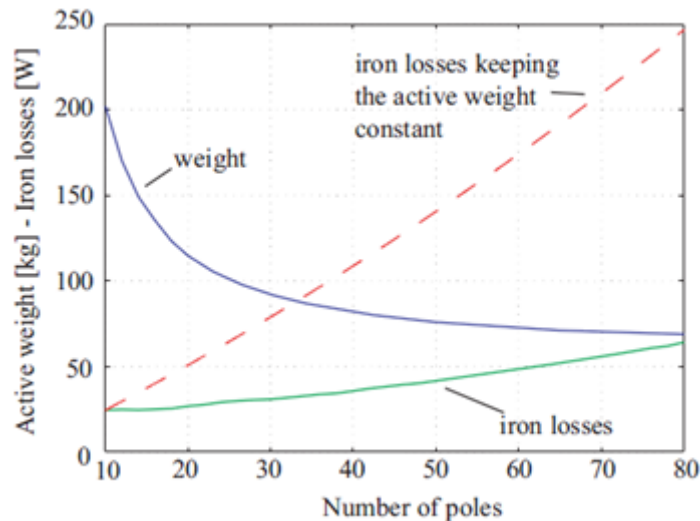
ισχύος δεν σχετίζεται κατ' αυτό τον τρόπο με τον αριθμό των πόλων και η πυκνότητα ροπής είναι ιδιαίτερα υψηλή.

Ένα ακόμη χαρακτηριστικό του υψηλού αριθμού πόλων σε ΣΜΜΜ είναι το χαμηλό ενεργό βάρος τους. Πράγματι, για την ίδια ονομαστική ροπή, μηχανές με περισσότερους πόλους έχουν ελαφρύτερο μαγνητικό κύκλωμα. Οι μηχανές του Σχήματος 2.4 έχουν ίδια πυκνότητα μαγνητικής ροής στο διάκενο, αλλά η ροή από τον έναν πόλο στον άλλο είναι αντιστρόφως ανάλογη του αριθμού των πόλων. Εφόσον η ροή στην πολυπολική μηχανή είναι μικρότερη, το πάχος δοντιού, τα σώματα στάτη και δρομέα μπορούν να μειωθούν χωρίς να οδηγηθεί σε κορεσμό ο σίδηρος.



Σχήμα 2.4: α) 4-πολική, β) 20-πολική μηχανή μόνιμων μαγνητών

Η σχέση (2.13) δείχνει ότι για χαμηλή ταχύτητα ο αριθμός των πόλων μπορεί να αυξηθεί, διατηρώντας σχετικά μικρή συχνότητα. Έτσι, οι απώλειες πυρήνα γι' αυτές τις εφαρμογές είναι σχετικά χαμηλές, συγκρινόμενες με τις απώλειες χαλκού. Στο Σχήμα 2.5 φαίνονται το ενεργό βάρος και οι απώλειες πυρήνα μίας μηχανής μόνιμου μαγνήτη για διάφορες τιμές αριθμού πόλων.



Σχήμα 2.5: Ενεργό βάρος και απώλειες πυρήνα συναρτήσει του αριθμού των πόλων για διάφορες Σ.Μ.Μ.Μ.

Από το Σχήμα 2.5 φαίνεται ξεκάθαρα ότι το ενεργό βάρος μειώνεται αυξάνοντας τον αριθμό των πόλων. Επιπλέον, οι απώλειες πυρήνα αυξάνονται λόγω της προκαλούμενης αύξησης της συχνότητας. Εντούτοις, η αύξηση αυτή δεν είναι ιδιαίτερα έντονη, οπότε η επιλογή πολυπολικής μηχανής δεν αναμένεται να επιβαρύνει αισθητά την απόδοση.

Τέλος, στην τοπολογία συγκεντρωμένου τυλίγματος, που μελετάται στη συνέχεια, η αύξηση του αριθμού των πόλων αναμένεται να ελαττώσει τις απώλειες χαλκού: αυξάνοντας τους πόλους μειώνεται το πάχος του δοντιού, αρά και το μήκος των επιμέρους αγωγών. Έτσι, για συγκεκριμένο επίπεδο τάσης, αναμένονται μικρότερες απώλειες χαλκού για μεγαλύτερο αριθμό πόλων.

2.3 Απώλειες ηλεκτρικών μηχανών

2.3.1 Απώλειες χαλκού

Πρόκειται για τις ωμικές απώλειες που προκαλούνται απ' την διέλευση ρεύματος απ' τα πηνία των τριών φάσεων. Οι απώλειες χαλκού είναι ανάλογες της συνολικής αντίστασης ανά φάση και του τετραγώνου της ενεργού τιμής του ρεύματος που διαρρέει τα πηνία της μηχανής. Η ύπαρξη αρμονικών συνιστωσών στο φασικό ρεύμα προκαλεί επιπλέον απώλειες χαλκού. Αυτός άλλωστε είναι ένας βασικός λόγος στην προσπάθεια καταστολής αυτών των ανώτερων αρμονικών.

2.3.2 Απώλειες πυρήνα

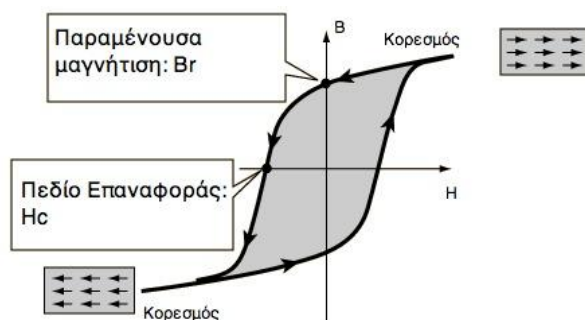
Όταν ένα μαγνητικό υλικό βρίσκεται μέσα σε χρονικά μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο, εμφανίζει τις λεγόμενες απώλειες πυρήνα υπό μορφή θερμότητας. Οι μηχανισμοί μετατροπής της ενέργειας του πεδίου σε θερμότητα είναι δύο, οπότε προκύπτουν τα αντίστοιχα είδη απωλειών πυρήνα: απώλειες υστέρησης και δινορρευμάτων. Στη συνέχεια περιγράφονται οι μηχανισμοί αυτοί και ορισμένοι τρόποι μοντελοποίησής τους για την εκτίμηση των συνολικών απωλειών πυρήνα στις ηλεκτρικές μηχανές.

Απώλειες υστέρησης

Όταν η πυκνότητα μαγνητικής ροής σε ένα μέσο μεταβάλλεται τότε απορροφάται ή αποδίδεται ενέργεια από το μέσο αυτό. Η ενέργεια αυτή δίνεται από το ολοκλήρωμα:

$$w = \int_{B_1}^{B_2} H \cdot dB \text{ (J/m}^3\text{)} \quad (2.14)$$

Τα σιδηρομαγνητικά υλικά τείνουν να διατηρήσουν τη μαγνητική ροή στο σώμα τους έπειτα από την επιβολή μαγνητικού πεδίου, ακόμα και μετά την αφαίρεσή του. Για το λόγο αυτό οι καμπύλες μαγνήτισης και απομαγνήτισης διαφέρουν, σχηματίζοντας τελικά τον βρόχο υστέρησης όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.6:



Σχήμα 2.6: Βρόχος υστέρησης

Υπολογίζοντας το παραπάνω ολοκλήρωμα για ένα πλήρη κύκλο μαγνήτισης και απομαγνήτισης προκύπτει ότι το υλικό απορροφά περισσότερη ενέργεια απ' όση αποδίδει. Η ενεργειακή διαφορά μετατρέπεται σε θερμότητα και ισούται με το εμβαδόν του βρόχου υστέρησης. Αυτή η ενέργεια που χάνεται σε κάθε κύκλο ονομάζεται απώλεια υστέρησης και συμβαίνει σε όλο τον όγκο του υλικού, με συνέπεια την αύξηση της θερμοκρασίας και τη μείωση της απόδοσης, είτε πρόκειται για μετασχηματιστή είτε για ηλεκτρική μηχανή.

Στην ειδική περίπτωση που η μαγνητική ροή μεταβάλλεται ημιτονοειδώς με συχνότητα f , χωρίς το σχηματισμό μικρότερων βρόχων, και με μέγιστη τιμή B_m , η ειδική απώλεια από υστέρηση δίνεται από την εμπειρική σχέση:

$$p_h = k_h \cdot f \cdot B_m^x \text{ (W/m}^3\text{)} \quad (2.15)$$

Όπου k_h σταθερά που εξαρτάται από τη δομή του υλικού και x η σταθερά του Steinmetz, που κυμαίνεται από 1.8 έως 2.2, ενώ συνήθως λαμβάνεται ως 2 [12].

Η παραπάνω μοντελοποίηση των απωλειών υστέρησης προϋποθέτει ότι η μαγνητική ροή μεταβάλλεται μόνο ως προς το μέτρο, ενώ η διεύθυνσή της παραμένει σταθερή. Αυτή η κατάσταση απαντάται στους μετασχηματιστές, στο μεγαλύτερο μέρος του πυρήνα τους. Όμως στις στρεφόμενες μηχανές λαμβάνει χώρα και μεταβολή της διεύθυνσης της μαγνητικής ροής. Κατά συνέπεια στις ηλεκτρικές μηχανές εμφανίζεται επιπλέον περιστροφική απώλεια υστερήσεως.

Απώλειες δινορρευμάτων

Η χρονική μεταβολή της μαγνητικής ροής επάγει ηλεκτρικό πεδίο στο σώμα του πυρήνα. Λόγω της αγωγιμότητας των σιδηρομαγνητικών υλικών, εμφανίζονται ρεύματα στο σώμα του πυρήνα, που ονομάζονται δινορρεύματα και ρέουν κυκλικά σε επίπεδο κάθετο προς τη διεύθυνση της μαγνητικής ροής. Κατά συνέπεια, εμφανίζονται απώλειες Joule και μέρος της ενέργειας του πεδίου μετατρέπεται σε θερμότητα.

Η απώλεια από δινορρεύματα αποδεικνύεται ότι είναι ανάλογη προς το τετράγωνο της συχνότητας, το τετράγωνο του πάχους του ελάσματος και το τετράγωνο της πυκνότητας της ροής, ενώ είναι αντιστρόφως ανάλογη της ειδικής αντίστασης του υλικού.

Στην περίπτωση που η μαγνητική ροή μεταβάλλεται ημιτονοειδώς και μόνο ως προς το μέτρο της, μια σχέση περιγραφής της ειδικής απώλειας από δινορρεύματα είναι η ακόλουθη [12], [13]:

$$p_e = k_e \cdot B^2 \cdot f^2 \text{ (W/m}^3\text{)} \quad (2.16)$$

Όπου k_e σταθερά που εξαρτάται από τις ιδιότητες του υλικού, και f η συχνότητα μεταβολής του μαγνητικού πεδίου.

Καθώς η απώλεια λόγω δινορρευμάτων εξαρτάται από τη συχνότητα μεταβολής της μαγνητικής επαγωγής, εμφανίζεται πρόσθετη απώλεια σε περίπτωση που μεταβάλλεται και η διεύθυνση της μαγνητικής επαγωγής.

Απώλειες δινορρευμάτων στους μαγνήτες

Η σχετικά υψηλή αγωγιμότητα των μαγνητών Νεοδυμίου-Σιδήρου-Βορίου (NdFeB) ενδέχεται να προκαλέσει επιπλέον απώλεια λόγω δινορρευμάτων. Αυτά τα δινορρεύματα μπορεί να γίνουν αιτία μερικής (και μη αναστρέψιμης) απομαγνήτισης των μαγνητών. Σε σύγχρονες γεννήτριες M.M. με κοντινούς αριθμούς πόλων και αυλάκων, η μαγνητεγερτική δύναμη του στάτη περιέχει έναν μεγάλο αριθμό χωρικών αρμονικών, οι οποίες προκαλούν απώλειες δινορρευμάτων στους μαγνήτες. Ειδικά στην περίπτωση που η μηχανή συνδέεται σε μετατροπέα, οι αρμονικές του φασικού ρεύματος απ' την πλευρά της γεννήτριας επαυξάνουν αυτές τις απώλειες.

Μία αναλυτική μέθοδος εκτίμησής τους θεωρεί ως μοναδική αιτία των απωλειών λόγω δινορρευμάτων στους μαγνήτες το μαγνητικό πεδίο λόγω αντίδρασης οπλισμού [14]. Στη συνέχεια, τα επαγόμενα αυτά ρεύματα υπολογίζονται από τη χρονική μεταβολή του διανυσματικού δυναμικού στην περιοχή των μαγνητών, δίνοντας τελικά τη συνολική απώλεια για τους μαγνήτες. Το θεωρητικό αποτέλεσμα που προκύπτει μπορεί να αξιολογηθεί εφαρμόζοντας τη μέθοδο πεπερασμένων

στοιχείων: αφ' ενός λογαριάζεται η χρονική μεταβολή στο φασικό ρεύμα και στο μαγνητικό πεδίο της μηχανής, αφ' ετέρου μπορεί να αναπτυχθεί ένα συζευγμένο μοντέλο που λογαριάζει την επίδραση του εξωτερικού φορτίου (συγκεκριμένα τις ανώτερες αρμονικές φασικού ρεύματος που προκαλούνται απ' τον ανορθωτή στην έξοδο της μηχανής).

Προκειμένου να περιοριστούν οι απώλειες στους μαγνήτες, μία καλή λύση είναι η τεχνική ελεγχόμενης ανόρθωσης PWM, μέσω της οποίας καταστέλλονται οι ανώτερες αρμονικές του φασικού ρεύματος. Μία άλλη ιδιαίτερα αποδοτική μέθοδος σχετική με την κατασκευή της μηχανής είναι η κατάτμηση των μαγνητών στο δρομέα [14]: η απώλεια λόγω δινορρευμάτων στους μαγνήτες είναι αντιστρόφως ανάλογη με τον αριθμό των επιμέρους μαγνητών σ' ένα πολικό βήμα. Συνεπώς, «τεμαχίζοντας» το μαγνήτη ενός πόλου σε περισσότερα τμήματα, οι απώλειες στους μαγνήτες περιορίζονται σημαντικά.

2.4 Πεδιακή ανάλυση με πεπερασμένα στοιχεία

Η προκαταρκτική σχεδίαση μίας ηλεκτρικής μηχανής δίνει μία βασική άποψη της απαιτούμενης διαμόρφωσης. Συμπληρωματικά, η πεδιακή ανάλυση παρέχει λεπτομερή ανάλυση του μαγνητικού πεδίου, οδηγώντας στην επιβεβαίωση των χαρακτηριστικών της γεννήτριας που αναμένονται από την προκαταρκτική σχεδίαση, καθώς και στην διαπίστωση της ανάγκης να βελτιωθούν κάποια απ' αυτά. Η πεδιακή ανάλυση παρέχει την κατανομή του μαγνητικού πεδίου και στη συνέχεια, με κατάλληλη επεξεργασία, μπορούν να υπολογιστούν με υψηλή ακρίβεια μεγέθη όπως δύναμη, ροπή, πυκνότητα ηλεκτρικού ρεύματος, απώλειες, όπως και να εντοπιστούν περιοχές πυρήνα που βρίσκονται σε κορεσμό.

2.4.1 Μαγνητοστατικά προβλήματα

Μαγνητοστατικά ονομάζονται τα προβλήματα στα οποία το μαγνητικό πεδίο είναι αμετάβλητο στο χρόνο. Σε αυτή την περίπτωση, η ένταση του μαγνητικού πεδίου (H) και η μαγνητική επαγωγή (B) ικανοποιούν:

$$\nabla \times H = J \quad (2.17)$$

και

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (2.18)$$

Ικανοποιείται επίσης η θεμελιώδης σχέση μεταξύ των μεγεθών B και H για κάθε υλικό:

$$B = \mu \cdot H \quad (2.19)$$

Αν το υλικό είναι μη γραμμικό, όπως για παράδειγμα κορεσμένος σίδηρος ή μαγνήτες αλνίκο, τότε η επιτρεπτικότητα, μ , είναι στην πραγματικότητα μία συνάρτηση του B :

$$\mu = \frac{B}{H(B)} \quad (2.20)$$

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

$$B = \nabla \times A \quad (2.21)$$

Αυτός ο ορισμός του B ικανοποιεί πάντα τη Σχέση 2.18. Τότε, η Σχέση 2.17 διατυπώνεται ως εξής:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \nabla \times A \right) = J \quad (2.22)$$

Για ένα γραμμικό ιστροπικό μέσο (και υποθέτοντας ότι $\nabla \cdot A = 0$), η εξίσωση αυτή καταλήγει στην ακόλουθη:

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 A = J \quad (2.23)$$

Στη γενική περίπτωση, το διανυσματικό δυναμικό είναι ένα διάνυσμα τριών συνιστωσών. Σε δύο διαστάσεις όμως, οι δύο από τις τρεις συνιστώσες είναι μηδέν και μεταβάλλεται μόνο η κατακόρυφη συνιστώσα.

Το πλεονέκτημα της χρήσης του διανυσματικού δυναμικού είναι ότι όλες οι συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούνται στο μαγνητοστατικό πεδίο συνδυάζονται σε μία εξίσωση. Εάν είναι γνωστό το A , τα B και H προκύπτουν από διαφόριση του A .

Στην περίπτωση ύπαρξης μαγνητικού πεδίου αρμονικά μεταβαλλόμενου, μπορούν να επαχθούν δινορρέυματα σε υλικά με μη μηδενική αγωγιμότητα και τότε θα πρέπει να ληφθούν υπ' όψιν και άλλες εξισώσεις του Maxwell αναφορικά με την κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου.

2.4.2 Οριακές συνθήκες

Για την επίλυση ενός μαγνητοστατικού ή ηλεκτροστατικού προβλήματος θα πρέπει να ορισθούν οι οριακές συνθήκες του προβλήματος, οι οποίες μπορεί να είναι ανάμεσα στις επόμενες:

- Dirichlet. Σε αυτό τον τύπο οριακής συνθήκης, η τιμή του δυναμικού A δηλώνεται πάνω στο όριο, π.χ. $A=0$. Δηλώνοντας σε ένα μαγνητικό πρόβλημα $A=0$ κατά μήκος ενός ορίου της γεωμετρίας, αποτρέπεται η διέλευση της μαγνητικής ροής πέρα απ' αυτό το όριο.
- Neumann. Αυτή η οριακή συνθήκη ορίζει την κάθετη παράγωγο του δυναμικού κατά μήκος του ορίου και συνήθως χρησιμοποιείται στα μαγνητικά προβλήματα στην περίπτωση διεπιφάνειας με υλικό πολύ μεγάλης επιτρεπτότητας.
- Robin. Η οριακή συνθήκη Robin είναι ένα είδος συνδυασμού των συνθηκών Dirichlet και Neumann, καθορίζοντας μία σχέση μεταξύ της τιμής του A και της παραγώγου του. Ένα παράδειγμα τέτοιας οριακής συνθήκης είναι:

$$\frac{\partial A}{\partial n} + c \cdot A = 0 \quad (2.24)$$

Αυτή η οριακή συνθήκη χρησιμοποιείται συνήθως προκειμένου ένα χωρικά περιορισμένο πρόβλημα να μιμηθεί τη συμπεριφορά μίας άπειρης χωρικά περιοχής.

- Περιοδική. Μία περιοδική οριακή συνθήκη συνδέει μαζί δύο όρια. Σε αυτό τον τύπο οριακής συνθήκης, οι οριακές τιμές σε αντίστοιχα σημεία των δύο ορίων είναι ίσες.
- Αντιπεριοδική. Μια αντιπεριοδική οριακή συνθήκη συνδέει επίσης δύο όρια μεταξύ τους, αλλά σε αυτή την περίπτωση τα αντίστοιχα σημεία έχουν μεγέθη ίσου μέτρου αλλά αντίθετου πρόσημου.

2.4.3 Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων

Αν και οι συνθήκες ενός μαγνητικού προβλήματος μπορούν να εκφραστούν υπό τη μορφή μίας διαφορικής εξίσωσης, με ορισμένες οριακές συνθήκες, ωστόσο είναι πολύ δύσκολο να βρεθεί μία αναλυτική λύση, παρά μόνο για προβλήματα πολύ απλής γεωμετρίας. Αυτή τη δυσκολία έρχεται να ξεπεράσει η ανάλυση πεπερασμένων στοιχείων, χωρίζοντας το πρόβλημα σε έναν μεγάλο αριθμό περιοχών και αντίστοιχων υποπροβλημάτων που όμως αναφέρονται σε απλή γεωμετρία και είναι απλή η επίλυσή τους. Αν η αρχική περιοχή τεμαχιστεί σε επαρκή αριθμό τέτοιων υποπεριοχών, το υπολογιζόμενο δυναμικό προσεγγίζει αρκετά καλά την ακριβή του τιμή.

Το πλεονέκτημα της διαίρεσης της περιοχής του προβλήματος σε έναν μεγάλο αριθμό μικρών στοιχείων είναι ότι το αρχικό πρόβλημα μετασχηματίζεται από ένα μικρό αλλά δύσκολο στην επίλυση πρόβλημα, σε ένα μεγάλο αλλά σχετικά εύκολο στην επίλυση. Το πρόβλημα αυτό παίρνει τη μορφή ενός προβλήματος γραμμικής άλγεβρας με πολλές χιλιάδες αγνώστων συνήθως, ενώ υπάρχουν αλγόριθμοι που επιτρέπουν την επίλυσή του σε σύντομο χρόνο.

2.4.4 Το πρόγραμμα ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων *femm*

Το ελεύθερο λογισμικό *femm* ανήκει στην κατηγορία προγραμμάτων επίλυσης πεπερασμένων στοιχείων και επιλύει δισδιάστατα και μαγνητοστατικά προβλήματα, όπως επίσης προβλήματα όπου τα μαγνητικά μεγέθη μεταβάλλονται με μία συγκεκριμένη συχνότητα. Ειδικότερα, το πρόγραμμα αυτό διακρίτοποιεί την περιοχή του προβλήματος χρησιμοποιώντας τριγωνικά στοιχεία. Σε κάθε στοιχείο, η λύση προσεγγίζεται με γραμμική παρεμβολή των τιμών του δυναμικού στις κορυφές του τριγώνου. Το πρόβλημα γραμμικής άλγεβρας σχηματίζεται με ελαχιστοποίηση του μέτρου του σφάλματος ανάμεσα στην πραγματική διαφορική εξίσωση και την προσεγγιστική διαφορική εξίσωση.

Η διαδικασία επίλυσης ενός μαγνητικού προβλήματος από το *femm* έχει τα παρακάτω στάδια:

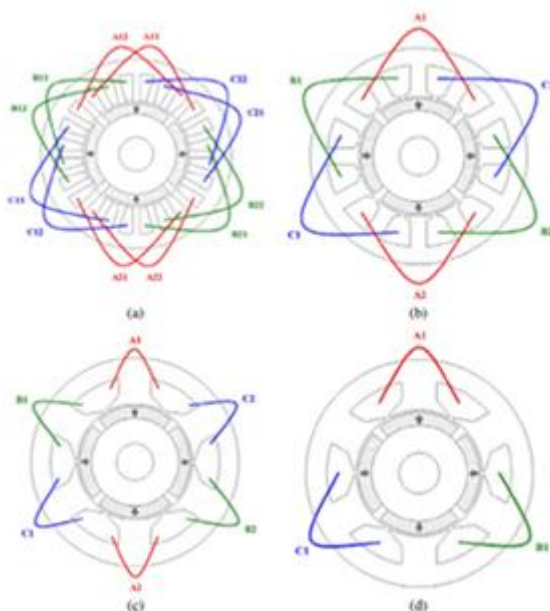
1. Σχεδίαση της γεωμετρίας, ορισμός των οριακών συνθηκών και των υλικών.
2. Πλεγματοποίηση του προβλήματος με επιθυμητό αριθμό τριγωνικών στοιχείων.
3. Επίλυση του προβλήματος γραμμικής άλγεβρας και εύρεσης του διανυσματικού δυναμικού.
4. Απεικόνιση και επεξεργασία των αποτελεσμάτων.

2.5 Τυλίγματα ηλεκτρικών μηχανών

Το τύλιγμα μίας ηλεκτρικής μηχανής χαρακτηρίζεται ως προς τις τερματικές συνδέσεις των επιμέρους πηνίων, τον τρόπο με τον οποίο κατανέμεται στα αυλάκια και το βήμα συστάδας. Έτσι, μπορεί να είναι βροχοειδές ή κυματοειδές (το 1^ο χρησιμοποιείται σε ολιγοπολικές μηχανές ενώ το 2^ο σε πολυπολικές χαμηλών ταχυτήτων π.χ. σε υδροηλεκτρικές εφαρμογές), διανεμημένο (με 1 ή περισσότερα αυλάκια ανά πόλο και φάση), πλήρους ή κλασματικού βήματος.

Στο Σχήμα 2.7 παρατίθενται 4 διαφορετικές περιπτώσεις τυλιγμάτων [4]:

- Επικαλυπτόμενο, διανεμημένο με 1 ή 2 αυλάκια ανά πόλο και φάση
- Μη επικαλυπτόμενο συγκεντρωμένο, όλα τα δόντια με τυλίγματα ή ανά δύο.



Σχήμα 2.7: Τυπικές διαμορφώσεις τυλιγμάτων στάτη: (α) 24 αυλάκια, επικαλυπτόμενο, διανεμημένο, (β) 6 αυλάκια, επικαλυπτόμενο, (γ) 6 αυλάκια, μη επικαλυπτόμενο, όλα τα δόντια με τυλίγματα, (δ) 6 αυλάκια, μη επικαλυπτόμενο, τυλίγματα στα μισά δόντια.

Το διανεμημένο επικαλυπτόμενο τύλιγμα παράγει γενικά πιο ημιτονοειδή ΜΕΔ στο διάκενο, γι' αυτό κ' χρησιμοποιείται εκτεταμένα στις μηχανές μόνιμου μαγνήτη χωρίς συλλέκτη (Brushless AC PM machines).

2.5.1 Συγκεντρωμένο τύλιγμα

Μία νέα τοπολογία είναι το συγκεντρωμένο τύλιγμα κλασματικού βήματος (Fractional Slot Concentrated Winding) που κερδίζει έδαφος χάρη στην υψηλή πυκνότητα ισχύος, την απόδοση και τα κοντά άκρα τυλιγμάτων.

Στον ακόλουθο πίνακα παρατίθενται κάποια χαρακτηριστικά συγκεντρωμένων-διανεμημένων τυλιγμάτων [4]:

Πίνακας 2.2: Διανεμημένα/συγκεντρωμένα τυλίγματα

	Διανεμημένα	Συγκεντρωμένα
Συντελεστής πληρότητας χαλκού στ' αυλάκι	35%-45%	50%-65%
Κατασκευή στάτη	Συνεχή ελάσματα	Συνεχή ελάσματα ή τμηματικές κατασκευές
Τυλίγματα τερματικών συνδέσεων	Μακρά επικαλυπτόμενα	Κοντά μη επικαλυπτόμενα
Αρμονικό περιεχόμενο παραγόμενης από το στάτη ροπής	Θεμελιώδης	Στις περισσότερες περιπτώσεις (εκτός από ½ αυλάκι/πόλο/φάση) υψηλότερης τάξης αρμονικές

Ορισμένα βασικά πλεονεκτήματα των συγκεντρωμένων τυλιγμάτων είναι τα ακόλουθα:

1. Ευκολία στην κατασκευή, εφόσον πρόκειται για μη επικαλυπτόμενα τυλίγματα.
2. Υψηλός συντελεστής πληρότητας χαλκού, άρα μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος.
3. Κοντύτερα άκρα τυλιγματος, με αποτέλεσμα χαμηλότερες απώλειες χαλκού.
4. Υψηλότερη ανοχή στα σφάλματα, εφόσον δεν υπάρχουν αμοιβαίες επαγωγές ανάμεσα στις φάσεις.
5. Χαμηλή ροπή ευθυγράμμισης, δεδομένου ότι περιλαμβάνουν μεγάλο αριθμό κύκλων ευθυγράμμισης ανά μηχανική περιστροφή.

Στα συγκεντρωμένα τυλίγματα επιτυγχάνεται υψηλότερος συντελεστής πληρότητας χαλκού (υψηλότερη πυκνότητα ισχύος), τα άκρα είναι κοντύτερα, οι απώλειες χαλκού χαμηλότερες, η ροπή όμως περιλαμβάνει στις περισσότερες περιπτώσεις ανώτερες αρμονικές (εν αντιθέσει με τα διανεμημένα τυλίγματα όπου κυριαρχεί η θεμελιώδης αρμονική ροπής, χάρη στην περισσότερο ημιτονοειδή κατανομή του μαγνητικού πεδίου στο διάκενο [15]). Επιπλέον, οι συνολικές απώλειες είναι υψηλές σε μεγάλες ταχύτητες εξαιτίας των πρόσθετων απωλειών δινορρευμάτων στο δρομέα και στους μαγνήτες (προκαλούνται από ανώτερες αρμονικές του μαγνητικού πεδίου). Σημειώνεται ακόμη ότι το συγκεντρωμένο τύλιγμα στα δόντια

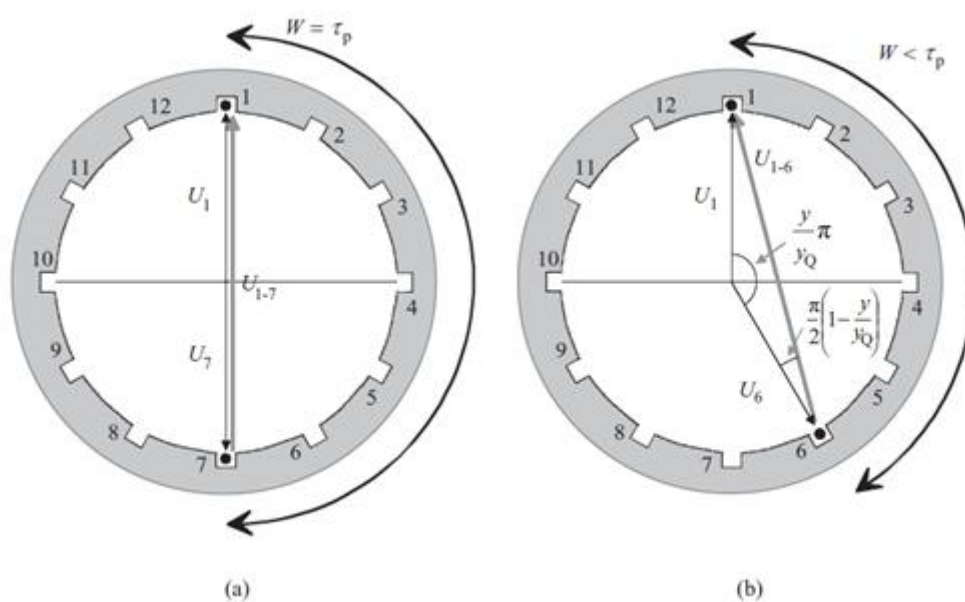
του στάτη, μέχρι πριν λίγα χρόνια, χρησιμοποιείτο κυρίως σε εφαρμογές μικρής ισχύος (μερικών εκατοντάδων Watt) κ' πολλών πόλων (μόνο έτσι μπορεί να υλοποιηθεί τριφασικό σύστημα) [16].

Σε εφαρμογές ασύγχρονων μηχανών, η υιοθέτηση συγκεντρωμένου τυλίγματος κλασματικού βήματος χαρακτηρίζεται από μικρότερη ικανότητα ροπής, υψηλότερη κυμάτωση και απώλειες στους αγωγούς του δρομέα, εν συγκρίσει με το κλασικό διανεμημένο τύλιγμα [17].

Από την άλλη, το κατανεμημένο τύλιγμα δίνει μεγαλύτερη ΗΕΔ χάρη στον υψηλότερο συντελεστή τυλίγματος [18]. Ειδικά σε εφαρμογές μηχανών εσωτερικών μονίμων μαγνητών (Internal PMSMs), το διανεμημένο τύλιγμα παράγει υψηλότερη μέση ροπή (εξαιτίας του μειωμένου συντελεστή k_w του συγκεντρωμένου) και χαμηλότερη ροπή ευθυγράμμισης (cogging torque).

Κλασματικό βήμα

Τα τυλίγματα στα οποία ο αριθμός αυλάκων ανά πόλο και φάση δεν είναι ακέραιος αλλά κλασματικός ονομάζονται τυλίγματα κλασματικού βήματος. Πρακτικά, αυτό σημαίνει ότι τα πηνία έχουν τοποθετηθεί κατά τέτοιο τρόπο ώστε να είναι πιο κοντά σε μήκος συγκριτικά με τα τυλίγματα πλήρους βήματος. Για παράδειγμα, σε μία διπολική μηχανή 12 αυλάκων (πολικού βήματος εκπεφρασμένο σε αύλακες $Q/P = 6$), το πηνίο της αύλακας 1 θα έπρεπε να καταλήγει στην αύλακα 7 ($A A - C - C B B - A$). Όμως, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.8, το πηνίο αυτό καταλήγει στην αύλακα 6, άρα είναι κλασματικού βήματος $5/6$ (δηλαδή το βήμα του πηνίου είναι $5/6 \cdot 180^\circ = 150^\circ$ ηλεκτρικές).



Σχήμα 2.8: (a) Πλήρες, (b) κλασματικό βήμα

Διπλή στρώση

Στην περίπτωση συγκεντρωμένου τυλίγματος κλασματικού βήματος, μία σημαντική επιλογή είναι ο αριθμός των στρώσεων. Στα τυλίγματα μονής στρώσης τα πηνία τυλίγονται γύρω από εναλλασσόμενα δόντια, ενώ στη διπλή στρώση τυλίγονται γύρω από κάθε δόντι. Αυτό φαίνεται και στην ακόλουθη εικόνα:



Σχήμα 2.9: (α) Μονή, (β) διπλή στρώση.

Στη συνέχεια γίνεται μία σύγκριση ανάμεσα σε τυλίγματα μονής κ' διπλής στρώσης [4]:

Πίνακας 2.3: Τυλίγματα μονής και διπλής στρώσης

	Τυλίγματα διπλής στρώσης	Τυλίγματα μονής στρώσης
Πηνία/αυλάκι	2	1
Αμοιβαία ζεύξη φάσεων	Σημαντική λόγω αυτεπαγωγής σκέδασης στο αυλάκι	Πολύ χαμηλή αμοιβαία επαγωγή
Άκρα τυλίγματος	Κοντά	Μακρά
Φασική αυτεπαγωγή	Χαμηλότερη λόγω μικρότερης αυτεπαγωγής σκέδασης	Υψηλότερη εξαιτίας μεγαλύτερης αυτεπαγωγής σκέδασης (καλύτερη ικανότητα εξασθένισης πεδίου)
Απώλειες δρομέα	Χαμηλότερες λόγω χαμηλότερων αρμονικών ΜΕΔ στάτη	Υψηλότερες εξαιτίας σημαντικότερου αρμονικού περιεχομένου ΜΕΔ στάτη
Δυνατοί συνδυασμοί αυλακιών-πόλων	Περισσότεροι	Λιγότεροι μπορούν να υποστηρίξουν τυλίγματα μονής στρώσης
Κατασκευή	Δυσκολότερη εφόσον υπάρχουν δύο πηνία/αυλάκι	Ευκολότερη
Συντελεστής τυλίγματος	Χαμηλότερος	Υψηλότερος
Αντί-ΗΕΔ	Πιο ημιτονοειδής	Λιγότερο ημιτονοειδής

Τα τυλίγματα μονής στρώσης παρουσιάζουν υψηλότερη αντοχή σε βραχυκύκλωμα, χάρη στις μεγαλύτερες αυτεπαγωγές ανά φάση (που περιορίζουν το ρεύμα σφάλματος) και στις μικρότερες αμοιβαίες επαγωγές (εμποδίζεται η απώλεια «υγειών» φάσεων σε περίπτωση σφάλματος). Επιπλέον, χάρη στην μεγαλύτερη αυτεπαγωγή σκέδασης, τα μονής στρώσης τυλίγματα προτιμώνται σε εφαρμογές που απαιτούν λειτουργία σταθερής ισχύος σε μεγάλο εύρος στροφών.

Στη διπλή στρώση οι απώλειες πυρήνα λόγω δινορρευμάτων είναι χαμηλότερες, εφόσον είναι μικρότερο το αρμονικό περιεχόμενο της ΜΕΔ που προκαλεί η αντίδραση τυμπάνου. Ακόμη, η ηλεκτρεγερτική δύναμη είναι περισσότερο ημιτονοειδής. Εντούτοις, στη διπλή στρώση η ικανότητα παραγωγής ροπής σε κατάσταση υπερφόρτισης είναι μικρότερη απ' ό,τι στη μονή [4], [15].

Στην συγκεκριμένη εφαρμογή δεν αναμένεται λειτουργία σε μεγάλο εύρος στροφών ή υπερφόρτιση της γεννήτριας. Όσον αφορά τη πιθανότητα σφάλματος, θεωρείται ότι ο μετατροπέας στον οποίο συνδέεται η μηχανή αναλαμβάνει την προστασία της. Επιπλέον, απαιτούνται χαμηλές απώλειες, έτσι ώστε ο βαθμός απόδοσης της μηχανής να είναι ικανοποιητικός και σε χαμηλή φόρτιση. Για τους παραπάνω λόγους, επιλέγεται συγκεντρωμένο τύλιγμα κλασματικού βήματος διπλής στρώσης.

Τέλος, παρά τα μειονεκτήματα της διπλής στρώσης ως προς τη ροπή (μικρότερη ικανότητα, υψηλότερη κυμάτωση), αυτή η τοπολογία χαρακτηρίζεται από χαμηλότερα επίπεδα απωλειών δρομέα και θορύβου.

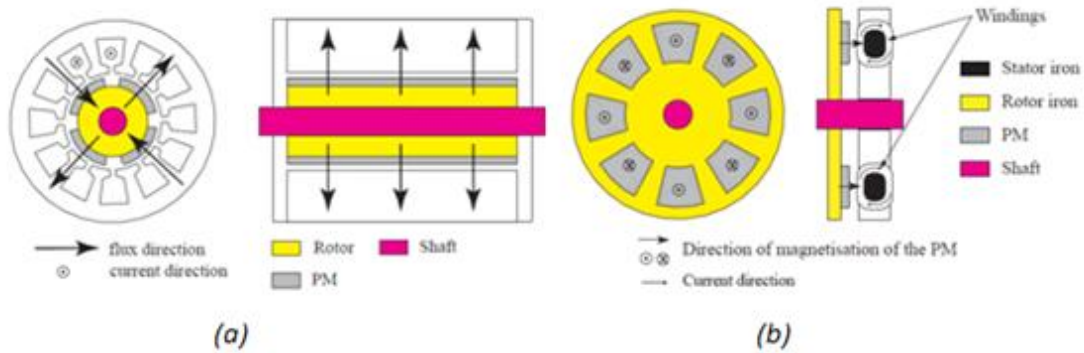
2.6 Διαμορφώσεις δρομέα μηχανών μονίμων μαγνητών

Οι μηχανές μονίμων μαγνητών, ανάλογα με την κατεύθυνση της μαγνητικής ροής, διαχωρίζονται στις δύο επόμενες κατηγορίες [19]:

- Μηχανές ακτινικής ροής
- Μηχανές αξονικής ροής

Οι πρώτες είναι και οι πιο συνηθισμένες. Σ' αυτές η ροή κινείται ακτινικά στη μηχανή, ενώ το ρεύμα κυκλοφορεί στην αξονική διεύθυνση, όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα.

