



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

**Σχεδίαση και ανάλυση λειτουργίας κινητήρα εσωτερικών  
μονίμων μαγνητών διπλής στρώσης για εφαρμογές  
ηλεκτρικών οχημάτων**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

Γεώργιος Αλπογιάννης

**Επιβλέπων :** Αντώνιος Κλαδάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Δεκέμβριος 2013





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

**Σχεδίαση και ανάλυση λειτουργίας κινητήρα εσωτερικών  
μονίμων μαγνητών διπλής στρώσης για εφαρμογές  
ηλεκτρικών οχημάτων**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**Γεώργιος Αλπογιάννης**

**Επιβλέπων :** Αντώνιος Κλαδάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 7<sup>η</sup> Ιανουαρίου 2014.

.....

Αντώνιος Κλαδάς  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....

Στέφανος Μανιάς  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....

Σταύρος Παπαθανασίου  
Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Δεκέμβριος 2013

.....  
Γεώργιος Αλπογιάννης

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

Copyright © Γεώργιος Αλπογιάννης, 2013

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## **Ευχαριστίες**

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή μου κ. Αντώνη Κλαδά, για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με την παρούσα εργασία, και τις γνώσεις που μου προσέφερε καθ'όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Ιδιαίτερος ευχαριστώ τον Υποψήφιο Διδάκτορα κ. Θανάση Σαριγιαννίδη, για την καθοδήγηση, την υποστήριξη, τις υποδείξεις και την πολύ καλή συνεργασία, κατά την εκπόνηση της παρούσας εργασίας.

Τέλος, ευχαριστώ τους συμφοιτητές μου Νίκο Δημόπουλο, Δημήτρη Αγριοστάθη και Λυδία Πολύζου, για τη βοήθεια που μου προσέφεραν από την ανάληψη μέχρι την ολοκλήρωση της εργασίας.



## Περίληψη

Κύριο αντικείμενο της παρούσας εργασίας είναι η σχεδίαση ενός ηλεκτρικού κινητήρα Εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών (E.M.M.) διπλής στρώσης για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων (Electric Vehicle). Η μεθοδολογία σχεδίασης βασίστηκε σε δισδιάστατη πεδιακή ανάλυση πεπερασμένων στοιχείων, ενώ η λειτουργία του κινητήρα προσομοιώθηκε υπό τεχνική διανυσματικού ελέγχου, προκειμένου να επιβεβαιωθεί η καταλληλότητα της προτεινόμενης διαμόρφωσης κινητήρα για τη δεδομένη κατηγορία προβλημάτων.

Αρχικά πραγματοποιήθηκε βιβλιογραφική διερεύνηση των μηχανών E.M.M. όσον αφορά τα χαρακτηριστικά λειτουργίας και την κυκλωματική μοντελοποίηση τους. Κατόπιν διερευνήθηκαν τα κυριότερα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των μηχανών E.M.M., ενώ εξετάστηκαν οι διαφορετικές γεωμετρικές τους διαμορφώσεις σε συνδυασμό με τις αντίστοιχες εφαρμογές.

Ως δεύτερο βήμα, επιλέχθηκε ως εφαρμογή, ένα μικρό ηλεκτρικό οχήμα πόλης, και εξήχθησαν οι βασικές προδιαγραφές της προς σχεδίαση μηχανής. Ακολούθησε η προκαταρκτική σχεδίαση του κινητήρα, έτσι ώστε να προκύψει η βασική διαστασιολόγηση της μηχανής, με βάση εμπειρικές και αναλυτικές σχέσεις. Ακολούθως πραγματοποιήθηκε η τελική σχεδίαση της μηχανής, με την ανάπτυξη μιας παραμετροποιημένης γεωμετρικής αναπαράστασης του κινητήρα σε συνδυασμό με ένα δισδιάστατο μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων. Η παραμετροποιημένη σχεδίαση πραγματοποιήθηκε για δύο διαφορετικές τοπολογίες στάτη: Μία για συγκεντρωμένο τύλιγμα διπλής στρώσης ( $Q=6$ ) και μία για διανεμημένο τύλιγμα με 3 αύλακες / πόλο και φάση ( $Q=36$ ). Τα δύο μοντέλα υποβλήθηκαν σε σύγκριση ως προς την επίδοση και την απόδοση, με το διανεμημένο τύλιγμα να επιλέγεται για την τελική σχεδίαση.

Στη συνέχεια, πραγματοποιήθηκε ανάλυση ευαισθησίας, με στόχο τη βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του στάτη, του μαγνήτη, καθώς και των φραγμάτων ροής αέρα. Η οριστική γεωμετρία, όπως προέκυψε μετά την ανάλυση ευαισθησίας, εμφανίζει μειωμένη κυμάτωση ροπής και αρμονική παραμόρφωση τάσης, σε σχέση με την αρχική.

Τέλος, προσομοιώθηκε η οδήγηση της σχεδιασμένης μηχανής υπό διανυσματικό έλεγχο, τροποποιώντας ένα υπάρχον αρχικό μοντέλο ελέγχου, ώστε να λαμβάνονται υπόψιν οι μεταβολές των αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα ( $L_d, L_q$ ) συναρτήσεως του ρεύματος οπλισμού. Επιπλέον, πραγματοποιήθηκε ένταξη δεδομένων κύκλων οδήγησης στο αρχικό μοντέλο, και διενεργήθηκαν προσομοιώσεις τόσο για αστικό όσο και για υπεραστικό κύκλο. Κατόπιν, πραγματοποιήθηκε πεδιακή ανάλυση της μηχανής σε λειτουργία εξασθένησης πεδίου, με τη βοήθεια του προγράμματος Femm.

Κατά την εκπόνηση της παρούσας εργασίας, χρησιμοποιήθηκαν τα εργαλεία λογισμικού Matlab/Simulink και FEMM.

**Λέξεις κλειδιά:** Μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών, μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων, παραμετροποιημένη σχεδίαση μηχανής, συγκεντρωμένο και διανεμημένο τύλιγμα, βελτιστοποίηση γεωμετρίας, διανυσματικός έλεγχος, εξασθένηση πεδίου.

## **Abstract**

The main objective of this work is the design of a double layer Interior Permanent Magnet (E.M.M.) electric motor for Electric Vehicle (EV) drive applications. The design methodology is based on two dimensional finite element field analysis while the motor operation has been simulated under vector control technique, in order to check the proposed motor configuration suitability for this class of problems.

In a first step a literature survey on IPM motors has been undertaken, focusing on their operating characteristics and respective equivalent circuit modeling. The main advantages and disadvantages of E.M.M. motors have been investigated while different geometrical configurations have been examined in conjunction with the corresponding applications.

In a second step, the case of a city small electric vehicle has been considered and the respective motor specifications have been determined. The motor preliminary design has been undertaken, enabling determination of the basic machine dimensions by using empirical and analytical formulae. Subsequently, the final design has been performed by developing a parameterized geometrical motor representation combined with a two dimensional finite element model.

Parametric design has been implemented for two different stator topologies: a fractional slot concentrated winding stator involving six stator slots ( $Q = 6$ ) and a distributed winding stator with three slots per pole and phase involving thirty six stator slots ( $Q = 36$ ). The two stator configurations were compared on the basis of their performance and efficiency, resulting in selection of the distributed winding case for the final design stage.

Then, sensitivity analysis has been performed in order to achieve stator, magnet and flux-barriers geometries optimization. The final geometry adopted, resulting from the sensitivity analysis undertaken, involves significantly reduced torque ripple and voltage harmonic distortion, compared to the original design.

Finally, the vector control drive of the designed machine was simulated by conveniently modifying an existing model in order to account for the direct and quadrature axes inductances ( $L_d$ ,  $L_q$ ) variations with the armature current. In addition, drive cycle data were introduced in the model, and simulations were performed for both urban and inter-urban cycles. Last, an electromagnetic analysis at flux weakening operation of the designed motor was carried out, using Femm.

In the present work the software tools Matlab/Simulink and FEMM have been implemented.

**Keywords:** Interior Permanent Magnet machines, finite element method, parametric design tool, concentrated and distributed windings, geometry optimization, vector control technique, flux weakening operation.



## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b>	12
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	<b>ΜΗΧΑΝΕΣ ΕΣΩΤΕΡΙΚΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ</b>	
2.1	<b>Εισαγωγή στις μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών (IPM)</b>	14
2.2	Γεωμετρικές διαμορφώσεις των μηχανών E.M.M.	16
2.3	<b>Πλεονεκτήματα-μειονεκτήματα μηχανών E.M.M.</b>	19
2.3.1	Πλεονεκτήματα μηχανών E.M.M.	19
2.3.2	Εξασθένιση Πεδίου (Field Weakening)	21
2.3.3	Μειονεκτήματα μηχανών E.M.M.	23
2.4	<b>Εφαρμογές των μηχανών E.M.M.</b>	24
2.4.1	Ηλεκτρικά οχήματα	24
2.4.2	Αιολική ενέργεια – Ανεμογεννήτριες	25
2.4.3	Σερβοκινητήρες και άξονες εργαλειομηχανών	26
2.4.4	Κλιματιστικά συστήματα θέρμανσης-ψύξης με Inverter	26
2.5	<b>Το μαθηματικό μοντέλο της μηχανής E.M.M.</b>	27
2.5.1	Το πλαίσιο αναφοράς d-q	27
2.5.2	Ισοδύναμο κύκλωμα	28
2.5.3	Αναλυτικές σχέσεις μηχανής IPM	29
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	<b>ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ</b>	
3.1	<b>Κατασκευαστικά υλικά ηλεκτρικών μηχανών</b>	32
3.1.1	Σιδηρομαγνητικά υλικά	32
3.1.2	Μόνιμοι μαγνήτες	35
3.2	<b>Θεμελιώδεις σχέσεις προκαταρκτικής σχεδίασης</b>	36
3.2.1	Ειδικές φορτίσεις	37
3.2.2	Ηλεκτρικά μεγέθη	38
3.2.3	Μηχανικά μεγέθη	39
3.3	<b>Πεδιακή ανάλυση με πεπερασμένα στοιχεία</b>	39
3.3.1	Μαγνητοστατικά προβλήματα	40
3.3.2	Οριακές συνθήκες	41
3.3.3	Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων	41

3.3.4	Το πρόγραμμα ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων femm	42
3.4	<b>Τυλίγματα ηλεκτρικών μηχανών</b>	42
3.4.1	Συγκεντρωμένο και Διανεμημένο τυλίγμα	43
3.4.2	Τύλιγμα πλήρους και κλασματικού βήματος	45
3.4.3	Τύλιγμα απλής και διπλής στρώσης	48
3.4.4	Άκρα τυλίγματος	49
3.4.5	Ασύμμετρη μαγνητική έλξη	50
3.5	<b>Απώλειες ηλεκτρικών μηχανών</b>	52
3.5.1	Απώλειες χαλκού	52
3.5.2	Απώλειες πυρήνα	52

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 **ΠΡΟΚΑΤΑΡΚΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ Ε.Μ.Μ. ΙΣΧΥΟΣ 25 KW**