Οι μηχανές μόνιμου μαγνήτη αξονικής ροής αποτελούν μία ακόμα δυνατότητα για εφαρμογές χαμηλής ταχύτητας με απ' ευθείας οδήγηση. Χαρακτηριστικό τους είναι η σχετικά μεγάλη διάμετρος και το μικρό αξονικό μήκος τους συγκριτικά με τις μηχανές ακτινικής ροής.



Σχήμα 2.10: (α) Μηχανή αξονικής, (β) ακτινικής ροής. Κατευθύνσεις ρευμάτων και ροής.

2.6.1 Μηχανές επιφανειακών μονίμων μαγνητών με εσωτερικό δρομέα

Σ' αυτές τις μηχανές οι μαγνήτες είναι τοποθετημένοι στην επιφάνεια του δρομέα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.11. Πρόκειται για την πιο συνηθισμένη διαμόρφωση. Το βασικό πλεονέκτημα αυτής της τοπολογίας είναι η απλότητά της και το χαμηλότερο κόστος της συγκριτικά με άλλες διαμορφώσεις μηχανών μονίμων μαγνητών. Το κυριότερο μειονέκτημα είναι ο κίνδυνος απομαγνήτισης των μαγνητών λόγω εξωτερικών πεδίων. Επιπλέον, οι μαγνήτες υπόκεινται σε φυγόκεντρες δυνάμεις που μπορεί να προκαλέσουν την αποκόλλησή τους απ' τον δρομέα, λόγος για τον οποίο δε συνιστάται η διαμόρφωση αυτή σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων.

2.6.2 Μηχανές εσωτερικά επιφανειακών μαγνητών

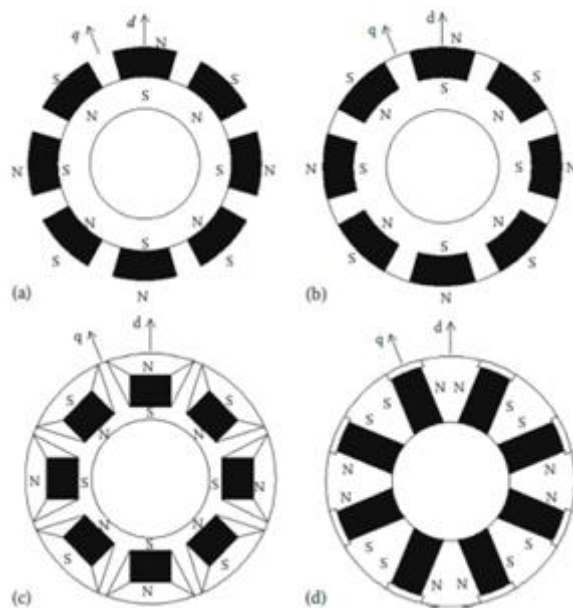
Σ' αυτή την περίπτωση οι μαγνήτες είναι πάλι τοποθετημένοι στην επιφάνεια του δρομέα, αλλά τα μεταξύ τους διάκενα είναι γεμισμένα με σίδηρο. Η εκτυπότητα λόγω σιδήρου προκαλεί μία ροπή αντίδρασης, εκτός εκείνης που οφείλεται στους μαγνήτες.

2.6.3 Μηχανές εσωτερικών μαγνητών

Σ' αυτή τη διαμόρφωση οι μαγνήτες τοποθετούνται στο εσωτερικό του ελάσματος του δρομέα. Εν συγκρίσει με τη διάταξη επιφανειακών μαγνητών, η ροή που εξέρχεται απ' τους μαγνήτες μπορεί να συγκεντρωθεί στο δρομέα, επιτυγχάνοντας έτσι πολύ υψηλές τιμές μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο. Ακόμη, οι εσωτερικοί μαγνήτες παρουσιάζουν πολύ μικρότερο κίνδυνο απομαγνήτισης ή μηχανικών καταπονήσεων.

Στον επόμενο πίνακα συγκρίνονται οι επιφανειακοί με τους εσωτερικούς μόνιμους μαγνήτες. Η εγκατάσταση εσωτερικών μαγνητών στο δρομέα, χάρη στη χαμηλή τιμή αυτεπαγωγής καθέτου άξονα, μειώνει τις απώλειες σιδήρου σε υψηλές ταχύτητες. Μάλιστα, η χρήση καλωδίων ορθογώνιας διατομής μπορεί να μειώσει το εύρος των τερματικών συνδέσεων κατά 15%, επιτυγχάνοντας υψηλότερο συντελεστή πληρότητας χαλκού [4].

Επιπλέον, σε ορισμένες εφαρμογές έχει διαπιστωθεί ότι ο εσωτερικός μαγνήτης παρουσιάζει υψηλότερη πυκνότητα μέγιστης ροπής συγκριτικά με τον επιφανειακό για ίδια ονομαστικά μεγέθη ρεύματος και ΗΕΔ [20]. Προσφέρει επίσης ευρεία περιοχή σταθερής ισχύος με υψηλή πυκνότητα ροπής και υψηλό συντελεστή ισχύος. Αντίθετα, στον επιφανειακό μαγνήτη η περιοχή σταθερής ισχύος είναι περιορισμένη, εξαιτίας της μειωμένης ικανότητας εξασθένησης πεδίου (field-weakening capability).



Σχήμα 2.11: (α) Σ.Μ. μονίμων επιφανειακών μαγνητών (SPM), (β) εσωτερικά επιφανειακών μαγνητών (SIPM), (γ) εσωτερικών μαγνητών, (δ) εσωτερικών μαγνητών με περιφερειακό προσανατολισμό.

Πίνακας 2.4: Σύγκριση εσωτερικών και επιφανειακών μαγνητών [4]

	Επιφανειακοί MM	Εσωτερικοί MM
Κατασκευή στάτη	Τμηματική ή συνεχή ελάσματα	Τμηματική ή συνεχή ελάσματα
Εξασθένιση πεδίου	Βελτιωμένη με επικαλυπτόμενο τύλιγμα κλασματικού βήματος	Καλή ικανότητα εξασθένισης πεδίου
Ανοχή σε σφάλμα	Βελτιωμένη με επικαλυπτόμενο τύλιγμα κλασματικού βήματος	Βελτιωμένη με επικαλυπτόμενο τύλιγμα κλασματικού βήματος
Απώλειες δρομέα	Συγκεντρωμένες στους μόνιμους μαγνήτες	Συγκεντρωμένες στα ελάσματα του δρομέα κ' στις περιοχές των MM κοντά στο διάκενο
Ροπή αντίδρασης	Σχεδόν μηδενική	Μειωμένη στο επικαλυπτόμενο τύλιγμα κλασματικού βήματος συγκριτικά με διανεμημένα τυλίγματα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΜΟΝΙΜΩΝ

ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ 2.4 MW

3.1 Βασικές προδιαγραφές γεννήτριας

Η ονομαστική ταχύτητα του άξονα της κύριας μηχανής, πάνω στον οποίο θα προσαρτηθεί η γεννήτρια, εκπεφρασμένη σε στροφές ανά λεπτό, είναι:

$$n_N = 400 \text{ RPM ή ΣΑΛ} \quad (3.1)$$

Η γωνιακή ταχύτητα της μηχανής σε rad/sec είναι:

$$\omega_{rm} = 2\pi \cdot \frac{n(\Sigma\Delta\Delta)}{60} = 41,9 \text{ r/s} \quad (3.2)$$

Η θεωρούμενη ονομαστική ισχύς της μηχανής είναι $P_{el} = 2.4 \text{ MW}$, για την οποία προσδιορίζεται η ονομαστική ροπή της γεννήτριας:

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_{rm}} \cong 57.3 \text{ kNm} \quad (3.3)$$

3.2 Προκαταρκτική σχεδίαση

Η προκαταρκτική σχεδίαση μίας ηλεκτρικής μηχανής βάσει των μαγνητικών μεγεθών περιλαμβάνει τα ακόλουθα βήματα:

- Προσδιορισμό της επιφάνειας διακένου που θα εξασφαλίσει την απαραίτητη ηλεκτρομαγνητική ροπή, σε μόνιμη και μεταβατική κατάσταση λειτουργίας.
- Προσδιορισμό των διαμορφώσεων δρομέα και στάτη, δηλαδή γεωμετρίας της διέγερσης και τύπου τυλίγματος, που εξασφαλίζουν τη δημιουργία κατάλληλου μαγνητικού πεδίου διακένου.
- Έλεγχο ειδικών μαγνητικών και ηλεκτρικών φορτίσεων.

3.2.1 Διαστασιολόγηση διακένου

Προσδιορισμός απαιτούμενης επιφάνειας διακένου από την ηλεκτρομαγνητική ροπή

Η ροπή διακένου T_e θα υπολογισθεί με βάση τη μέση εφαπτομενική πίεση των μαγνητικών δυνάμεων στο διάκενο και την επιφάνεια του διακένου A , σύμφωνα με τις επόμενες σχέσεις (όπου D είναι η διάμετρος του διακένου και L το ενεργό μήκος της μηχανής):

$$F_t = P_t \cdot A$$
$$T_e = \frac{1}{2} \cdot D \cdot F_t \quad (3.4)$$

$$T_e = \frac{\pi}{2} \cdot D^2 \cdot L \cdot P_t$$

Η μέση μαγνητική δύναμη στο διάκενο υπολογίζεται απ' την ακόλουθη σχέση:

$$F_t = L \cdot \oint_C B_n \cdot H_t dl = \frac{L}{\mu_0} \cdot \oint_C B_n \cdot B_t dl \quad (3.5)$$

Εφόσον η επιφάνεια διακένου είναι $A = \pi \cdot D \cdot L$, η μέση πίεση των εφαπτομενικών δυνάμεων στο διάκενο εκφράζεται ως εξής:

$$P_t = \frac{1}{\pi \cdot D \cdot \mu_0} \cdot \oint_C \bar{B}_n \cdot \bar{B}_t dl \quad (3.6)$$

Η μέση μαγνητική φόρτιση λαμβάνεται $\bar{B}=0.7T$. Θεωρώντας ότι υπερισχύει η ακτινική συνιστώσα έναντι της εφαπτομενικής, η γωνία της μαγνητικής επαγωγής διακένου τίθεται $\theta \cong 85^\circ$. Σύμφωνα με τις ακόλουθες σχέσεις υπολογίζεται η μέση εφαπτομενική πίεση διακένου:

$$B_n = B \cdot \sin\theta \text{ \& } B_t = B \cdot \cos\theta \quad (3.7)$$

$$P_t = \frac{B^2 \cdot \sin\theta \cdot \cos\theta \cdot \pi \cdot D}{\pi \cdot D \cdot \mu_0} = \frac{B^2 \cdot \sin 2\theta}{2 \cdot \mu_0} = \frac{0,7^2 \cdot \sin(2 \cdot 85^\circ)}{2 \cdot (4\pi \cdot 10^{-7})} \cong 33.86 \text{ kN/m}^2 \quad (3.8)$$

Αντικαθιστώντας την τιμή αυτή στη Σχέση (3.4) προκύπτει:

$$D^2 \cdot L \cong 1.08m^3 \quad (3.9)$$

Επισημαίνεται ότι η διαστασιολόγηση διακένου έγινε λαμβάνοντας υπ' όψιν την απαιτούμενη επίδοση της μηχανής και τα εμπειρικά όρια που τίθενται για την ηλεκτρική φόρτιση μίας μηχανής.

Όπως αναφέρθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, η σχέση ανάμεσα στα μεγέθη D και L διαφοροποιείται ανάλογα με το μέγεθος της μηχανής αλλά και την εφαρμογή για την οποία προορίζεται.

Η τελική επιλογή των διαστάσεων διακένου ήταν η ακόλουθη:

$$D = 1.5 \text{ m} \ \& \ L = 0.48 \text{ m} \quad (3.10)$$

Πλάτος διακένου

Το πλάτος διακένου επιδιώκεται να λαμβάνει την ελάχιστη δυνατή τιμή. Στη βιβλιογραφία δίνονται διάφορες σχέσεις για τον υπολογισμό του, μία εκ των οποίων είναι η ακόλουθη [21]:

$$L_g = 0,18 + 0,006 \cdot P^{0,4} \text{ (mm)} \quad (3.11)$$

Δεδομένου ότι η ισχύς της μηχανής έχει θεωρηθεί $P = 2.4\text{MW}$, το απαιτούμενο πλάτος διακένου προσδιορίζεται:

$$L_g \cong 2.3\text{mm}$$

Εφόσον η μηχανή αυτή προορίζεται για εφαρμογή αξονικής γεννήτριας πλοίου, το τελικό πλάτος διακένου θα πρέπει να είναι επαρκώς μεγάλο έτσι ώστε να εξασφαλιστεί η ανοχή της μηχανής σε μηχανική καταπόνηση κ' κραδασμούς. Γι' αυτό το λόγο, το πλάτος διακένου, σύμφωνα με ενδεικτικές τιμές που βρέθηκαν στη βιβλιογραφία [22], θεωρήθηκε τελικά:

$$L_g = 5\text{mm} \quad (3.12)$$

3.2.2 Προσδιορισμός μεγεθών στάτη

Αρχικά πρέπει να προσδιορισθεί ο απαιτούμενος αριθμός πόλων για μία αντίστοιχη τιμή ηλεκτρικής συχνότητας. Η ταχύτητα της προπέλας δεν αναμένεται να παρουσιάζει σημαντικές μεταβολές γύρω από την ονομαστική τιμή, οπότε όταν η μηχανή θα βρίσκεται σε λειτουργία, η συχνότητα δε θα αποκλίνει σημαντικά από τη τιμή που θα υπολογιστεί.

Θεωρώντας μηχανή 20 πόλων, η ονομαστική συχνότητα προσδιορίζεται από την επόμενη σχέση:

$$f = \frac{n \cdot P}{120} = 66.7 \text{ Hz} \quad (3.13)$$

Βάσει της διαστασιολόγησης του διακένου που έγινε παραπάνω, η μέγιστη μαγνητική ροή ανά πόλο υπολογίζεται ακολούθως:

$$\bar{B} = 0.7 \text{ T}$$
$$\bar{B} = \frac{P \cdot \Phi_{max}}{\pi \cdot D \cdot L} \Rightarrow \Phi_{max} = \frac{\bar{B} \cdot \pi \cdot D \cdot L}{P} \cong 79.128 \text{ mWb} \quad (3.14)$$

Στη συνέχεια, θα πρέπει να καθορισθεί ένα επίπεδο τάσης για τη μηχανή, έτσι ώστε να προσδιορισθεί ο αντίστοιχος αριθμός σπειρών ανά φάση. Παρά το μεγάλο μέγεθος ισχύος της γεννήτριας, θεωρήθηκε χαμηλή τάση, έτσι ώστε να αποφευχθούν τα δυσμενέστερα προβλήματα μόνωσης μεταξύ των αγωγών που τοποθετούνται στ' αυλάκια, για την περίπτωση μέσης τάσης.

Η ΗΕΔ δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$e_{ph} = 4.44 \cdot k_w \cdot f \cdot N_s \cdot \Phi_{max} \quad (3.15)$$

Για ονομαστική τάση γραμμής 900V και συντελεστή τυλίγματος $k_w \cong 0.93$, ο απαιτούμενος αριθμός εν σειρά αγωγών τυλίγματος υπολογίζεται:

$$N_s = \frac{e_{ph}}{4.44 \cdot k_w \cdot f \cdot \Phi_{max}} \cong 24 \text{ σπείρες/φάση} \quad (3.16)$$

Λαμβάνοντας μία τυπική τιμή συντελεστή ισχύος $\cos\phi=0,8$ επαγωγικό, το ονομαστικό ρεύμα γραμμής προκύπτει:

$$I_N = \frac{P_{el}}{3 \cdot e_{ph} \cdot \cos\phi} = \frac{2.4MW}{3 \cdot (525V) \cdot 0.8} \cong 1905A \quad (3.17)$$

Υπολογισμός ειδικών φορτίσεων

Η μαγνητική φόρτιση της μηχανής καθορίστηκε παραπάνω στην τιμή:

$$\bar{B} = 0.7T \quad (3.18)$$

Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση, σύμφωνα με τα μεγέθη που υπολογίστηκαν παραπάνω, είναι:

$$AC = 3 \cdot \frac{2 \cdot N_s \cdot I_N}{\pi \cdot D} = 3 \cdot \frac{2 \cdot 24 \cdot 1905A}{\pi \cdot 1.5m} \cong 58242 \text{ A} \cdot \epsilon / m \quad (3.19)$$

3.2.3 Επιλογή αριθμού αυλακιών

Στο Σχήμα 3.1 παρατίθενται οι συντελεστές τυλίγματος για συγκεντρωμένο τύλιγμα κλασματικού βήματος διπλής στρώσης:

Q_s/p	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40	
6	0.866		0.866	0.5		0.5	0.866		0.866	0.5		0.5	0.866		0.866	0.5		0.5	0.866	
9	0.617	0.866	0.945	0.945	0.866	0.617	0.328		0.328	0.617	0.866	0.945	0.945	0.866	0.617	0.328		0.328	0.617	
12	$q=1$		0.866	0.933	0.866	0.933	0.866								0.866	0.933			0.933	0.866
15			0.621	0.866		0.951	0.951		0.866	0.621									0.621	0.866
18		$q=1$		0.647	0.866	0.902	0.945		0.945	0.902	0.866	0.647								
21					0.866	0.89		0.933	0.953		0.89	0.866								
24			$q=1$			0.76	0.866		0.933	0.95		0.95	0.933		0.866	0.76				
27								0.866	0.877	0.915	0.945	0.954	0.954	0.945	0.915	0.877	0.866			
30				$q=1$					0.866	0.874		0.936	0.951		0.951	0.936		0.874	0.866	
33										0.866	0.903	0.928		0.954	0.954			0.928	0.903	
36					$q=1$						0.866	0.867	0.902	0.933	0.945	0.953		0.953	0.945	
39												0.866	0.863		0.918	0.936		0.954	0.954	
42						$q=1$							0.866		0.89	0.913		0.945	0.953	
45														0.866	0.859	0.886		0.927	0.945	
48							$q=1$									0.866	0.857	0.905	0.933	
51																0.866		0.88	0.901	
54								$q=1$									0.866	0.854	0.877	
57																		0.866	0.852	
60									$q=1$											0.866

$q=1/2, 1/4$	$q=3/8, 3/10$	$Q_s=21+6k, p=Q_s \pm 1, k=0, 1, 2, \dots$
$q=3/7, 3/11$	$q=5/14, 5/16$	$Q_s=24+6k, p=Q_s \pm 2, k=0, 1, 2, \dots$
$q=2/5, 2/7$	not appropriate	$k_w < 0.866$

Σχήμα 3.1: Συντελεστές τυλίγματος για διάφορους συνδυασμούς πόλων-αυλακιών.

Έχοντας επιλέξει αριθμό πόλων $P=20$, ο συντελεστής τυλίγματος είναι $k_w > 0.9$ για αριθμό αυλακών $Q_s = 18, 21$ ή 24 . Επιλέγουμε τον μέγιστο αριθμό αυλακιών, δηλαδή $Q_s = 24$.

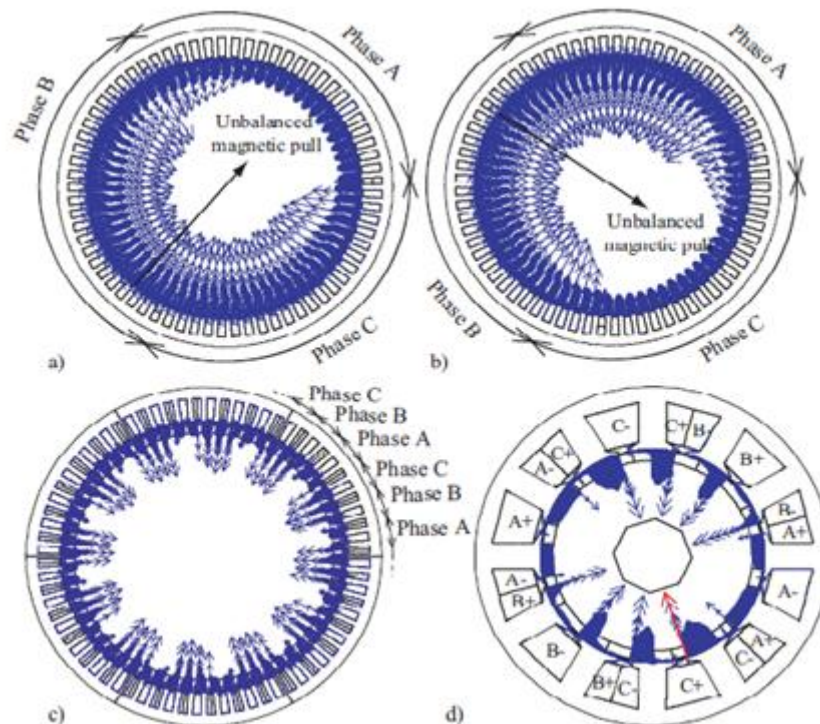
3.2.4 Ασύμμετρη μαγνητική δύναμη

Στην περίπτωση που οι ακτινικές δυνάμεις δεν είναι συμμετρικά διανεμημένες κατά μήκος του διακένου, το άθροισμά τους είναι μία περιστρεφόμενη ελκτική δύναμη που παράγει θόρυβο και προκαλεί δονήσεις στη μηχανή. Η δύναμη αυτή υπολογίζεται από την κάθετη και εφαπτομενική συνιστώσα της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο σύμφωνα με την ακόλουθη σχέση [11]:

$$\sigma(\theta,t) = \frac{1}{2\mu_0} (B_n^2(\theta,t) - B_t^2(\theta,t)) \quad (3.20)$$

Όπου σ είναι η ακτινική μαγνητική δύναμη συναρτήσει της γωνίας θ τη χρονική στιγμή t και B_n, B_t η ακτινική και εφαπτομενική συνιστώσα της μαγνητικής επαγωγής διακένου αντίστοιχα.

Βασικό αίτιο αυτής της μαγνητικής έλξης είναι η ασυμμετρία συγκεκριμένων τυλιγμάτων, τα οποία θα πρέπει να αποφεύγονται γι' αυτό το λόγο. Ένα τέτοιο παράδειγμα φαίνεται στο Σχήμα 3.2:



Σχήμα 3.2: Μαγνητικές δυνάμεις στο στάτη Σ.Μ.Μ.Μ.: (α), (β) 68 πόλων-69 αυλακιών, (γ) 60 πόλων-72 αυλακιών, (δ) 10 πόλων-12 αυλακιών.

Οι μαγνητικές δυνάμεις προκύπτουν από ανάλυση πεπερασμένων στοιχείων σε μία μηχανή μόνιμου μαγνήτη με 68 πόλους και 69 αυλάκια. Όπως βλέπουμε δεν υπάρχει κάποια συμμετρία στο τύλιγμα, με αποτέλεσμα την μαγνητική έλξη. Στο Σχήμα 3.2(γ) δίνεται μία μηχανή με 60 πόλους και 72 αυλάκια, το τύλιγμα της οποίας παρουσιάζει συμμετρία στο ένα έκτο της μηχανής. Κατ' αυτό τον τρόπο, η συνισταμένη δύναμη μηδενίζεται, με αποτέλεσμα να μην έχουμε ανεπιθύμητες δονήσεις. Η τελευταία μηχανή (Σχήμα 3.2(δ)) έχει το ίδιο τύλιγμα ($q = 2/5$) αλλά 10 πόλους, δηλαδή συμμετρία κατά το ένα δεύτερο.

Γενικότερα, τυλίγματα με περιττό αριθμό αυλακών ($Q_s=9+6k$, όπου $k=0,1,2,\dots$) ή $P=Q_s \pm 1$ δεν προτείνονται λόγω προκαλούμενου μαγνητικού θορύβου [19]. Έτσι, ο συνδυασμός πόλων αυλακών που επιλέχθηκε ($Q_s=24$, $P=20$), που δεν εμπίπτει σε κάποια από τις παραπάνω περιπτώσεις, δεν πρόκειται να προκαλέσει ασύμμετρη μαγνητική δύναμη.

3.2.5 Τύλιγμα γεννήτριας

Παρακάτω περιγράφεται η διαδικασία τοποθέτησης των πηνίων των τριών φάσεων στα αυλάκια για το συνδυασμό αυλακιών-πόλων που επιλέχθηκε [19]. Τα βασικά βήματα είναι τα ακόλουθα:

- Ο αριθμός των αυλακιών ανά πόλο και φάση γράφεται ως κλάσμα που δεν επιδέχεται περαιτέρω απλοποίηση. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, όπου $Q_s = 24$ και $P = 20$, είναι $q = \frac{n}{d} = \frac{2}{5}$.
- Βρίσκεται στη συνέχεια μία ακολουθία από $d-n=3$ μηδενικά και $n=2$ άσσους, στην οποία οι άσσοι κατανέμονται όσο πιο «κανονικά» γίνεται.
- Η προκύπτουσα ακολουθία επαναλαμβάνεται $\frac{3P}{d} = 12$ φορές. Στη συνέχεια αντιστοιχίζεται με το σχέδιο διανεμημένου τυλίγματος με $3P=60$ αυλάκια και $q = 1$.
- Οι αγωγοί του διανεμημένου τυλίγματος που αντιστοιχούν στους άσσους σχηματίζουν τη μία στρώση του τυλίγματος. Η δεύτερη στρώση προκύπτει με την επιστροφή του αγωγού απ' την άλλη πλευρά του δοντιού, δηλαδή στο επόμενο αυλάκι.
- Τέλος γράφεται ένα διάνυσμα S που περιγράφει το τύλιγμα της φάσης A. Γι' αυτό, τ' αυλάκια αριθμούνται από το 1 έως το $Q_s = 24$. Εάν και οι δύο στρώσεις ενός αυλακιού περιέχουν αγωγούς της φάσης A, ο αριθμός του αυλακιού αυτού γράφεται δύο φορές στο διάνυσμα. Έτσι, το διάνυσμα S έχει $2 \cdot Q_s / 3 = 16$ στοιχεία. Για τους αγωγούς επιστροφής της φάσης A τοποθετείται ένα "-" στον αριθμό του αντίστοιχου αυλακιού. Σημειώνεται ότι απ' αυτό το διάνυσμα υπολογίζεται ο συντελεστής του τυλίγματος.

Εφαρμόζοντας αυτή τη διαδικασία προκύπτει η ακολουθία 10100, που επαναλαμβάνεται 12 φορές:

10100|10100|10100|10100|10100|10100|...

AC'BA'CB'AC'BA'CB'AC'BA'CB'AC'BA'CB'AC'BA'CB'...

AA|A'B|B'B'|BC'|CC|C'A|A'A'|AB'|BB|B'C|C'C'|CA'|...

Slot number: 1|2|3|4|5|6|7|8|9|10|11|12...

Όπως φαίνεται κ' απ' την κατανομή των πηνίων στα αυλάκια της μηχανής, υπάρχει αντiperiodικότητα ανά 6 αυλάκια (5 πόλους). Βάσει αυτής της (αντι)συμμετρίας καθ' όλη την ανάλυση της μηχανής μόνιμου μαγνήτη με τη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων προσομοιώθηκε μόλις το $\frac{1}{4}$ της συνολικής γεωμετρίας. Αυτό τεκμηριώνεται ως εξής [23]:

- Υπολογίζεται ο μέγιστος κοινός διαιρέτης του αριθμού των αυλακιών και των πόλων: $X = \text{GCD}(Q_s, P) = \text{GCD}(24, 20) = 4$.
- Στη συνέχεια οι αριθμοί Q_s , P διαιρούνται από τον αριθμό X και προκύπτει: $Q_s' = Q_s/X = 6$ και $P' = P/X = 5$. Έτσι, το μικρότερο κομμάτι της μηχανής για το οποίο μπορεί να γίνει ανάλυση θέτοντας συμμετρικές συνοριακές συνθήκες περιλαμβάνει 5 πόλους & 6 αυλάκια.
- Δεδομένου ότι ο αριθμός των πόλων του τμήματος που θα προσομοιωθεί είναι περιττός ($P' = 5$), επιβάλλονται αντιπεριοδικές συνοριακές συνθήκες.

Διατομή αυλακιού

Για το θεωρούμενο συγκεντρωμένο τύλιγμα κλασματικού βήματος διπλής στρώσης, δεδομένου ότι $N_s = 24$ σπείρες/φάση, ο αριθμός σπειρών ανά αύλακα θα' ναι: $n_c = \frac{N_s}{q \cdot (P/2)} = 6$ σπείρες ($n_c' = n_c/2 = 3$ σπείρες ανά αύλακα κ' στρώση).

Η ενεργός διατομή αυλακιού θα είναι:

$$A_{Cu} = \frac{n_c \cdot I}{J} = \frac{6 \cdot 1905A}{4A/mm^2} = 2857.5 \text{ mm}^2 \quad (3.21)$$

Λαμβάνοντας συντελεστή πληρότητας χαλκού στ' αυλάκι 0.6, η τελική επιφάνεια προκύπτει:

$$A_{slot} = \frac{A_{Cu}}{ff} = \frac{2857.5 \text{ mm}^2}{0.6} = 4762.5 \text{ mm}^2 = 47.625 \text{ cm}^2 \quad (3.22)$$

3.2.6 Προσδιορισμός μεγεθών δρομέα

Στη συνέχεια γίνεται μία αρχική εκτίμηση της γεωμετρίας των μόνιμων μαγνητών, δηλαδή του ακτινικού μήκους κάθε μαγνήτη, καθώς και του εύρους του επί του πολικού βήματος. Οι τιμές που υπολογίζονται παρακάτω δεν είναι απαραίτητα οι τελικές, εφόσον θα γίνει διερεύνηση της βέλτιστης γεωμετρίας του μαγνήτη μέσω πεδιακής ανάλυσης.

Στην περίπτωση επιφανειακού μόνιμου μαγνήτη, αν θεωρηθεί σταθερή η ΜΕΔ κατά μήκος μαγνήτη-διακένου, θα ισχύει:

$$B_g \cong B_r \cdot \frac{L_m}{L_m + L_g} \quad (3.23)$$

Είναι B_g : η μαγνητική επαγωγή στο διάκενο, B_r : η παραμένουσα μαγνήτιση. Η πυκνότητα μαγνητικής ροής στο διάκενο όταν η μηχανή είναι υπό φορτίο έχει θεωρηθεί 0.7T, οπότε όταν είναι εν κενώ θα ληφθεί κάπως αυξημένη, έστω $B_g=1\text{T}$, δηλαδή περίπου στο 80% της παραμένουσας μαγνήτισης (είναι $B_r=1.25\text{T}$). Συνεπώς, το ακτινικό μήκος του μαγνήτη υπολογίζεται ως εξής:

$$\frac{L_m}{L_m + L_g} = 0.8 \Rightarrow L_m \cong 2\text{cm} \quad (3.24)$$

Η ροή στο διάκενο έχει υπολογιστεί $\Phi = 79.128 \text{ mWb}$. Για την παραγωγή αυτής της μαγνητικής ροής σε κενό φορτίο, όπου η μαγνητική επαγωγή στο διάκενο θεωρείται $B_g=1\text{T}$, το απαιτούμενο περιφερειακό μήκος μαγνήτη προκύπτει:

$$L_{magnet} = \frac{\Phi}{B_g \cdot L} = 0.16485 \text{ m} \quad (3.25)$$

Δεδομένου ότι η ακτίνα δρομέα είναι: $R_r = D/2 - L_m - L_g/2 = 72.75\text{cm}$, το τόξο μαγνήτη γράφεται:

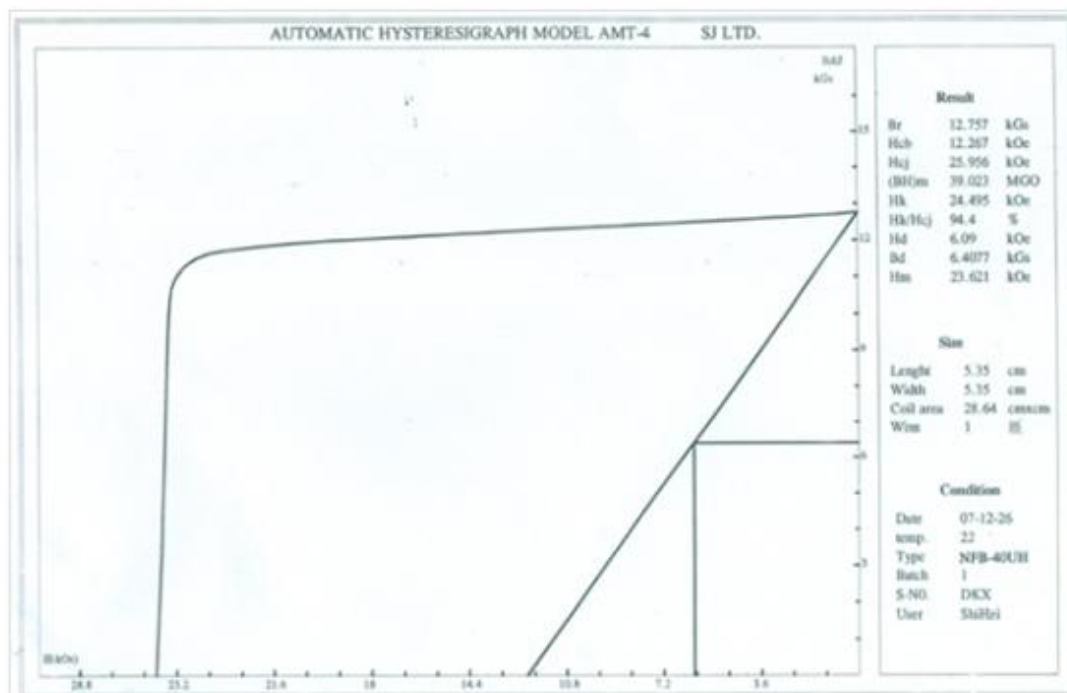
$$\theta_{magnet} = \frac{L_{magnet}}{R_r} \cdot \frac{180^\circ}{\pi} \cong 13^\circ \quad (3.26)$$

Βάσει αυτής της τιμής το περιφερειακό μήκος μαγνήτη αναλογεί περίπου στο 72% του πολικού βήματος.

Καμπύλη απομαγνήτισης

Για τη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέχθηκαν μαγνήτες κράματος Νεοδυμίου-Σιδήρου-Βορίου (NdFeB), χάρη στην υψηλή πυκνότητα ενέργειας. Η καλή αξιοποίηση του μαγνήτη επιτυγχάνεται με τη λειτουργία του σε περιοχή της καμπύλης απομαγνήτισης κοντά στο σημείο μέγιστης μαγνητικής ενέργειας. Στο Σχήμα 3.3 δίνεται η καμπύλη απομαγνήτισης για τον μαγνήτη N40UH, η οποία είναι σχεδόν ευθεία γραμμή. Έτσι, γνωρίζοντας την παραμένουσα μαγνήτιση B_r και το μαγνητικό πεδίο επαναφοράς H_c , εύκολα υπολογίζεται το σημείο μέγιστης ενέργειας.

Ο μαγνήτης δίνει τη μέγιστη μαγνητική ενέργεια στο σημείο $B_d=0.63T$, $H_d=454kA/m$, όπως προέκυψε από την καμπύλη απομαγνήτισης του. Στο κενό φορτίο η πυκνότητα μαγνητικής ροής στην επιφάνειά του πρέπει να' ναι λίγο αυξημένη, περίπου 0.7T.



Σχήμα 3.3: Καμπύλη απομαγνήτισης μαγνήτη N40UH.

Κατόπιν εξετάζεται η επίδραση του μαγνητικού πεδίου του στάτη στην μαγνητική επαγωγή του μαγνήτη. Η χαρακτηριστική εξίσωση της καμπύλης απομαγνήτισης είναι η ακόλουθη:

$$H(B) = H_c - \frac{H_c}{B_r} \cdot B \quad (3.27)$$

Όπου $B_r = 1.25 \text{ T}$ και $H_c = 899 \text{ kA/m}$.

Η ηλεκτρική φόρτιση της γεννήτριας υπολογίστηκε παραπάνω:

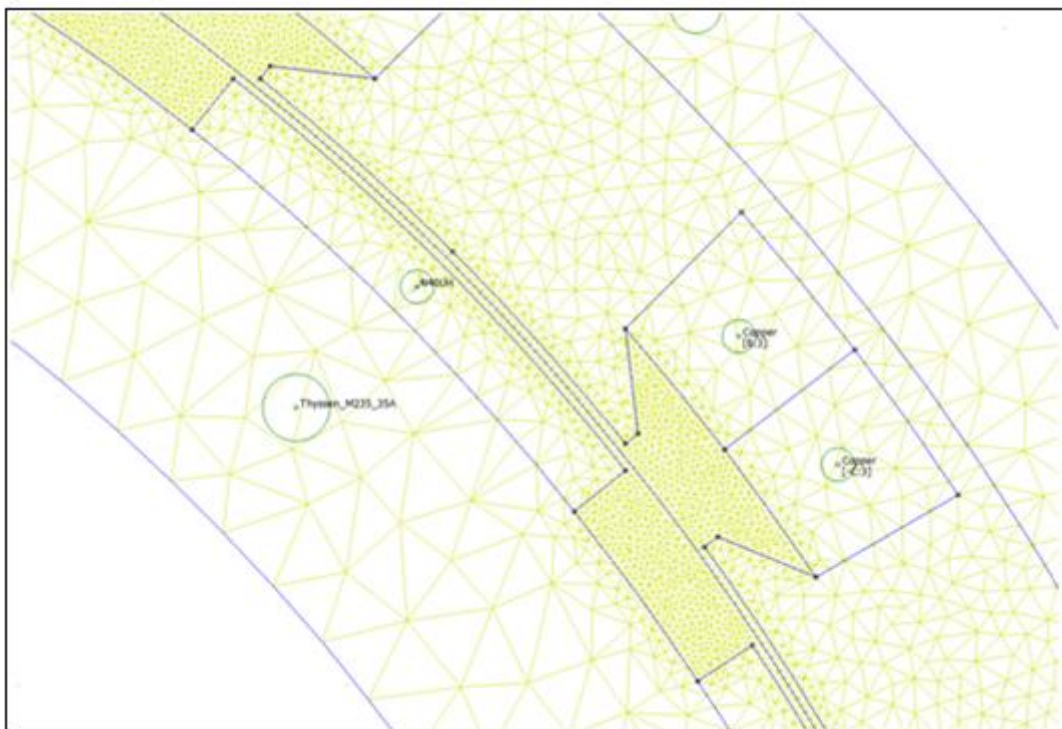
$$ac = 58242 \text{ A-t/m} \quad (3.28)$$

Έτσι, όταν η μηχανή λειτουργεί υπό φορτίο, η αναμενόμενη πτώση της μαγνητικής επαγωγής στην επιφάνεια του μαγνήτη προκύπτει:

$$\Delta B = \frac{B_r}{H_c} \cdot ac = 0.08 \text{ T} \quad (3.29)$$

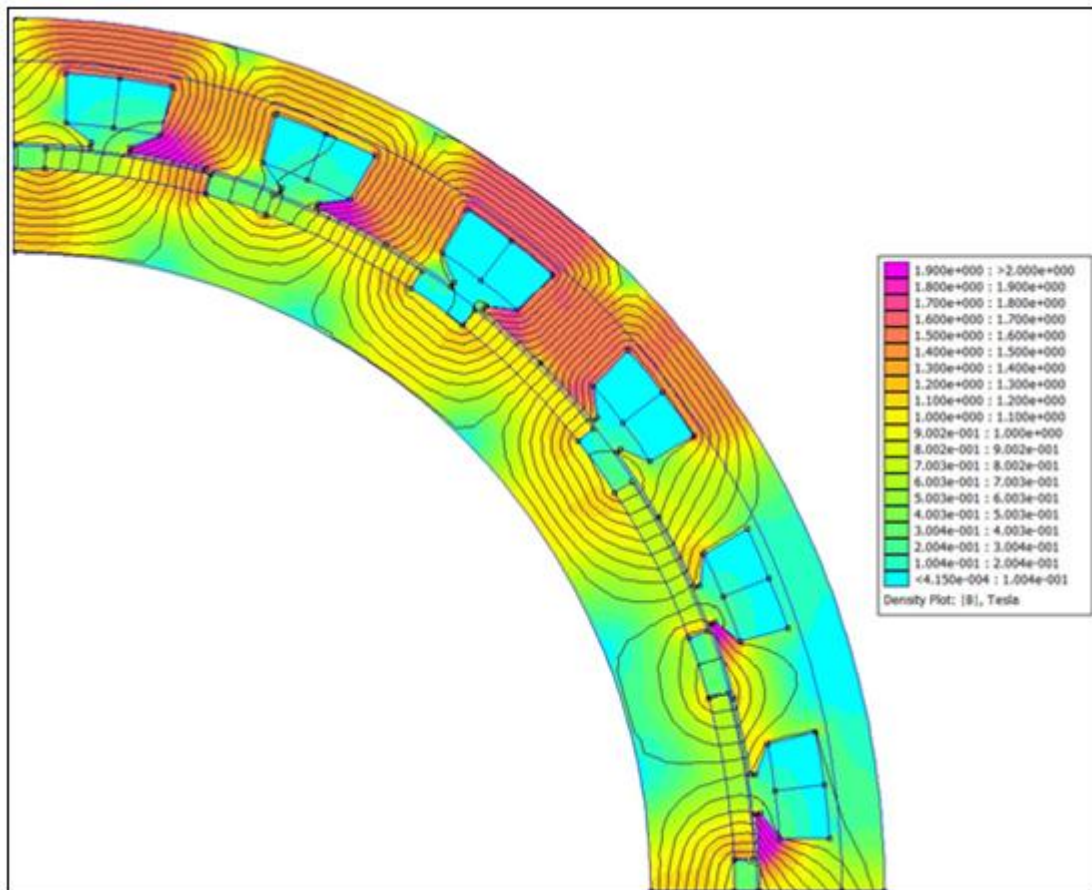
Συνεπώς, εξασφαλίζεται ότι σε κάθε περίπτωση ο μαγνήτης θα χρησιμοποιείται κοντά στο σημείο μέγιστης ενέργειας.

Στα επόμενα σχήματα δίνεται το πλέγμα που χρησιμοποιήθηκε στη μηχανή μόνιμου μαγνήτη και ένα στιγμιότυπο της μαγνητικής της φόρτισης για τη γεωμετρία που προέκυψε απ' την προκαταρκτική σχεδίαση:



Σχήμα 3.4: Πλέγμα μηχανής μόνιμου μαγνήτη.

Όπως βλέπουμε, έχει γίνει διαχωρισμός ανάμεσα στα δόντια και στο σώμα του στάτη: δεδομένου ότι στις περιοχές των δοντιών αναμένεται υψηλότερη μαγνητική επαγωγή, λαμβάνεται πυκνότερο πλέγμα για μεγαλύτερη ακρίβεια. Επιπλέον, χρησιμοποιείται ιδιαίτερα πυκνό πλέγμα στο διάκενο διότι εκεί υπολογίζεται η παραγόμενη ροπή. Τέλος, στο σώμα του δρομέα το πλέγμα είναι σκόπιμα αραιότερο εφόσον εκεί αναμένονται χαμηλότερες τιμές μαγνητικής επαγωγής.



Σχήμα 3.5: Μαγνητική φόρτιση για την αρχική σχεδίαση.

3.3 Ανάλυση ευαισθησίας σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη

Στον επόμενο πίνακα παρατίθενται τα βασικά μεγέθη της μηχανής, όπως προσδιορίστηκαν από την προκαταρκτική σχεδίαση. Καθ' όλη την ανάλυση ευαισθησίας θεωρήθηκαν σταθερά.

Πίνακας 3.1: Σταθερά μεγέθη μηχανής

Αριθμός πόλων	$P = 20$
Αυλάκια	$Q = 24$
Διάμετρος διακένου (cm)	$D = 150$
Ενεργό μήκος (cm)	$L = 48$
Πλάτος διακένου (cm)	$L_g = 0.5$
Πολικό βήμα (°)	$pp = 360^\circ/P$
Περίοδος δοντιού-αύλακος (°)	$sp = 360^\circ/Q$

Οι υπόλοιπες διαστάσεις της γεννήτριας (ακτινικό μήκος-εύρος μαγνήτη επί του πολικού βήματος, διατομή & γεωμετρία αύλακος, ποσοστό δοντιού, σώμα στάτη) θεωρούνται μεταβαλλόμενες. Έτσι, για κάθε συνδυασμό τους προκύπτει μια διαφορετική γεωμετρική διαμόρφωση της μηχανής. Οι μεταβλητές αυτές δίνονται παρακάτω:

Πίνακας 3.2: Ανεξάρτητα μεγέθη (μεταβλητές)

Ακτινικό μήκος μαγνήτη (cm)	L_m
Εύρος μαγνήτη (%)	a
Διατομή αύλακος (cm^2)	A_{sl}
Άνοιγμα αύλακος (cm)	a_1, a_2
Τόξο αύλακος προς διάκενο (°)	A
Εύρος δοντιού (%)	b
Σώμα στάτη (cm)	d_{sy}
Σώμα δρομέα (cm)	d_{ry}

Μεταβάλλοντας μία (ή περισσότερες) απ' αυτές τις διαστάσεις επηρεάζονται ορισμένες εξαρτημένες μεταβλητές, οπότε τροποποιείται η γεωμετρία της μηχανής:

Πίνακας 3.3: Εξαρτημένες μεταβλητές

Ακτίνα δρομέα (χωρίς μαγνήτες)	$R_r = D/2 - L_g/2 - L_m$
Τόξο μαγνήτη (cm)	$mw = (a/100) \cdot (pp) \cdot (\pi/180^\circ) \cdot (R_r + L_m)$
Εσωτερική ακτίνα δρομέα (cm)	$R_{r0} = R_r - d_{ry}$
Τόξο δοντιού στο διάκενο (°)	$B = sp - A$
Πάχος δοντιού (cm)	$tw = (b/100) \cdot (sp) \cdot (\pi/180^\circ) \cdot (R_s + a_1 + a_2)$
Εσωτερική ακτίνα σάτη (cm)	$R_s = D/2 + L_g/2$
Εξωτερική ακτίνα σάτη (cm)	$R_{s1} = R_s + d_{sy}$

Το σώμα δρομέα θεωρείται ίσο με το μισό του τόξου του μαγνήτη, δεδομένου ότι η ροή που εξέρχεται (ή εισέρχεται) απ' αυτόν διαμοιράζεται στο δρομέα:

$$d_{ry} = 0.5 \cdot mw \quad (3.30)$$

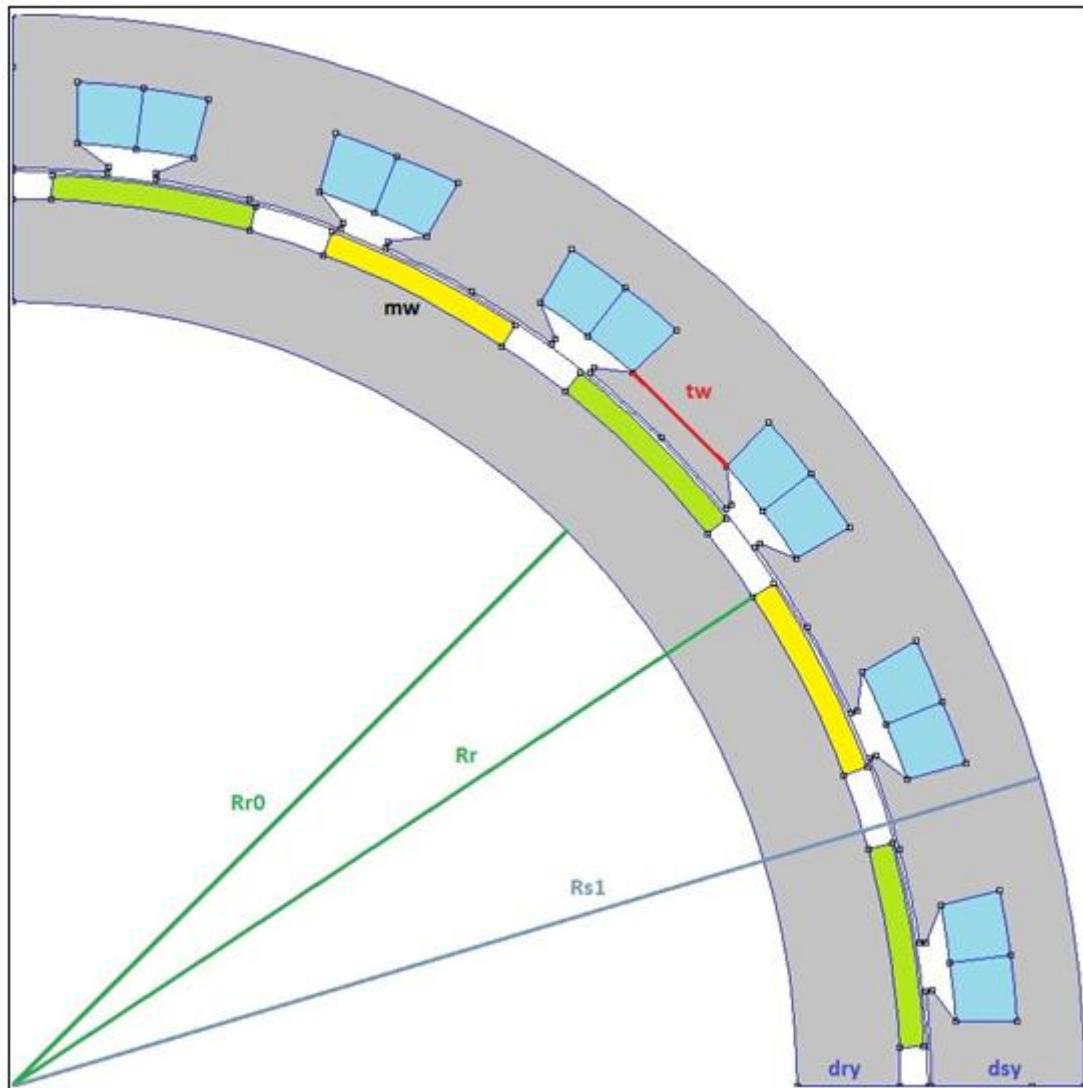
Όμοια το σώμα σάτη θεωρήθηκε αρχικά ίσο με το μισό του τόξου του δοντιού, δηλαδή:

$$d_{sy} = 0.5 \cdot tw \quad (3.31)$$

Μ' αυτή την παραδοχή ο κορεσμός στο σώμα ήταν ιδιαίτερα έντονος, γι' αυτό στη συνέχεια θεωρήθηκε:

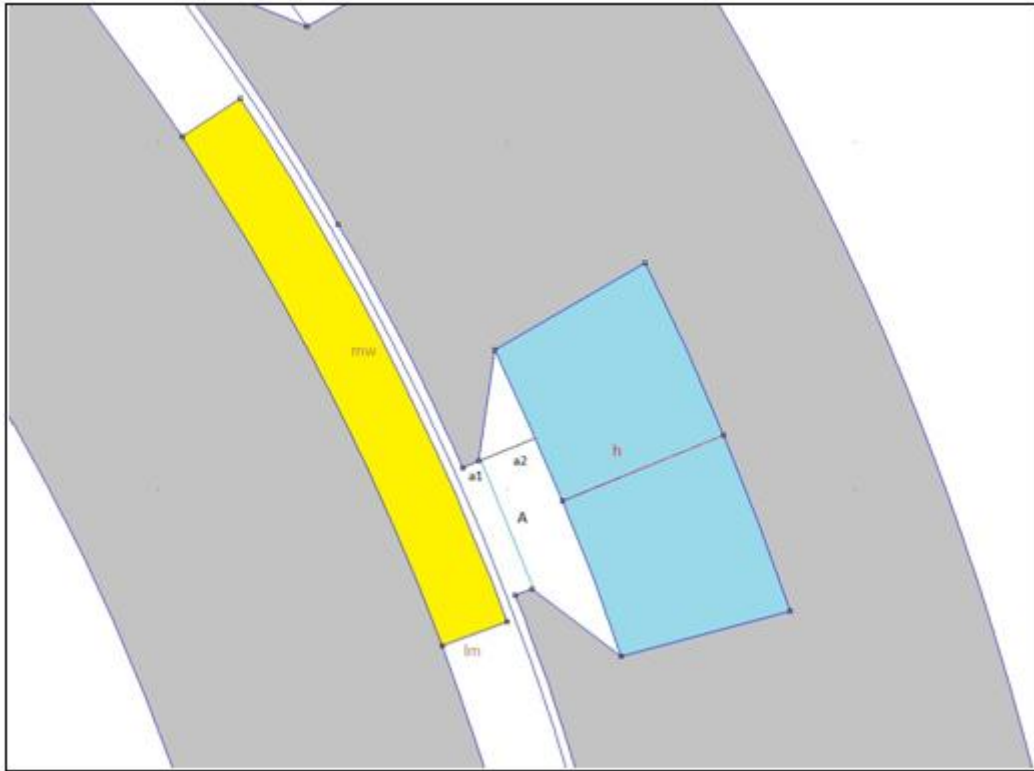
$$d_{sy} = 0.6 \cdot tw \quad (3.32)$$

Τα παραπάνω μεγέθη (ανεξάρτητα ή εξαρτημένα) συνοψίζονται στο σχήμα 3.6:



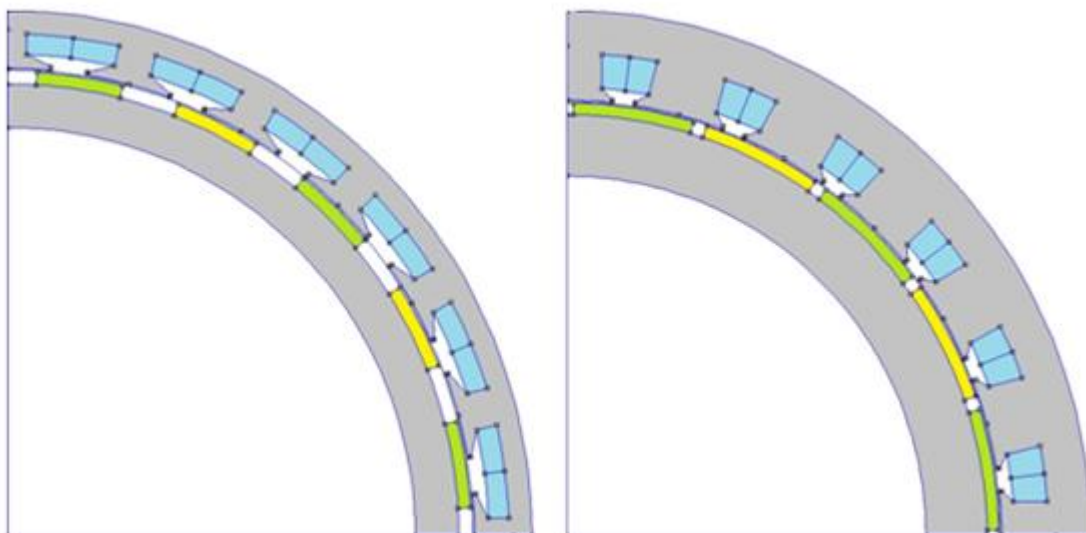
Σχήμα 3.6: Βασικά μεγέθη γεωμετρίας Σ.Γ.Μ.Μ.

Στο Σχήμα 3.7 δίνεται η γεωμετρία αύλακος που θεωρήθηκε, μαζί με τις βασικές διαστάσεις της:



Σχήμα 3.7: Παραμετρική γεωμετρία αύλακος.

Στο Σχήμα 3.8 δίνονται δύο παραδείγματα παραμετροποιημένου σχεδιασμού με μικρά (αριστερά) και μεγάλα (δεξιά) ποσοστά δοντιού και μαγνήτη:



Σχήμα 3.8: Παραδείγματα παραμετροποιημένου σχεδιασμού για μικρά (μεγάλα) ποσοστά δοντιού και μαγνήτη.

3.3.1 Ανάλυση ευαισθησίας μαγνητικής επαγωγής δοντιών ως προς το άνοιγμα αύλακος

Αρχικά αναζητήθηκε η βέλτιστη γεωμετρία του τμήματος των αυλακιών που συνορεύει με το διάκενο. Κριτήριο ήταν η μέγιστη μαγνητική επαγωγή στα δόντια.

Ο λόγος του τόξου του δοντιού προς το τόξο της αύλακος στο διάκενο κυμαίνεται από 2.5-4. Επιλέχθηκαν οι ακόλουθες τιμές:

$$A = 4^\circ$$
$$B = sp-A = 11^\circ$$

Το πηλίκο των δύο αυτών τόξων είναι: $B/A = 2.75$.

Στη συνέχεια έγινε σάρωση των παραμέτρων a_1 , a_2 για εύρος τιμών από 0.25-3cm. Σύμφωνα με τον Πίνακα 3.4 επιλέχθηκαν οι τελικές τιμές των παραμέτρων:

Πίνακας 3.4: Μέγιστη μαγνητική επαγωγή ως προς τις παραμέτρους δοντιού

a_1 (cm)/ a_2 (cm)	B_{max} (T)	B_{max} (T)	B_{max} (T)
	1.5	1.75	2
0.25	2.177	2.149	2.171
0.5	2.13	2.123	2.147
0.75	2.52	2.173	2.195

Συνεπώς, $a_1 = 0.5cm$, $a_2 = 1.75cm$.

3.3.2 Ανάλυση ευαισθησίας ροπής & απωλειών ως προς το εύρος δοντιού και μαγνήτη

Σ' αυτό το βήμα επιχειρήθηκε ανάλυση ευαισθησίας ως προς το εύρος δοντιού και μαγνήτη (επί της περιόδου δοντιού-αύλακος κ' του πολικού βήματος αντίστοιχα). Συγκεκριμένα, θεωρήθηκαν τα ακόλουθα πεδία τιμών:

$$\text{Μαγνήτης: } \alpha = 60-95\%$$
$$\text{Δόντι: } b = 25-65\%$$

Οι προδιαγραφές που τέθηκαν καθ' όλη τη βελτιστοποίηση της γεωμετρίας είναι οι ακόλουθες:

$$B_{t,max} : 1.8-1.9T$$

$$B_{s,max} : 1.5T$$

$$B_{r,max} : 1.5T \quad (3.33)$$

$$T_{e,min} : 58kNm$$

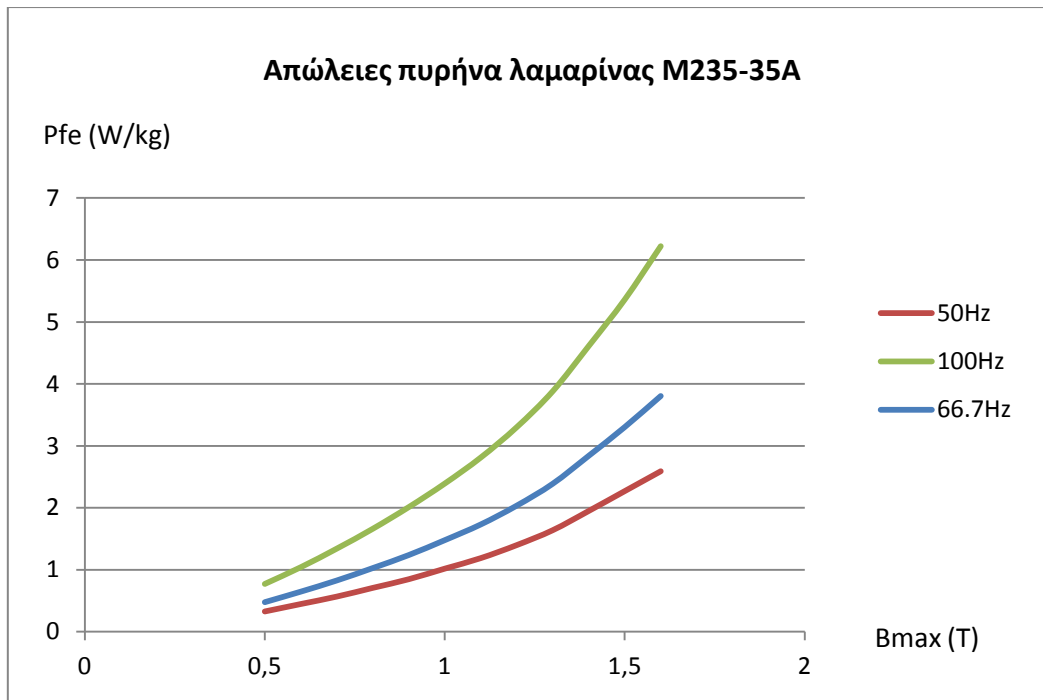
$$P_{losses} < (2\%) \cdot P_{nom} = 48kW$$

Δεδομένου ότι μηχανές αυτής της ισχύος έχουν υψηλές αποδόσεις (>95%), τίθεται ένα όριο 2% επί της ονομαστικής ισχύος για τις μετρούμενες απώλειες. Το όριο αυτό λαμβάνεται χαμηλό διότι η απόδοση επιβαρύνεται από επιπλέον απώλειες: λόγω περιστροφής και ανώτερων αρμονικών οι οποίες δεν θεωρήθηκαν.

Όσον αφορά τα όρια μαγνητικής επαγωγής ανά περιοχή σιδήρου, οι παραπάνω τιμές είναι ενδεικτικές, εφόσον κατά την ανάλυση ευαισθησίας μελετήθηκαν οι απώλειες σιδήρου. Για το λόγο αυτό αναζητήθηκε η καμπύλη απωλειών της θεωρούμενης λαμαρίνας (M235-35A), για την ηλεκτρική συχνότητα που υπολογίστηκε παραπάνω (66.7Hz). Συγκεκριμένα, βάσει πειραματικών δεδομένων για συχνότητες 50 και 100 Hz [25] υπολογίστηκαν προσεγγιστικά (μέσω γραμμικής παρεμβολής) οι απώλειες σιδήρου στην ονομαστική συχνότητα (66.7 Hz). Κατόπιν, οι τιμές αυτές χρησιμοποιήθηκαν για την εύρεση των συντελεστών πολυωνύμου 3^{ου} βαθμού μέσω ρουτίνας του MATLAB. Στη συνέχεια, για κάθε γεωμετρία υπολογίζονταν χωριστά οι απώλειες πυρήνα στα δόντια, στο σώμα στάτη και δρομέα. Συγκεκριμένα, λαμβάνονταν η μέση τιμή της μαγνητικής επαγωγής στο μέσο κάθε δοντιού, όπως και οι μέσες τιμές στα σώματα στάτη και δρομέα.

Επισημαίνεται ότι αυτός ο τρόπος υπολογισμού των απωλειών πυρήνα είναι αρκετά προσεγγιστικός: αφ' ενός δε λαμβάνεται υπ' όψιν η μεταβλητότητα της μαγνητικής επαγωγής στο σίδηρο, αφ' ετέρου οι απώλειες υπολογίζονται βάσει μέσων τιμών της μαγνητικής επαγωγής ανά περιοχή. Σ' αυτό το βήμα όμως, που το ζητούμενο είναι μία εκτίμηση των απωλειών και της μεταβολής τους με την γεωμετρία της γεννήτριας, το υπεισερχόμενο σφάλμα είναι αποδεκτό. Άλλωστε, οι απώλειες πυρήνα θα υπολογιστούν για την τελική γεωμετρική διαμόρφωση με αναλυτικότερο τρόπο, όπως θα φανεί στη συνέχεια.

Η καμπύλη απωλειών της λαμαρίνας για τις προαναφερθείσες συχνότητες είναι η ακόλουθη:



Σχήμα 3.9: Καμπύλες απωλειών λαμαρίνας M235-35A για διαφορετικές τιμές ηλεκτρικής συχνότητας.

Σημειώνεται επίσης ότι σε όλες τις προσομοιώσεις θεωρήθηκε ονομαστική φόρτιση, προκειμένου να είναι εφικτή η σύγκριση επίδοσης και απωλειών. Η εξάρτηση της ροπής και της απόδοσης από το φορτίο θα διερευνηθεί μετά την ανάλυση ευαισθησίας.

Υπολογισμός απωλειών χαλκού

Οι απώλειες χαλκού είναι ανάλογες της συνολικής αντίστασης του τυλίγματος μίας φάσης. Για να υπολογιστεί αυτή, απαιτείται γνώση του μήκους μίας σπείρας, του εμβαδού της διατομής της και του συνολικού αριθμού σπειρών ανά φάση. Δεδομένης της διατομής της αύλακος (A_{sl}) και για τον θεωρούμενο συντελεστή πληρότητας (ff) προκύπτει η ενεργός διατομή (A_{Cu}). Στη συνέχεια, για τον αριθμό αγωγών ανά αύλακα που υπολογίστηκε μετά την επιλογή τυλίγματος (n_c), λαμβάνεται η διατομή ενός καλωδίου:

$$A_{Cu} = A_{sl} \cdot ff$$

$$S_{wire} = \frac{A_{Cu}}{n_c} \quad (3.34)$$

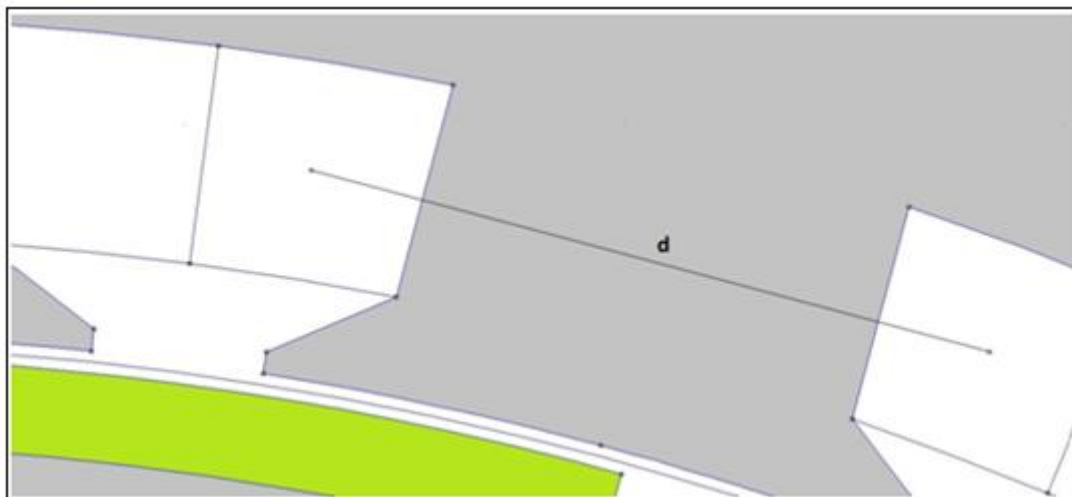
Η ειδική αντίσταση του χαλκού για θερμοκρασία περιβάλλοντος $\theta_0=20^\circ\text{C}$ είναι:

$$r_{Cu,0} = 1.72 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm} \quad (3.35)$$

Θεωρώντας θερμοκρασία της μηχανής σε ονομαστική λειτουργία $\theta = 70^\circ\text{C}$ και για συντελεστή θερμοκρασίας του χαλκού $\alpha = 3.9 \cdot 10^{-3}$ [26], η διορθωμένη ειδική αντίσταση προκύπτει:

$$r_{Cu} = r_{Cu,0} \cdot [1 + \alpha \cdot (\theta - \theta_0)] = 2.0554 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm} \quad (3.36)$$

Αυτό που εκκρεμεί είναι το μήκος μίας σπείρας. Στον υπολογισμό αυτόν λαμβάνεται υπ' όψιν το ενεργό μήκος L της μηχανής, όπως και η απόσταση από το μέσο της μίας στρώσης ενός αυλακιού μέχρι το μέσον της πρώτης στρώσης του επόμενου, όπως φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 3.10: Παραμετρικός υπολογισμός απωλειών χαλκού συναρτήσει της απόστασης d .

Από το Σχήμα 3.10 εξάγεται τελικά το μήκος μίας σπείρας ως εξής:

$$l_{\text{σπείρας}} = 2 \cdot L + 2 \cdot d \quad (3.37)$$

Δεδομένου ότι οι σπείρες ανά φάση είναι $N_s = 24$, η αντίσταση ανά φάση θα δίνεται απ' την επόμενη σχέση:

$$R_{\text{phase}} = r_{Cu} \cdot \frac{N_s \cdot l_{\text{σπείρας}}}{S_{\text{wire}}} \quad (3.38)$$

Οι παραπάνω σχέσεις δίνονται παραμετρικά διότι σε κάθε διαφορετική γεωμετρία το πάχος του δοντιού (άρα και το μήκος μίας σπείρας) μεταβάλλεται.

Γνωρίζοντας την αντίσταση ανά φάση, οι απώλειες χαλκού βρίσκονται κατά τα γνωστά:

$$P_{Cu} = 3 \cdot I_n^2 \cdot R_{phase} \quad (3.39)$$

Εφόσον η μηχανή είναι μεγάλης ισχύος, ένα βασικό κριτήριο που πρέπει να ληφθεί υπ' όψιν είναι η συνολική ποσότητα μαγνήτη. Δεδομένου ότι στην παρούσα ανάλυση το ακτινικό μήκος του μαγνήτη θεωρήθηκε σταθερό, η συνολική ποσότητα αυξάνεται ανάλογα με το εύρος του επί του πολικού βήματος. Η τιμή που υπολογίστηκε από την προκαταρκτική σχεδίαση ήταν:

$$\text{Ποσοστό μαγνήτη} = 72\% \quad (3.40)$$

Από τα προηγούμενα διαγράμματα προκύπτει, όπως ήταν αναμενόμενο, ότι η επίδοση της μηχανής αυξάνεται για μεγαλύτερα ποσοστά μαγνήτη, χωρίς να επηρεάζονται ιδιαίτερα οι απώλειες. Προκειμένου να μη βελτιστοποιηθεί η ροπή, άρα και η ισχύς εξόδου, εις βάρος του κόστους, τίθεται ο ακόλουθος περιορισμός για τον μαγνήτη:

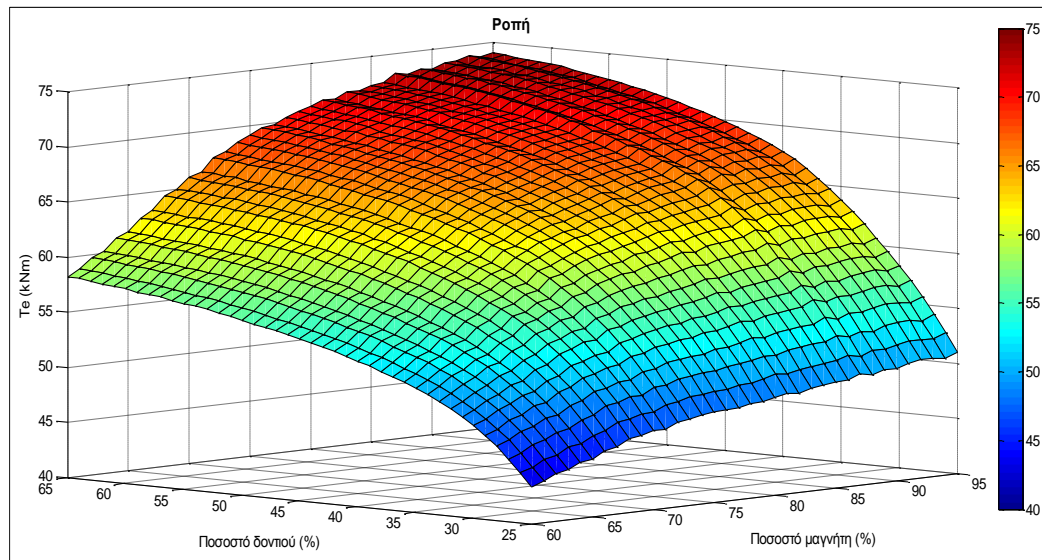
$$\text{Ποσοστό μαγνήτη} < 80\% \quad (3.41)$$

Στον επόμενο πίνακα δίνονται οι τιμές ροπής/μέγιστης μαγνητικής επαγωγής (υπολογισμένης στο μέσο των δοντιών) για την περιοχή στην οποία έγινε αναζήτηση της τελικής επιλογής ποσοστών δοντιού-μαγνήτη:

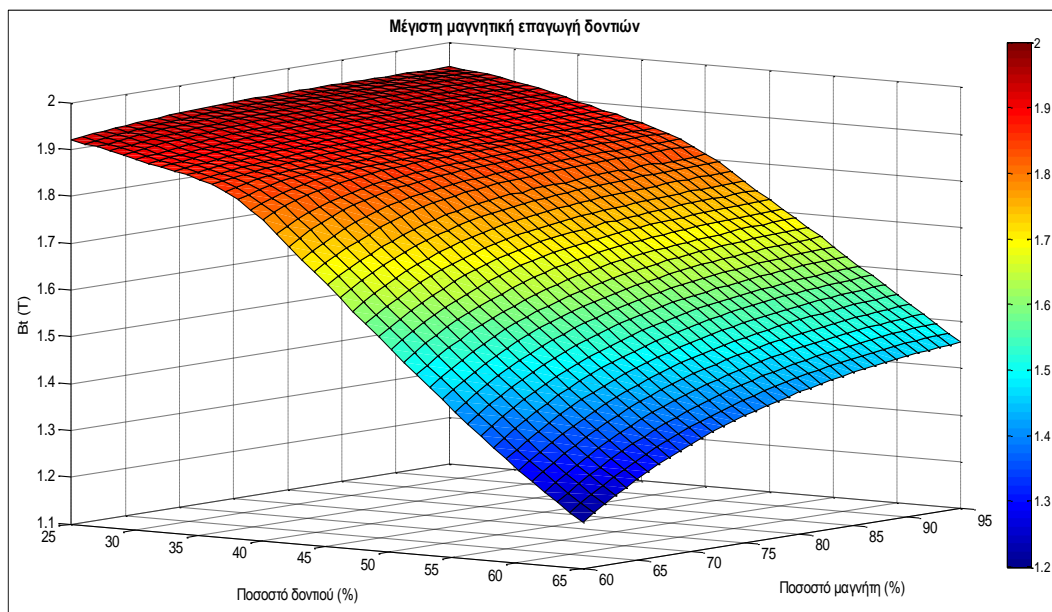
Πίνακας 3.5: Τιμές ροπής-μέγιστης μαγνητικής επαγωγής για ορισμένες τιμές ποσοστών δοντιού & μαγνήτη

Εύρος (%) Δοντιού/ Μαγνήτη	B_{max} (T)	T_e (kNm)	B_{max} (T)	T_e (kNm)	B_{max} (T)	T_e (kNm)
	75		76		77	
42	1.835	63.94	1.837	64.46	1.838	64.48
43	1.82	64.34	1.822	64.86	1.824	64.92
44	1.806	64.69	1.808	65.23	1.81	65.31
45	1.785	65.07	1.787	65.59	1.79	65.69

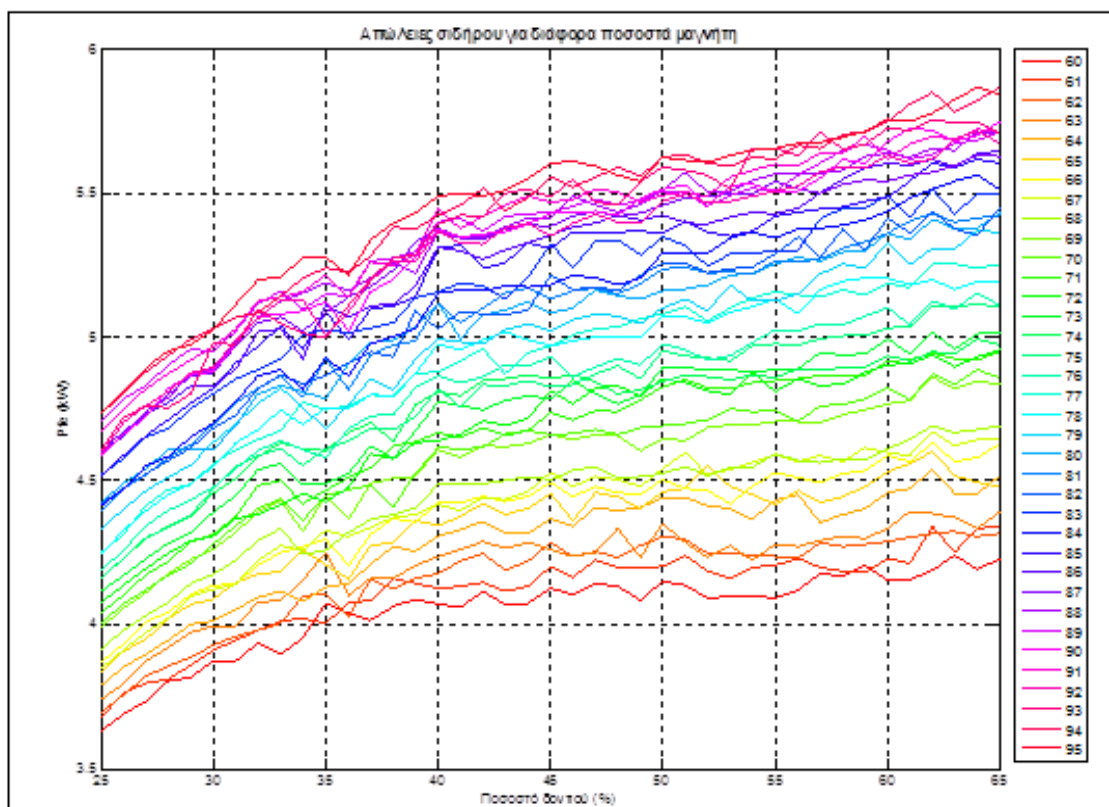
Η ηλεκτρομαγνητική ροπή, η μέγιστη μαγνητική επαγωγή δοντιών και οι απώλειες παρουσιάζονται στα επόμενα διαγράμματα:



Σχήμα 3.11: Διάγραμμα ροπής συναρτήσει ποσοστών δοντιού και μαγνήτη

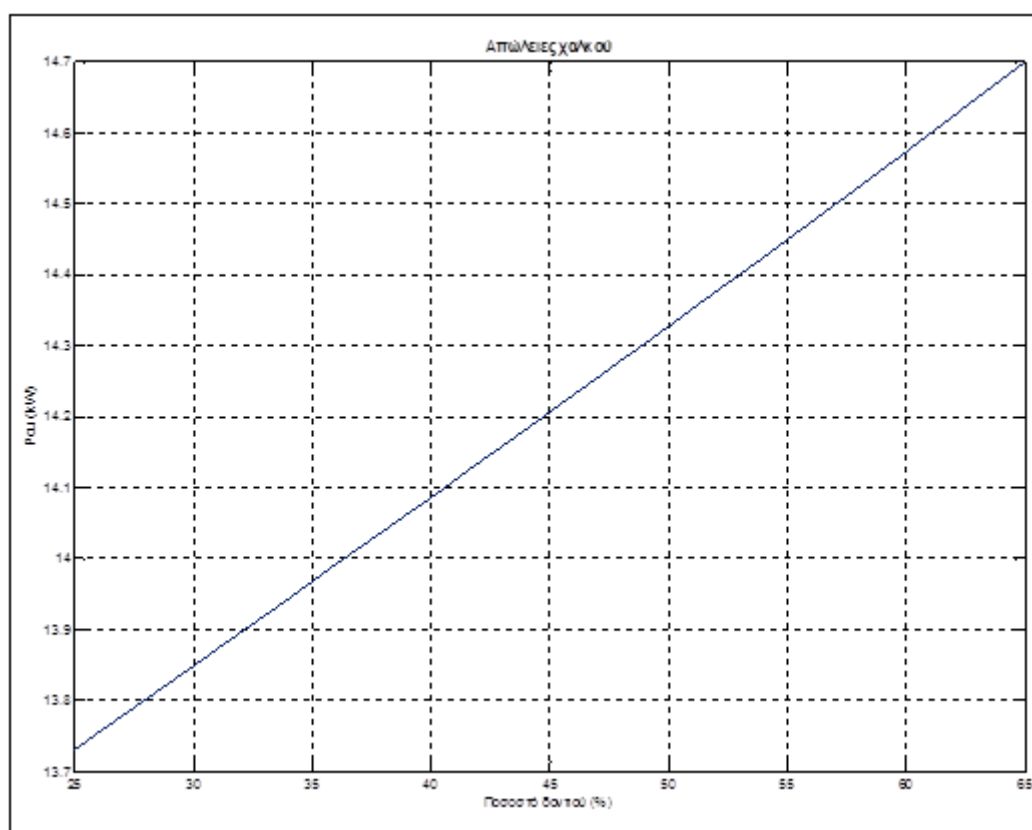


Σχήμα 3.12: Διάγραμμα μέγιστης μαγνητικής επαγωγής, υπολογισμένης στο μέσο των δοντιών, συναρτήσει ποσοστών δοντιού και μαγνήτη



Σχήμα 3.13: Απώλειες σιδήρου συναρτήσει ποσοστού δοντιού για διάφορες τιμές εύρους μαγνήτη.