4.1	<b>Προδιαγραφές ηλεκτρικού οχήματος</b>	56
4.1.1	Μοντελοποίηση των βασικών δυνάμεων που ασκούνται στο όχημα	56
4.1.2	Σύστημα μετάδοσης	62
4.1.3	Κύκλοι Οδήγησης	63
4.1.4	Εξαγωγή προδιαγραφών ηλεκτρικού κινητήρα	66
4.2	<b>Προκαταρκτική σχεδίαση μηχανής Ε.Μ.Μ. 25 KW</b>	68
4.2.1	Διαστασιολογηση διακένου	69
4.2.2	Μελέτη στάτη	72
4.2.3	Μελέτη δρομέα	75
4.3	<b>Μοντελοποίηση Απωλειών στο Femm</b>	78
4.3.1	Μοντελοποίηση απωλειών Χαλκού	78
4.3.2	Μοντελοποίηση απωλειών πυρήνα	80

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 **ΟΡΙΣΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΕ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ ΑΝΑΛΥΣΗΣ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ**

5.1	<b>Εισαγωγή</b>	82
5.2	<b>Σύγκριση μοντέλων συγκεντρωμένου-διανεμημένου</b>	83
5.2.1	Χαρακτηριστική ροπής-γωνίας δ	86
5.2.2	Ονομαστική Ροπή	88
5.2.3	Επαγόμενη Αντι-ΗΕΔ	90

5.2.4	Απώλειες	90
5.3	<b>Ανάλυση ευαισθησίας παραμαέτρων της αρχικής σχεδίασης</b>	91
5.3.1	Βελτιστοποίηση παραμέτρων στάτη	91
5.3.2	Βελτιστοποίηση παραμέτρων μαγνήτη	96
5.3.3	Βελτιστοποίηση παραμέτρων φραγμάτων ροής αέρα	98
5.3.4	Γέφυρες σιδήρου (iron bridges)	103
5.5	Σύγκριση αρχικής-τελικής γεωμετρίας	104
5.6	<b>Υπολογισμός αυτεπαγωγών ευθύ q άξονα</b>	106
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	<b>ΟΔΗΓΗΣΗ ΜΗΧΑΝΗΣ Ε.Μ.Μ. ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΔΥΝΑΜΚΗΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ</b>	109
6.1	<b>Έλεγχος μηχανών ac</b>	109
6.1.1	Σταθερή σχέση του λόγου τάσης τροφοδοσίας προς τη συχνότητα	109
6.1.2	Διανυσματικός έλεγχος (flux vector control)	110
6.1.3	Άμεσος έλεγχος ροπής (direct torque control)	111
6.2	<b>Μοντέλο οδήγησης κινητήρα Ε.Μ.Μ. σε περιβάλλον Δυναμικής προσομοίωσης</b>	112
6.2.1	Το αρχικό μοντέλο	112
6.2.2	Το μπλοκ οδήγησης κινητήρα	113
6.3	Προσθήκη κύκλων οδήγησης στο αρχικό μοντέλο	119
6.4	Προσομοίωση του αστικού κύκλου οδήγησης (UDC) στο τροποποιημένο μοντέλο	121
6.5	Προσομοίωση του υπεραστικού κύκλου οδήγησης (EUDC) στο τροποποιημένο μοντέλο	123
6.6	Πεδιακή προσομοίωση της μηχανής υπό εξασθένιση πεδίου	124
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7	<b>ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ</b>	127
7.1	Ανακεφαλαίωση	127
7.2	Βασικά συμπεράσματα	128
7.3	Επιστημονική συνεισφορά της εργασίας	130
7.4	Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση	131
	<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</b>	132

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

### Εισαγωγή

Στόχος της παρούσας εργασίας είναι η σχεδίαση μιας ηλεκτρικής μηχανής Εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών (E.M.M.) διπλής στρώσης, καθώς και η προσομοίωση οδήγησης της μηχανής υπό διανυσματικό έλεγχο (vector control), προκειμένου να επιβεβαιωθεί η καταλληλότητα του συγκεκριμένου τύπου μηχανών για πρόωση ηλεκτρικών οχημάτων. Όσον αφορά τη σχεδίαση, ως επιμέρους στόχοι ορίζονται η εξαγωγή των κύριων χαρακτηριστικών της μηχανής βάση των προδιαγραφών της εφαρμογής, η ανάδειξη του καταλληλότερου τύπου τυλίγματος (συγκεντρωμένο ή διανεμημένο) για τη δεδομένη μηχανή, καθώς και η βελτιστοποίηση βασικών παραμέτρων της γεωμετρίας μέσω ανάλυσης ευαισθησίας.

Στο δεύτερο κεφάλαιο πραγματοποιήθηκε μια εισαγωγή στις μηχανές E.M.M. όσον αφορά τις αρχές λειτουργίας, τα βασικά χαρακτηριστικά και την κυκλωματική μοντελοποίηση τους. Επίσης διερευνήθηκαν τα κυριότερα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των μηχανών E.M.M., ενώ εξετάστηκαν οι διαφορετικές γεωμετρικές τους διαμορφώσεις και τα κυριότερα πεδία εφαρμογής.

Στο τρίτο κεφάλαιο αναλύονται αρχικά τα κατασκευαστικά υλικά των ηλεκτρικών μηχανών, ενώ ακολούθως παρουσιάζονται οι θεμελιώδεις σχέσεις της προκαταρκτικής σχεδίασης και ορίζονται βασικά μεγέθη όπως η ηλεκτρική και η μαγνητική φόρτιση. Στη συνέχεια περιγράφεται η μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων που χρησιμοποιείται για την πεδιακή ανάλυση και διερευνώνται τα τυλίγματα των ηλεκτρικών μηχανών και οι διαφορετικές τους διαμορφώσεις. Τέλος αναλύονται οι απώλειες των ηλεκτρικών μηχανών, κυρίως όσον αφορά τις βασικές πηγές απωλειών χαλκού και πυρήνα.

Στο τέταρτο κεφάλαιο, εξετάζονται τα ηλεκτρικά οχήματα ως προς τις μηχανικές ασκούμενες δυνάμεις και το σύστημα μετάδοσης, ενώ εισάγεται η έννοια των κύκλων οδήγησης (drive cycles). Βάση αυτών εξάγονται οι προδιαγραφές του ηλεκτρικού κινητήρα, για να ακολουθήσει η πλήρης προκαταρκτική σχεδίαση και βασική διαστασιολόγηση της μηχανής, βασισμένη σε αναλυτικές και εμπειρικές σχέσεις.

Το πέμπτο κεφάλαιο ξεκινά με την οριστική παραμετροποιημένη σχεδίαση του ηλεκτρικού κινητήρα, για δύο διαφορετικές διαμορφώσεις τυλίγματος στάτη: Συγκεντρωμένο τύλιγμα διπλής στρώσης με  $Q = 6$  άυλακες και διανεμημένο

τύλιγμα απλής στρώσης με  $Q = 36$  άυλακες συνολικά. Τα δύο μοντέλα συγκρίνονται ως προς την επίδοση και την απόδοση με το μοντέλο διανεμημένου τυλίγματος να προκρίνεται ως τελική επιλογή. Στη συνέχεια πραγματοποιείται ανάλυση ευαισθησίας με στόχο τη βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του στάτη, του μαγνήτη, καθώς και των φραγμάτων ροής αέρα. Η οριστική γεωμετρία, όπως προέκυψε μετά την ανάλυση ευαισθησίας, υπερτερεί έναντι της αρχικής καθώς εμφανίζει μειωμένη κυμάτωση ροπής και αρμονική παραμόρφωση τάσης. Τέλος πραγματοποιείται υπολογισμός των αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα ( $L_d$ ,  $L_q$ ) σε ονομαστική φόρτιση.

Στο έκτο κεφάλαιο, πραγματοποιείται αρχικά μια εισαγωγή στις βασικές τεχνικές ελέγχου μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος (ac). Έπειτα παρουσιάζεται το αρχικό μοντέλο οδήγησης με διανυσματικό έλεγχο, και περιγράφονται οι τροποποιήσεις που έγιναν ώστε να λαμβάνονται υπόψη οι μεταβολές των αυτεπαγωγών συναρτήσει του ρεύματος οπλισμού, καθώς και οι χρονοσειρές του Νέου Ευρωπαϊκού Κύκλου Οδήγησης (NEDC). Στη συνέχεια προσομοιώνεται δυναμικά η λειτουργία του κινητήρα, τόσο για αστικό όσο και για υπεραστικό κύκλο, ενώ πραγματοποιείται και μια τελική πεδιακή ανάλυση της μηχανής υπό συνθήκες εξασθένισης πεδίου.

Στο έβδομο κεφάλαιο, πραγματοποιείται αρχικά μια ανακεφαλαίωση των βασικών σημείων της εργασίας, για να ακολουθήσει μια παρουσίαση των κυριότερων συμπερασμάτων που προέκυψαν βασισμένη σε ποσοτικά και ποιοτικά ευρήματα. Ακολούθως αναδεικνύεται η επιστημονική συνεισφορά της εργασίας, και υποβάλλονται προτάσεις για περαιτέρω σχετική διερεύνηση.

Τα κύρια σημεία επιστημονικής συνεισφοράς της παρούσας εργασίας είναι τα εξής:

- Ανάπτυξη **παραμετροποιημένης** σχεδίασης ηλεκτρικής μηχανής με δρομέα εσωτερικών μαγνητών **διπλής στρώσης** τόσο για **συγκεντρωμένο** όσο και για **διανεμημένο** τύλιγμα στάτη.
- Σύγκριση των δύο τύπων τυλίγματος για τη δεδομένη μηχανή, με κριτήριο τόσο την επίδοση όσο και την απόδοση.
- Οριστική σχεδίαση της μηχανής χρησιμοποιώντας αναλύσεις ευαισθησίας παραμέτρων, η οποία επέτρεψε σημαντική **μείωση της κυμάτωσης ροπής** και περιορισμένη **βελτίωση του δείκτη αρμονικής παραμόρφωσης (THD)** σε σχέση με την αρχική σχεδίαση.
- Επέκταση υφιστάμενου μοντέλου δυναμικής ανάλυσης της μηχανής **εντάσσοντας κατάλληλους κύκλους οδήγησης και μεταβολής των αυτεπαγωγών** με το ρεύμα φόρτισης.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

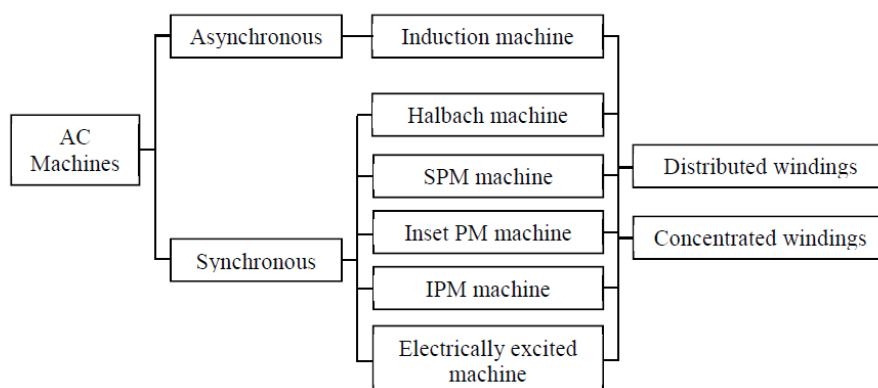
### ΜΗΧΑΝΕΣ ΕΣΩΤΕΡΙΚΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

#### 2.1 Εισαγωγή στις ηλεκτρικές μηχανές Εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών

Οι ηλεκτρικές μηχανές διαδραματίζουν ολοένα και σημαντικότερο ρόλο στη σύγχρονη εποχή. Χάρη στα συγκριτικά πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν (απλότητα, υψηλή απόδοση, προστασία του περιβάλλοντος), τείνουν να αντικαταστήσουν τις υπόλοιπες κινητήριες δυνάμεις, σχεδόν σε κάθε σύστημα που απαιτεί μηχανική κίνηση. Πέρα από την κυριαρχία τους σε βιομηχανικές εφαρμογές, οι ηλεκτρικές μηχανές συναντώνται πλέον σε αναρίθμητες συσκευές οικιακής χρήσης, ενώ τα τελευταία χρόνια αυξάνεται η παρουσία τους και στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Έτσι, εκτός από τη χρήση τους σε μέσα μαζικής μεταφοράς (ηλεκτρικά τρένα, τρόλεϊ και πλοία), παρατηρείται πλέον μια σαφής τάση για μαζική παραγωγή ηλεκτροκίνητων αυτοκινήτων ιδιωτικής χρήσης.