Οι απώλειες χαλκού δε μεταβάλλονταν με το εύρος του μαγνήτη, παρά μόνο με το ποσοστό δοντιού επί της περιόδου δοντιού αύλακος. Αυτό ήταν αναμενόμενο, εφόσον το ρεύμα λήφθηκε ίσο με τ' ονομαστικό σε όλη την ανάλυση ευαισθησίας, ενώ η αντίσταση μεταβαλλόταν γραμμικά με το πάχος δοντιού. Στο Σχήμα 3.14 δίνονται οι απώλειες χαλκού ως προς το ποσοστό δοντιού:



Σχήμα 3.14: Απώλειες χαλκού συναρτήσει του ποσοστού δοντιού επί της περιόδου δοντιού αύλακος.

Βλέπουμε ότι όντως εξαρτώνται γραμμικά από το ποσοστό δοντιού, ενώ η μεταβολή τους είναι πολύ μικρή (13.7-14.7 kW).

Επιπλέον, βάσει του Σχήματος 3.13, οι απώλειες σιδήρου κυμαίνονται σε ιδιαίτερα χαμηλά επίπεδα (3.5-6 kW), κάτι που υποδηλώνει ότι η απόδοση της μηχανής θα είναι αρκετά ικανοποιητική (το όριο που τέθηκε παραπάνω για τις συνολικές απώλειες ήταν 48 kW).

Έτσι, σύμφωνα και με τον Πίνακα 3.5, η τελική επιλογή των γεωμετρικών παραμέτρων ήταν:

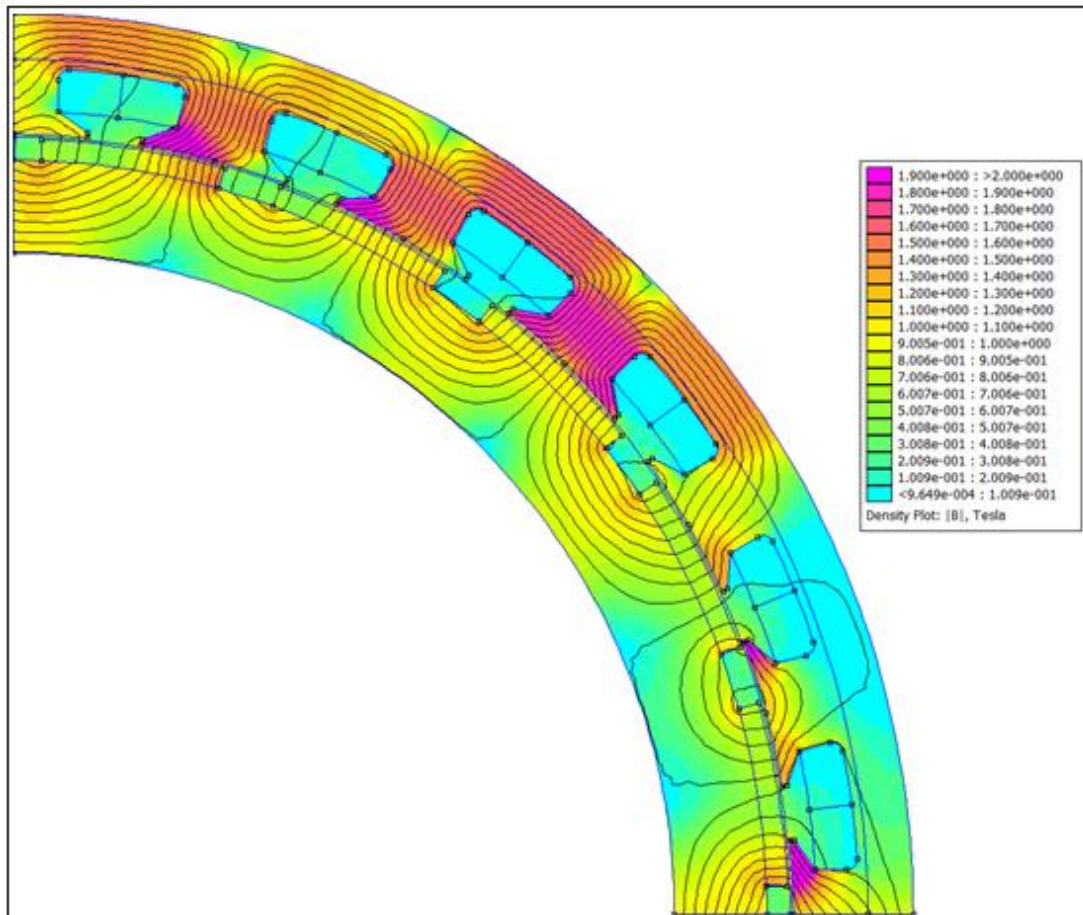
$$\text{Ποσοστό δοντιού } 43\% \ \& \ \text{Ποσοστό μαγνήτη } 76\% \quad (3.42)$$

3.4 Τελική διαμόρφωση

Στα Σχήματα 3.15-3.16 δίνεται η τελική διαμόρφωση της γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη και ένα στιγμιότυπο της μαγνητικής φόρτισης σε ονομαστική λειτουργία:



Σχήμα 3.15: Τελική διαμόρφωση γεννήτριας μόνιμων μαγνητών.



Σχήμα 3.16: Μαγνητική φόρτιση της τελικής σχεδίασης

Μαγνητική επαγωγή διακένου

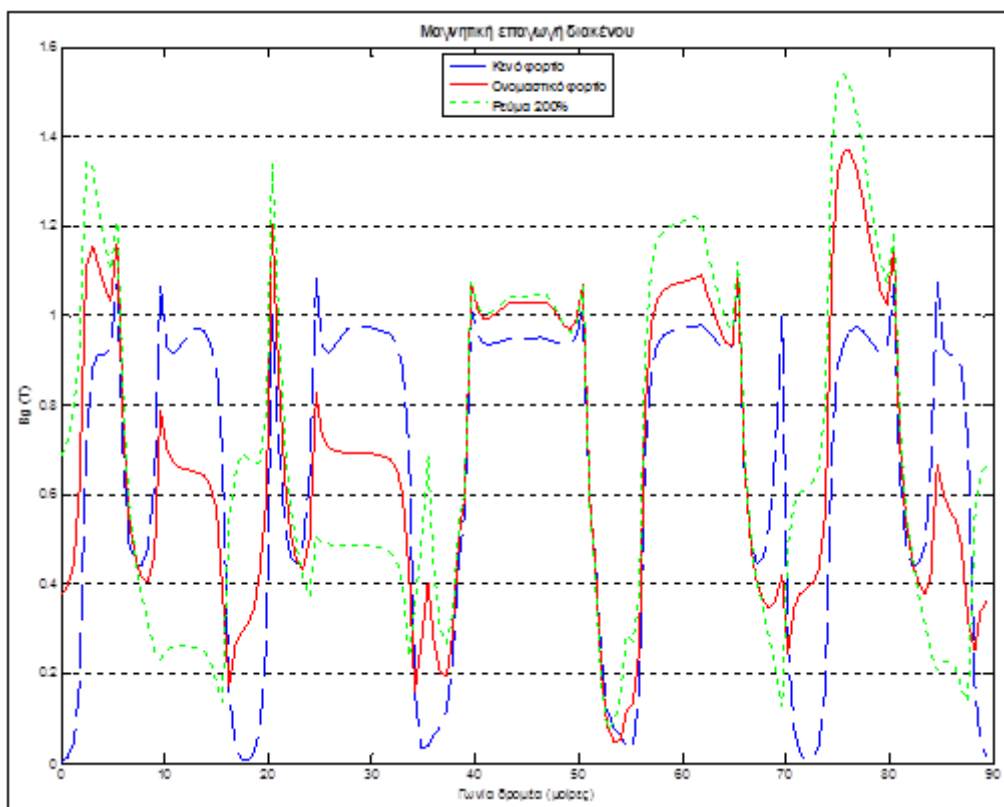
Στο Σχήμα 3.17 δίνεται το μέτρο της μαγνητικής επαγωγής διακένου συναρτήσει της γωνίας του δρομέα, για λειτουργία εν κενώ, ονομαστικό φορτίο και σε κατάσταση υπερφόρτισης.

Η μέση τιμή της δίνεται στον Πίνακα 3.6:

Πίνακας 3.6: Μέση μαγνητική επαγωγή διακένου

Φασικό Ρεύμα	B_g (T)
0	0.663
100%	0.686
200%	0.693

Βλέπουμε ότι υπάρχει συμφωνία με την τιμή μαγνητικής φόρτισης που θεωρήθηκε στην προκαταρκτική σχεδίαση (0.7T).



Σχήμα 3.17: Μαγνητική επαγωγή διακένου

3.5 Ανάλυση της μηχανής εν κενώ

3.5.1 Ηλεκτρεγερτική δύναμη

Ως γνωστόν, μία χρονικά μεταβαλλόμενη μαγνητική ροή που κυκλοφορεί σ' έναν βρόχο που αποτελείται από αγώγιμο υλικό θα επάγει μία τάση στον βρόχο που δίνεται από τη σχέση:

$$e = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.43)$$

Από τον ορισμό της παραγώγου, η σχέση αυτή μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$e(t) = N \cdot \lim_{h \rightarrow 0} \frac{\Phi(t+h) - \Phi(t)}{h} \quad (3.44)$$

Έτσι, μία προσέγγιση της ΗΕΔ τη χρονική στιγμή t_1 μπορεί να γίνει λαμβάνοντας το πηλίκο:

$$e = N \cdot \frac{\Phi(t_2) - \Phi(t_1)}{t_2 - t_1} \quad (3.45)$$

Όσο μικρότερη τίθεται αυτή η χρονική διαφορά, τόσο ακριβέστερος είναι ο υπολογισμός της ΗΕΔ.

Αρχικά η επαγόμενη τάση υπολογίστηκε σε κενό φορτίο. Ο δρομέας μετατοπίστηκε κατά δύο πόλους με βήμα 1° και σε κάθε θέση υπολογιζόταν η ροή της φάσης A που περνάει απ' τα δόντια.

Έτσι, όταν ο δρομέας βρισκόταν σε γωνία k , η ροή της φάσης A ήταν:

$$\Phi(k) = \sum_{i \in A} \Phi_i(k) - \sum_{j \in A'} \Phi_j(k) \quad (3.46)$$

Στην παραπάνω σχέση λαμβάνονται με θετικό πρόσημο οι επιμέρους ροές που επάγουν τάση στους αγωγούς A και με αρνητικό οι αντίστοιχες ροές για τους γειτονικούς αγωγούς A' (επιστροφή).

Στη συνέχεια, δεδομένης της μορφής του τυλίγματος, ως N λαμβάνεται ο αριθμός των σπειρών ανά στρώση και αύλακα.

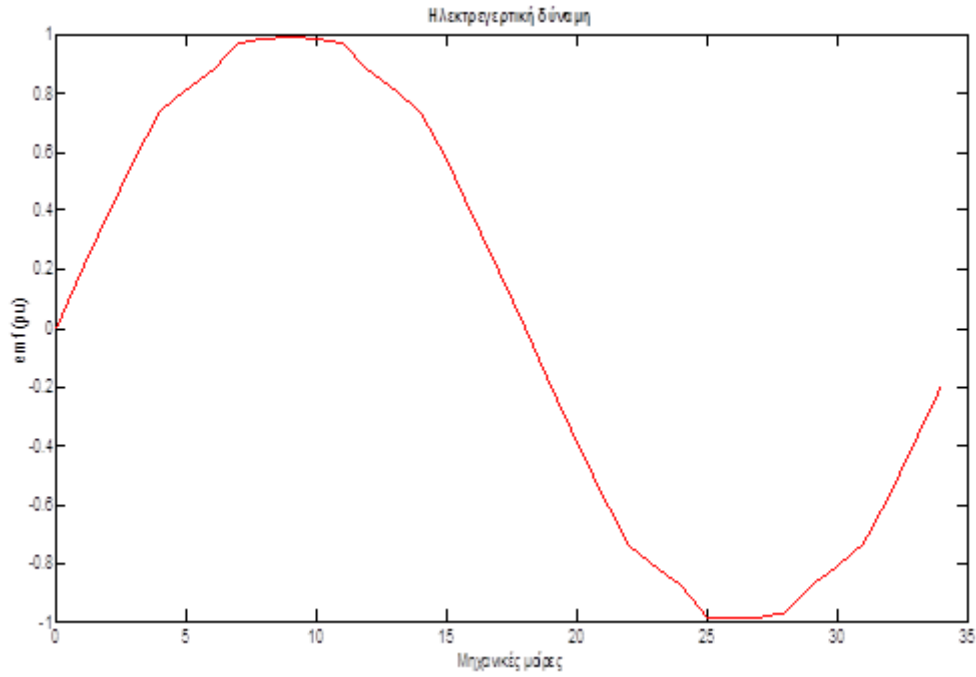
Τέλος, από τον τύπο σύνθετης παραγώγου:

$$e = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} = N \cdot \frac{d\Phi}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = N \cdot \frac{d\Phi}{d\theta} \cdot \omega_m \quad (3.47)$$

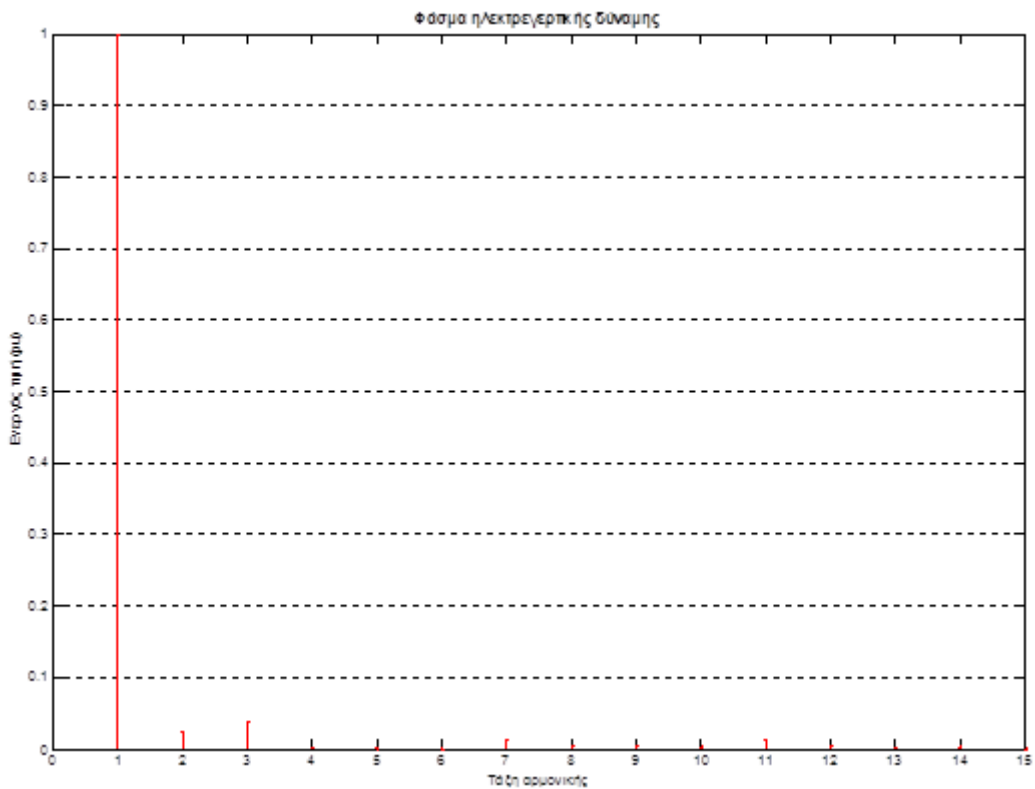
Η επαγόμενη τάση γράφεται [27]:

$$e(k) = N \cdot \frac{\Delta\Phi(k)}{\Delta\theta(^{\circ})} \cdot \omega_m (\text{rad/s}) \quad (3.48)$$

Στα παρακάτω διαγράμματα δίνεται η ηλεκτρεγερτική δύναμη συναρτήσει της θέσης του δρομέα και το φάσμα της, όπως προέκυψε από μετασχηματισμό Fourier:



Σχήμα 3.18: ΗΕΔ εν κενώ



Σχήμα 3.19: Φασματική ανάλυση ΗΕΔ εν κενώ

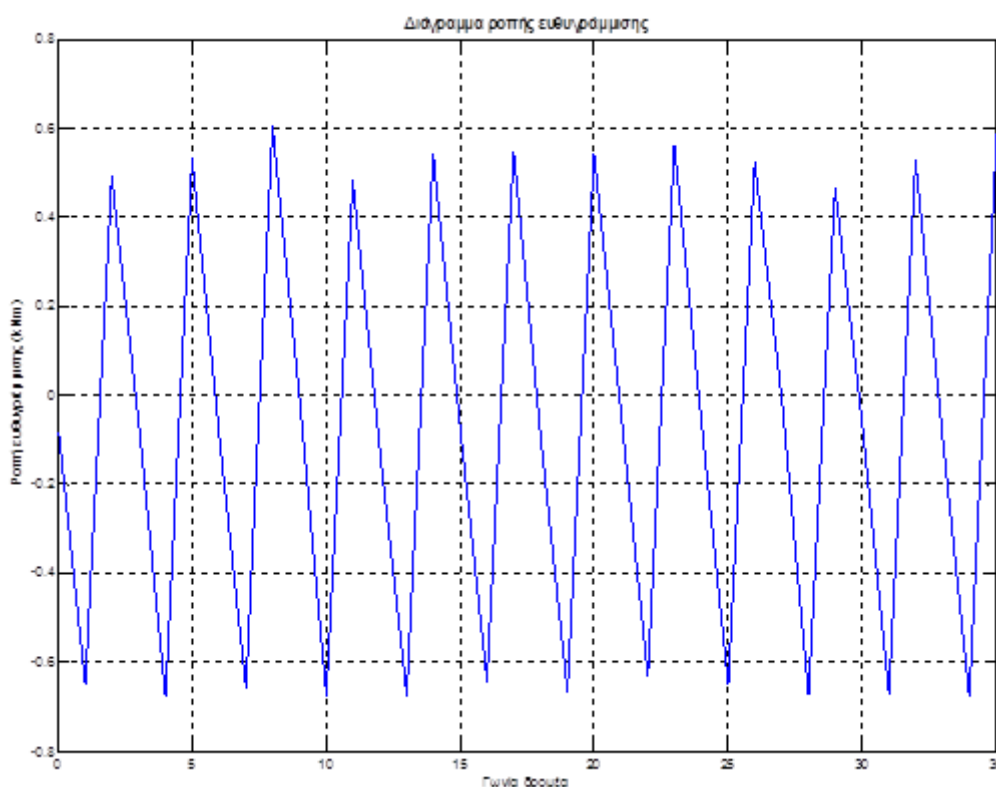
Οι αρμονικές συνιστώσες εκφράζονται ως ποσοστό επί της θεμελιώδους. Απ' το Σχήμα 3.19 έπεται ότι η ΗΕΔ εν κενώ έχει μικρό αρμονικό περιεχόμενο: η κύρια αρμονική είναι η 3^η με ενεργό τιμή μικρότερη του 3%.

3.5.2 Ροπή ευθυγράμμισης

Η ροπή ευθυγράμμισης οφείλεται στην αλληλεπίδραση μεταξύ των αυλακώσεων του στάτη και των μαγνητών του δρομέα. Γι' αυτό άλλωστε κινητήρες με κλειστά αυλάκια ή με στάτη χωρίς αυλακώσεις δεν «υποφέρουν» από ροπή ευθυγράμμισης [28].

Η ροπή ευθυγράμμισης μετρήθηκε με τη μηχανή να στρέφεται σε κενό φορτίο, περιστρέφοντας τον δρομέα κατά δύο πόλους (36°) με βήμα 1° . Η μεταβολή της συναρτήσει της θέσης του δρομέα δίνεται στο Σχήμα 3.18.

Η μέγιστη τιμή της ροπής ευθυγράμμισης είναι: 0.677 kNm .

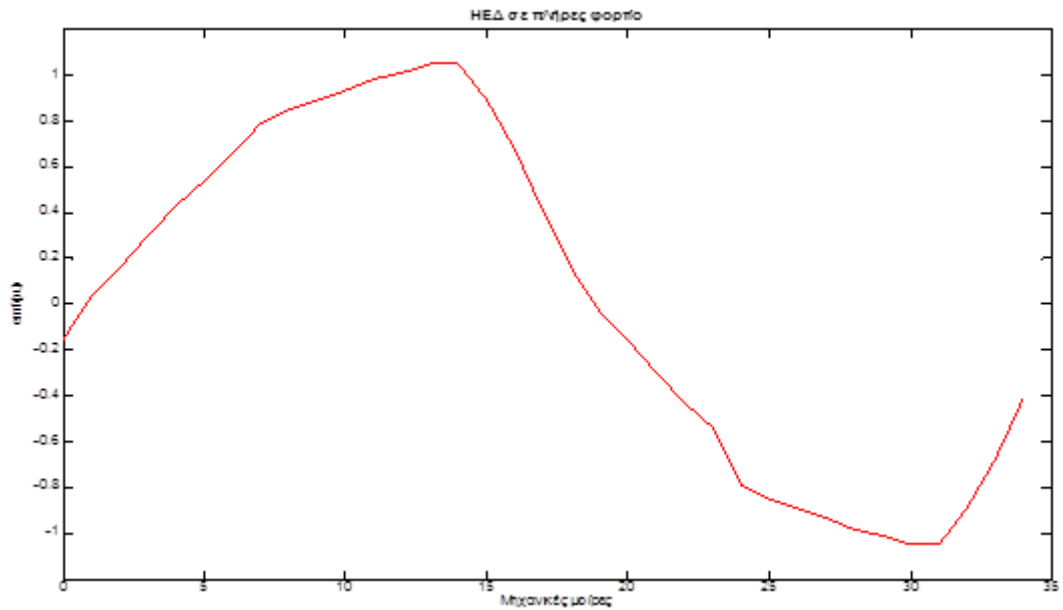


Σχήμα 3.20: Ροπή ευθυγράμμισης συναρτήσει γωνιακής θέσης δρομέα

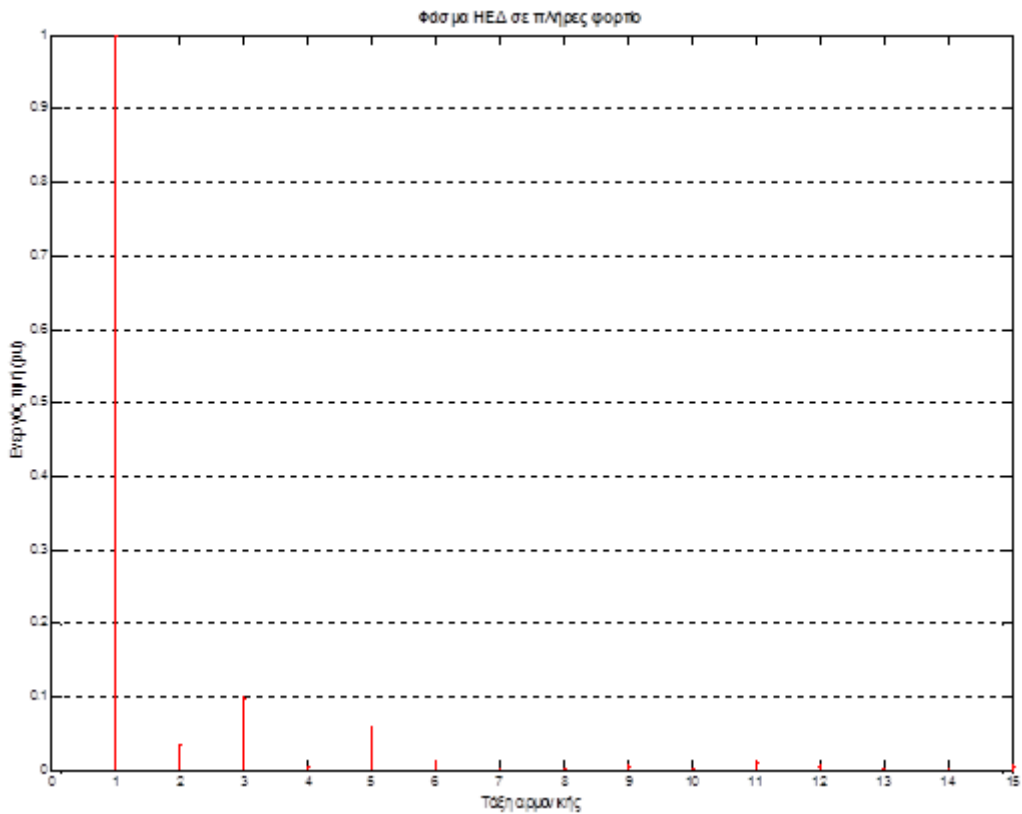
3.6 Ανάλυση της μηχανής σε πλήρες φορτίο

3.6.1 Ηλεκτρεγερτική δύναμη

Για την εξαγωγή της καμπύλης της ΗΕΔ σε σύγχρονη λειτουργία περιστράφηκε πάλι ο δρομέας της μηχανής κατά δύο πόλους με βήμα 1° , αυτή τη φορά όμως μεταβάλλονταν σύγχρονα και τα ρεύματα. Έτσι προέκυψε το ακόλουθο διάγραμμα:



Σχήμα 3.21: HEΔ σε ονομαστικό φορτίο

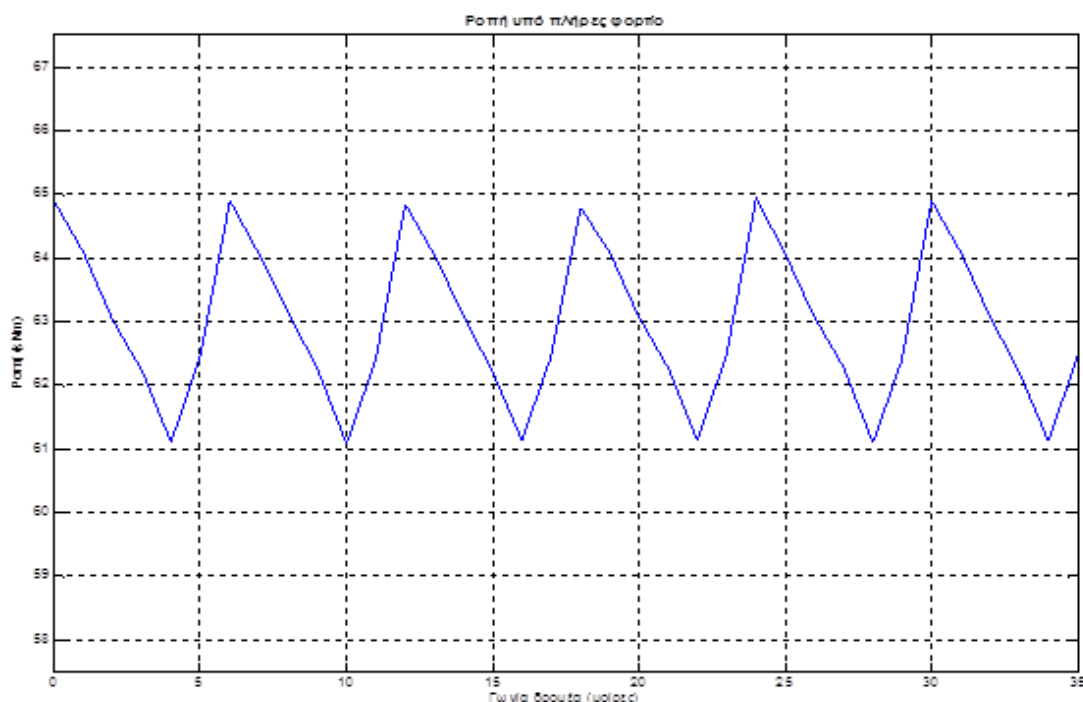


Σχήμα 3.22: Φασματική ανάλυση HEΔ σε πλήρες φορτίο

Η HEΔ σε πλήρες φορτίο παρουσιάζει μεγαλύτερο αρμονικό φορτίο συγκριτικά με την HEΔ εν κενώ, με κυρίαρχες αρμονικές 3^{ης} και 5^{ης} τάξης (η 3^η σε ποσοστό περίπου 10% επί της θεμελιώδους). Αυτό δικαιολογείται απ' την αντίδραση σπλισμού.

3.6.2 Κυμάτωση ροπής

Στο επόμενο διάγραμμα δίνεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή σε πλήρη φόρτιση συναρτήσει της γωνίας δρομέα:



Σχήμα 3.23: Ροπή σε ονομαστικό φορτίο συναρτήσει της γωνιακής θέσης δρομέα

Η κυμάτωση ροπής υπολογίζεται απ' την ακόλουθη σχέση:

$$t_r = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{average}} \cdot 100\% = \frac{64.935 - 61.084}{62.975} \cdot 100\% = 6.1\% \quad (3.49)$$

3.6.3 Απώλειες πυρήνα

Σ' αυτό το βήμα οι απώλειες πυρήνα θα υπολογιστούν χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση του David Meeker, δημιουργού του λογισμικού του femm. Δεδομένου ότι έχει καθοριστεί η τελική διαμόρφωση της γεννήτριας, θα χρησιμοποιηθεί αυτός ο τρόπος για μεγαλύτερη ακρίβεια.

Η συνάρτηση αυτή καταγράφει τις τιμές της πυκνότητας μαγνητικής ροής στο βαρύκεντρο κάθε τριγώνου σε όλες τις περιοχές σιδήρου για μία πλήρη περιστροφή του δρομέα. Δεδομένου ότι δύο πόλοι αντιστοιχούν σε μία πλήρη ηλεκτρική

περιστροφή, ο δρομέας στράφηκε κατά δύο πόλους. Στην πρώτη επανάληψη καταγράφηκε η θέση κάθε στοιχείου του πλέγματος, όπως και η επιφάνεια που καταλαμβάνει. Στη συνέχεια, καταγράφηκε χωριστά για όλα τα στοιχεία στάτη και δρομέα (δηλαδή για τις περιοχές όπου εντοπίζονται οι απώλειες πυρήνα) η μαγνητική επαγωγή που αντιστοιχεί σε κάθε γωνιακή θέση του δρομέα. Μ' αυτό τον τρόπο μοντελοποιήθηκε η χρονική μεταβολή της μαγνητικής επαγωγής, δεδομένου ότι κάθε θέση αντιστοιχεί σε διαφορετική χρονική στιγμή. Στη συνέχεια, η πυκνότητα μαγνητικής ροής καθενός στοιχείου αναλύθηκε σε σειρά Fourier, οπότε γνωρίζοντας τον όγκο των στοιχείων, οι συνολικές απώλειες πυρήνα προέκυψαν από την ακόλουθη σχέση [29]:

$$P_{core} = \{ \sum_i [\sum_{n=1}^N (k_h \cdot f_n + k_e \cdot f_n^2) \cdot B_{n,i}^2] \cdot V_i \} / k_s \quad (3.50)$$

Όπου το εξωτερικό άθροισμα υποδηλώνει υπολογισμό για όλα τα στοιχεία του πλέγματος (τα οποία βρίσκονται σε στάτη και δρομέα). Οι συντελεστές k_h και k_e αφορούν τις απώλειες υστέρησης και δινορρευμάτων αντίστοιχα, ενώ ο k_s σχετίζεται με το πάχος των ελασμάτων (lamination stacking factor). Οι τρεις αυτοί συντελεστές λήφθηκαν για τη θεωρούμενη λαμαρίνα (M235-35A).

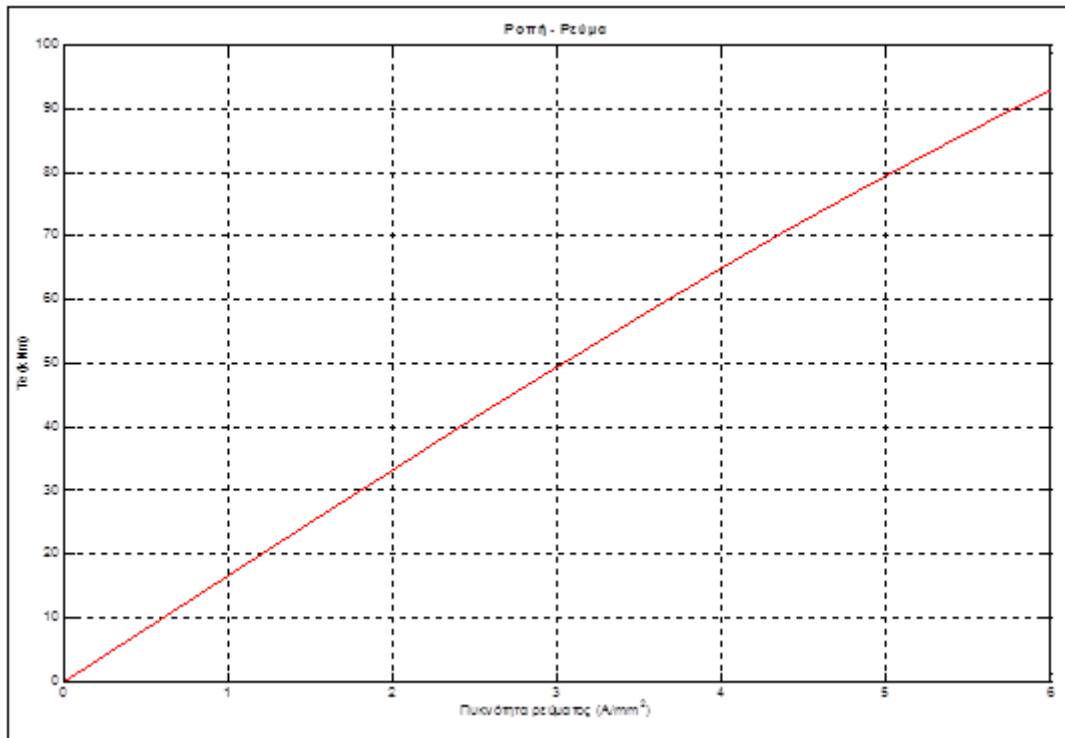
Εφαρμόζοντας αυτή τη συνάρτηση, οι απώλειες πυρήνα προέκυψαν:

$$P_{core} = 7269.4 \text{ W} \quad (3.51)$$

3.7 Επίδοση

Η καμπύλη επίδοσης προέκυψε μεταβάλλοντας το φασικό ρεύμα από 0 έως 150% επί του ονομαστικού ρεύματος, δηλαδή για πυκνότητες ρεύματος 0-6 A/mm² (δεδομένου ότι το ονομαστικό ρεύμα αντιστοιχεί σε 4 A/mm²).

Από το Σχήμα 3.22 φαίνεται ότι η ηλεκτρομαγνητική ροπή μεταβάλλεται γραμμικά με το φασικό ρεύμα, έχοντας θεωρήσει σταθερές στροφές. Δεδομένου ότι δεν εμφανίζεται σημαντική μείωση της κλίσης της χαρακτηριστικής, ούτε σε κατάσταση υπερφόρτισης ($J > 4 \text{ A/mm}^2$), συμπεραίνουμε ότι η μηχανή δε λειτουργεί κοντά στην περιοχή κορεσμού του σιδηρομαγνητικού υλικού του πυρήνα.



Σχήμα 3.24: Καμπύλη επίδοσης γεννήτριας μονίμων μαγνητών

3.8 Απόδοση

Για την εξαγωγή της καμπύλης απόδοσης υπολογίστηκαν οι απώλειες της μηχανής για φασικό ρεύμα από 50 έως 150% επί του ονομαστικού (που αντιστοιχεί σε πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος 2-6 A/mm²).

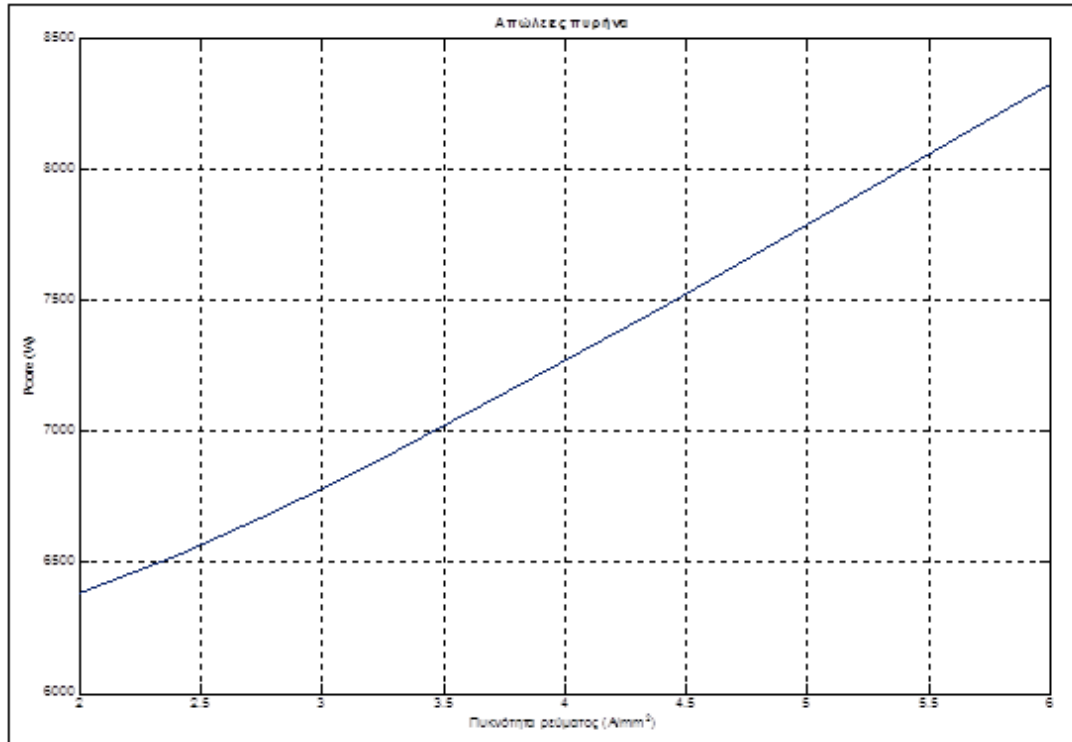
Η ισχύς εξόδου συναρτήσει του ρεύματος, για λειτουργία γεννήτριας, προκύπτει απ' την σχέση:

$$P_{out} = T_e \cdot \omega_m - P_{Cu} \quad (3.52)$$

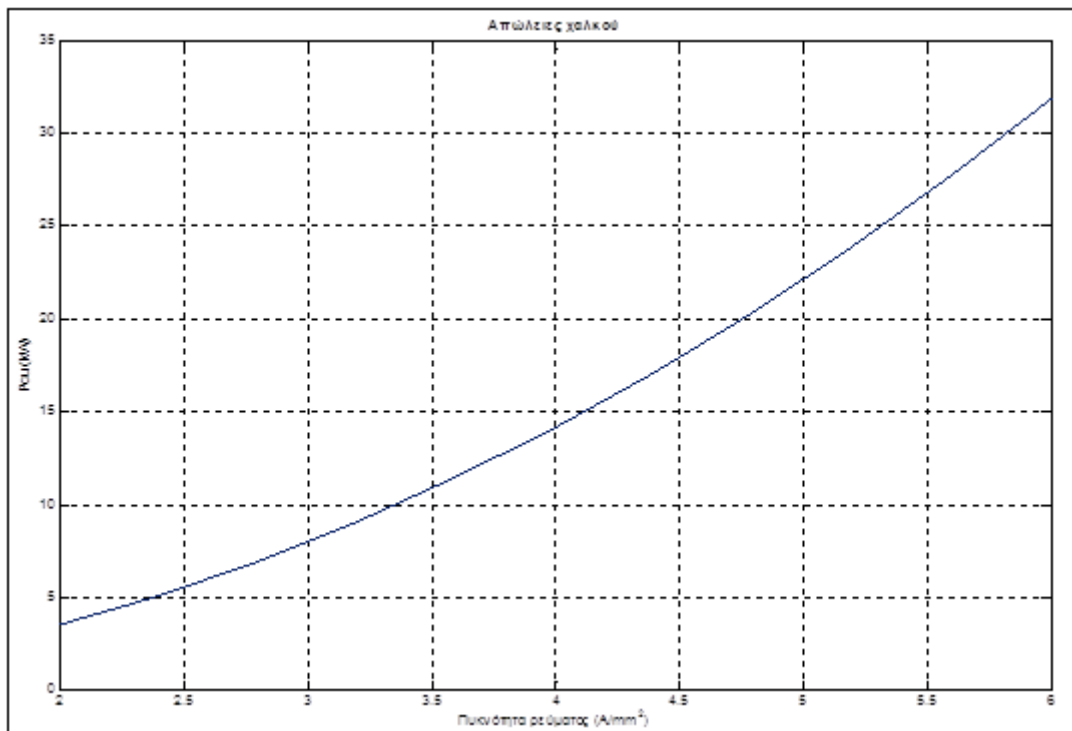
Γνωρίζοντας την ισχύ εξόδου για δεδομένη ροπή και απώλειες, ο βαθμός απόδοσης δίνεται από τη σχέση:

$$\eta (\%) = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{Cu} + P_{core}} \cdot 100\% \quad (3.53)$$

Στα επόμενα διαγράμματα δίνονται οι απώλειες πυρήνα και χαλκού:

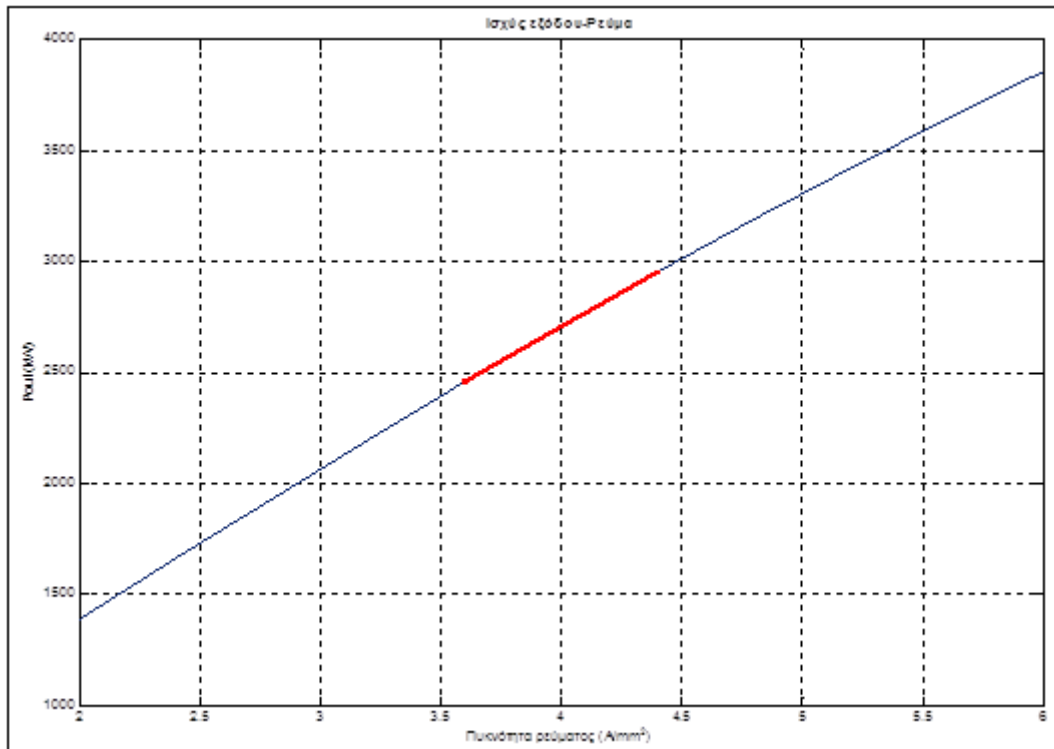


Σχήμα 3.25: Απώλειες πυρήνα συναρτήσει πυκνότητας ρεύματος τυλίγματος

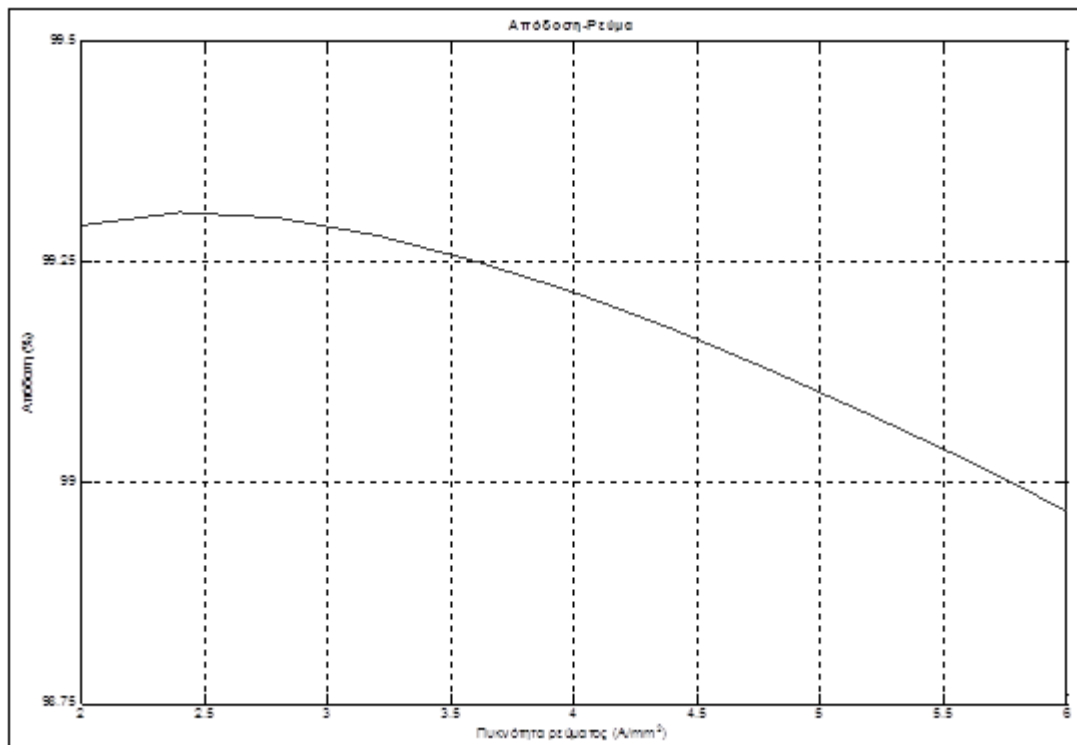


Σχήμα 3.26: Απώλειες χαλκού συναρτήσει πυκνότητας ρεύματος τυλίγματος

Γνωρίζοντας ροπή και απώλειες σχετικά με το ρεύμα, για τη θεωρούμενη ταχύτητα (400 rpm) προκύπτει η χαρακτηριστική ισχύος-ρεύματος και στη συνέχεια το διάγραμμα του βαθμού απόδοσης:



Σχήμα 3.27: Ισχύς εξόδου συναρτήσει πυκνότητας ρεύματος



Σχήμα 3.28: Απόδοση συναρτήσει πυκνότητας ρεύματος

3.9 Εκτίμηση αυτεπαγωγών ευθέως και καθέτου άξονα μόνιμης κατάστασης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη

Για τον υπολογισμό της αυτεπαγωγής ευθέως άξονα θα πρέπει να μηδενιστεί η διέγερση της γεννήτριας. Για το λόγο αυτό οι μαγνήτες αντικαθίστανται από μη μαγνητικό υλικό. Δεδομένου ότι η μαγνητική διαπερατότητα του μαγνήτη είναι κοντά στη μονάδα, αντικαθίσταται από αέρα. Κατ' αυτό τον τρόπο η μηχανή έχει πλέον ομοιόμορφο διάκενο, κάτι που υποδηλώνει ότι οι αυτεπαγωγές ευθέως και καθέτου άξονα θα είναι περίπου ίσες (η μαγνητική διαπερατότητα του μαγνήτη είναι λίγο μεγαλύτερη της μονάδας).

Στη συνέχεια, τα τυλίγματα των τριών φάσεων τροφοδοτούνται ως εξής:

$$\begin{aligned}I_a &= I_{max} \\I_b &= -0.5 \cdot I_{max} \\I_c &= -0.5 \cdot I_{max}\end{aligned}\tag{3.54}$$

Μ' αυτή την τροφοδοσία προκύπτει ρεύμα μόνο στον ευθύ άξονα ($I_q = 0$) που υπολογίζεται απ' τον μετασχηματισμό Park [27]:

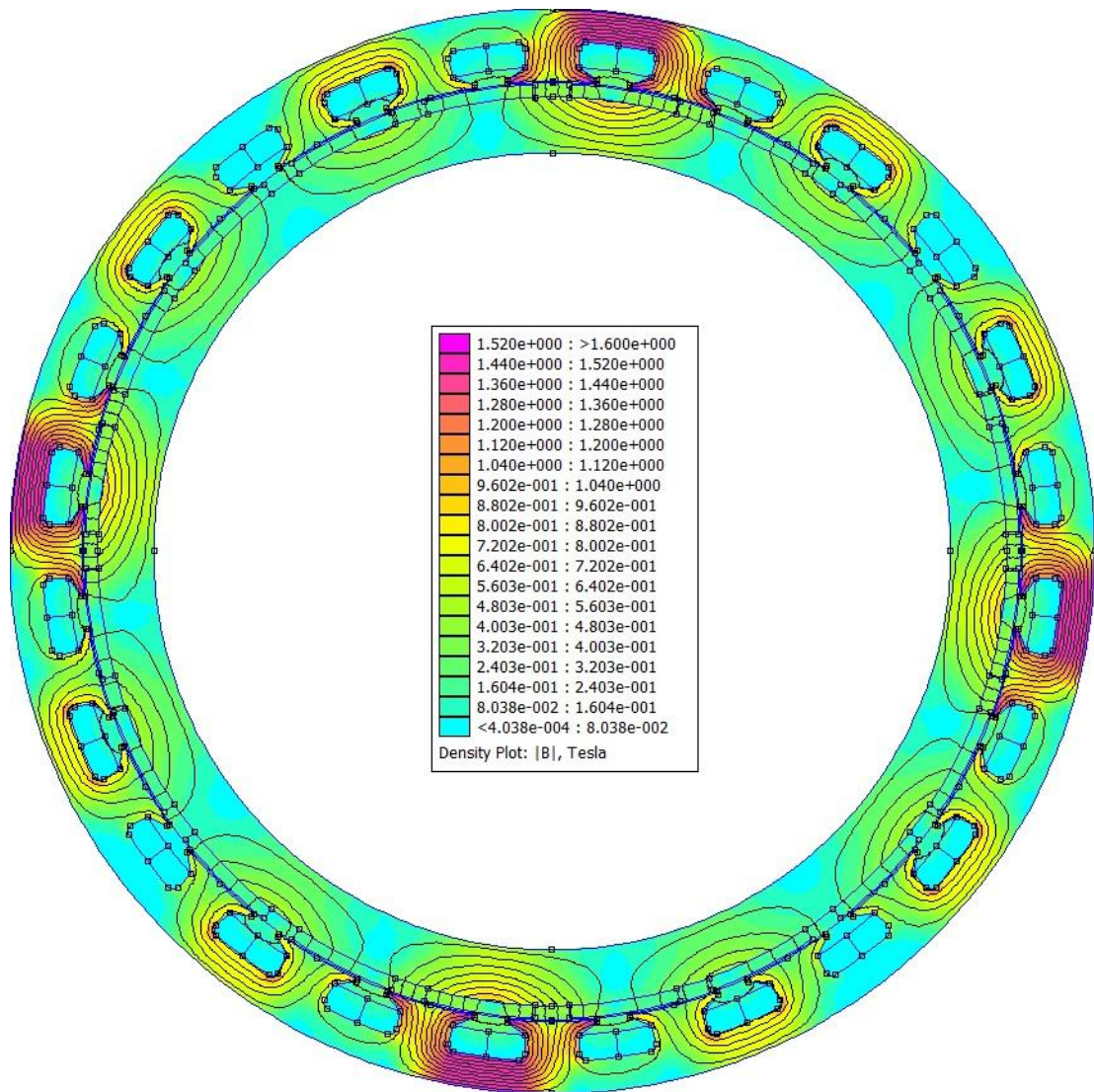
$$I_d = I_{max}\tag{3.55}$$

Μετρώντας στη συνέχεια την πεπλεγμένη ροή της φάσης A, με τον ίδιο τρόπο που χρησιμοποιήθηκε στην εξαγωγή της κυματομορφής της ΗΕΔ, η αυτεπαγωγή ευθέως άξονα δίνεται τελικά από τη σχέση:

$$L_d = \frac{\Lambda_a}{I_a} = \frac{\Lambda_d}{I_d}\tag{3.56}$$

Τα τελικά αποτελέσματα ήταν:

$$L_d = L_q \cong 0.37 \text{ mH}\tag{3.57}$$



Σχήμα 3.29: Μαγνητικό κύκλωμα κατά την τροφοδότηση των τυλιγμάτων μόνο με ρεύμα d -άξονα

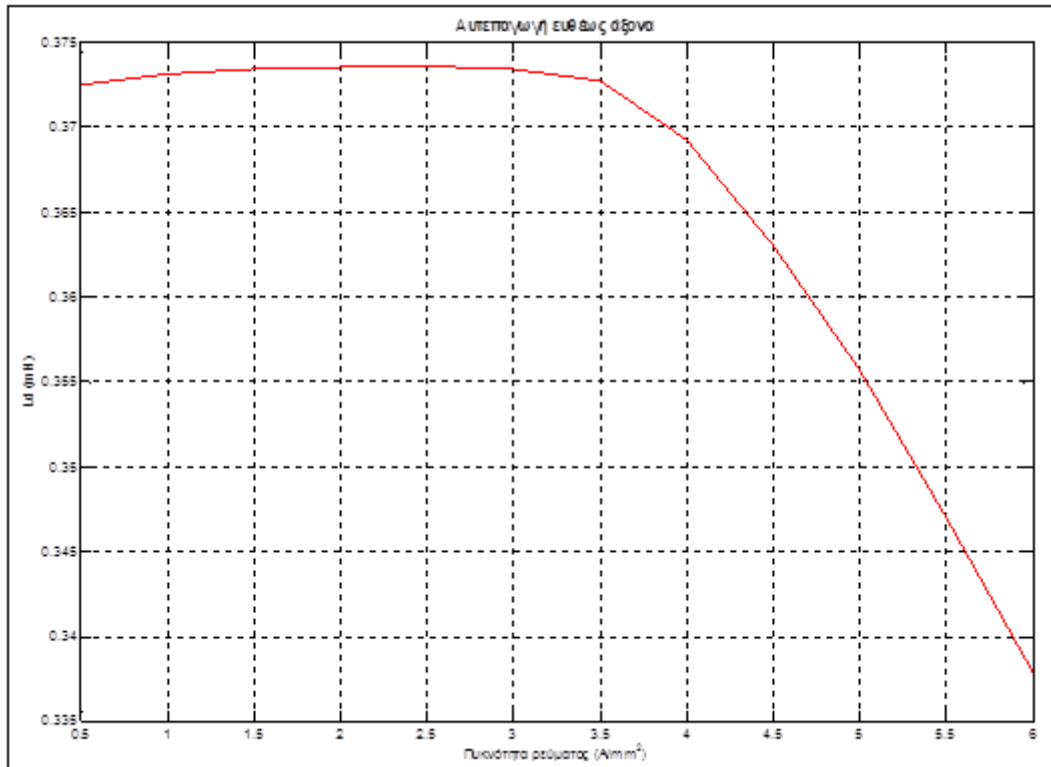
Στη συνέχεια, μεταβάλλοντας το ρεύμα γραμμής από 12.5 έως 150% επί του ονομαστικού (δηλαδή για πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος $0.5 - 6 \text{ A/mm}^2$), με την εξής τροφοδοσία των τριών φάσεων:

$$I_a = I$$

$$I_b = -0.5 \cdot I \tag{3.58}$$

$$I_c = -0.5 \cdot I$$

Όπου I : $(12.5-150\%) \cdot I_n \cdot \sqrt{2}$, μετρήθηκε βάσει της παραπάνω σχέσης η αυτεπαγωγή ευθέως άξονα, δίνοντας την ακόλουθη χαρακτηριστική:



Σχήμα 3.30: Διάγραμμα αυτεπαγωγής ευθέως άξονα συναρτήσει πυκνότητας ρεύματος τυλίγματος

Η απομείωση της αυτεπαγωγής με την αύξηση του ρεύματος, αν και μικρή (περίπου 10% για μεταβολή της πυκνότητας ρεύματος από 3.5 σε 6 A/mm²), υποδηλώνει την έναρξη κορεσμού του μαγνητικού κυκλώματος της μηχανής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΕΚΤΥΠΩΝ ΠΟΛΩΝ ΙΣΧΥΟΣ 2.4 MW

4.1 Προκαταρκτική σχεδίαση σύγχρονης γεννήτριας έκτυπων πόλων

Στην περίπτωση σύγχρονης γεννήτριας έκτυπων πόλων ο άξονάς της λαμβάνει κινητική ενέργεια από την κύρια μηχανή μέσω κιβωτίου διπλής εξόδου. Η δεύτερη έξοδος δίνει κίνηση στον άξονα της προπέλας του πλοίου. Θεωρούμε εξαπολική (P=6) μηχανή, οπότε για ηλεκτρική συχνότητα $f=50\text{Hz}$, οι ονομαστικές της στροφές προκύπτουν:

$$n_N = \frac{120 \cdot f}{p} = 1000 \text{ ΣΑΛ} \quad (4.1)$$

4.2 Προκαταρκτική σχεδίαση

4.2.1 Διαστασιολόγηση διακένου

Η ονομαστική ισχύς της μηχανής είναι $P_{el}=2.4\text{MW}$, για γωνιακή ταχύτητα

$$\omega_{rm} = 2\pi \cdot \frac{n(\text{ΣΑΛ})}{60} = 104.7 \text{ r/s} \quad (4.2)$$

Συνεπώς, η απαιτούμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι:

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_{rm}} = 22.9 \text{ kNm} \quad (4.3)$$

Δεδομένου ότι η μηχανή θεωρείται συνδεδεμένη απ' ευθείας στο δίκτυο του πλοίου (γι' αυτό το λόγο άλλωστε απαιτείται σύνθετο κιβώτιο ταχυτήτων που θα διατηρεί σταθερές τις στροφές της), η ονομαστική ροπή δεν πρέπει να συμπίπτει με τη μέγιστη. Λαμβάνουμε γωνία δ μεταξύ των μαγνητικών πεδίων στάτη-δρομέα:

$$\delta = 45^\circ \quad (4.4)$$

Έτσι, η μέγιστη ροπή της γεννήτριας είναι:

$$T_{e,max} = T_e / \sin\delta = 32.4\text{kNm} \quad (4.5)$$

Η τιμή αυτή θα χρησιμοποιηθεί για τον προσδιορισμό των βασικών διαστάσεων της μηχανής.

Εφαρμόζοντας τον ταυιστή του Maxwell, όπως και στη μηχανή μόνιμου μαγνήτη, η μέση εφαπτομενική πίεση στο διάκενο, P_t , και η ηλεκτρομαγνητική ροπή γράφονται:

$$F_t = P_t \cdot A$$

$$P_t = \frac{1}{\pi \cdot D \cdot \mu_o} \oint_c B_n \cdot B_t dc \quad (4.6)$$

$$T_e = \frac{1}{2} \cdot D \cdot F_t = \frac{\pi}{2} \cdot D^2 \cdot L \cdot P_t$$

Όπου $A = \pi \cdot D \cdot L$ η επιφάνεια του διακένου για όλο το ενεργό μήκος L της μηχανής.

Όπως και στη γεννήτρια μονίμων μαγνητών, η μέση μαγνητική φόρτιση λαμβάνεται $\bar{B}=0.7T$.

Δεχόμαστε ότι η βέλτιστη γωνία της μαγνητικής επαγωγής διακένου είναι $\theta \cong 84^\circ$ (δηλαδή υπερिशύει η ακτινική συνιστώσα έναντι της εφαπτομενικής), οπότε η μέση εφαπτομενική πίεση υπολογίζεται:

$$P_t = \frac{B^2 \cdot \sin\theta \cdot \cos\theta \cdot \pi \cdot D}{\pi \cdot D \cdot \mu_o} = \frac{B^2 \cdot \sin 2\theta}{2 \cdot \mu_o} = \frac{0,7^2 \cdot \sin(2 \cdot 84^\circ)}{2 \cdot (4\pi \cdot 10^{-7})} \cong 40.556 \text{ kN/m}^2 \quad (4.7)$$

Αντικαθιστώντας την τιμή αυτή στη σχέση (4.6) προκύπτει:

$$D^2 \cdot L \cong 0.509\text{m}^3 \quad (4.8)$$

Η τελική διαστασιολόγηση διακένου είναι η ακόλουθη:

$$\text{Διάμετρος } D = 90\text{cm} \text{ \& \text{ ενεργό μήκος } L = 63 \text{ cm} \quad (4.9)$$

Επισημαίνεται ότι, όπως και στο προηγούμενο κεφάλαιο, στη διαστασιολόγηση διακένου λήφθηκε υπ' όψιν η απαιτούμενη επίδοση της μηχανής και τα εμπειρικά όρια που τίθενται για την ειδική ηλεκτρική φόρτιση.

Ο λόγος ενεργού μήκους προς το τόξο πόλου, δεδομένου ότι το τόξο ενός πόλου δίνεται από την σχέση: $\tau_s = \frac{\pi \cdot D}{P}$, υπολογίζεται:

$$\frac{L}{\tau_s} = 1.34 \quad (4.10)$$

Η τιμή αυτή είναι εντός του εύρους τιμών που παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 2.

Πλάτος διακένου

Επιλέγεται $L_g=0.5\text{cm}$ για λόγους ανοχής σε μηχανική καταπόνηση.

4.2.2 Προσδιορισμός μεγεθών στάτη

Για τις παραπάνω διαστάσεις η μέγιστη μαγνητική ροή/πόλο είναι:

$$\bar{B} = 0.7\text{T}$$

$$\bar{B} = \frac{P \cdot \Phi_{max}}{\pi \cdot D \cdot L} \Rightarrow \Phi_{max} = \frac{\bar{B} \cdot \pi \cdot D \cdot L}{P} \cong 207.7 \text{ mWb} \quad (4.11)$$

Θεωρώντας πάλι ονομαστική τάση γραμμής 900V, ο απαιτούμενος αριθμός εν σειρά αγωγών τυλίγματος είναι:

$$e_{ph} = 4.44 \cdot k_w \cdot f \cdot N_s \cdot \Phi_{max} \Rightarrow N_s = \frac{e_{ph}}{4.44 \cdot k_w \cdot f \cdot \Phi_{max}} \cong 12 \text{ σπείρες/φάση} \quad (4.12)$$

Το ονομαστικό ρεύμα γραμμής, για την θεωρούμενη ΗΕΔ κ' συντελεστή ισχύος $\cos\phi=0.7$ -επαγωγικό, προκύπτει:

$$I_N = \frac{P_{el}}{3 \cdot e_{ph} \cdot \cos\phi} = \frac{2.4\text{MW}}{3 \cdot (535\text{V}) \cdot 0.7} \cong 2120\text{A} \quad (4.13)$$

Διατομή αυλακιού

Για διανεμημένο τύλιγμα με 2 αυλάκια ανά πόλο και φάση ($q=2$), ο συνολικός αριθμός αυλακιών θα' ναι: $Q_s = q \cdot m \cdot P = 2 \cdot 3 \cdot 6 = 36$. Ο αριθμός αυλάκων ανά πόλο είναι $Q_s/P=6$.

Ο αριθμός σπειρών/αύλακα για $N_s=12$ προκύπτει:

$$n_c = \frac{N_s}{q \cdot P/2} = 2 \text{ σπείρες/αύλακα} \quad (4.14)$$

Η απαιτούμενη διατομή αύλακος προσδιορίζεται για πυκνότητα ρεύματος $J=4A/mm^2$. Συγκεκριμένα, η ενεργός διατομή αυλακιού θα είναι:

$$A_{Cu} = \frac{n_c \cdot I}{J} = \frac{2 \cdot 2120A}{4A/mm^2} = 1060mm^2 \quad (4.15)$$

Λαμβάνοντας συντελεστή πληρότητας χαλκού 0.4, η τελική επιφάνεια προκύπτει:

$$A_{slot} = \frac{A_{Cu}}{ff} = \frac{1060mm^2}{0.4} \cong 2650mm^2 = 26.5 \text{ cm}^2 \quad (4.16)$$

Ηλεκτρική φόρτιση διέγερσης

Η αρχική τιμή του αριθμού ελιγμάτων και του ρεύματος διέγερσης υπολογίστηκε μέσω προσομοιώσεων στο femm, με κριτήριο την παραγόμενη ροπή και τον χώρο που καταλάμβανε η διέγερση. Η τιμή του ρεύματος είναι ενδεικτική, δεδομένου ότι στη συνέχεια επιχειρήθηκε ανάλυση ευαισθησίας με παράμετρο το ρεύμα διέγερσης. Οι αρχικές τιμές είναι οι ακόλουθες:

$$I_f = 260A \text{ \& } N_f = 40 \text{ σπείρες} \quad (4.17)$$

Η διατομή της αύλακος στη διέγερση επιλέχθηκε για πυκνότητα ρεύματος $4A/mm^2$ και συντελεστή πληρότητας περίπου 52%:

$$A_f = 5000 \text{ mm}^2 = 50 \text{ cm}^2 \quad (4.18)$$

Δεδομένου ότι ο χώρος για την τοποθέτηση του τυλίγματος διέγερσης είναι περιορισμένος, η διατομή διατηρήθηκε σταθερή στην ανάλυση ευαισθησίας γεωμετρικών παραμέτρων.

Ειδικές φορτίσεις

Η ειδική μαγνητική φόρτιση της μηχανής επιλέχθηκε παραπάνω $\bar{B}=0,7T$.

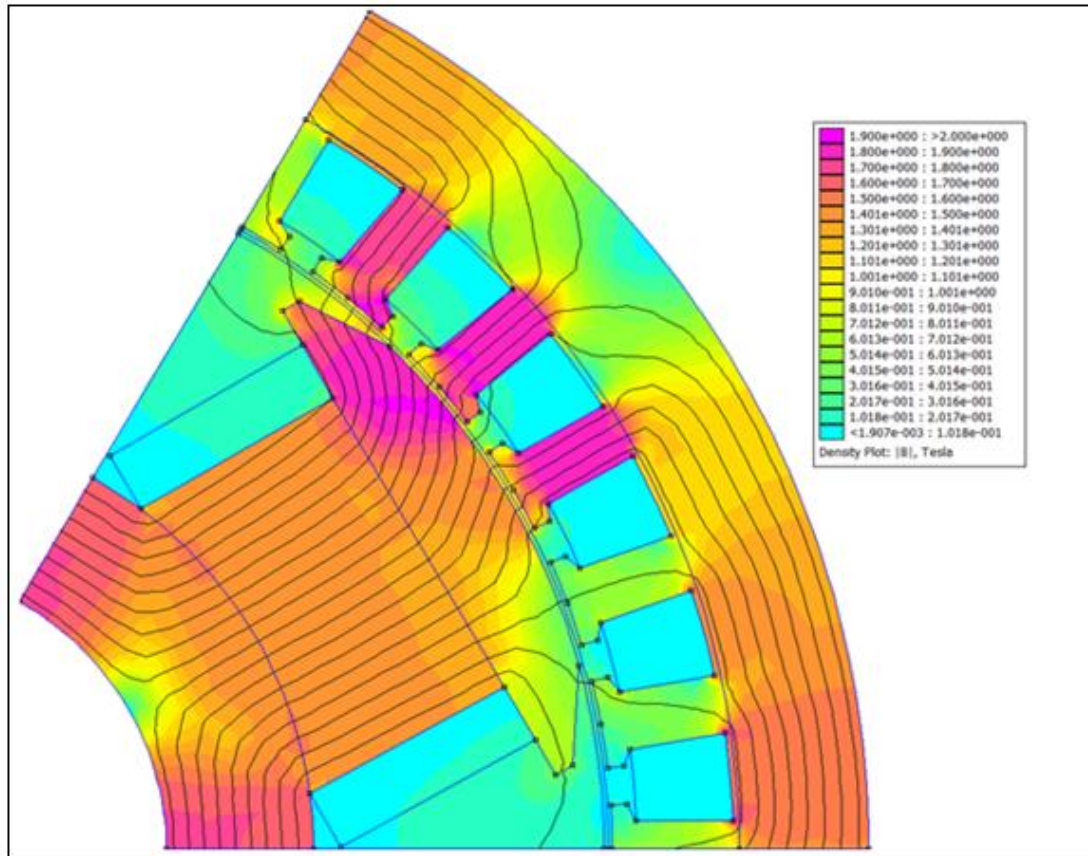
Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση είναι:

$$AC = 3 \cdot \frac{2 \cdot N_S \cdot I_N}{\pi \cdot D} = 3 \cdot \frac{2 \cdot 12 \cdot 2120A}{\pi \cdot 0.9m} \cong 54013 \text{ A}\cdot\epsilon/m \quad (4.19)$$

Στα Σχήματα 4.1-4.2 δίνεται το πλέγμα που χρησιμοποιήθηκε και ένα στιγμιότυπο της μαγνητικής φόρτισης για την αρχική σχεδίαση. Το πλέγμα είναι σκόπιμα πυκνότερο στο διάκενο, όπου μετράται η ροπή, και στα δόντια διότι εκεί αναμένονται οι υψηλότερες τιμές μαγνητικής επαγωγής.

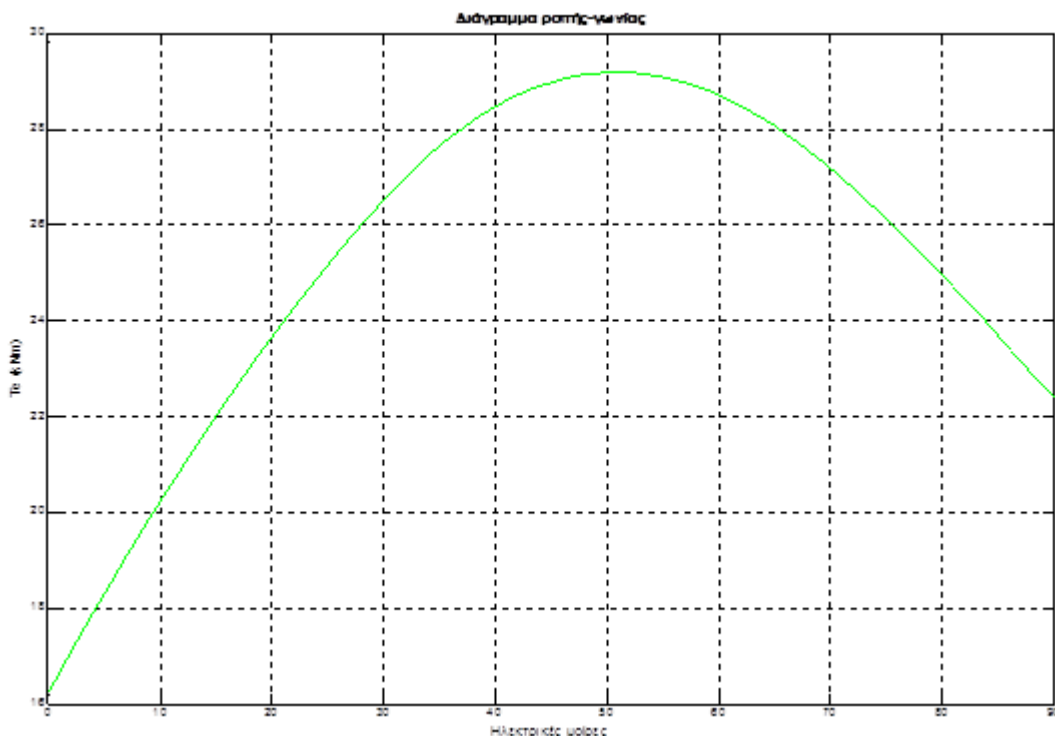


Σχήμα 4.1: Πλέγμα σύγχρονης γεννήτριας έκτυπων πόλων.



Σχήμα 4.2: Μαγνητική φόρτιση αρχικής σχεδίασης

Στο Σχήμα 4.3 δίνεται το διάγραμμα ροπής ως προς την ηλεκτρική γωνία των ρευμάτων, ενώ ο δρομέας παραμένει στη θέση του Σχήματος 4.2. Από το διάγραμμα προκύπτει ότι η μέγιστη ροπή εμφανίζεται περίπου στις 52° . Για τους λόγους ευστάθειας που αναφέρθηκαν παραπάνω, επιλέχθηκε γωνία ρευμάτων $\delta = 18^\circ$, που λήφθηκε υπ' όψιν στις προσομοιώσεις που ακολούθησαν.



Σχήμα 4.3: Διάγραμμα ροπής συναρτήσει ηλεκτρικής γωνίας ρευμάτων για την αρχική σχεδίαση

4.3 Ανάλυση ευαισθησίας σύγχρονης γεννήτριας έκτυπων πόλων

Τα βασικά μεγέθη που προέκυψαν από την προκαταρκτική σχεδίαση της μηχανής έκτυπων πόλων συνοψίζονται στη συνέχεια:

Πίνακας 4.1: Σταθερά μεγέθη μηχανής έκτυπων πόλων

Αριθμός πόλων	$P = 6$
Αυλάκια	$Q = 36$
Διάμετρος διακένου (cm)	$D = 90$
Ενεργό μήκος (cm)	$L = 64$
Πλάτος διακένου (cm)	$L_g = 0.5$
Πολικό βήμα (°)	$p_p = 360^\circ/P$
Περίοδος δοντιού-αύλακος (°)	$s_p = 360^\circ/Q$

Οι υπόλοιπες διαστάσεις της γεννήτριας (γεωμετρία πόλου, σώμα δρομέα, άνοιγμα αύλακος, ποσοστό δοντιού, σώμα σάτη) θεωρούνται μεταβαλλόμενες. Έτσι, για κάθε συνδυασμό τους διαφοροποιείται η γεωμετρία της μηχανής. Οι μεταβλητές αυτές δίνονται στον Πίνακα 4.2:

Πίνακας 4.2: Ανεξάρτητα μεγέθη (μεταβλητές)

Πάχος δρομέα (°)	θ_2
Μήκος δρομέα (cm)	A_1
Πόλος (cm)	B_1, B_2
Τόξο πόλου (°)	θ_p
Σώμα δρομέα (cm)	d_{ry}
Άνοιγμα αύλακος (cm)	a_1, a_2
Τόξο αύλακος προς διάκενο (°)	A
Εύρος δοντιού (%)	b
Σώμα στάτη (cm)	d_{sy}

Το σώμα στάτη θεωρούμε ότι εξαρτάται από το πάχος δοντιού σύμφωνα με τη σχέση:

$$d_{sy} = s \cdot tw \quad (4.20)$$

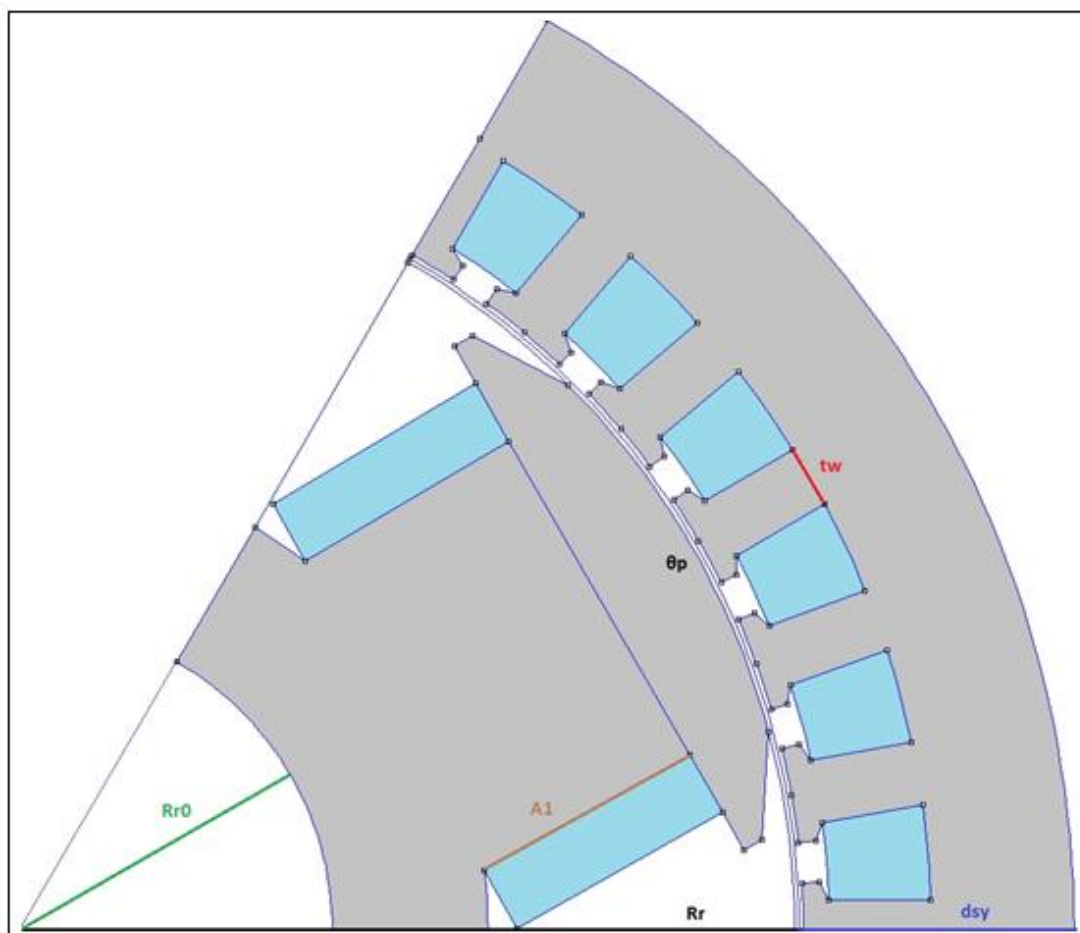
Όπου η παράμετρος s παίρνει τιμές από 0.5-3. Εν αντιθέσει με τη μηχανή μόνιμου μαγνήτη, εδώ χρειάστηκε να θεωρηθεί μεγαλύτερη ποσότητα σιδήρου στο στάτη έτσι ώστε να περιορισθεί ο κορεσμός στο σώμα.