Οι ηλεκτρικές μηχανές διακρίνονται σε δύο βασικές κατηγορίες: τις μηχανές συνεχούς (DC) και τις μηχανές εναλλασσόμενου (AC) ρεύματος. Σε εφαρμογές με απαιτήσεις για υψηλές επιδόσεις, προτιμώνται γενικά οι μηχανές AC, χάρη στην πολύ καλή δυναμική τους συμπεριφορά, και την υψηλή τους απόδοση.

Οι μηχανές AC διακρίνονται με τη σειρά τους σε δύο βασικές κατηγορίες: τις ασύγχρονες μηχανές (ή μηχανές επαγωγής) και τις σύγχρονες. Η βασική κατηγοριοποίηση των μηχανών AC, παρουσιάζεται στο σχήμα 2.1:

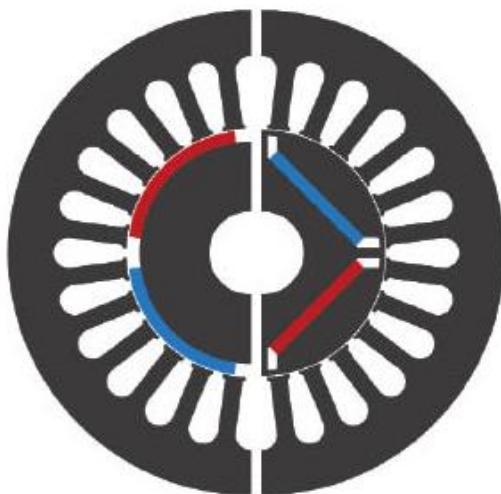


Σχήμα 2.1: Κατηγορίες ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος

Οι σύγχρονες μηχανές παρουσιάζουν μεγάλη ποικιλομορφία ως προς την γεωμετρική τους διαμόρφωση. Μια βασική κατηγορία σύγχρονων μηχανών αποτελούν οι μηχανές μόνιμου μαγνήτη (Permanent Magnet ή PM). Στην περίπτωση αυτή, η μηχανή δε φέρει δύο αλλά ένα

μόνο τύλιγμα, αυτό του στάτη. Ο δρομέας αντί για τύλιγμα είναι εφοδιασμένος με μόνιμους μαγνήτες. Έτσι τα δύο μαγνητικά πεδία που απαιτούνται για την ανάπτυξη ροπής, προκύπτουν αφενός μεν από έναν ηλεκτρομαγνήτη (στάτης) , και αφετέρου δε από ένα μόνιμο μαγνήτη (δρομέας).

Οι ηλεκτρικές μηχανές εσωτερικών μόνιμων μαγνητών (**Interior Permanent Magnet ή I.P.M.**) αποτελούν μια υποκατηγορία των σύγχρονων μηχανών μόνιμου μαγνήτη. Σε αντίθεση με τη συνηθέστερη περίπτωση των μηχανών επιφανειακού μόνιμου μαγνήτη, στις μηχανές E.M.M. οι μόνιμοι μαγνήτες δεν στερεώνονται στην επιφάνεια του δρομέα, αλλά τοποθετούνται σε κατάλληλες κοιλότητες στο εσωτερικό του. Στο σχήμα 2.2 φαίνεται η διαφοροποίηση της γεωμετρίας, στην περίπτωση του επιφανειακού (αριστερά) και του εσωτερικού (δεξιά) μόνιμου μαγνήτη.



**Σχήμα 2.2: Ηλεκτρική μηχανή επιφανειακού (αριστερά) και εσωτερικού (δεξιά) μαγνήτη.**

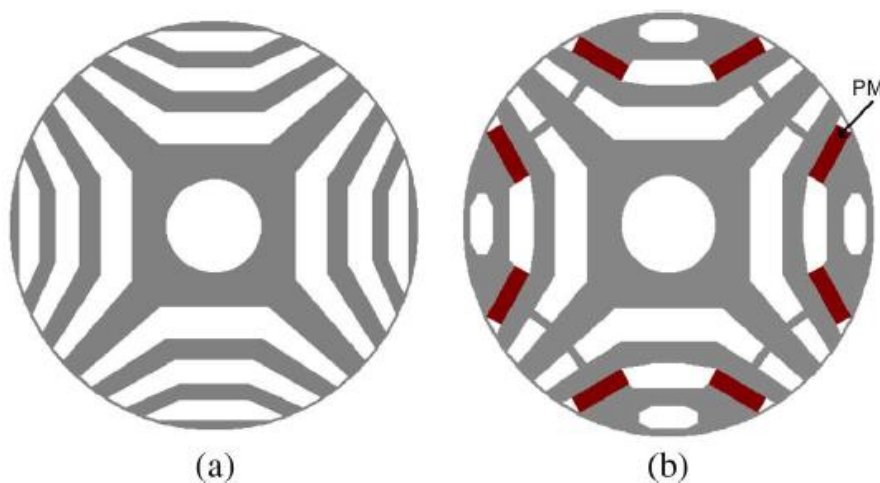
Το δεξί μέρος του παραπάνω σχήματος, παρουσιάζει την απλούστερη δυνατή γεωμετρία μιας μηχανής E.M.M., στην οποία κάθε πόλος της μηχανής αποτελείται από μία μόνο, οριζόντια, ενιαία μπάρα μαγνήτη.

Παρατηρούμε επιπλέον ότι στα άκρα του μαγνήτη, απουσιάζει ο σίδηρος, και στη θέση του υπάρχουν μικρές κοιλότητες αέρα. Οι κοιλότητες αυτές ονομάζονται **φράγματα ροής αέρα**, και αποτελούν σημαντικό σχεδιαστικό χαρακτηριστικό των μηχανών E.M.M.. Τα φράγματα ροής αέρα, σε συνδυασμό με την εσωτερικότητα των μαγνητών, δημιουργούν ανισοτροπία στο δρομέα.

Η ανισοτροπία αυτή προκύπτει από το γεγονός ότι η μαγνητική αντίσταση του αέρα και του μαγνήτη, είναι πολύ μεγάλες σε σύγκριση με αυτή της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας του δρομέα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η μαγνητική αντίσταση του δρομέα να μην είναι σταθερή, αλλά να διαφοροποιείται από τη μια περιοχή του δρομέα στην άλλη. Η ιδιαιτερότητα αυτή του δρομέα,

είναι πολύ σημαντική, καθώς η παραγόμενη ροπή, δεν οφείλεται αποκλειστικά στην αλληλεπίδραση των δύο μαγνητικών πεδίων (**magnet torque**) αλλά διαθέτει και μια συνιστώσα εκτυπότητας, που ονομάζεται ροπή ευθυγράμμισης (**reluctance torque**).

Η ροπή ευθυγράμμισης προκύπτει από τη φυσική τάση της μαγνητικής ροής να «κλείει» μέσω του μονοπατιού ελάχιστης μαγνητικής αντίστασης, ακριβώς όπως το ηλεκτρικό ρεύμα διέρχεται από τον κατά το δυνατό πιο αγωγίμο δρόμο, στα ηλεκτρικά κυκλώματα. Υπό αυτό το πρίσμα, οι μηχανές E.M.M., παρουσιάζουν πολύ μεγάλη ομοιότητα με τις μηχανές μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης (Synchronous Reluctance Motors), όταν αυτές υποβοηθούνται από μόνιμους μαγνήτες (PM assisted SynchRel Motors). Στο σχήμα 2.3 παρουσιάζονται τα προαναφερθέντα μοντέλα μηχανών:



**Σχήμα 2.3:** Δρομέας μηχανής τύπου SynchRel (a), και PM assisted Synchrel (b) [24].

Στο σχήμα (2.3a), φαίνεται ο δρομέας μιας μηχανής μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης (SynchRel), ενώ στο σχήμα (2.3b), η μηχανή έχει μετατραπεί σε PM assisted SynchRel, με την προσθήκη μόνιμων μαγνητών.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι διάφορες γεωμετρικές διαμορφώσεις που μπορούν να προκύψουν από διαφοροποιήσεις της αρχικής γεωμετρίας.

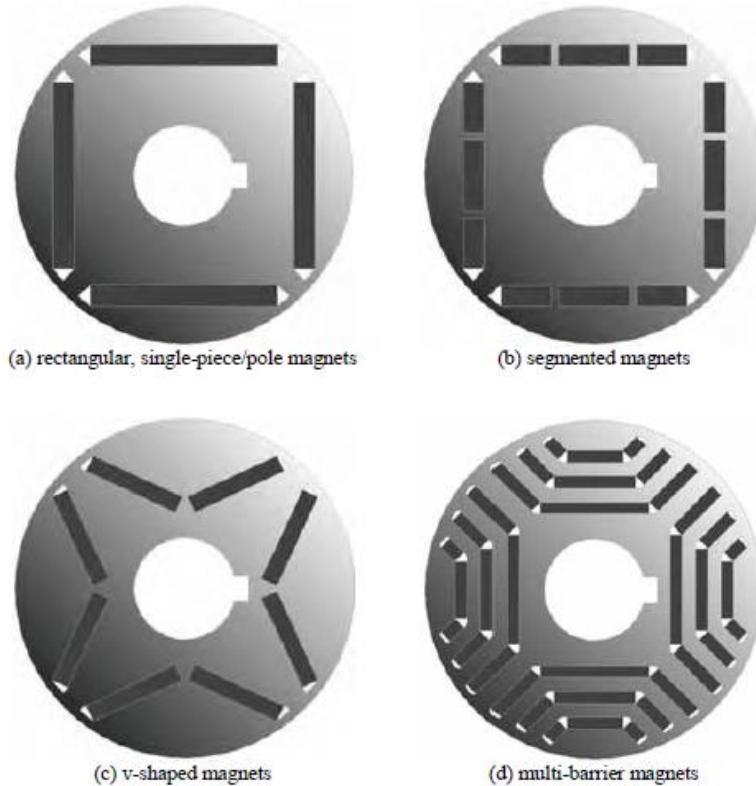
## 2.2 Γεωμετρικές διαμορφώσεις των μηχανών E.M.M.