Οι μεταβλητές που εξαρτώνται από τα παραπάνω μεγέθη συνοψίζονται στον Πίνακα 4.3:

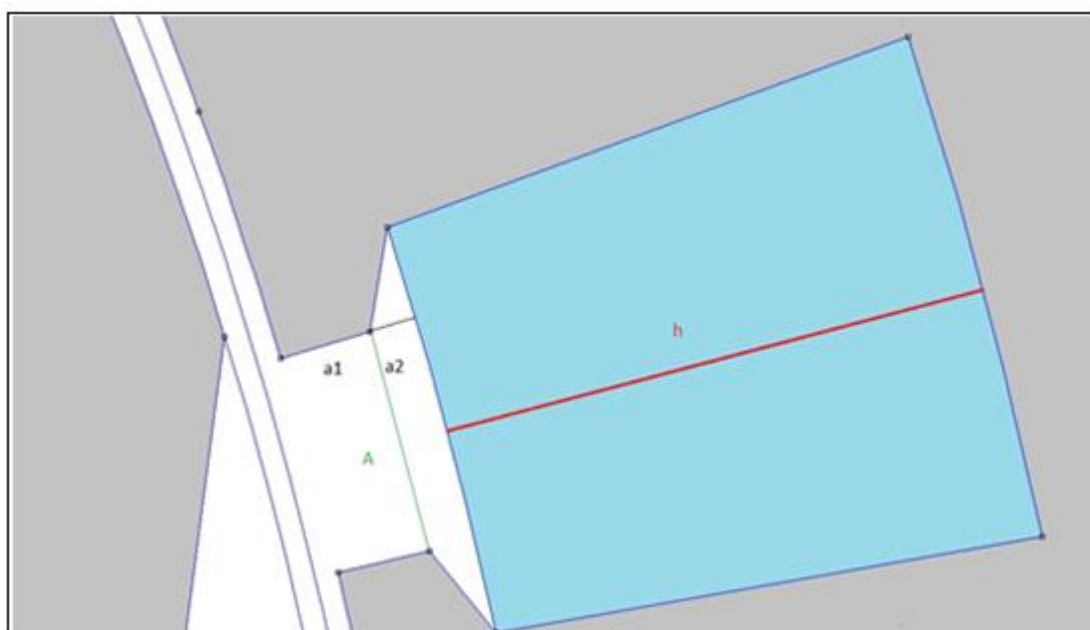
Πίνακας 4.3: Εξαρτημένες μεταβλητές

Ακτίνα δρομέα	$R_r = D/2 - L_g/2$
Τόξο δοντιού στο διάκενο (°)	$B = sp - A$
Πάχος δοντιού (cm)	$tw = (b/100) \cdot (sp) \cdot (\pi/180^\circ) \cdot (R_s + a_1 + a_2)$
Εσωτερική ακτίνα στάτη (cm)	$R_s = D/2 + L_g/2$
Εξωτερική ακτίνα στάτη (cm)	$R_{s1} = R_s + d_{sy}$

Στα Σχήματα 4.4-4.5 δίνεται η παραμετροποιημένη γεωμετρία της μηχανής έκτυπων πόλων και η λεπτομερής γεωμετρία αύλακος.



Σχήμα 4.4: Παραμετροποιημένη γεωμετρία μηχανής έκτυπων πόλων



Σχήμα 4.5: Παραμετροποιημένη γεωμετρία αύλακος.

4.3.1 Ανάλυση ευαισθησίας απωλειών και ροπής ως προς την ηλεκτρική φόρτιση της διέγερσης

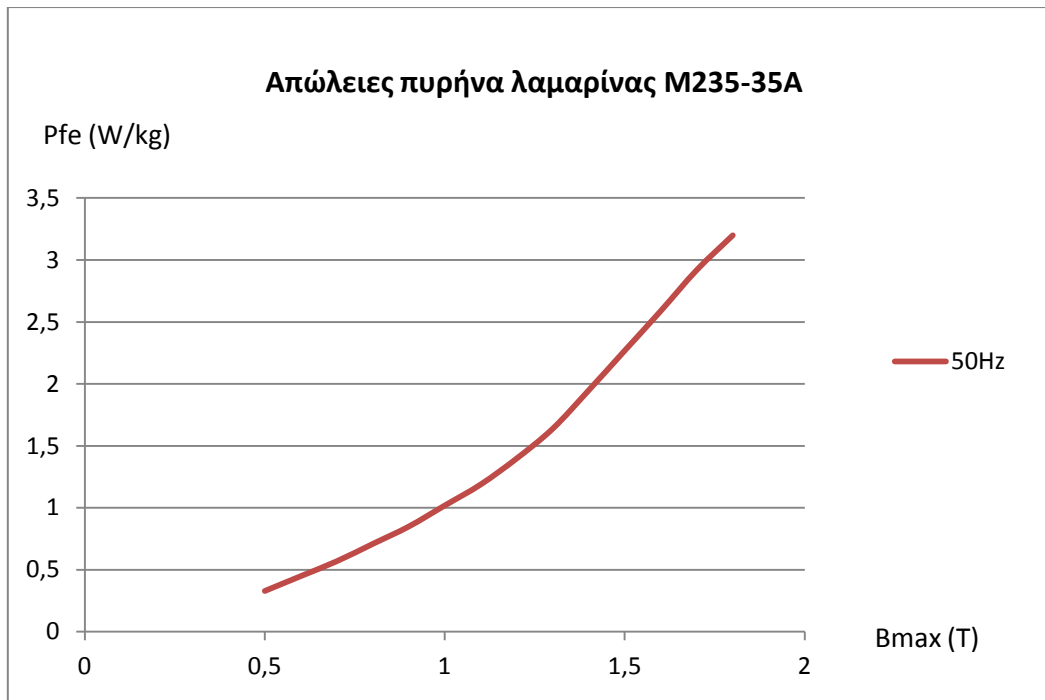
Στην ανάλυση ευαισθησίας της γεννήτριας έκτυπων πόλων βελτιστοποιήθηκε η επίδοση της μηχανής, ενώ παράλληλα μελετήθηκαν οι απώλειες της, έτσι ώστε να μην επιβαρυνθεί η απόδοσή της. Το όριο που τέθηκε για τις συνολικές απώλειες ήταν 2% επί της ονομαστικής ισχύος. Το όριο αυτό είναι σκόπιμα χαμηλό διότι ο υπολογισμός των απωλειών είναι προσεγγιστικός: εκτός του ότι δε λαμβάνεται υπ' όψιν η χρονική μεταβλητότητα της μαγνητικής επαγωγής (ανώτερες αρμονικές) και οι απώλειες χαλκού εξαιτίας ανώτερων αρμονικών του ρεύματος, υφίστανται μηχανικές απώλειες λόγω τριβών, ανεμισμού, όπως και στο κιβώτιο, οι οποίες δε μπορούσαν να συμπεριληφθούν. Έτσι, η απόδοση που υπολογίστηκε ήταν ελαφρώς αυξημένη συγκριτικά με την ρεαλιστική.

Βάσει των παραπάνω, τα όρια των συνολικών απωλειών και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής είναι τα ακόλουθα:

$$P_{losses} < 48 \text{ kW} \quad (4.21)$$

$$T_e > 22.9 \text{ kNm}$$

Προκειμένου να είναι όσο το δυνατόν ρεαλιστική η σύγκριση των δύο γεννητριών, θεωρήθηκε η ίδια λαμαρίνα (M235-35A) με τη μηχανή μόνιμου μαγνήτη. Παρακάτω δίνεται η καμπύλη απωλειών της για ηλεκτρική συχνότητα $f=50\text{Hz}$:

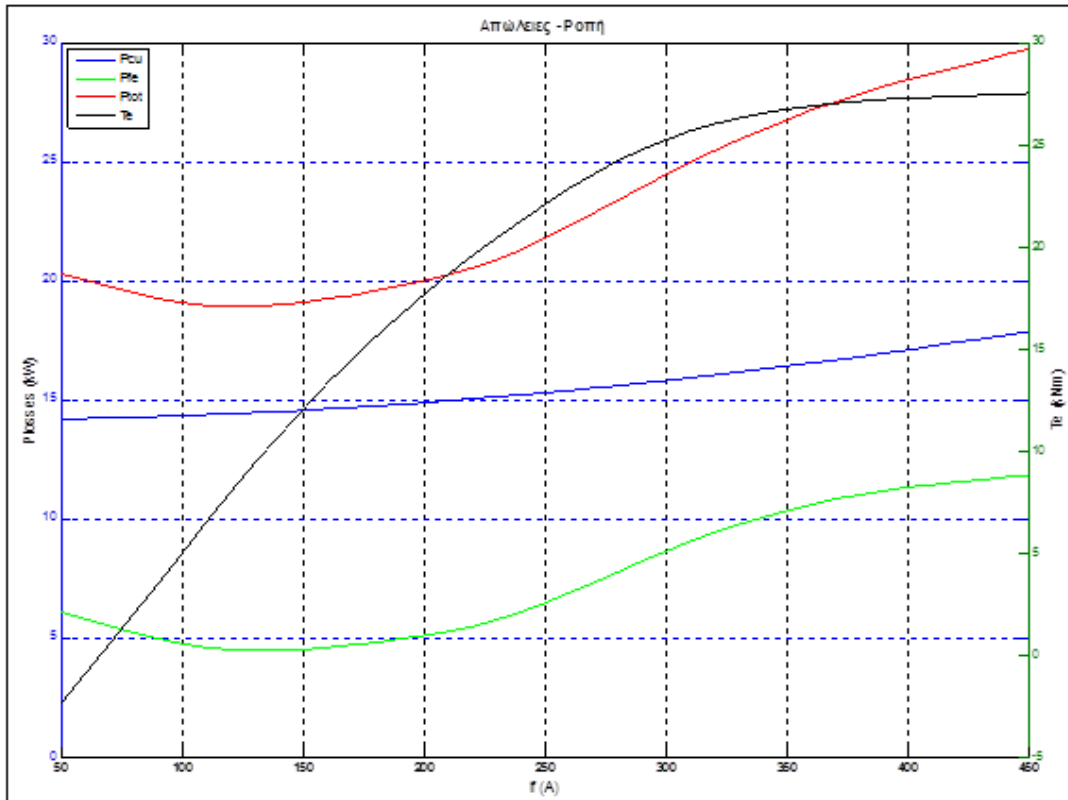


Σχήμα 4.6: Καμπύλη απωλειών λαμαρίνας M235-35A για ηλεκτρική συχνότητα 50Hz

Βάσει αυτής της χαρακτηριστικής αναζητήθηκε στο MATLAB πολυώνυμο 3^{ου} βαθμού που προσεγγίζει την χαρακτηριστική του Σχήματος 4.6. Για κάθε διαμόρφωση της μηχανής υπολογίζονταν εκ νέου οι απώλειες πυρήνα και χαλκού.

Οι απώλειες πυρήνα υπολογίζονταν χωριστά στα δόντια, στο σώμα στάτη και δρομέα. Συγκεκριμένα, λαμβάνονταν η μέση τιμή της μαγνητικής επαγωγής στο μέσο κάθε δοντιού, όπως και οι μέσες τιμές στα σώματα στάτη και δρομέα.

Σε πρώτο βήμα μελετήθηκε η επίδραση του ρεύματος διέγερσης στις απώλειες και την ροπή για συγκεκριμένη γεωμετρική διαμόρφωση του δρομέα. Στο Σχήμα 4.7 παρουσιάζονται οι απώλειες πυρήνα, χαλκού, το άθροισμά τους και η ροπή για διάφορες τιμές του ρεύματος διέγερσης:

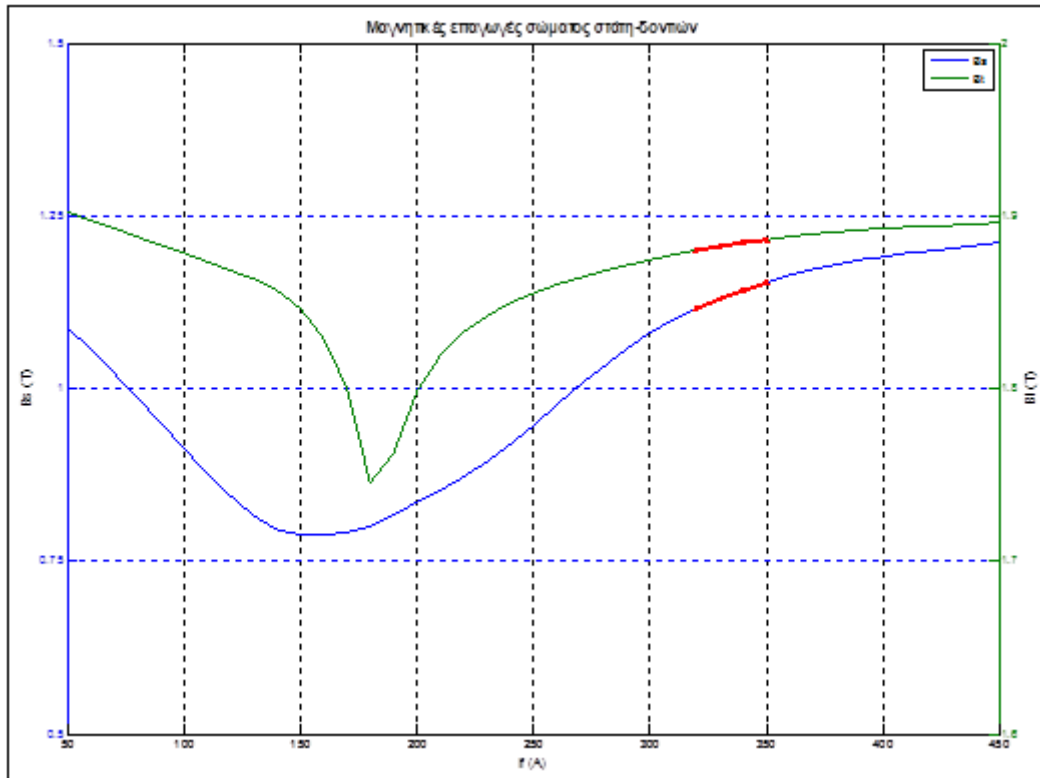


Σχήμα 4.7: Απώλειες-ροπή συναρτήσεσι ρεύματος διέγερσης

Όπως προκύπτει απ' το διάγραμμα, οι συνολικές απώλειες κινούνται στην περιοχή 18-30kW, ενώ για $I_f > 350A$ η αύξηση στην ροπή είναι αμελητέα. Αυτό υποδηλώνει ότι ο σίδηρος οδηγείται σε κορεσμό, οπότε οποιαδήποτε επιπλέον αύξηση του ρεύματος διέγερσης αυξάνει τις απώλειες χωρίς να βελτιώνεται η ροπή. Βάσει των παραπάνω, και δεδομένου ότι οι απώλειες βρίσκονται σε ανεκτά όρια, επιλέγεται τελική τιμή ρεύματος διέγερσης:

$$I_f = 340 \text{ A} \quad (4.22)$$

Ενδεικτικά, στο επόμενο διάγραμμα παρατίθενται οι μαγνητικές επαγωγές στα δόντια και στο σώμα στάτη συναρτήσεσι του ρεύματος διέγερσης.

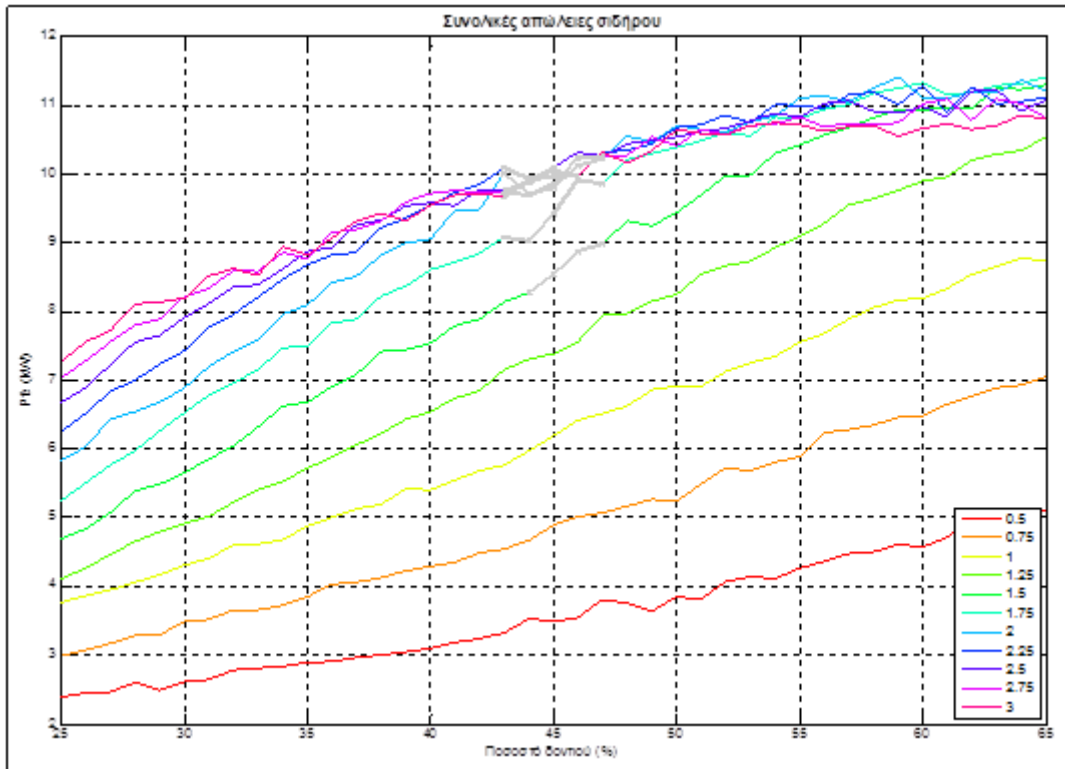


Σχήμα 4.8: Μαγνητική επαγωγή σώματος στάτη-δοντιών συναρτήσει ρεύματος διέγερσης

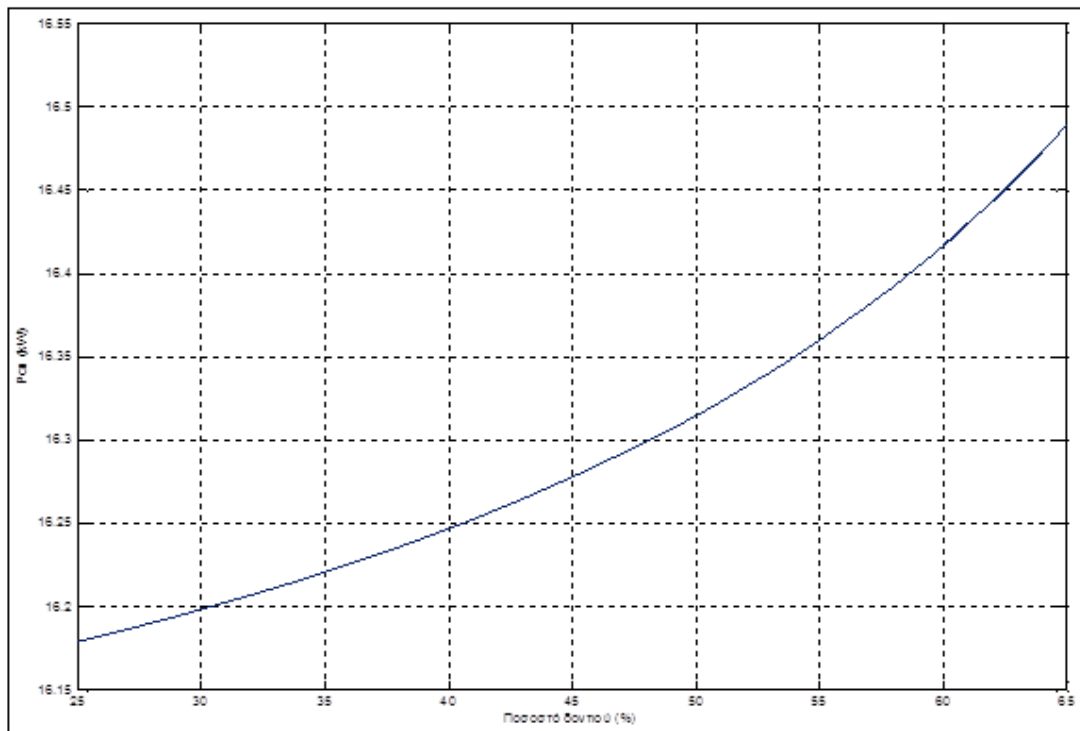
Βλέπουμε ότι κυμαίνονται σε λογικές τιμές (περίπου 1.2T στο σώμα και μέχρι 1.9T στα δόντια). Σημειώνεται ότι η μέγιστη τιμή της στα δόντια είναι σχετικά υψηλή, κάτι που δε μας προβληματίζει εφόσον οι απώλειες βρίσκονται σε ανεκτά επίπεδα.

4.3.2 Ανάλυση ευαισθησίας απωλειών και ροπής ως προς το πάχος δοντιού και το σώμα στάτη

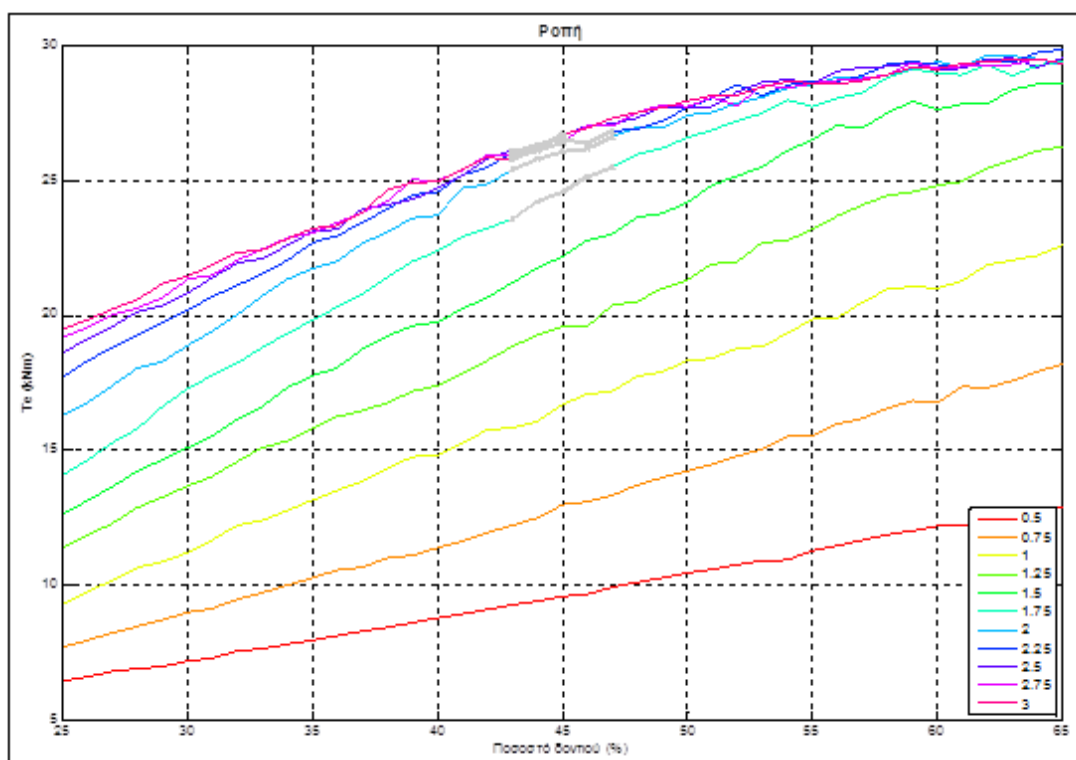
Στη συνέχεια επιχειρήθηκε ανάλυση ευαισθησίας απωλειών και ροπής με παραμέτρους το ποσοστό δοντιού επί της περιόδου δοντιού άυλακος και το σώμα στάτη. Συγκεκριμένα, για ποσοστό δοντιού 25-65% και σώμα στάτη $d_{sy} = (0.5-3) \cdot tw$ προέκυψαν τα ακόλουθα διαγράμματα:



Σχήμα 4.9: Απώλειες σιδήρου συναρτήσει ποσοστού δοντιού για διάφορες τιμές σώματος
στάτη



Σχήμα 4.10: Απώλειες χαλκού συναρτήσει του ποσοστού δοντιού επί της περιόδου δοντιού-
αύλακος



Σχήμα 4.11: Διάγραμμα ροπής συναρτήσει του ποσοστού δοντιού για διάφορες τιμές σώματος σάτη

Στα ανωτέρω διαγράμματα δίνονται η ροπή και οι απώλειες πυρήνα συναρτήσει του ποσοστού δοντιού, για διάφορες τιμές σώματος σάτη ($s=0.5:3$, όπου $d_{sy} = s \cdot tw$). Όσον αφορά τις απώλειες χαλκού, βλέπουμε ότι παρουσιάζουν πολύ μικρές μεταβολές:

$$P_{cu,total} \cong 16 \text{ kW} \quad (4.23)$$

Οι τιμές ροπής και μέγιστης μαγνητικής επαγωγής δοντιών, για ορισμένη περιοχή τιμών των θεωρούμενων παραμέτρων, δίνονται στον Πίνακα 4.4:

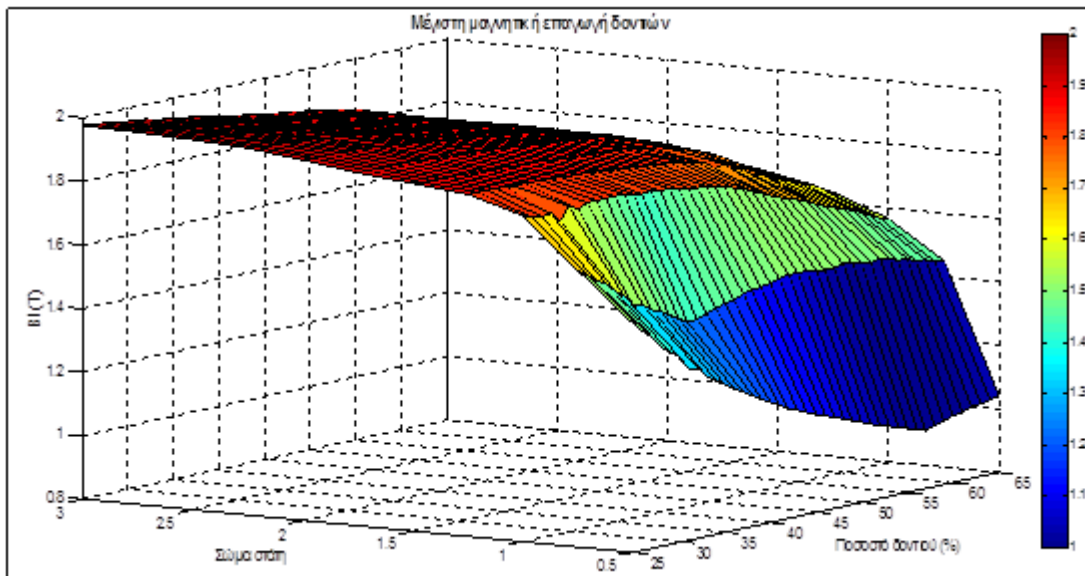
Πίνακας 4.4: Τιμές ροπής-μέγιστης μαγνητικής επαγωγής για ορισμένες τιμές ποσοστού δοντιού & σώματος σάτη

Εύρος δοντιού(%) / Σώμα σάτη	$B_{t,max}(T)$	$T_e(kN \cdot m)$	$B_{t,max}(T)$	$T_e(kN \cdot m)$	$B_{t,max}(T)$	$T_e(kN \cdot m)$
	43		44		45	
1.75	1.881	23.56	1.879	24.22	1.875	24.58
2	1.889	25.4	1.886	25.78	1.881	26.05
2.25	1.894	26.02	1.889	26.33	1.884	26.51

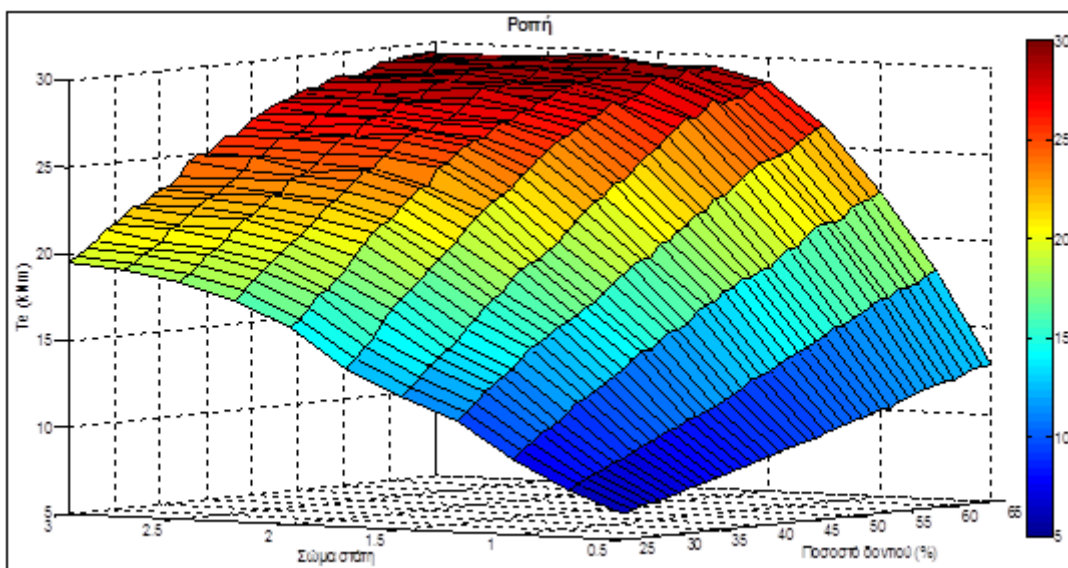
Εφόσον οι απώλειες πυρήνα κινούνταν σ' ένα πολύ περιορισμένο εύρος (P_{fe} : 2-11.5 kW), επιλέχθηκε ένας εύλογος συνδυασμός τους που βελτιστοποιεί τη ροπή:

$$b = 44\%, s = 2 \quad (4.24)$$

Στη συνέχεια δίνονται για λόγους πληρότητας τα τρισδιάστατα διαγράμματα μέγιστης μαγνητικής επαγωγής δοντιών και ροπής:



Σχήμα 4.12: Διάγραμμα μέγιστης μαγνητικής επαγωγής, υπολογισμένης στο μέσο των δοντιών, συναρτήσει ποσοστού δοντιού και σώματος στάτη



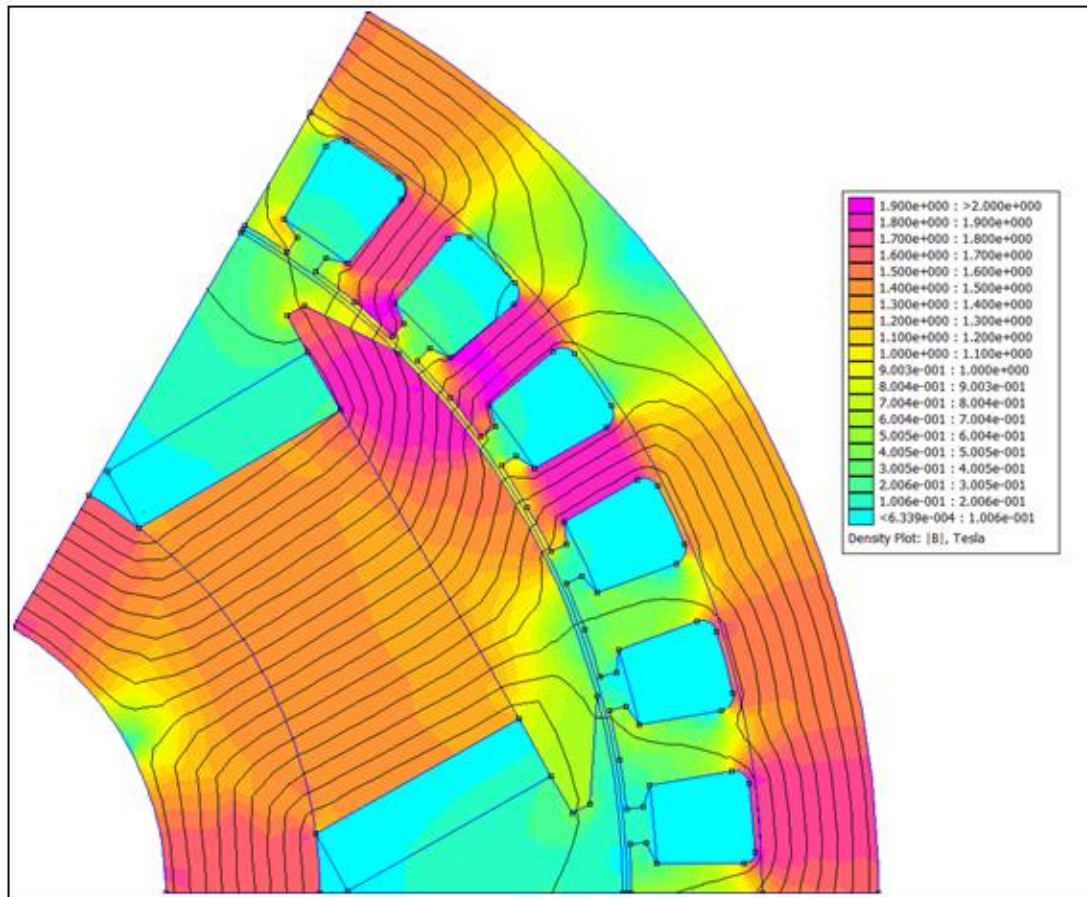
Σχήμα 4.13: Διάγραμμα ροπής συναρτήσει ποσοστού δοντιού και σώματος στάτη

4.4 Τελική διαμόρφωση

Στα Σχήματα 4.14-4.15 δίνεται η τελική διαμόρφωση της γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη έπειτα από τις επιλογές που έγιναν κατά την ανάλυση ευαισθησίας (ρεύμα διέγερσης, σώμα στάτη και ποσοστό δοντιού) και το στιγμιότυπο της μαγνητικής της φόρτισης σε ονομαστική λειτουργία:



Σχήμα 4.14: Τελική διαμόρφωση γεννήτριας έκτυπων πόλων.



Σχήμα 4.15: Μαγνητική φόρτιση για την τελική σχεδίαση

Μαγνητική επαγωγή διακένου

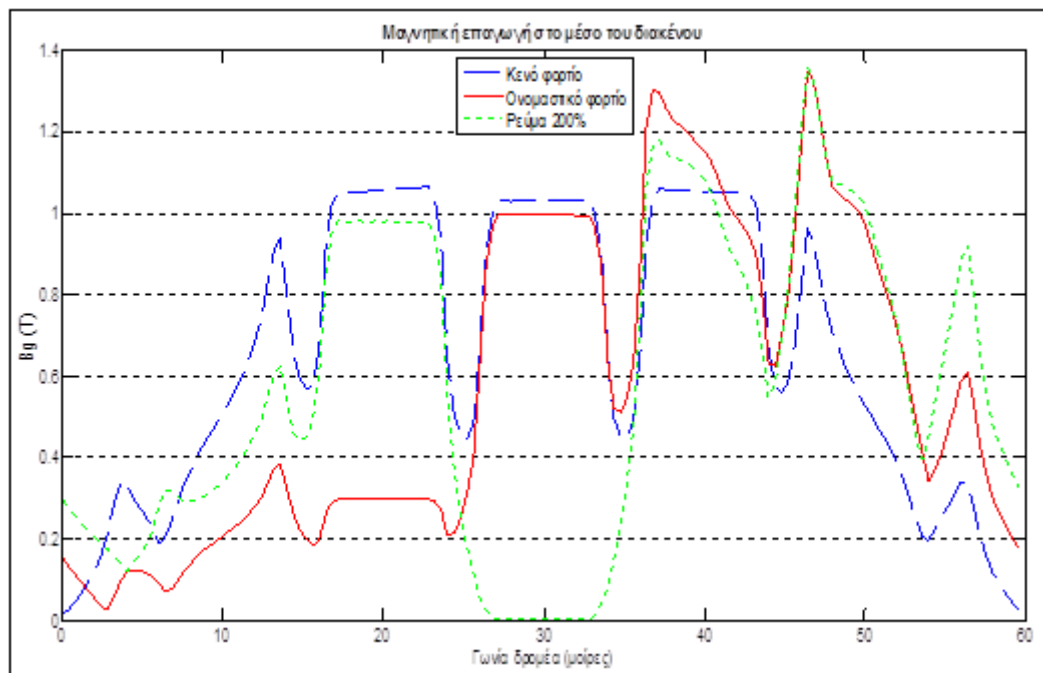
Στο Σχήμα 4.16 παρουσιάζεται η μαγνητική επαγωγή διακένου συναρτήσει της γωνίας του δρομέα για γωνία 120 μοιρών (2 πόλοι), σε λειτουργία εν κενώ, ονομαστικό φορτίο και σε κατάσταση υπερφόρτισης.

Η μέση τιμή της δίνεται στον Πίνακα 4.5:

Πίνακας 4.5: Μέση μαγνητική επαγωγή διακένου

Φασικό Ρεύμα	B_g (T)
0	0.6626
100%	0.5740
200%	0.5742

Βλέπουμε ότι η μέση τιμή της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο είναι χαμηλότερη συγκριτικά με τη τιμή που θεωρήθηκε στην προκαταρκτική σχεδίαση (0.7T). Αυτό οφείλεται κυρίως στα μεγάλα διάκενα αέρα ανάμεσα στους πόλους, όπου η πυκνότητα μαγνητικής ροής είναι πολύ χαμηλή, όπως φαίνεται άλλωστε στο διάγραμμα.