Η τοποθέτηση των μαγνητών στο εσωτερικό και όχι στην επιφάνεια του δρομέα, αφήνει μεγάλα περιθώρια πειραματισμού σε σχέση με την ακριβή γεωμετρική διαμόρφωση του δρομέα. Έχουν έτσι προταθεί κατά καιρούς διάφορες γεωμετρικές δρομέα, που διαφέρουν μεταξύ τους ως προς το μέγεθος, τη θέση και την κλίση των μαγνητών, καθώς και το πλήθος των στρώσεων μαγνήτη. Οι επιμέρους σχεδιάσεις προσπαθούν να συνδυάσουν καλές επιδόσεις από πλευράς ροπής,



υψηλή απόδοση από πλευράς απωλειών, αλλά να επιτύχουν ικανοποιητική λειτουργία σε μεγάλο εύρος στροφών.

Μερικές από τις συνηθέστερες E.M.M. γεωμετρίες δρομέα παρουσιάζονται στο σχήμα 2.4, θεωρώντας μια τετραπολική μηχανή:



Σχήμα 2.4: Συνήθεις διαμορφώσεις δρομέα μηχανής E.M.M. [24].

Καθεμιά από τις παραπάνω γεωμετρίες διαθέτει συγκεκριμένα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Στο **σχήμα (2.4a)**, φαίνεται η απλούστερη γεωμετρία, που διαθέτει μία μόνο στρώση ενιαίου μαγνήτη οριζόντια τοποθετημένου (**I-shaped magnet**) στο εσωτερικό του δρομέα.

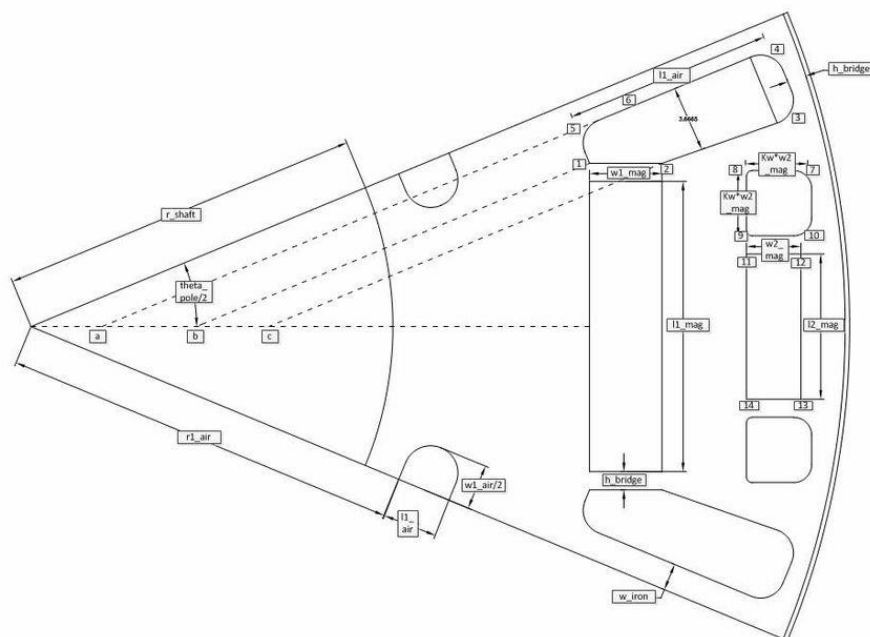
Στο **σχήμα (2.4b)**, παρουσιάζεται μια παρόμοια γεωμετρία στην οποία όμως ο μαγνήτης τοποθετείται τμηματικά. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται μείωση των απωλειών μαγνήτη [1], χάρη στη μικρότερη επιφάνεια που καταλαμβάνει καθένας από τους επιμέρους μικρότερους μαγνήτες που χρησιμοποιούνται. Η τμηματική τοποθέτηση του μαγνήτη επιφέρει κατασκευαστικές δυσκολίες, ενώ μειώνει και την πυκνότητα μαγνητικής ροής, άρα και ισχύος, λόγω των απωλειών σκέδασης στις γέφυρες σιδήρου (**iron bridges**), που δημιουργούνται μεταξύ των μαγνητών.

Στο **σχήμα (2.4c)**, παρουσιάζεται μια διαφορετική γεωμετρία γνωστή ως γεωμετρία τύπου V (**v-shaped magnets**). Στο σχήμα αυτό, κάθε πόλος αποτελείται από δύο μαγνήτες που βρίσκονται υπό κλίση μεταξύ τους. Η σχεδίαση αυτή αποσκοπεί στην μεγαλύτερη συγκέντρωση της μαγνητικής ροής στην επιθυμητή διαδρομή [2]. Οι μαγνήτες τοποθετούνται και εδώ τμηματικά, γεγονός που εισάγει κατασκευαστικές δυσκολίες. Για το λόγο αυτό συνηθίζεται κάθε πόλος της μηχανής να αποτελείται το πολύ από 4 μαγνήτες, ώστε να διατηρείται η απλότητα και η ευρωστία της συνολικής σχεδίασης.

Τέλος στο **σχήμα (2.4d)**, παρουσιάζεται μια πολυστρωματική γεωμετρία E.M.M., που διαθέτει μάλιστα 3 επιμέρους στρώσεις μαγνήτη. Η αύξηση των στρώσεων μαγνήτη, προσδίδει εκτυπότητα στη μηχανή, με αποτέλεσμα να αυξάνεται σημαντικά η ροπή ευθυγράμμισης που η μηχανή είναι ικανή να αποδίδει. Παρ'όλα αυτά, η αύξηση των στρώσεων, επιφέρει αυξημένη κατασκευαστική πίεση στο σίδηρο του δρομέα. Για το λόγο αυτό, ο δυνατός αριθμός των στρώσεων μαγνήτη υφίσταται μηχανικούς περιορισμούς, για λόγους αντοχής υλικών.

Άλλες πιθανές γεωμετρικές διαμορφώσεις, αφορούν την τοποθέτηση των μαγνητών εγκάρσια, καθώς επίσης και τη διαφορετική σχεδίαση των φραγμάτων ροής αέρα.

Η μηχανή που σχεδιάζεται στην παρούσα εργασία, θα διαθέτει δύο παράλληλες στρώσεις μαγνήτη (**I-shaped magnets**) ανά πόλο. Στα άκρα κάθε μαγνήτη θα υπάρχουν φράγματα ροής αέρα, τα οποία θα χωρίζονται από το μαγνήτη με λεπτές γέφυρες σιδήρου. Τέλος εκτός από τα δύο κύρια φράγματα ροής αέρα, που αφορούν τις δύο στρώσεις μαγνήτη, θα υπάρχει ένα ακόμη μικρότερο φράγμα, το οποίο θα βρίσκεται κοντά στον άξονα της μηχανής. Η λειτουργία αυτού του φράγματος είναι βοηθητική, και η ύπαρξη του αποσκοπεί να οδηγήσει τη μαγνητική ροή στην επιθυμητή διαδρομή. Η γεωμετρία μιας τέτοιας μηχανής φαίνεται καθαρά στο σχήμα 2.5:



Σχήμα 2.5: Πόλος μηχανής E.M.M. με δύο στρώσεις μόνιμου μαγνήτη.

Στο παραπάνω σχήμα απεικονίζεται ένας πόλος μιας 8-πολικής μηχανής. Διακρίνονται καθαρά οι δύο στρώσεις μαγνήτη, καθώς και τα 3 συνολικά φράγματα ροής αέρα. Επιπλέον στο σχήμα σημειώνονται οι διάφορες διαστάσεις της γεωμετρίας. Το παραπάνω σχέδιο θα αποτελέσει τη βάση για τη σχεδίαση της δικής μας μηχανής, και οι διαστάσεις αυτές, θα γίνουν μεταβλητές της παραμετροποιημένης σχεδίασης που θα προκύψει με την ανάπτυξη **πηγαίου κώδικα**, και σε συνεργασία με το **πρόγραμμα πεπερασμένων στοιχείων**.

## 2.3 Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα μηχανών E.M.M.

### 2.3.1 Πλεονεκτήματα μηχανών E.M.M.

Η σχεδιαστική ιδιαιτερότητα του δρομέα, προσφέρει σημαντικά **πλεονεκτήματα** στις μηχανές E.M.M.. Παρατίθενται στη συνέχεια τα κυριότερα από αυτά:

- **Κατασκευαστική ευρωστία.** Σε αντίθεση με τις μηχανές επιφανειακού μαγνήτη, οι μηχανές E.M.M. διαθέτουν ομοιόμορφη εξωτερική επιφάνεια και στιβαρή κατασκευή δρομέα. Το γεγονός αυτό, τις καθιστά κατάλληλες για χρήση σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων, καθώς προσφέρουν μειωμένο θόρυβο κατά τη λειτουργία τους, αλλά και καλύτερη δυναμική συμπεριφορά. **[Paper2009]**

- **Προφύλαξη μαγνητών.** Η σχεδίαση των μηχανών E.M.M., προσφέρει στους μαγνήτες μεγαλύτερη προστασία είτε από φυσική φθορά, είτε από απομαγνήτιση, η οποία μπορεί να προκληθεί από ένα μεγάλο ρεύμα βραχυκύκλωσης [3]. Αντίθετα, στη σχεδίαση επιφανειακού μαγνήτη, οι μαγνήτες είναι εκτεθειμένοι στην εξωτερική επιφάνεια του δρομέα.
- **Εκτυπότητα δρομέα.** Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, η εσωτερικότητα των μαγνητών (ειδικά στις πολυστρωματικές γεωμετρίες), σε συνδυασμό με τα φράγματα ροής αέρα, δημιουργούν ανισοτροπία στο δρομέα. Συγκεκριμένα, ο ευθύς άξονας του δρομέα, διέρχεται από τη μέση των μαγνητών, και ορίζει την περιοχή υψηλής μαγνητικής αντίστασης, ενώ ο εγκάρσιος άξονας ορίζει μια διαδρομή που περιέχει μόνο σιδηρομαγνητική λαμαρίνα. Γνωρίζουμε ότι η μαγνητική διαπερατότητα του μόνιμου μαγνήτη (ευθύς άξονας), είναι πολύ μικρή, και προσεγγίζει αυτή του αέρα. Εφόσον, η μαγνητική διαπερατότητα του σιδήρου είναι μεγάλη, η αυτεπαγωγή του εγκάρσιου άξονα ( $L_q$ ), μπορεί να είναι αρκετά μεγαλύτερη από την αυτεπαγωγή του ευθύ άξονα ( $L_d$ ). Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα την παραγωγή ροπής λόγω εκτυπότητας. Έτσι οι μηχανές E.M.M., χρησιμοποιούν δύο μηχανισμούς παραγωγής ροπής. Ο πρώτος αφορά την αλληλεπίδραση των πεδίων του μαγνήτη και του στάτη (magnet torque), ενώ ο δεύτερος αφορά τη ροπή ευθυγράμμισης (reluctance torque) λόγω εκτυπότητας.
- **Εξοικονόμηση μαγνήτη.** Η συνιστώσα της ροπής ευθυγράμμισης επιτρέπει τη μείωση του όγκου μαγνήτη που απαιτείται για μια μηχανή. Το γεγονός αυτό είναι πολύ σημαντικό στις σημερινές συνθήκες της αγοράς. Οι ισχυρότεροι μαγνήτες που χρησιμοποιούνται σήμερα (**NdFeB**) [4], χρησιμοποιούν ως βασικό στοιχείο το Νεοδύμιο (Nd), το οποίο αποτελεί «σπάνια γαία» (**rare earth**). Οι σπάνιες γαίες είναι χημικά στοιχεία, τα οποία συναντώνται μόνο σε συγκεκριμένες περιοχές του πλανήτη, με αποτέλεσμα να χαρακτηρίζονται από υψηλά κόστη αγοράς και μεταφοράς. Η εξοικονόμηση Νεοδυμίου μπορεί επομένως να μειώσει δραστικά το κατασκευαστικό κόστος της μηχανής.  
Στο σχήμα 2.6 διακρίνονται 2 συστοιχίες από μικρούς κυλινδρικούς μαγνήτες τύπου NdFeB :



Σχήμα 2.6: Συστοιχίες κυλινδρικών μαγνητών τύπου NdFeB [4].

Αξίζει να σημειωθεί ότι, οι μαγνήτες των μηχανών E.M.M., διαθέτουν κατά κανόνα απλούστερο, ορθογώνιο σχήμα, σε αντίθεση με το κοίλο σχήμα των επιφανειακών μαγνητών.

- **Υψηλή απόδοση.** Όπως όλες οι μηχανές μονίμων μαγνητών, οι μηχανές E.M.M. προσφέρουν υψηλή απόδοση. Η απόδοση αυτή οφείλεται κυρίως στη μείωση των απωλειών χαλκού που επιτυγχάνεται χάρη στην απουσία τυλίγματος στο δρομέα.
- **Υψηλή πυκνότητα ισχύος.** Όπως όλες οι μηχανές μονίμων μαγνητών, οι μηχανές E.M.M. χαρακτηρίζονται από υψηλή πυκνότητα ισχύος. Αυτή επιτυγχάνεται χάρη στην πρόοδο που έχει σημειωθεί στον τομέα των μαγνητικών υλικών, και την ενσωμάτωση των μαγνητών Νεοδυμίου (**NdFeB**) στην αγορά. Τελικά προσφέρεται μεγάλη ικανότητα παραγωγής ροπής, ενώ ταυτόχρονα επιτυγχάνεται εξοικονόμηση στον όγκο και το βάρος της μηχανής.
- **Δυνατότητα υπερφόρτωσης (Overload capability).** Οι μηχανές E.M.M. παρουσιάζουν πολύ καλή συμπεριφορά σε συνθήκες υπερφόρτωσης, όταν δηλαδή τροφοδοτούνται με ρεύματα υψηλότερα του ονομαστικού. Με τον τρόπο αυτό, αυξάνεται η παραγόμενη ροπή, και διευκολύνονται ενέργειες όπως π.χ. την επιτάχυνση ενός ηλεκτρικού οχήματος. Η υπερφόρτωση της μηχανής θα πρέπει να έχει σαφώς μικρή διάρκεια (μερικά δευτερόλεπτα), προκειμένου να αποφευχθούν τυχόν θερμικές καταπονήσεις.
- **Αποτελεσματική λειτουργία εξασθένησης πεδίου (field weakening).** Πολλές εφαρμογές, όπως για παράδειγμα η οδήγηση του κινητήρα ενός ηλεκτρικού οχήματος, απαιτούν λειτουργία υπό στάθερη ισχύ, σε μεγάλο εύρος στροφών. Η απαίτηση αυτή μπορεί να μην ικανοποιείται εύκολα, σε συστήματα ηλεκτροκίνησης, όπου η παρεχόμενη ισχύς περιορίζεται την dc τάση των μπαταριών. Για το λόγο αυτό, αναπτύσσεται σε τέτοιες περιπτώσεις μια λειτουργία ελέγχου γνωστή ως εξασθένηση πεδίου. Στη συνέχεια επιχειρείται μια ποιοτική περιγραφή του ελέγχου εξασθένησης πεδίου.

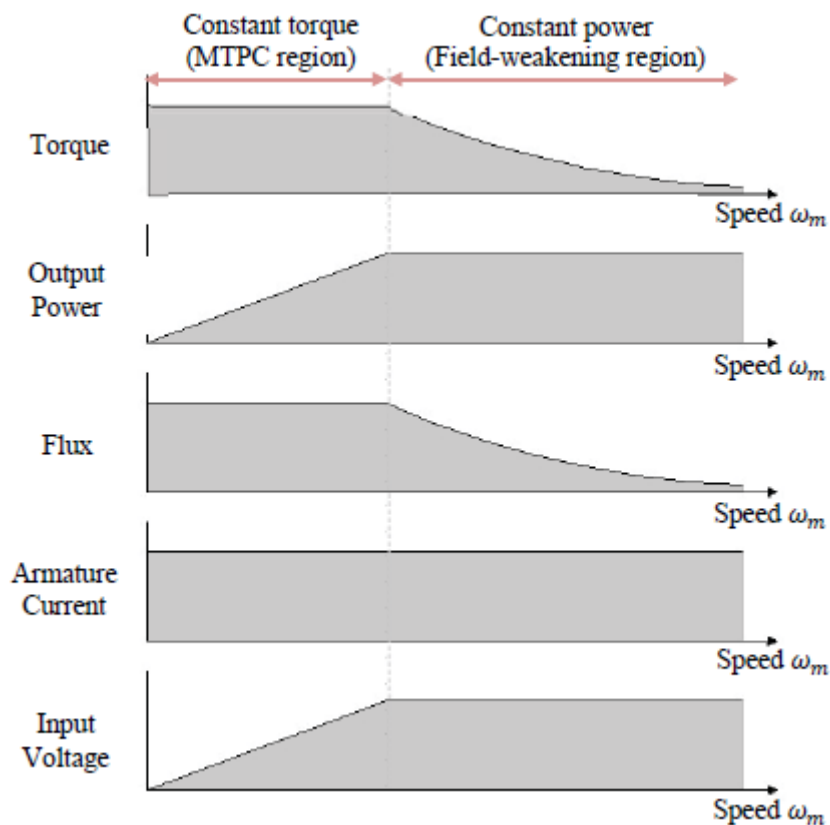
### 2.3.2 Εξασθένηση Πεδίου (field weakening)

Η εξασθένηση πεδίου (field weakening), είναι μια λειτουργία ελέγχου που επιβάλλεται στη μηχανή σε συνθήκες max τάσης τροφοδοσίας ( $V_{max}$ ) από την έξοδο του inverter, και σε ταχύτητες μεγαλύτερες της ταχύτητας βάσης (base speed) .

Ως ταχύτητα βάσης του κινητήρα ορίζουμε την ταχύτητα εκείνη, μέχρι την οποία η μηχανή είναι σε θέση να αποδίδει την ονομαστική της ροπή. Στο σημείο αυτό, η τάση ακροδεκτών ισούται με τη μέγιστη τάση που μπορεί να παρέχει ο inverter, ενώ το ρεύμα λαμβάνει επίσης την ονομαστική του τιμή [5]. Όσο η μηχανή λειτουργεί σε ταχύτητα χαμηλότερη της βασικής, τόσο η τάση ακροδεκτών των μπαταριών, όσο και η ισχύς εξόδου αυξάνονται γραμμικά, ενώ το ρεύμα στάτη παραμένει πάντα ονομαστικό.

Καθώς η ταχύτητα αυξάνει σε τιμές μεγαλύτερες της βασικής, και δεδομένου ότι επιθυμούμε σταθερή ισχύ εξόδου, είμαστε υποχρεωμένοι να μειώσουμε τη ροπή σύμφωνα με τη σχέση ( $P=T \cdot \omega$ ).

Έτσι η οδήγηση του κινητήρα μπορεί να χωριστεί σε δύο διακριτές περιοχές: την περιοχή σταθερής ροπής (**constant torque region**), που φτάνει μέχρι τη βασική ταχύτητα, και την περιοχή σταθερής ισχύος (**constant power region**) που ξεκινά από τη βασική και φτάνει μέχρι τη μέγιστη ταχύτητα. Οι επιθυμητές χαρακτηριστικές της ροπής, της ισχύος εξόδου, της ροής, της τάσης εισόδου και του ρεύματος οπλισμού συναρτήσει της ταχύτητας του δρομέα, φαίνονται στο σχήμα 2.7:



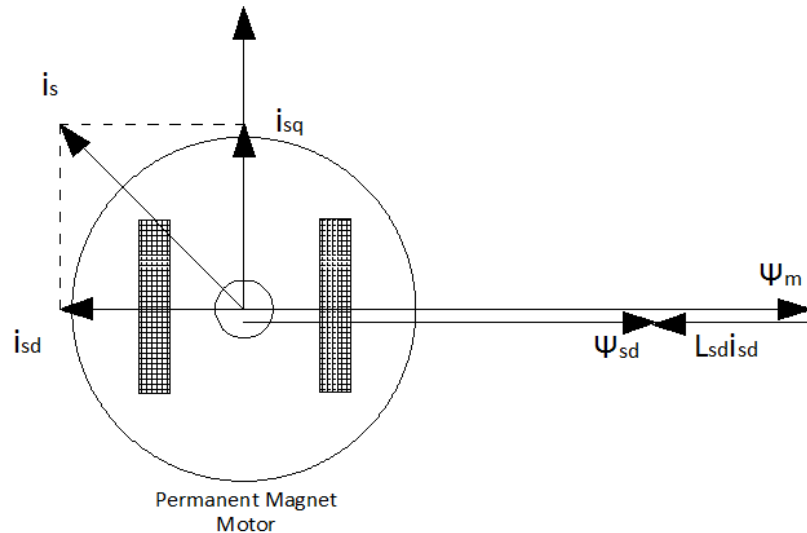
Σχήμα 2.7: Επιθυμητές χαρακτηριστικές βασικών μεγεθών συναρτήσει της  $\omega_m$  [24].

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, σε ταχύτητες μεγαλύτερες της βασικής, χρειάζεται να επιβληθεί κατάλληλος έλεγχος για την απομείωση της ροπής.

Σε μια μηχανή με τύλιγμα στο δρομέα, θα μπορούσαμε εύκολα να μειώσουμε το ρεύμα διέγερσης, και να εξασθενήσουμε έτσι το αντίστοιχο πεδίο, και τελικά τη ροπή. Στις μηχανές μονίμων μαγνητών όμως, η διέγερση του δρομέα είναι σταθερή, και το αντίστοιχο πεδίο δεν μπορεί να απομειωθεί από μόνο του, παρά μόνο από κάποιο άλλο πεδίο αντίθετης φοράς.

Το πεδίο αυτό, θα προέρχεται από το τύλιγμα οπλισμού, και θα προκύπτει με την επιβολή ρεύματος στάτη με αρνητική d συνιστώσα έτσι ώστε η μαγνητική ροή στάτη να αντιτίθεται σε αυτή του μόνιμου μαγνήτη.