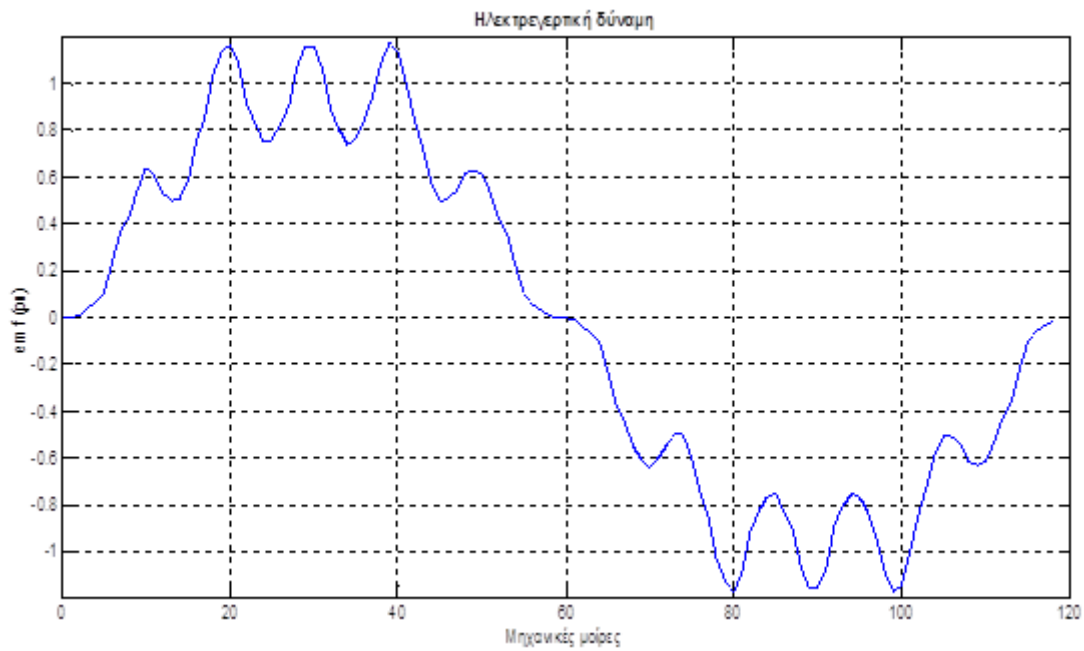


Σχήμα 4.16: Μαγνητική επαγωγή διακένου

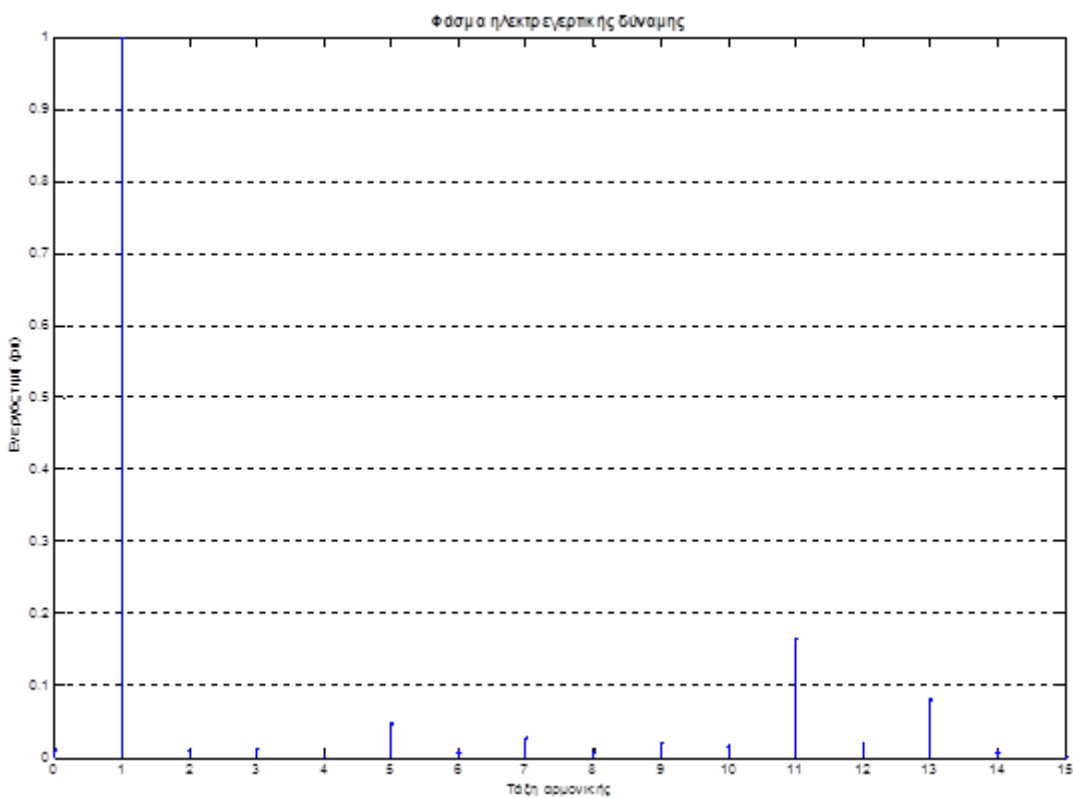
4.5 Ανάλυση της μηχανής εν κενώ

4.5.1 Ηλεκτρεγερτική δύναμη

Για την εξαγωγή της καμπύλης της ΗΕΔ σε κενό φορτίο περιστράφηκε ο δρομέας της μηχανής κατά δύο πόλους (γωνία 120°) με βήμα 1°, ενώ τα ρεύματα είχαν μηδενιστεί. Έτσι προέκυψε το ακόλουθο διάγραμμα:



Σχήμα 4.17: ΗΕΔ εν κενώ



Σχήμα 4.18: Φασματική ανάλυση ΗΕΔ εν κενώ

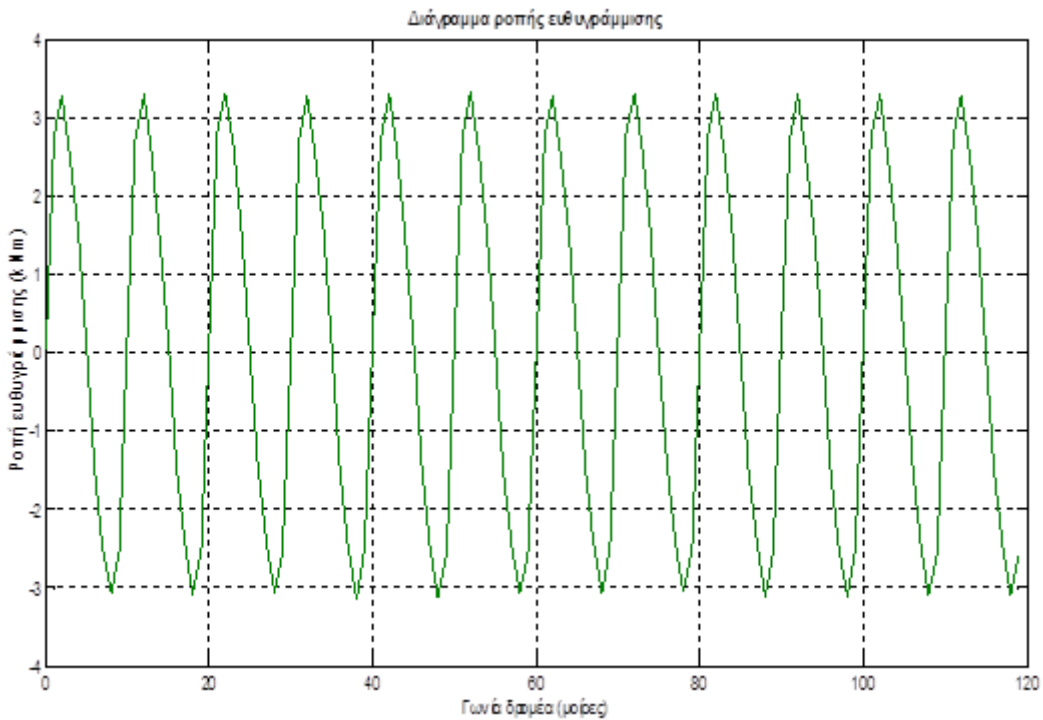
Από το Σχήμα 4.17 προκύπτει η ύπαρξη αρμονικών συνιστωσών υψηλής τάξης, η οποία επιβεβαιώνεται απ' τη φασματική ανάλυση της ηλεκτρεγερτικής δύναμης στο Σχήμα 4.18.

Μάλιστα, η υψηλή τιμή των αρμονικών 11^{ης} και 13^{ης} τάξης ήταν αναμενόμενη εξαιτίας του υψηλού συντελεστή τυλίγματος σ' αυτές τις τάξεις [21]:

$$k_{wv} = \frac{\sin\left(\frac{q \cdot v \cdot \gamma}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{v \cdot \gamma}{2}\right)} \Rightarrow k_{w11} = k_{w13} \cong 0.966 \quad (4.25)$$

4.5.2 Ροπή ευθυγράμμισης

Η ροπή ευθυγράμμισης μετρήθηκε μαζί με την ΗΕΔ σε κενό φορτίο, για περιστροφή του δρομέα κατά δύο πόλους (120°) με βήμα 1°:



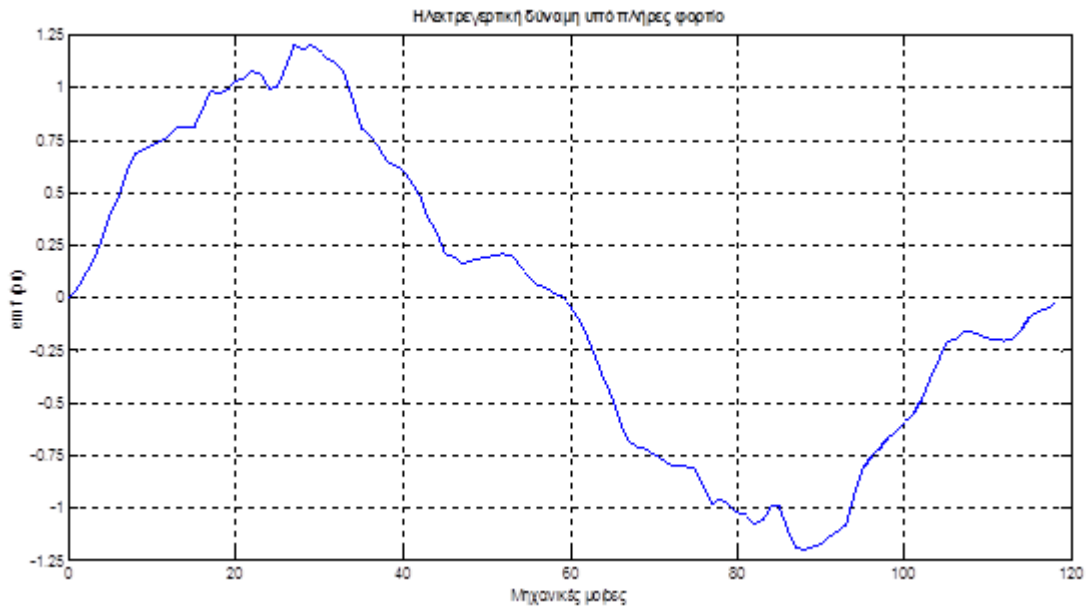
Σχήμα 4.19: Διάγραμμα ροπής ευθυγράμμισης συναρτήσει της γωνιακής θέσης δρομέα

Η μέγιστη τιμή ροπής ευθυγράμμισης είναι: 3.32 kNm.

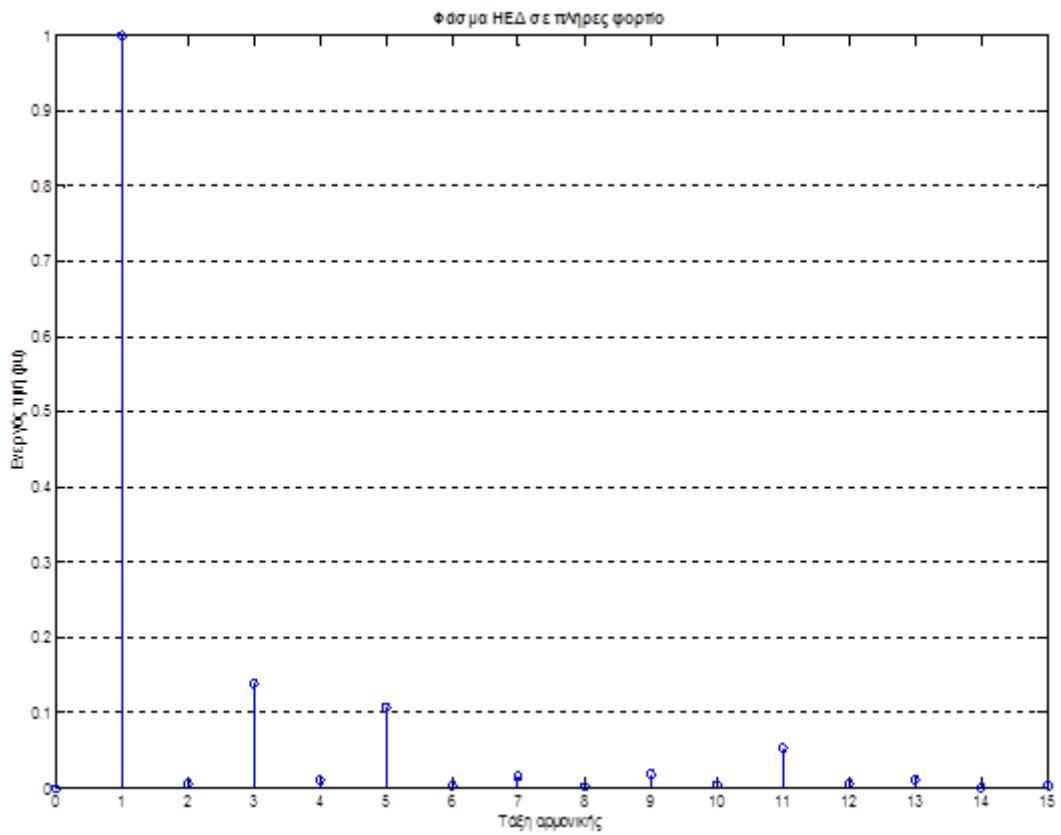
4.6 Ανάλυση της μηχανής σε πλήρες φορτίο

4.6.1 Ηλεκτρεγερτική δύναμη

Για την εξαγωγή της καμπύλης της ΗΕΔ σε σύγχρονη λειτουργία περιστράφηκε πάλι ο δρομέας της μηχανής κατά δύο πόλους με βήμα 1°, αυτή τη φορά όμως μεταβάλλονταν σύγχρονα και τα ρεύματα. Η καμπύλη δίνεται στο Σχήμα 4.20, μαζί με την φασματική της ανάλυση στο Σχήμα 4.21:



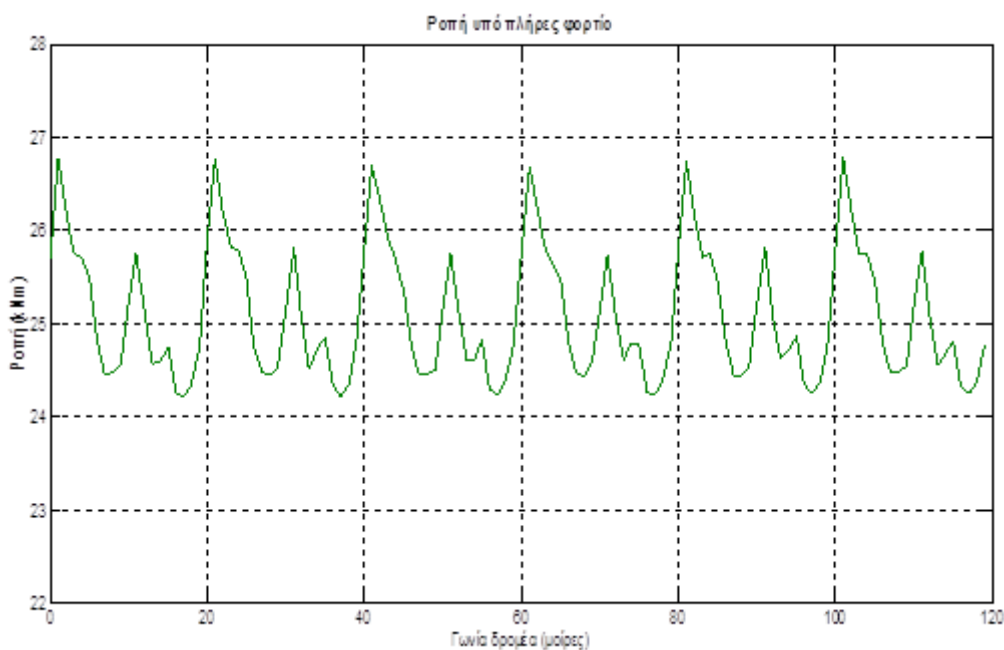
Σχήμα 4.20: ΗΕΔ σε ονομαστικό φορτίο



Σχήμα 4.21: Φασματική ανάλυση ΗΕΔ σε ονομαστικό φορτίο

4.6.2 Κυμάτωση ροπής

Στο Σχήμα 4.22 δίνεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή σε πλήρη φόρτιση συναρτήσει της γωνίας δρομέα:



Σχήμα 4.22: Ροπή συναρτήσει γωνιακής θέσης δρομέα σε ονομαστικό φορτίο

Η κυμάτωση ροπής υπολογίζεται απ' την ακόλουθη σχέση:

$$t_r = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{average}} \cdot 100\% = \frac{26.781 - 24.21}{25.087} \cdot 100\% = 10.2\% \quad (4.26)$$

4.6.3 Απώλειες πυρήνα

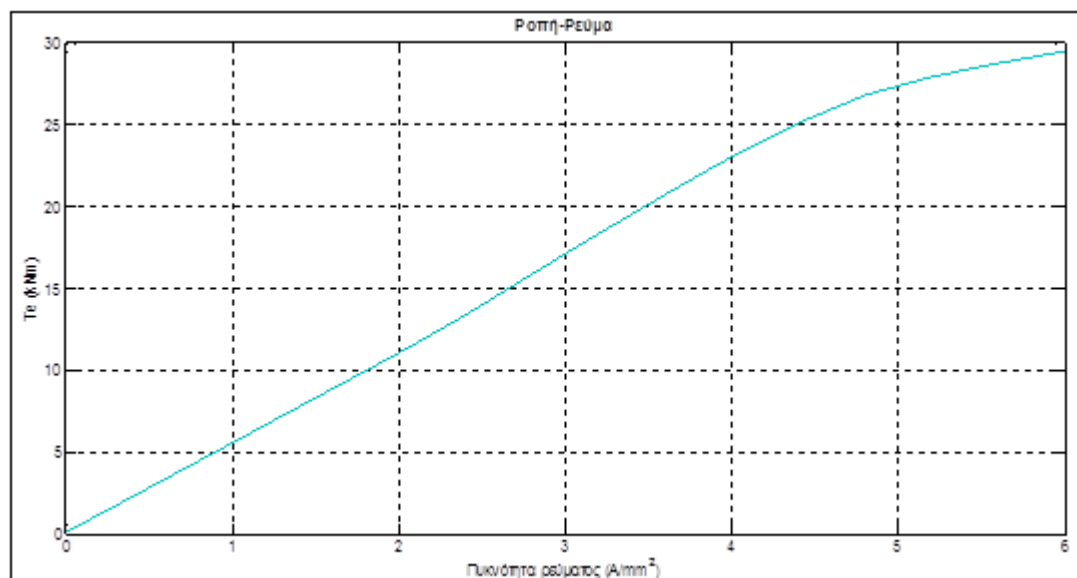
Σ' αυτό το βήμα οι απώλειες πυρήνα υπολογίζονται απ' τη συνάρτηση του David Meeker, όπως έγινε και στη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη.

Εφαρμόζοντας αυτή τη συνάρτηση, οι απώλειες πυρήνα προέκυψαν:

$$P_{core} = 7419 \text{ W} \quad (4.27)$$

4.7 Επίδοση

Η καμπύλη επίδοσης προέκυψε μεταβάλλοντας το φασικό ρεύμα από 50 έως 150% επί του ονομαστικού ρεύματος, δηλαδή για πυκνότητες ρεύματος 2-6 A/mm^2 (δεδομένου ότι το ονομαστικό ρεύμα αντιστοιχεί σε 4 A/mm^2).



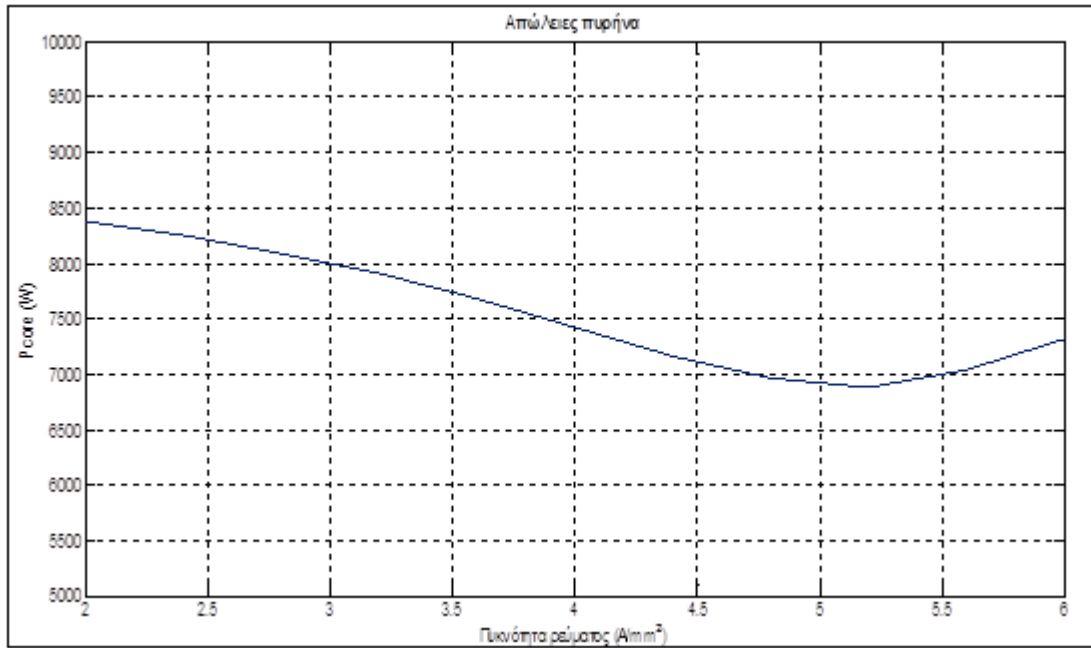
Σχήμα 4.23: Καμπύλη επίδοσης

Βλέπουμε ότι η ηλεκτρομαγνητική ροπή μεταβάλλεται γραμμικά για πυκνότητες φασικού ρεύματος περίπου έως 4.5 A/mm^2 , σε ονομαστικές στροφές. Για μεγαλύτερες πυκνότητες η χαρακτηριστική δεν είναι πλέον γραμμική, κάτι που υποδηλώνει ότι σε κατάσταση υπερφόρτισης ($J > 4 A/mm^2$), η μηχανή λειτουργεί κοντά στην περιοχή κορεσμού του σιδηρομαγνητικού υλικού του πυρήνα.

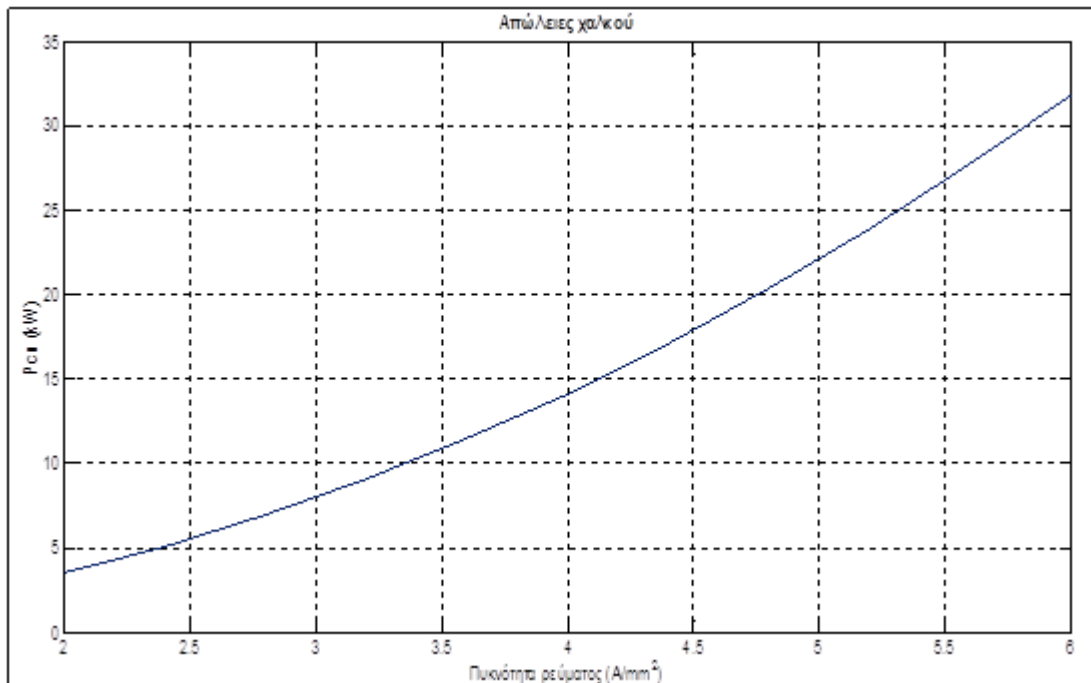
4.8 Απόδοση

Για την εξαγωγή της καμπύλης απόδοσης υπολογίστηκαν οι απώλειες της μηχανής για φασικό ρεύμα από 50 έως 150% επί του ονομαστικού (που αντιστοιχεί σε πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος 2-6 A/mm^2).

Στα επόμενα διαγράμματα δίνονται οι απώλειες πυρήνα και χαλκού:



Σχήμα 4.24: Απώλειες πυρήνα συναρτήσει πυκνότητας ρεύματος τυλίγματος

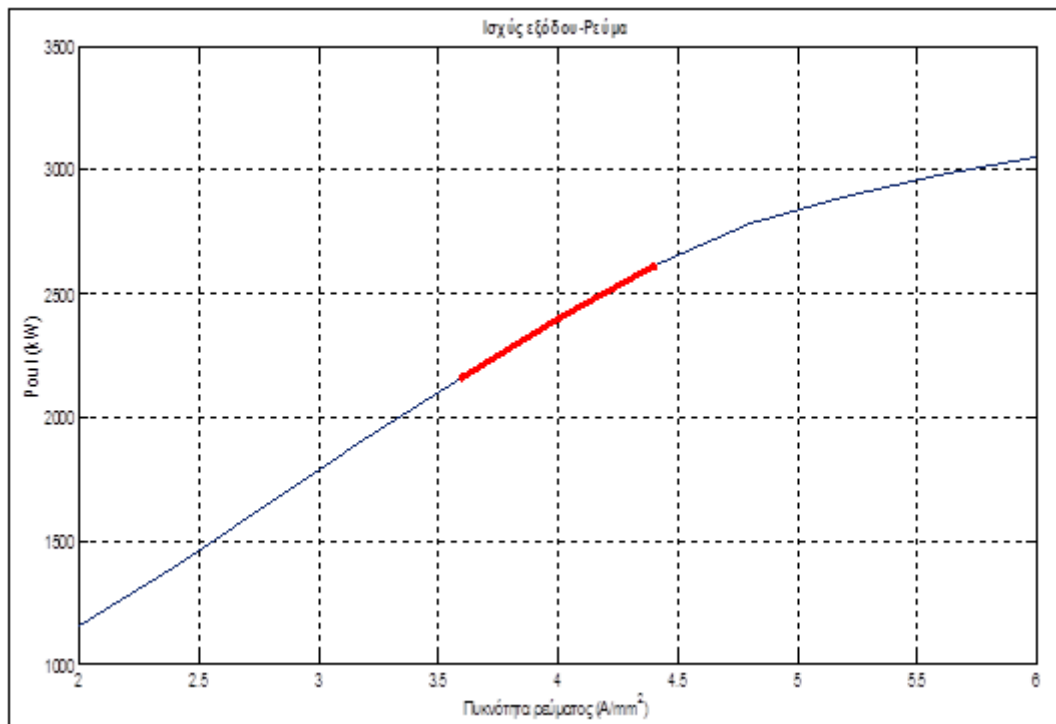


Σχήμα 4.25: Απώλειες χαλκού συναρτήσει πυκνότητας ρεύματος τυλίγματος

Η ισχύς εξόδου συναρτήσει του ρεύματος, όπως και στην γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη, προκύπτει απ' την σχέση:

$$P_{out} = T_e \cdot \omega_m - P_{Cu} \quad (4.28)$$

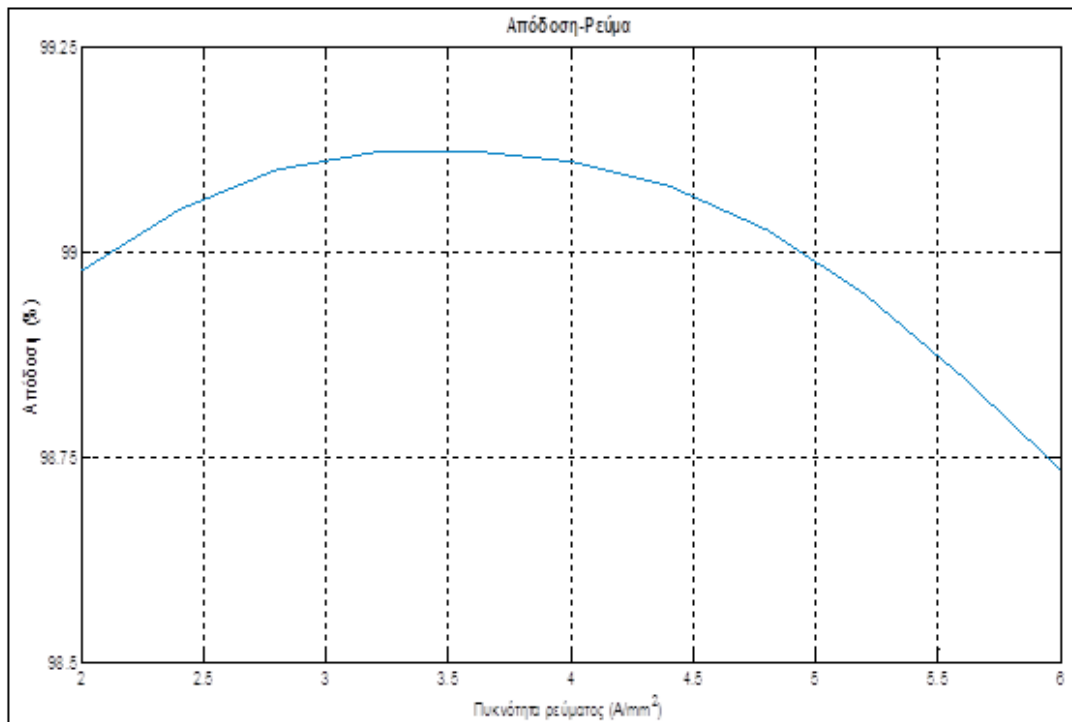
Γνωρίζοντας ροπή και απώλειες σχετικά με το ρεύμα και για τη θεωρούμενη ταχύτητα (1000 rpm), εξάγεται η χαρακτηριστική ισχύος-ρεύματος:



Σχήμα 4.26: Ισχύς εξόδου συναρτήσει πυκνότητας ρεύματος τυλίγματος

Κατόπιν δίνεται η απόδοση σε σχέση με το ρεύμα, η οποία υπολογίστηκε από τον τύπο:

$$\eta (\%) = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{Cu} + P_{core}} \cdot 100\% \quad (4.29)$$



Σχήμα 4.27: Απόδοση συναρτήσει πυκνότητας ρεύματος τυλίγματος

4.9 Εκτίμηση αυτεπαγωγών ευθέως και καθέτου άξονα μόνιμης κατάστασης γεννήτριας έκτυπων πόλων

Για τον υπολογισμό των αυτεπαγωγών ευθέως και καθέτου άξονα θα πρέπει να μηδενιστεί η διέγερση της γεννήτριας. Έτσι, το ρεύμα διέγερσης I_f τίθεται μηδέν. Επιπλέον, ο δρομέας ευθυγραμμίζεται με τον άξονα της φάσης A.

Στη συνέχεια, τα τυλίγματα των τριών φάσεων τροφοδοτούνται ως εξής:

$$\begin{aligned}
 I_a &= I_{max} \\
 I_b &= -0.5 \cdot I_{max} \\
 I_c &= -0.5 \cdot I_{max}
 \end{aligned}
 \tag{4.30}$$

Μ' αυτή την τροφοδοσία προκύπτει ρεύμα μόνο στον ευθύ άξονα ($I_q = 0$) που υπολογίζεται απ' τον μετασχηματισμό Park:

$$I_d = I_{max}
 \tag{4.31}$$

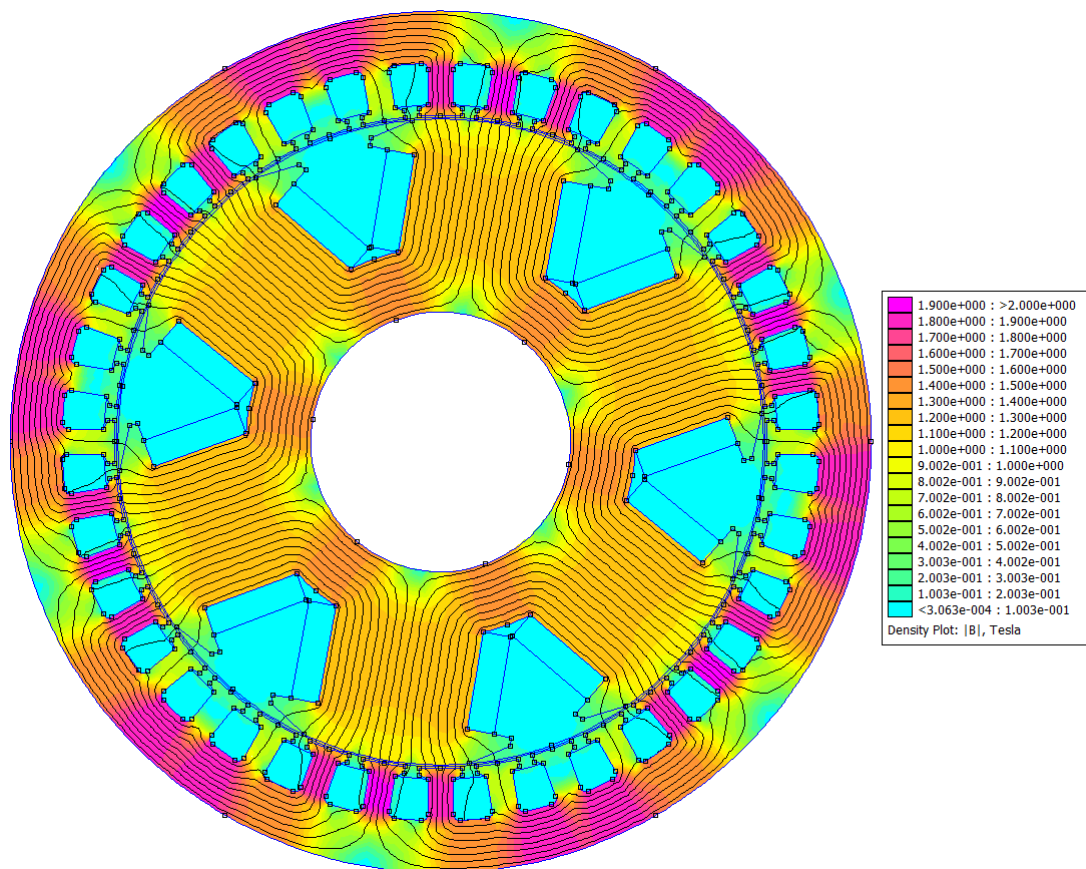
Μετρώντας στη συνέχεια την πεπλεγμένη ροή της φάσης A, με τον ίδιο τρόπο που χρησιμοποιήθηκε στην εξαγωγή της κυματομορφής της ΗΕΔ, η αυτεπαγωγή ευθέως άξονα δίνεται τελικά από τη σχέση [27]:

$$L_d = \frac{\Lambda_a}{I_a} = \frac{\Lambda_d}{I_d} \quad (4.32)$$

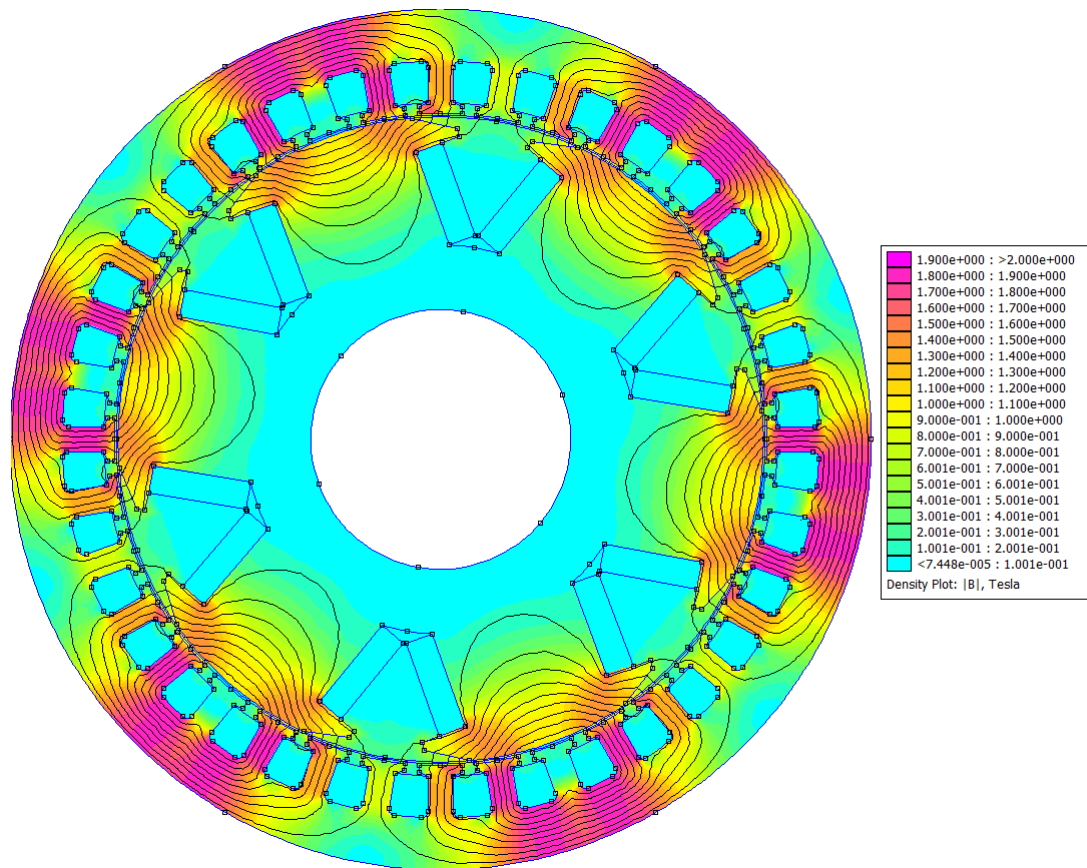
Θεωρώντας τις παραπάνω τιμές ρευμάτων και περιστρέφοντας τον δρομέα κατά 30° (δηλαδή μισό πολικό βήμα), ο άξονας της φάσης A ευθυγραμμίζεται με τον άξονα q. Η αυτεπαγωγή καθέτου άξονα υπολογίζεται πάλι από την σχέση:

$$L_q = \frac{\Lambda_a}{I_a} = \frac{\Lambda_q}{I_q} \quad (4.33)$$

Στα επόμενα δύο σχήματα δίνεται το μαγνητικό κύκλωμα της γεννήτριας κατά τον υπολογισμό των αυτεπαγωγών L_d , L_q αντίστοιχα:



Σχήμα 4.28: Μαγνητικό κύκλωμα κατά την τροφοδότηση των τυλιγμάτων μόνο με ρεύμα d-άξονα



Σχήμα 4.29: Μαγνητικό κύκλωμα κατά την τροφοδότηση των τυλιγμάτων μόνο με ρεύμα q -άξονα

Οι τιμές που προέκυψαν από την προσομοίωση των δύο παραπάνω καταστάσεων ήταν οι ακόλουθες:

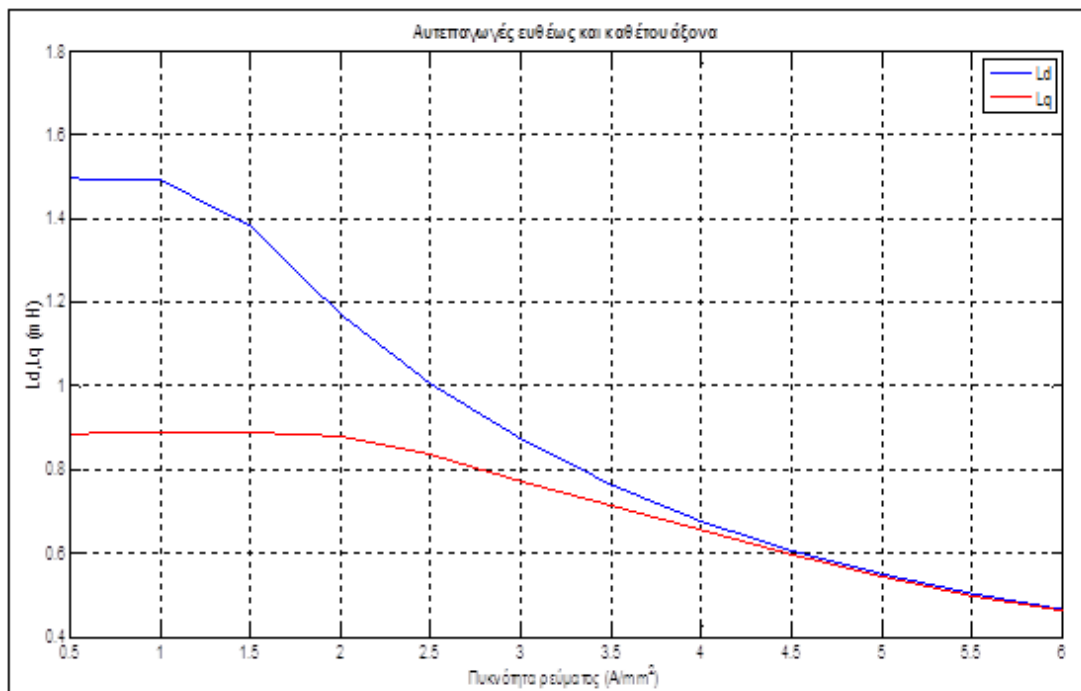
$$L_d = 0.67 \text{ mH} \quad (4.34)$$

$$L_q = 0.65 \text{ mH}$$

Κατόπιν, όπως και στη μηχανή μόνιμου μαγνήτη, μετρήθηκαν οι αυτεπαγωγές για ρεύμα γραμμής από 12.5 έως 150% επί του ονομαστικού (δηλαδή για πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος $0.5 - 6 \text{ A/mm}^2$). Η τροφοδοσία των τριών φάσεων ήταν ίδια:

$$\begin{aligned} I_a &= I \\ I_b &= -0.5 \cdot I \\ I_c &= -0.5 \cdot I \end{aligned} \quad (4.35)$$

Όπου I : $(12.5-150\%) \cdot I_n \cdot \sqrt{2}$. Τ' αποτελέσματα δίνονται στο Σχήμα 4.28:



Σχήμα 4.30: Διάγραμμα αυτεπαγωγών συναρτήσει της πυκνότητας ρεύματος τυλίγματος

Απ' το διάγραμμα βλέπουμε ότι οι αυτεπαγωγές μειώνονται απότομα για πυκνότητα ρεύματος μεγαλύτερη των $2 A/mm^2$, όποτε επέρχεται κορεσμός στο μαγνητικό κύκλωμα της μηχανής.