Η παραπάνω ιδέα, αντικατοπτρίζεται σχηματικά στο σχήμα 2.8 :



**Σχήμα 2.8: Διανυσματική αναπαράσταση της λειτουργίας field weakening [24].**

Η επιβολή του κατάλληλου ρεύματος γίνεται μέσω της αυξομείωσης της **γωνίας  $\gamma$**  που ορίζεται ως η γωνία μεταξύ του διανύσματος του ρεύματος και του q άξονα. Καθώς η γωνία  $\gamma$  πλησιάζει τις  $90^\circ$ , η q συνιστώσα του ρεύματος μειώνεται πολύ και βρισκόμαστε σε κατάσταση βαθειάς εξασθένησης [6]. Η μεταβολή της γωνίας του ρεύματος στο d-q πλαίσιο, μεταφράζεται ουσιαστικά στην εισαγωγή μιας χρονικής καθυστέρησης, στο αντίστοιχο σήμα στο πεδίο του χρόνου.

Ο έλεγχος αυτός μας επιτρέπει να απομειώσουμε τη ροπή και συγκεκριμένα τη ροπή μαγνήτισης της μηχανής (magnet torque). Για το λόγο αυτό, η άλλη συνιστώσα της ροπής, δηλαδή η ροπή εκτυπότητας θα έχει πολύ σημαντική συνεισφορά στη συνολική ροπή κατά τη field weakening λειτουργία.

Τελικά η εξασθένηση πεδίου, επιτρέπει στις E.M.M. μηχανές να συνεχίζουν να αυξάνουν ταχύτητα, διατηρώντας ταυτόχρονα ικανοποιητικά χαρακτηριστικά επίδοσης, παρά τους περιορισμούς που θέτει η τάση τροφοδοσίας.

### 2.3.3 Μειονεκτήματα μηχανών E.M.M.

Παρά τα σημαντικά πλεονεκτήματα που προσφέρουν, οι μηχανές E.M.M. διαθέτουν και ορισμένα μειονεκτήματα, τα κυριότερα από τα οποία, αναλύονται στη συνέχεια:

- **Αυξημένο κόστος.** Συγκρινόμενες με τις μηχανές επαγωγής, οι μηχανές E.M.M. χαρακτηρίζονται από αυξημένο κατασκευαστικό κόστος, το οποίο οφείλεται κυρίως στους ακριβούς μαγνήτες νεοδυμίου. Έτσι μια μηχανή E.M.M. είναι δυνατό να κοστίζει τελικά 50-100% περισσότερο σε σχέση με μια ασύγχρονη ίδιας ισχύος. Σε εφαρμογές μεταβλητών στροφών, με σύστημα ελέγχου ταχύτητας, το αυξημένο κόστος των μηχανών E.M.M. μπορεί να δικαιολογείται, χάρη στην ικανοποιητική λειτουργία τους σε μεγάλο εύρος στροφών. Όμως σε εφαρμογές σταθερών στροφών, οι μηχανές επαγωγής συνεχίζουν να αποτελούν τη βέλτιστη λύση.
- **Μειωμένη επίδοση σε σχέση με τις μηχανές επιφανειακού μαγνήτη.** Στις μηχανές επιφανειακού μαγνήτη, οι μαγνήτες βρίσκονται πολύ κοντά στο διάκενο, όπου λαμβάνει χώρα και η ανάπτυξη της ροπής στη μηχανή. Αντίθετα, στις μηχανές E.M.M., δεν εκμεταλλευόμαστε πλήρως την ισχύ των μαγνητών, καθώς μέρος αυτής απορροφάται από το σίδηρο του δρομέα που μεσολαβεί μεταξύ μαγνήτη και διακένου. Όσο βαθύτερα τοποθετούνται οι μαγνήτες, στις μηχανές E.M.M., αυξάνεται μεν η εκτυπότητα της μηχανής, όμως ταυτόχρονα μειώνεται και ο βαθμός αξιοποίησης της ισχύος τους. Για το λόγο αυτό, σε εφαρμογές που έχουν πολύ υψηλές προδιαγραφές σε ροπή και επίδοση οι μηχανές επιφανειακού μαγνήτη, αποτελούν την προτιμότερη λύση.
- **Κυμάτωση ροπής.** Το πρόβλημα αυτό εντοπίζεται κυρίως σε μηχανές E.M.M. συγκεντρωμένου τυλίγματος. Σε αντίθεση με τις μηχανές επιφανειακού μαγνήτη, οι οποίες συνδυάζονται πολύ καλά με συγκεντρωμένο τύλιγμα, οι μηχανές E.M.M. απαιτούν συγκεκριμένο συνδυασμό πόλων-αυλάκων, προκειμένου η κυμάτωση ροπής της μηχανής να είναι αποδεκτή. Για το λόγο αυτό, στις μηχανές E.M.M., η επιλογή τύπου τυλίγματος δεν αποτελεί τετριμένο ζήτημα, και το διανεμημένο τύλιγμα τείνει να χρησιμοποιείται συχνότερα από το συγκεντρωμένο.
- **Νέα τεχνολογία.** Οι μηχανές E.M.M. αποτελούν έναν αρκετά νέο τύπο μηχανής, και το ενδιαφέρον για αυτές αναζωπυρώθηκε την τελευταία μόλις δεκαετία. Αντίθετα οι μηχανές επαγωγής αλλά και οι βενζινοκινητήρες, όσο αφορά τα συστήματα ηλεκτροκίνησης, αποτελούν δοκιμασμένες λύσεις, που λειτουργούν με επιτυχία εδώ και αρκετές δεκαετίες.

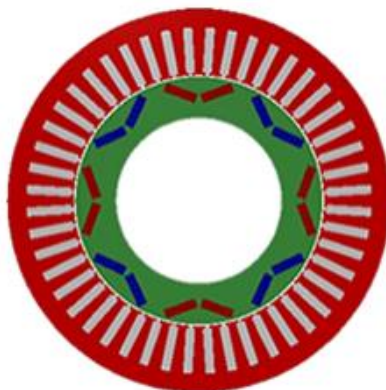
## 2.4 Εφαρμογές των μηχανών E.M.M.

### 2.4.1 Ηλεκτρικά οχήματα

Οι μηχανές E.M.M. μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ένα αρκετά ευρύ φάσμα εφαρμογών. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η σημαντικότερη από αυτές, είναι η προοπτική να αποτελέσουν τη βασική κινητήρια δύναμη στα **συστήματα ηλεκτρικής κίνησης**. Η δυνατότητα λειτουργίας σε μεγάλο εύρος στροφών χάρη στον αποτελεσματικό έλεγχο εξασθένισης πεδίου, σε συνδυασμό με το μειωμένο όγκο και βάρος της μηχανής, καθιστούν τις μηχανές E.M.M. ιδανικές για χρήση σε υβριδικά ή ηλεκτρικά οχήματα. Το υβριδικό μοντέλο **Toyota Prius**, αποτελεί μάλλον το



χαρακτηριστικότερο παράδειγμα μηχανής E.M.M. σε ηλεκτρικό όχημα. Ο ηλεκτρικός κινητήρας του, που λειτουργεί επικουρικά ως προς τον βενζινοκινητήρα, φαίνεται στο σχήμα 2.9 :



**Σχήμα 2.9: Ο 8-πολικός κινητήρας E.M.M. του υβριδικού Toyota Prius.**

Ο 8-πολικός κινητήρας αποτελείται από μία μόνο στρώση εσωτερικών μόνιμων μαγνητών τύπου V (v-shaped magnets) στο δρομέα, που συνδυάζεται με διανεμημένο τύλιγμα ( $Q = 48$  αύλακες συνολικά) .

Στα περισσότερα σύγχρονα οχήματα, αν και η βενζίνη συνεχίζει να αποτελεί τη βασική κινητήρια δύναμη, πολλά δευτερεύοντα συστήματα, όπως για παράδειγμα υδραυλικά συστήματα, τείνουν να εξηλεκτριστούν. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί το υδραυλικό τιμόνι, το οποίο αντικαθίσταται πλέον από ένα ηλεκτρικό σύστημα που προσφέρει οικονομία καυσίμου και μείωση εκπομπών CO<sub>2</sub>, καθώς ο ηλεκτρικός κινητήρας τείθεται σε λειτουργία μόνο όταν το τιμόνι στρίβει.

#### **2.4.2 Αιολική ενέργεια – Ανεμογεννήτριες**

Οι μηχανές τόσο επιφανειακών, όσο και εσωτερικών μόνιμων μαγνητών, αποκτούν τα τελευταία χρόνια ολοένα και μεγαλύτερο μερίδιο στην αγορά αιολικής ενέργειας. Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα που προσφέρουν είναι η υψηλή τους απόδοση, η μεγάλη πυκνότητα ισχύος και η δυνατότητα λειτουργίας στο σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος για διάφορες ταχύτητες ανέμου, χάρη στη υψηλή ελεγχιμότητα τους.

Επιπλέον, η χρήση μηχανών E.M.M. σε μεγάλα αιολικά πάρκα, μπορεί εκτός από το κόστος λειτουργίας, να μειώσει και το κατασκευαστικό κόστος, σε σύγκριση με τη χρήση ασύγχρονων μηχανών, λόγω οικονομιών κλίμακος. Οι γεννήτριες E.M.M., διαθέτουν επίσης το πρόσθετο πλεονέκτημα της προστασίας των μαγνητών από μεγάλα ρεύματα s/c, σε περίπτωση σφάλματος, είτε στο αιολικό πάρκο, είτε σε κάποιο κοντινό σημείο του δικτύου.

Τέλος, η συμπαγής κατασκευή, το μικρό μέγεθος και βάρος αλλά και η αθόρυβη λειτουργία που προσφέρουν, καθιστούν τις γεννήτριες E.M.M. κατάλληλες για χρήση σε αιολικά πάρκα που βρίσκονται κοντά σε κατοικημένες περιοχές.

### 2.4.3 Σερβοκινητήρες και άξονες εργαλειομηχανών

Άλλες εφαρμογές των μηχανών E.M.M. περιλαμβάνουν τη χρήση τους ως σερβοκινητήρες (**servo motors**), πεδίο στο οποίο ήδη χρησιμοποιούνται ευρέως οι μηχανές επιφανειακού μαγνήτη. Οι μηχανές E.M.M. έχουν ποικιλία μεγεθών, και μπορούν από κατασκευαστικής άποψης να αποδίδουν ισχύ που ξεκινά από μερικά κλάσματα του ίππου και φτάνει σε πολύ μεγάλες ισχύεις. Επιπλέον η μικρότερη ροπή αδράνειας των μηχανών E.M.M., σε σχέση με τις ασύγχρονες, επιτρέπει τη χρήση τους σε εφαρμογές που απαιτούν ακαριαίες εκκινήσεις και διακοπές λειτουργίας της μηχανής [7].

Μεγάλη καταλληλότητα παρουσιάζουν οι μηχανές και σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων, όπως για παράδειγμα σε άξονες εργαλειομηχανών (**machine tool spindles**) που χρησιμοποιούνται για την κοπή σκληρών υλικών όπως για παράδειγμα ξύλο μέταλλα κλπ.

Στην εικόνα που ακολουθεί (Σχήμα 2.10), φαίνεται μια μηχανή E.M.M., η οποία χρησιμοποιείται για την τομή ξύλου σε πριονιστήριο:



Σχήμα 2.10: Μηχανή IPM για τομή ξύλου σε πριονιστήριο [7].

Η μικρή ροπή αδράνειας της μηχανής επιτρέπει γρήγορους και άμεσους χειρισμούς, γεγονός που επιτρέπει την τοποθέτηση των ξύλων σε μικρότερη μεταξύ τους απόσταση, με αποτέλεσμα να επιταχύνεται σημαντικά η διαδικασία της κοπής.

### 2.4.4 Κλιματιστικά συστήματα θέρμανσης-ψύξης με Inverter

Τέλος, οι μηχανές E.M.M., αξιοποιούνται πολύ αποτελεσματικά σε συνεργασία με τα ηλεκτρονικά ισχύος, στα οικιακά και εμπορικά κλιματιστικά, όπου και χρησιμοποιούνται στους συμπιεστές αερίων που διαθέτει το σύστημα ως μέρος του κύκλου ψύξης. Συμπεραίνουμε συνολικά ότι οι μηχανές E.M.M. είναι καταλληλότερες για χρήση σε εφαρμογές με απαιτήσεις

για έλεγχο μεταβλητών στροφών, πιθανή λειτουργία σε υψηλές στροφές καθώς και υψηλές προδιαγραφές όσον αφορά την απόδοση, το βάρος και τον όγκο της μηχανής

## 2.5 Μαθηματικό μοντέλο της μηχανής E.M.M.

### 2.5.1 Το πλαίσιο αναφοράς d-q

Πριν προταθεί ο μετασχηματισμός του Park (1929), η αναλυτική περιγραφή μιας τριφασικής μηχανής ac, απαιτούσε την επίλυση σύνθετων διαφορικών εξισώσεων με ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενες ποσότητες (ρεύματα, τάσεις, πεπλεγμένες ροές). Ο μετασχηματισμός του Park επιτρέπει τη μεταφορά αυτών των χρονικά μεταβαλλόμενων ποσοτήτων από το ακίνητο πλαίσιο του στάτη, στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς του δρομέα.

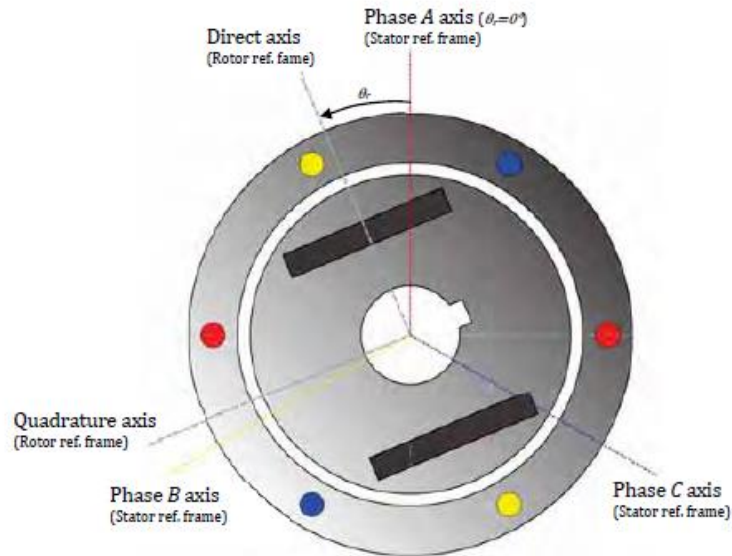
Η μήτρα του μετασχηματισμού Park, η οποία πολλαπλασιάζει τα τριφασικά μεγέθη για να προκύψουν ποσότητες d-q, παρουσιάζεται παρακάτω:

$$P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Με τον τρόπο αυτό, επιτυγχάνεται η μετατροπή των τριφασικών μεγεθών σε ποσότητες DC ευθέως (d-axis) και εγκάρσιου (q-axis) άξονα. Οι δύο αυτοί άξονες ορίζονται ως εξής:

- Ο **ευθύς άξονας ή άξονας ροής**, ευθυγραμμίζεται με το μαγνητικό άξονα της φάσης A του τυλίγματος στάτη.
- Ο **εγκάρσιος άξονας** είναι μετατοπισμένος κατά 90 ηλεκτρικές μοίρες σε σχέση με τον ευθύ άξονα.

Στο σχήμα 2.11 φαίνεται μια διπολική E.M.M. μηχανή, στην οποία είναι σχεδιασμένοι οι άξονες του d-q πλαισίου αναφοράς.



Σχήμα 2.11: Το d-q πλαίσιο αναφοράς.

Στο d-q πλαίσιο αναφοράς, οι τάσεις και τα ρεύματα θεωρούνται χωρικά διανύσματα, το πλάτος και η φάση των οποίων καθορίζει την επίδοση της μηχανής. Για το λόγο αυτό, ο έλεγχος των ποσοτήτων αυτών μέσω ηλεκτρονικών ισχύος, για την οδήγηση της μηχανής, ονομάζεται διανυσματικός έλεγχος (**vector control**).

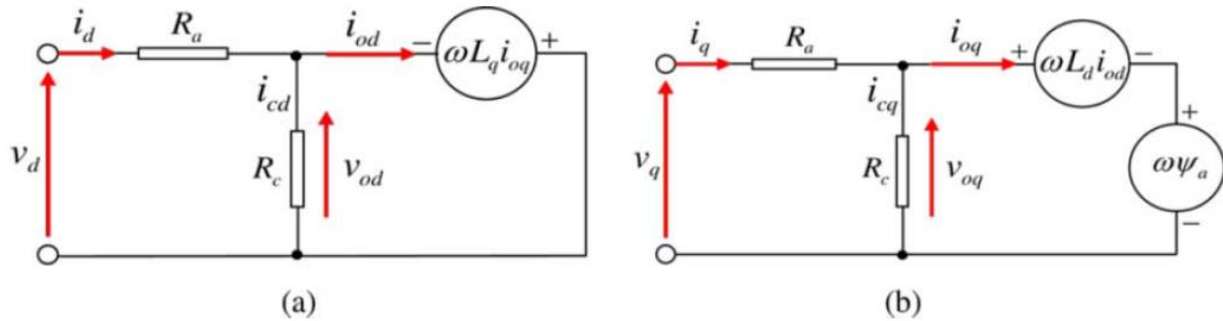
Η ανάλυση που ακολουθεί, χρησιμοποιεί το μετασχηματισμό σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, προκειμένου να εξαχθεί το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα, το αντίστοιχο διανυσματικό διάγραμμα, και οι αναλυτικές σχέσεις περιγραφής της μηχανής E.M.M..

### 2.5.2 Ισοδύναμο κύκλωμα

Στη συνέχεια παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα που προκύπτει από τη μαθηματική μοντελοποίηση της μηχανής E.M.M. στο d-q πλαίσιο αναφοράς.

Στο σχήμα (2.12a) παρουσιάζεται το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα για τον ευθύ άξονα, ενώ στο σχήμα (2.12b) παρουσιάζεται το αντίστοιχο κύκλωμα για τον εγκάρσιο άξονα της μηχανής

[9].



Σχήμα 2.12: Ισοδύναμο κύκλωμα ευθύ άξονα (a) και εγκάρσιου άξονα (b) μηχανής E.M.M..

Όπου :

- $V_d, V_q$  οι φασικές τάσεις εισόδου ευθύ άξονα και εγκάρσιου άξονα αντίστοιχα.
- $i_d, i_q$  τα ρεύματα ευθύ άξονα και εγκάρσιου άξονα αντίστοιχα.
- $L_d, L_q$  οι αυτεπαγωγές ευθύ άξονα και εγκάρσιου άξονα αντίστοιχα.
- η ισοδύναμη αντίσταση  $R_c$ , χρησιμοποιείται για τη μοντελοποίηση των απωλειών σιδήρου.
- $i_{cd}, i_{cq}$  τα ρεύματα απωλειών πυρήνα ευθύ άξονα και εγκάρσιου άξονα αντίστοιχα.
- $R_a$  η ισοδύναμη ανά φάση αντίσταση.
- $\omega$  είναι η γωνιακή συχνότητα.
- $\psi_a$  ή  $\Phi_{mag}$  είναι η ροή του μόνιμου ανά πόλο.

### 2.5.3 Αναλυτικές σχέσεις μηχανής E.M.M.

Αγνοώντας τον κλάδο των απωλειών πυρήνα, η κυκλωματική ανάλυση διευκολύνεται σημαντικά, και προκύπτει τελικά η αναλυτική περιγραφή του συστήματος, με τη χρήση των βασικών νόμων του Kirchhoff.

Προκύπτουν έτσι οι ακόλουθες σχέσεις:

$$V_d = R_a \cdot I_d - \omega \cdot \Phi_q = R_a \cdot I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q \quad (2.1)$$

$$V_q = R_a \cdot I_q + \omega \cdot \Phi_d = R_a \cdot I_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \Phi_{mag} \quad (2.2)$$

Όπου:

$$I_d = -I_a \cdot \sin\gamma \quad (2.3)$$

$$I_q = I_a \cdot \cos\gamma \quad (2.4)$$

και  $\beta$  η γωνία μεταξύ του διανύσματος του ρεύματος στάτη και του εγκάρσιου άξονα.

$$\Phi_d = L_d \cdot I_d + \Phi_{mag} \quad (2.5)$$

$$\Phi_q = L_q \cdot I_q \quad (2.6)$$

Τα ρεύματα και οι τάσεις ευθύ άξονα και εγκάρσιου άξονα, μπορούν να υπολογιστούν από τη θεμελιώδη πολική τάση και το ρεύμα οπλισμού που υπολογίζονται από το πρόγραμμα πεπερασμένων στοιχείων Femm, ή μπορούν να μετρηθούν σε μια φυσική πειραματική διάταξη. Ισχύουν κατά τα γνωστά οι σχέσεις:

$$V_a = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (2.7)$$

$$I_a = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (2.8)$$

Οι αυτεπαγωγές  $L_d$ ,  $L_q$  και η ροή του μόνιμου μαγνήτη  $\Phi_{mag}$  μπορούν να υπολογιστούν εύκολα από το Femm, αν προσομοιώσουμε διαδοχικά τη λειτουργία της μηχανής με ρεύμα μόνο ευθύ άξονα, εγκάρσιου άξονα και σε κενό φορτίο, αντίστοιχα.

Χρειάζεται να επισημάνουμε στο σημείο αυτό ότι τόσο οι αυτεπαγωγές  $L_d$ ,  $L_q$  όσο και η ροή μαγνήτη  $\Phi_{mag}$ , δεν αποτελούν σταθερές παραμέτρους της μηχανής. Συγκεκριμένα, οι αυτεπαγωγές μεταβάλλονται ανάλογα με το φορτίο της μηχανής, και τείνουν γενικά να μειώνονται, καθώς το ρεύμα οπλισμού (στάτη) αυξάνει. Η ροή μαγνήτη επίσης μεταβάλλεται με το φορτίο, καθώς σε συνθήκες υψηλού φορτίου επέρχεται μαγνητικός κορεσμός στον πυρήνα της μηχανής.