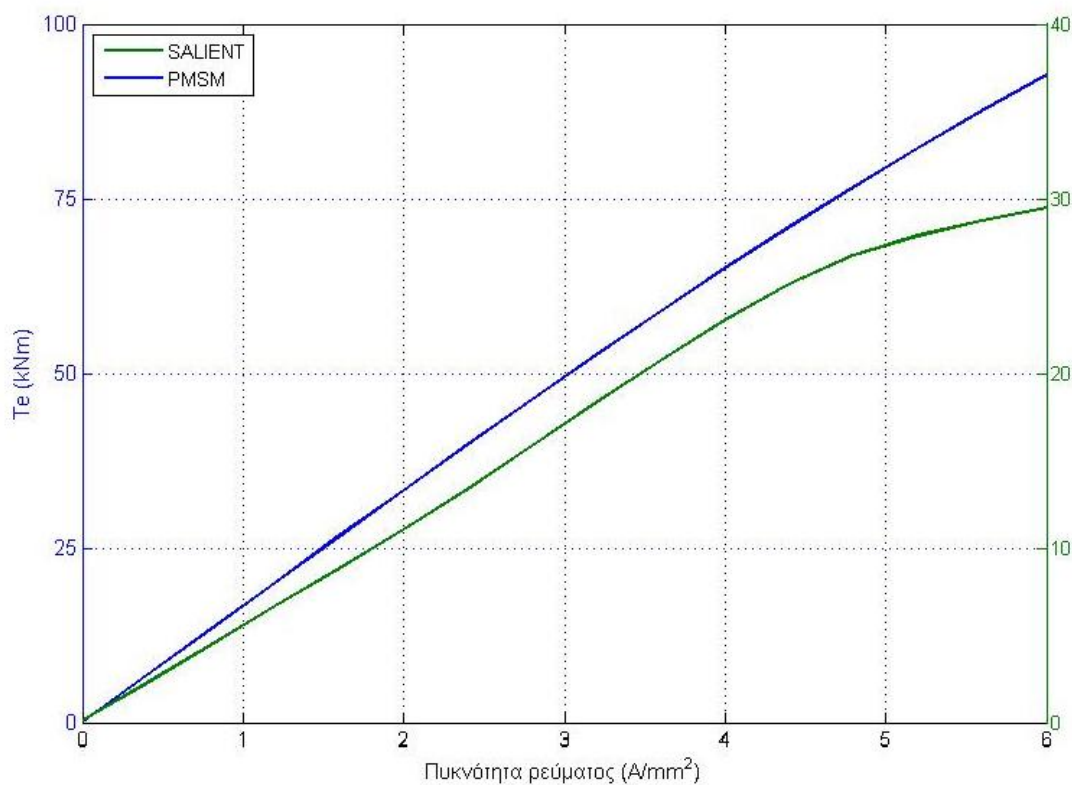
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΤΩΝ ΔΥΟ ΓΕΝΝΗΤΡΙΩΝ

5.1 Σύγκριση των χαρακτηριστικών της ηλεκτρομαγνητικής ροπής

5.1.1 Επίδοση

Κατά την ανάλυση των δύο γεννητριών μελετήθηκε η επίδοσή τους: μεταβάλλοντας την πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος από 0-6 A/mm² μετρήθηκε η ροπή στο μέσο του διακένου. Οι δύο χαρακτηριστικές δίνονται στο Σχήμα 5.1:



Σχήμα 5.1: Επίδοση γεννήτριας μόνιμων μαγνητών και έκτυπων πόλων

Προφανώς η ροπή της μηχανής μόνιμου μαγνήτη είναι κατά πολύ υψηλότερη, δεδομένου ότι η γεννήτρια έκτυπων πόλων αποδίδει την ίδια ονομαστική ισχύ σε μεγαλύτερη ταχύτητα (1000 rpm έναντι των 400 rpm της Σ.Γ.Μ.Μ.). Το βασικό που παρατηρούμε είναι ότι περίπου μετά τα 5 A/mm² η καμπύλη της μηχανής έκτυπων πόλων «γονατίζει» κάτι που υποδηλώνει τον κορεσμό του μαγνητικού της κυκλώματος, ενώ η χαρακτηριστική της γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη παραμένει

σχεδόν γραμμική σ' όλο το θεωρούμενο εύρος πυκνότητας ρεύματος. Αυτό σημαίνει ότι η μηχανή μονίμων μαγνητών θα' χει καλύτερη απόκριση σε κάποια ενδεχόμενη υπερφόρτιση ή βύθιση τάσης στο δίκτυο του πλοίου.

5.1.2 Ροπή ευθυγράμμισης

Προκειμένου να γίνει σύγκριση της ροπής ευθυγράμμισης των δύο μηχανών, υπολογίζεται ο δείκτης ροπής ευθυγράμμισης ως εξής:

$$t_c = \frac{T_{cog}}{T_{average}} \cdot 100\% \quad (5.1)$$

Πίνακας 5.1: Συντελεστής ροπής ευθυγράμμισης των δύο γεννητριών

Συντελεστής ροπής ευθυγράμμισης (%)	
Σ.Γ.Μ.Μ.	1.08
Γεννήτρια έκτυπων πόλων	13.23

Όπως βλέπουμε η μηχανή μόνιμου μαγνήτη παρουσιάζει πολύ μικρότερη ροπή ευθυγράμμισης συγκριτικά με την έκτυπων πόλων.

5.1.3 Κυμάτωση ροπής

Η κυμάτωση ροπής προσδιορίστηκε από τη μελέτη της σύγχρονης λειτουργίας των γεννητριών (σύγχρονη περιστροφή δρομέα και ρευμάτων στάτη) και στη συνέχεια υπολογίστηκαν οι συντελεστές κυμάτωσης από τη σχέση:

$$t_r = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{average}} \cdot 100\% \quad (5.2)$$

Οι συντελεστές δίνονται στον επόμενο πίνακα:

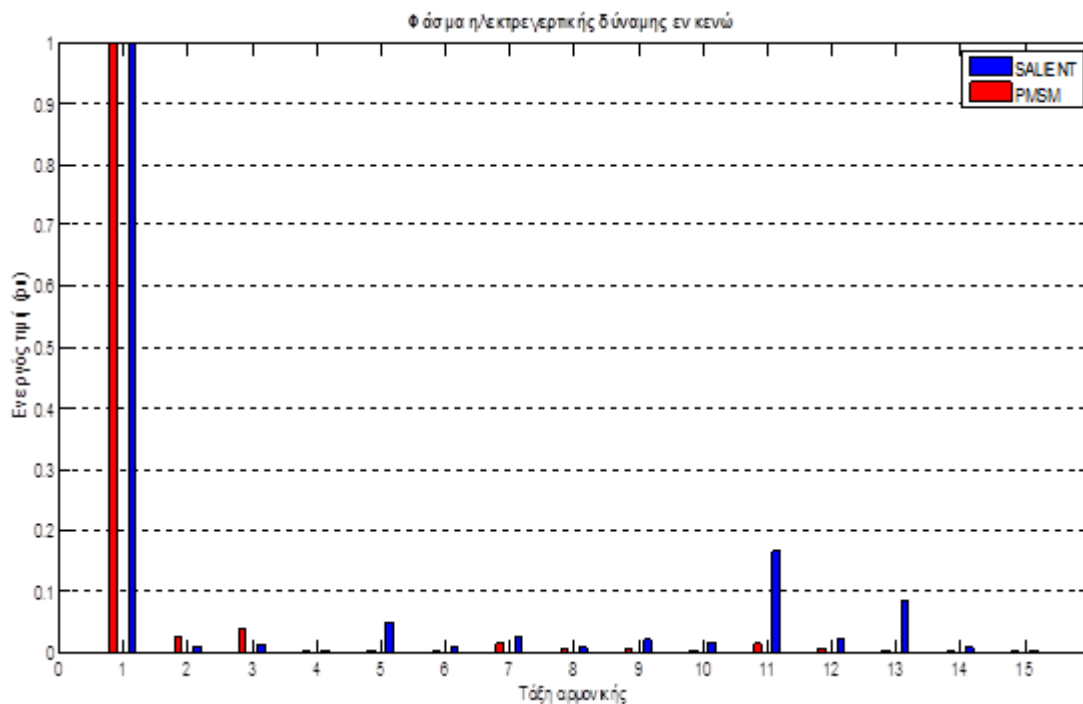
Πίνακας 5.2: Συντελεστής κυμάτωσης ροπής των δύο γεννητριών

Συντελεστής κυμάτωσης ροπής (%)	
Σ.Γ.Μ.Μ.	6.1
Γεννήτρια έκτυπων πόλων	10.2

Βάσει των ανωτέρω τιμών, η ποιότητα της ηλεκτρομαγνητικής ροπής της μηχανής μονίμων μαγνητών είναι καλύτερη ως προς την κυμάτωση, συγκριτικά με τη γεννήτρια έκτυπων πόλων.

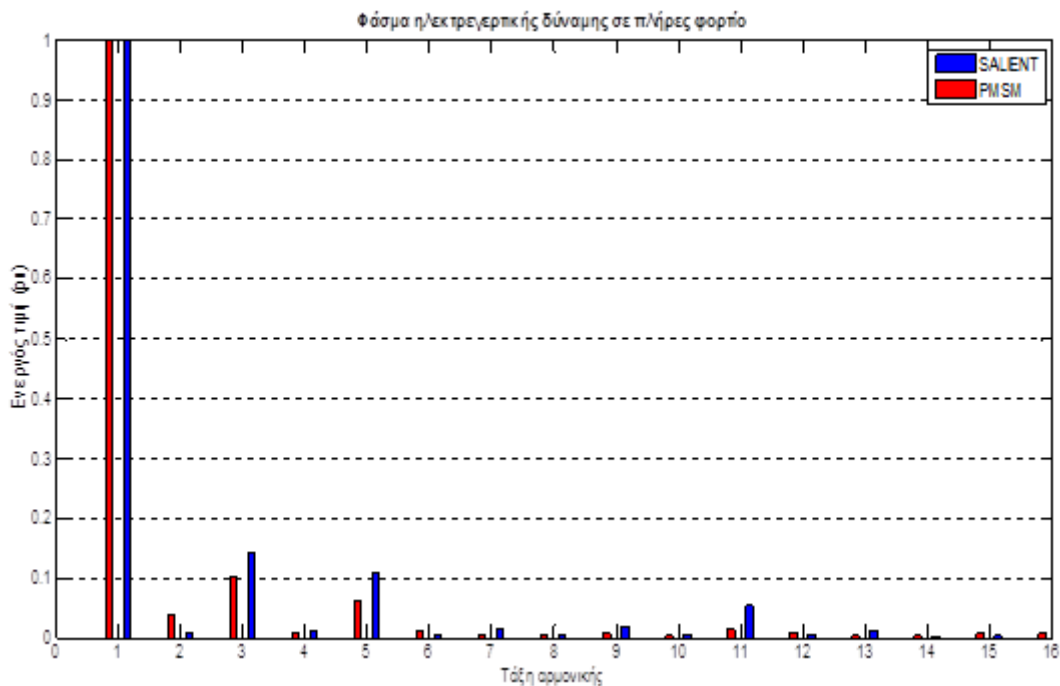
5.2 Ημιτονικότητα ΗΕΔ

Στα επόμενα δύο διαγράμματα δίνεται η φασματική ανάλυση της ΗΕΔ των δύο μηχανών, εν κενώ και σε πλήρες φορτίο αντίστοιχα:



Σχήμα 5.2: Φασματική ανάλυση ΗΕΔ εν κενώ γεννήτριας μονίμων μαγνητών και έκτυπων πόλων

Από την προσομοίωση σε κενό φορτίο προέκυψε ότι το αρμονικό περιεχόμενο της μηχανής έκτυπων πόλων είναι πολύ σημαντικότερο, ειδικά σε αρμονικές υψηλής τάξης (5^η, 11^η και 13^η). Σημειώνεται ότι και στα δύο διαγράμματα το πλάτος των αρμονικών εκφράζεται ως ποσοστό επί του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας.



Σχήμα 5.3: Φασματική ανάλυση ΗΕΔ υπό φορτίο γεννήτριας μονίμων μαγνητών και έκτυπων πόλων

Στη λειτουργία σε πλήρες φορτίο οι αρμονικές 3^{ης}, 5^{ης} και 11^{ης} τάξης της μηχανής έκτυπων πόλων εξακολουθούν να είναι ισχυρότερες.

Συνεπώς, προκύπτει ότι η επαγόμενη τάση της μηχανής μονίμων μαγνητών είναι περισσότερο ημιτονοειδής.

Τέλος, στον ακόλουθο πίνακα δίνονται οι RMS τιμές της θεμελιώδους συνιστώσας της ηλεκτρεγερτικής δύναμης εν κενώ και σε πλήρες φορτίο αντίστοιχα:

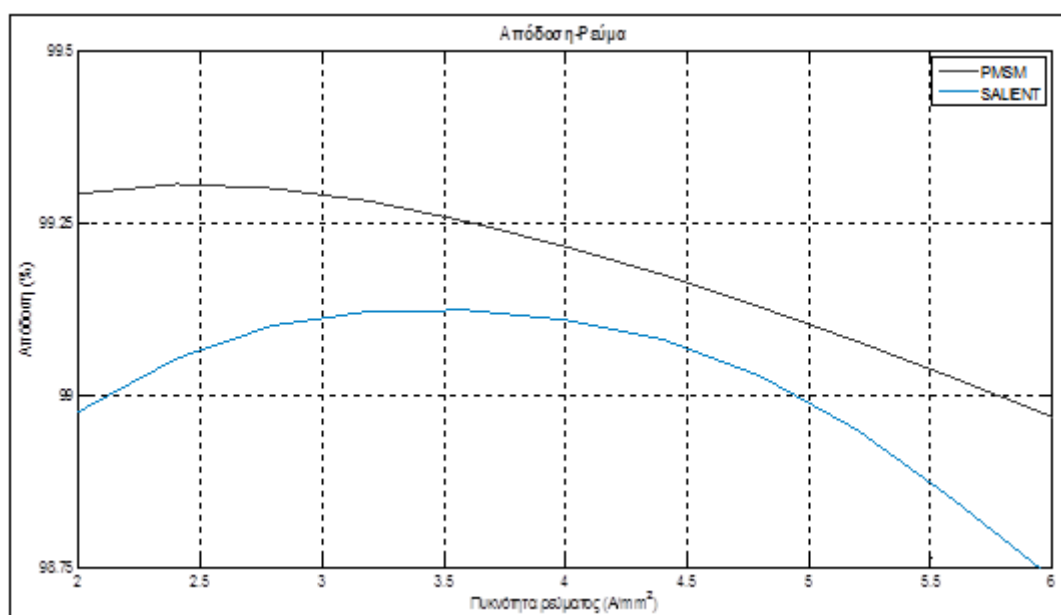
Πίνακας 5.3: Σύγκριση θεμελιώδους συνιστώσας ΗΕΔ των δύο γεννητριών

EMF (V)	Κενό φορτίο	Ονομαστικό φορτίο
Σ.Γ.Μ.Μ.	461	500
Γεννήτρια έκτυπων πόλων	470	425

Παρατηρούμε ότι στο κενό φορτίο δεν υπάρχουν σημαντικές αποκλίσεις, με την ΗΕΔ της έκτυπων πόλων να' ναι ελαφρώς μεγαλύτερη. Η σημαντικότερη απόκλιση στο ονομαστικό φορτίο οφείλεται στην ισχυρότερη αντίδραση οπλισμού της γεννήτριας μονίμων μαγνητών, η οποία επηρεάζει τη τιμή της ροής ανά πόλο στη σχέση υπολογισμού της ΗΕΔ.

5.3 Απόδοση

Κατά την ανάλυση ευαισθησίας τέθηκε ως απαίτηση η απόδοση της τελικής σχεδίασης να μην είναι χαμηλότερη του 98%. Επισημαίνεται πάλι ότι η τιμή αυτή είναι «ιδανική», δεδομένου ότι οι μηχανικές απώλειες και οι ανώτερες αρμονικές ρεύματος ή τάσης ακροδεκτών (ειδικά για τη γεννήτρια μονίμων μαγνητών που θεωρείται συνδεδεμένη σε μετατροπέα AC/DC/AC). Εν τούτοις, στο παρακάτω διάγραμμα γίνεται σύγκριση της απόδοσης των δύο μηχανών συναρτήσει του φασικού ρεύματος:



Σχήμα 5.4: Απόδοση συναρτήσει πυκνότητας ρεύματος γεννήτριας μονίμων μαγνητών και έκτυπων πόλων

Όπως βλέπουμε η απόδοση της Σ.Γ.Μ.Μ. είναι ελαφρώς υψηλότερη, κάτι που αποδίδεται στην καλύτερη επίδοσή της: όπως διαπιστώθηκε παραπάνω, για υψηλές πυκνότητες ρεύματος τυλίγματος ($> 4.5 \text{ A/mm}^2$), το μαγνητικό κύκλωμα της γεννήτριας έκτυπων πόλων οδηγείται σε κορεσμό, με αποτέλεσμα να μην αυξάνεται σημαντικά η ηλεκτρομαγνητική ροπή, ενώ οι απώλειες χαλκού αυξάνονται τετραγωνικά.

5.4 Παράμετροι ισοδυνάμου κυκλώματος

5.4.1 Αντίσταση ανά φάση

Η αντίσταση ανά φάση για τις δύο μηχανές υπολογίστηκε κατά την εξαγωγή της χαρακτηριστικής απωλειών χαλκού:

Πίνακας 5.4: Σύγκριση αντίστασης ανά φάση των δύο μηχανών

Αντίσταση R_s (Ω)	
Σ.Γ.Μ.Μ.	0.0013
Γεννήτρια έκτυπων πόλων	0.0010

Βλέπουμε ότι η αντίσταση ανά φάση της γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη είναι μεγαλύτερη, παρά τη χρήση τυλίγματος κλασματικού βήματος. Αυτό αποδίδεται στο γεγονός ότι η μηχανή αυτή έχει αρκετά μεγαλύτερη διάμετρο διακένου, με αποτέλεσμα το συνολικό μήκος του τυλίγματος μίας φάσης να' ναι μεγαλύτερο.

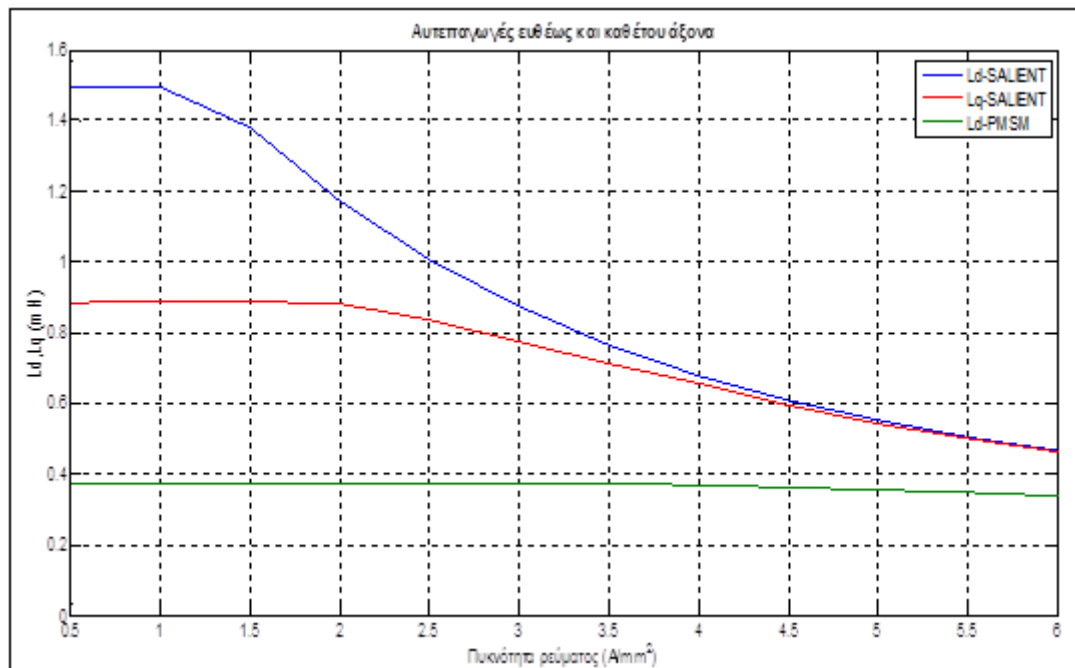
5.4.2 Αυτεπαγωγές ευθέως και καθέτου άξονα

Στα προηγούμενα κεφάλαια υπολογίστηκαν οι αυτεπαγωγές των δύο γεννητριών. Οι τιμές που παρατίθενται στον επόμενο πίνακα αντιστοιχούν σε ονομαστική πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος (4 A/mm^2):

Πίνακας 5.5: Σύγκριση αυτεπαγωγών ευθέως και καθέτου άξονα

	L_d (mH)	L_q (mH)
Σ.Γ.Μ.Μ.	0.37	0.37
Γεννήτρια έκτυπων πόλων	0.67	0.65

Στο Σχήμα 5.5 δίνεται η μεταβολή τους συναρτήσει της πυκνότητας ρεύματος:



Σχήμα 5.5: Αυτεπαγωγές συναρτήσει πυκνότητας ρεύματος γεννήτριας μόνιμων μαγνητών και έκτυπων πόλων

Οι αυτεπαγωγές της γεννήτριας έκτυπων πόλων είναι μεγαλύτερες συγκριτικά με την αυτεπαγωγή της μηχανής μόνιμου μαγνήτη, κάτι που υποδηλώνει ότι η πρώτη θα λειτουργεί σε χαμηλότερο συντελεστή ισχύος (αυτό άλλωστε θεωρήθηκε από την προκαταρκτική σχεδίαση: 0.8-επαγωγικός για τη Σ.Γ.Μ.Μ. και 0.7 για την έκτυπων πόλων). Ακόμη, η μεταβολή των αυτεπαγωγών της μηχανής έκτυπων πόλων με την πυκνότητα ρεύματος είναι πολύ μεγαλύτερη, πράγμα που δικαιολογείται από τον εντονότερο κορεσμό στο μαγνητικό της κύκλωμα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

6.1 Συμπεράσματα

Στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση και σύγκριση δύο ηλεκτρογεννητριών ισχύος 2.4 MW για εφαρμογές αξονικών γεννητριών πλοίου. Αρχικά σχεδιάστηκε μία 20-πολική γεννήτρια μονίμων μαγνητών ονομαστικής ταχύτητας 400 ΣΑΛ που θεωρήθηκε απ' ευθείας συνδεδεμένη στον άξονα της κύριας μηχανής πρόωσης του πλοίου, η οποία στη συνέχεια βελτιστοποιήθηκε μέσω ανάλυσης ευαισθησίας δύο γεωμετρικών παραμέτρων (πάχος δοντιού και τόξο μαγνήτη). Στη συνέχεια σχεδιάστηκε μία πιο διαδεδομένη τοπολογία αξονικής γεννήτριας: 6-πολική μηχανή έκτυπων πόλων ονομαστικής ταχύτητας 1000 ΣΑΛ, η οποία συνδέεται στο αξονικό σύστημα του πλοίου μέσω κιβωτίου, το οποίο διατηρεί σταθερή την ταχύτητά της, άρα και την ηλεκτρική της συχνότητα. Βασικό κριτήριο κατά την ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων των δύο μηχανών ήταν η βελτιστοποίηση της ροπής, χωρίς όμως να επιβαρυνθεί η απόδοσή τους. Γι' αυτό το λόγο έγινε μελέτη απωλειών χαλκού και πυρήνα για όλες τις διαφορετικές γεωμετρικές διαμορφώσεις που προσομοιώθηκαν. Το θεωρούμενο όριο απωλειών ήταν κάπως «συντηρητικό» (μόλις 2% επί της ονομαστικής ισχύος) διότι αγνοήθηκαν ορισμένα είδη απωλειών (απώλειες εξαιτίας ανώτερων αρμονικών συχνοτήτων των ρευμάτων και μηχανικές απώλειες).

Τα κυριώτερα συμπεράσματα που εξήχθησαν έχουν ως εξής:

- Η κατάλληλη προκαταρκτική σχεδίαση, θεωρώντας τυπικές τιμές διαστάσεων διακένου, ηλεκτρικής και μαγνητικής φόρτισης, μπορεί να προσδιορίσει σε ικανοποιητικό βαθμό τα χαρακτηριστικά της γεννήτριας. Πράγματι, μετά την ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων δεν μεταβλήθηκαν ιδιαίτερα οι θεωρούμενες γεωμετρικές μεταβλητές.
- Η μηχανή μόνιμου μαγνήτη που σχεδιάστηκε χαρακτηρίζεται από υψηλότερη πυκνότητα ισχύος, δεδομένου ότι παράγει πολύ υψηλότερη ροπή για ίδιο επίπεδο ονομαστικού ρεύματος.
- Η θεώρηση 20-πολικής μηχανής, που προκάλεσε αύξηση της ονομαστικής ηλεκτρικής συχνότητας, δεν επιβάρυνε ιδιαίτερα τις απώλειες πυρήνα στη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη, η απόδοση της οποίας εκτιμήθηκε εν γένει καλύτερη απ' αυτήν της μηχανής έκτυπων πόλων.
- Οι απώλειες των δύο μηχανών ήταν αρκετά περιορισμένες, όπως απαιτείται σε εφαρμογές επιπέδου ισχύος μερικών MW.

- Η τοπολογία συγκεντρωμένου τύλιγματος κλασματικού βήματος περιορίζει το αρμονικό περιεχόμενο της επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης, και ιδιαίτερα τις αρμονικές υψηλής τάξης.
- Η εμφάνιση υψηλότερου περιεχομένου ανώτερων αρμονικών συχνοτήτων στην ΗΕΔ της μηχανής έκτυπων πόλων δικαιολογείται θεωρητικά λόγω της υψηλής τιμής του συντελεστή τύλιγματος.
- Στην περίπτωση του συγκεντρωμένου τύλιγματος, ο αριθμός των αυλακιών είναι σχετικά μειωμένος, παρά την αύξηση του αριθμού των πόλων. Με τον τρόπο αυτό, ο χώρος για την τοποθέτηση των ελιγμάτων αυξήθηκε, με αποτέλεσμα την επίτευξη υψηλότερου συντελεστή πληρότητας χαλκού.

6.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης

Η επιστημονική συνεισφορά της παρούσας εργασίας εντοπίζεται στα παρακάτω σημεία:

- Ανάπτυξη μεθοδολογίας πλήρως παραμετροποιημένης σχεδίασης και εφαρμογή της σε δύο διαφορετικές μηχανές που προορίζονται για την ίδια εφαρμογή.
- Πρόταση κατάλληλης ανάλυσης ευαισθησίας γεωμετρικών παραμέτρων ώστε να επιτυγχάνεται συμβιβασμός μεταξύ των κριτηρίων επίδοσης (ροπή), και απόδοσης (απώλειες) των δύο μηχανών.
- Πρόταση καινοτομικής τοπολογίας αξονικής γεννήτριας, 20-πολικής μηχανής μόνιμου μαγνήτη με μη επικαλυπτόμενο τύλιγμα κλασματικού βήματος. Το τύλιγμα αυτό, παρόλο που εφαρμόζεται κατά κύριο λόγο σε μηχανές μικρότερης ισχύος, όπως αναδείχθηκε σε αυτή την εργασία μπορεί να υιοθετηθεί και σε γεννήτρια της τάξεως των μερικών MW, δίνοντας ικανοποιητικά χαρακτηριστικά επίδοσης, απόδοσης και ημιτονικότητας της επαγόμενης τάσης.
- Πρόταση τροποποίησης του συμβατικού μηχανικού συστήματος με την θεώρηση Σ.Γ.Μ.Μ. συνδεδεμένης μέσω ηλεκτρονικού μετατροπέα στο δίκτυο του πλοίου. Συγκεκριμένα, στο θεωρούμενο σύστημα η γεννήτρια συνδέεται απ' ευθείας στον άξονα της κύριας μηχανής, χωρίς την παρεμβολή κιβωτίου, το οποίο αφ' ενός προκαλεί μηχανικές απώλειες, αφ' ετέρου χρειάζεται σημαντική συντήρηση και μειώνει την αξιοπιστία του όλου συστήματος. Ακόμη, με αυτή τη διαμόρφωση, η γεννήτρια απομακρύνεται μηχανικά από τον άξονα της προπέλας, οπότε μειώνονται οι ταλαντώσεις και οι αντίστοιχες μηχανικές καταπονήσεις της.

6.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση

Με την ολοκλήρωση της εργασίας αναδείχτηκαν τα παρακάτω θέματα που είναι σκόπιμο να διερευνηθούν μελλοντικά:

- Μελέτη της αντίστροφης λειτουργίας της μηχανής μόνιμου μαγνήτη, ως κινητήρα πρόωσης σε περίπτωση έκτακτης ανάγκης.
- Θεώρηση επιπλέον κριτηρίων κατά τη βελτιστοποίηση των μηχανών, ειδικά της γεννήτριας έκτυπων πόλων, όπως την ελαχιστοποίηση ροπής ευθυγράμμισης και της κυμάτωσης ροπής.
- Προσδιορισμός των παραμέτρων του δυναμικού μοντέλου των δύο γεννητριών, έτσι ώστε να διευκολυνθεί η μελέτη της μεταβατικής τους συμπεριφοράς και της απόκρισής τους σε σφάλμα στο ηλεκτρικό δίκτυο του πλοίου.
- Συνδυασμένη μοντελοποίηση της γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη με μετατροπέα ΕΡ/ΣΡ/ΕΡ (AC/DC/AC), έτσι ώστε να μελετηθεί η συμπεριφορά της (ροπή, απώλειες, ποιότητα ισχύος) σε πιο ρεαλιστικές λειτουργικές συνθήκες.
- Κατασκευή και πειραματική επιβεβαίωση των λειτουργικών χαρακτηριστικών της σύγχρονης γεννήτριας μόνιμων μαγνητών.

Βιβλιογραφία

- [1] "ΕΞΕΛΙΞΕΙΣ ΣΤΗΝ ΗΛΕΚΤΡΟΠΡΩΣΗ ΠΛΟΙΩΝ ΚΑΙ ΑΝΑΣΚΟΠΗΣΗ ΖΗΤΗΜΑΤΩΝ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ ΣΤΟ ΠΛΗΡΩΣ ΕΞΗΛΕΚΤΡΙΣΜΕΝΟ ΠΛΟΙΟ": Ι.Μ. Προυσαλίδης, Γ. Αντωνόπουλος, Ι. Κ. Γύπαρης, Π. Βαλλιανάτος (2006).
- [2] "ΗΛΕΚΤΡΟΠΡΩΣΗ ΠΛΟΙΩΝ ΚΑΙ ΠΛΗΡΩΣ ΕΞΗΛΕΚΤΡΙΣΜΕΝΟ ΠΛΟΙΟ : ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΠΟΙΟΤΗΤΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ": Ι.Μ. Προυσαλίδης, Ι.Κ. Χατζηλάου, Ε. Στυβακτάκης, Φ. Κανέλλος, Ν. Χατζηαργυρίου, Χ. Φραγκόπουλος, Η. Σοφράς (2006).
- [3] "Studying ship electric energy systems with shaft generator": J. Prousalidis, I.K. Hatzilau, P. Michalopoulos, I. Pavlou, D. Muthumuni (2005).
- [4] "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines : Opportunities and Challenges": Ayman M. EL-Refaie, Senior Member, IEEE (IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2010).
- [5] "Techno-Economic Comparison of Operational Aspects for Direct Drive and Gearbox-Driven Wind Turbines": David McMillan, Graham W. Ault (IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, 2010).
- [6] "Comparison of Direct-Drive and Geared Generator Concepts for Wind Turbines": Henk Polinder, Frank F. A. Van DerPijl, Gert-jan De Vilder, Peter J. Tavner (IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, 2006).
- [7] "A Direct Drive Wind Turbine HTS Generator": Clive Lewis, Jens Müller (2007).
- [8] "2-D Mechanical and Magnetic Analysis of a 10 MW Doubly Fed Induction Generator for Direct-Drive Wind Turbines": V. Delli Colli, F. Marignetti, C. Attaianesi (2009).
- [9] "Shaft Generators for the MC and ME Engines", MAN B&W Diesel A/S, Copenhagen, Denmark.
- [10] "Σχεδίαση και βελτιστοποίηση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης", Αναστάσιος Βήχος (Διπλωματική Εργασία, 2009).
- [11] "Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications": Florence Meier (PHD thesis, School of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology (KTH), division of Electrical Machines and Power Electronics, Stockholm, 2008).
- [12] "Design optimization and site matching of direct-drive permanent magnet wind power generator systems": H. Li, Z. Chen (Published by Elsevier Ltd., 2008).

[13] "Loss evaluation and design optimization for direct driven permanent magnet synchronous generators for wind power": Sandra Eriksson, Hans Bernhoff (Published by Elsevier Ltd., 2011).

[14] "Eddy-Current Loss Prediction in the Rotor Magnets of a Permanent Magnet Synchronous Generator With Modular Winding Feeding a Rectifier Load": Yunkai Huang, Jianning Dong, Long Jin, Jianguo Zhu, Youguang Guo (IEEE Transactions on Magnetics, 2011).

[15] "Parasitic Effects in PM Machines with Concentrated Windings": Freddy Magnussen, Heinz Lendenmann (IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2007).

[16] "Synthesis of High Performance PM Motors With Concentrated Windings": J. Cros, P. Viarouge (IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, 2002).

[17] "Comparison of Induction Machine Performance with Distributed and Fractional-Slot Concentrated Windings": Ayman M. EL-Refaei, Manoj R. Shah (Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08).

[18] "Performance comparison of IPMSM with distributed and concentrated windings": Soon-O Kwon, Sung-Il Kim, Peng Zhang, Jung-Pyo Hong (Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE).

[19] "Design, Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low-Speed Direct-Driven Mixer": Florence Libert (Department of Electrical Engineering (ETS), Royal Institute of Technology (KTH), division of Electrical Machines and Power Electronics (EME), Stockholm, 2008).

[20] "Evaluation of Interior PM and Surface PM Synchronous Machines with Distributed and Concentrated Windings": Alfredo R. Muñoz, Feng Liang, Michael W. Degner (Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE).

[21] "Design of Rotating Electrical Machines": Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen and Valeria Hrabovcova (2008 John Wiley & Sons).

[22] "Performances comparison of induction motors and surface mounted PM motor for POD marine propulsion": R. Lateb, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, A. Mirzaian, J. Enon, A. Sarribouette (Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference).

[23] Periodic Boundaries with Rotating Machines,
<http://www.femm.info/wiki/PeriodicBoundaries>

- [24] Neodymium (NdFeB) 40UH demagnetization data, https://www.hkcm.de/HKCM_demag_data.php?l=en&gr=40UH
- [25] “Σύγκριση Απωλειών Πυρήνα Άμορφου Σιδήρου και Μαγνητικής Λαμαρίνας για Εφαρμογές Μηχανών Μονίμων Μαγνητών”: Δούκας Π. Αναστάσιος (Διπλωματική εργασία, 2012).
- [26] Copper properties, <http://www.cirris.com/testing/temperature/copper.html>
- [27] “Electrical Machine Analysis Using Finite Elements”: Nicola Bianchi (CRC Press, Taylor & Francis Group, LLC, 2005).
- [28] “Design Techniques for Reducing the Cogging Torque in Surface-Mounted PM Motors”: Nicola Bianchi, Silverio Bolognani (IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2002).
- [29] Iron Loss Calculation in PM synchronous machines, David Meeker, <http://www.femm.info/wiki/CoreLossCalculation>
- [30] Permalloy, Wikipedia, <http://en.wikipedia.org/wiki/Permalloy>
- [31] Neodymium magnet, Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Neodymium_magnet