Με τις ποσότητες αυτές γνωστές, μπορούμε πλέον να υπολογίσουμε τη ροπή σύμφωνα με τη σχέση:

$$T = p \cdot \Phi_{mag} \cdot I_q + p \cdot (L_d - L_q) I_d \cdot I_q \quad (2.9)$$

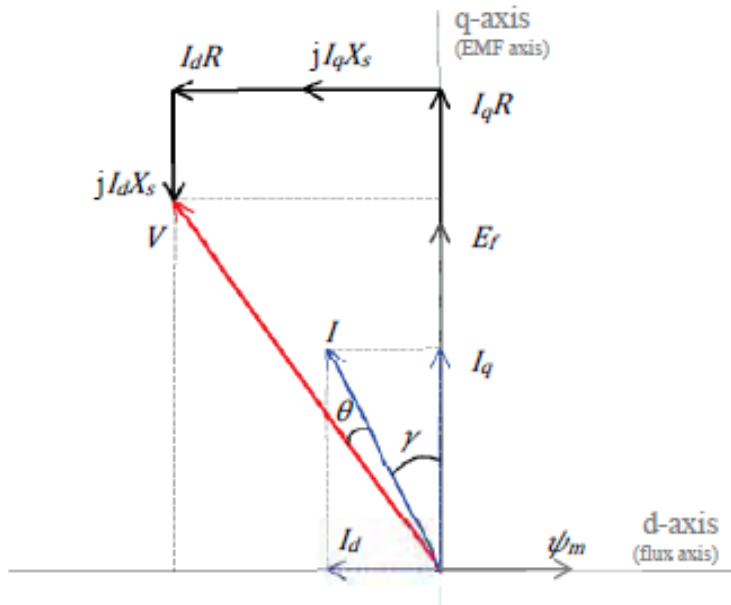
Όπου με  $p$  συμβολίζουμε τα ζεύγη πόλων της μηχανής. Παρατηρούμε ότι η αναλυτική σχέση της ροπής αποτελείται από 2 όρους:

- **ο πρώτος όρος** αφορά τη ροπή μαγνήτισης (**magnet torque**) και είναι ανάλογος της ροής του μόνιμου μαγνήτη, του αριθμού των πόλων της μηχανής και του ρεύματος του εγκάρσιου άξονα.
- **Ο δεύτερος όρος** αφορά τη ροπή ευθυγράμμισης (**reluctance torque**), και είναι ανάλογος των ρευμάτων του d-q πλαισίου αναφοράς, του αριθμού των πόλων και της διαφοράς ( $L_d - L_q$ ) των αυτεπαγωγών της μηχανής. Παρατηρούμε επομένως ότι όσο μεγαλύτερη είναι η ανισοτροπία του δρομέα, η διαφορά ( $L_d - L_q$ ) αυξάνει σε απόλυτη τιμή, αυξάνοντας έτσι και την ικανότητα παραγωγής ροπής ευθυγράμμισης για τη μηχανή. Σημειώνουμε ότι προκειμένου η ροπή ευθυγράμμισης να προστείθεται στη ροπή μαγνήτισης, χρειάζεται το ρεύμα  $i_d$  να είναι αρνητικό, καθώς στις μηχανές E.M.M. ισχύει γενικά :

$$L_d < L_q \quad (2.10)$$

## Διανυσματικό διάγραμμα μηχανής IPM

Παρουσιάζεται στη συνέχεια (Σχήμα 2.13) το διανυσματικό διάγραμμα που προκύπτει για τη μηχανή E.M.M., με βάση τις παραπάνω αναλυτικές σχέσεις.



Σχήμα 2.13: Διανυσματικό διάγραμμα μηχανής E.M.M..

Παρατηρούμε τα εξής:

- Η ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση  $\mathbf{R}_a$  του ισοδύναμου κυκλώματος, έχει αναλυθεί στο διανυσματικό διάγραμμα σε μια ωμική συνιστώσα  $\mathbf{R}$  και σε μια επαγωγική  $\mathbf{X}_s$ .
- **το ρεύμα  $i_d$  λαμβάνει πράγματι αρνητικές τιμές.** Η φυσική σημασία του αρνητικού προσήμου είναι ότι τα κύματα ΜΕΔ που παράγει αυτή η συνιστώσα του ρεύματος, αντιτίθενται στο πεδίο του μόνιμου μαγνήτη και τείνουν να το συμπιέσουν.
- Γίνεται εμφανής ο ρόλος της **γωνίας  $\gamma$** . Σε ταχύτητες μικρότερες της βασικής, η γωνία θα πρέπει να λαμβάνει τιμές κοντά στο μηδέν. Όμως κατά τον έλεγχο εξασθένισης πεδίου, η γωνία  $\gamma$  θα πρέπει να λαμβάνει αρκετά μεγάλες τιμές, έτσι ώστε να απομειώνεται η συνιστώσα εγκάρσιου άξονα του ρεύματος στάτη, και να ενισχύεται η επιθυμητή συνιστώσα ευθύ άξονα, η οποία τείνει να συμπιέσει το πεδίο μαγνήτη.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ

Στο κεφάλαιο αυτό, πραγματοποιείται μια ανάλυση ορισμένων βασικών στοιχείων που αφορούν τη σχεδίαση μιας ηλεκτρικής μηχανής. Οι μηχανές εξετάζονται στη συνέχεια, από πλευράς κατασκευαστικών υλικών, τυλίγματος, απωλειών ενώ επιπλέον πραγματοποιείται μια εισαγωγή στη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων, και ειδικότερα στο πρόγραμμα Femm, που χρησιμοποιείται για τη σχεδίαση και την πεδιακή ανάλυση της μηχανής E.M.M..

#### 3.1 Κατασκευαστικά υλικά ηλεκτρικών μηχανών

Αρχικά πραγματοποιείται μια παρουσίαση των βασικών κατασκευαστικών υλικών που χρησιμοποιούνται στις μηχανές E.M.M., ενώ αναλύονται οι σημαντικότερες ιδιότητες τους. Εξετάζονται καταρχήν τα σιδηρομαγνητικά υλικά που απαρτίζουν και το μεγαλύτερο μέρος της μηχανής.

##### 3.1.1 Σιδηρομαγνητικά υλικά

Το σώμα του στάτη και του δρομέα κατασκευάζονται από **σιδηρομαγνητικά υλικά**. Η επιλογή των υλικών αυτών οφείλεται κυρίως στην υψηλή μαγνητική διαπερατότητα που εμφανίζει ο σίδηρος ως υλικό. Σε εφαρμογές χαμηλών απαιτήσεων, είναι δυνατό να χρησιμοποιείται συμπαγής σίδηρος για το σώμα της μηχανής. Όμως σε πιο απαιτητικές εφαρμογές, ο σίδηρος τεμαχίζεται, και το σώμα της μηχανής κατασκευάζεται από πολλά λεπτά στρώματα σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας. Με τον τρόπο αυτό, επιγχάνεται απομείωση των απωλειών δινορρευμάτων που προκαλούνται λόγω επιδερμικού φαινομένου, και αποτελούν βασική συνιστώσα των απωλειών πυρήνα της μηχανής.

Στη συνέχεια συνοψίζονται οι βασικές ηλεκτρικές και μαγνητικές ιδιότητες, που καθιστούν τα σιδηρομαγνητικά υλικά κατάλληλα για την κατασκευή ηλεκτρικών μηχανών [10]:

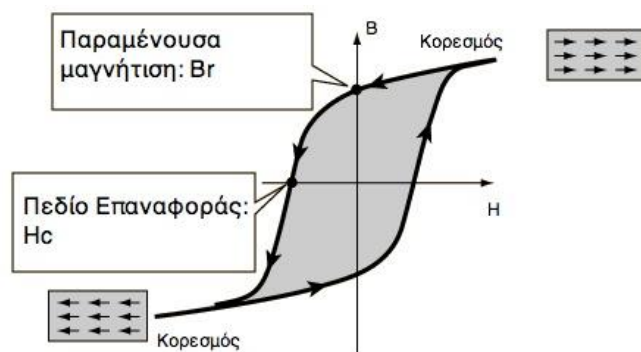
- Υψηλή μαγνητική διαπερατότητα, δηλαδή χαμηλή μαγνητική αντίσταση η οποία ελαχιστοποιεί την μείωση της πεπλεγμένης ροής στο μαγνητικό κύκλωμα της μηχανής.
- Υψηλή μαγνητική επαγωγή κορεσμού, έτσι ώστε να διέρχεται όσο το δυνατό περισσότερη μαγνητική ροή ανά μονάδα όγκου, και να ελαχιστοποιούνται οι διαστάσεις και το βάρος της μηχανής.
- Μικρό εμβαδό βρόχου υστέρησης και σχετικά μεγάλη ηλεκτρική αντίσταση. Οι ιδιότητες αυτές εξασφαλίζουν μειωμένες ειδικές απώλειες, και περιορισμένη αύξηση της θερμοκρασίας. Έτσι διευκολύνεται σημαντικά η ψύξη της μηχανής, και μειώνεται το κατασκευαστικό της κόστος.



Τα σιδηρομαγνητικά υλικά διακρίνονται σε δύο βασικές κατηγορίες: τα μαλακά και τα σκληρά. Τα **μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά**, όπως για παράδειγμα ο μαλακός σίδηρος και ο πυριτιούχος χάλυβας, μαγνητίζονται και απομαγνητίζονται εύκολα. Αντίθετα, **τα σκληρά σιδηρομαγνητικά υλικά**, όπως για παράδειγμα τα κράμματα Alnico, δεν απομαγνητίζονται εύκολα, και διατηρούν τις μαγνητικές τους ιδιότητες σχηματίζοντας μόνιμους μαγνήτες.

Στα μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά, η καμπύλη μαγνήτισης εμφανίζει μεγάλη κλίση, και ο βρόχος υστέρησης έχει μικρό εμβαδό, γεγονός που συνεπάγεται μειωμένες απώλειες υστέρησης. Οι μειωμένες απώλειες υστέρησης, σε συνδυασμό με την μεγάλη σχετική του διαπερατότητα, καθιστούν τα μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά κατάλληλα για χρήση σε μετασχηματιστές ισχύος και ηλεκτρικές μηχανές.

Στο σχήμα 3.1 φαίνεται ο βρόχος υστέρησης ενός σιδηρομαγνητικού υλικού:



**Σχήμα3.1: Βρόχος υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού [10].**

Η μαγνητική επαγωγή στο σημείο όπου το πεδίο μηδενίζεται, ονομάζεται **παραμένουσα μαγνήτιση  $B_r$** .

Στα σκληρά σιδηρομαγνητικά υλικά, που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή μόνιμων μαγνητών, διαθέτουν γενικά μεγάλες τιμές παραμένουσας μαγνήτισης  $B_r$ . Μεγάλες τιμές είναι επιθυμητές και για το μαγνητικό **πεδίο επαναφοράς  $H_c$** , που αντιστοιχεί στην ένταση του μαγνητικού πεδίου που απαιτείται για την απομαγνήτιση του υλικού.

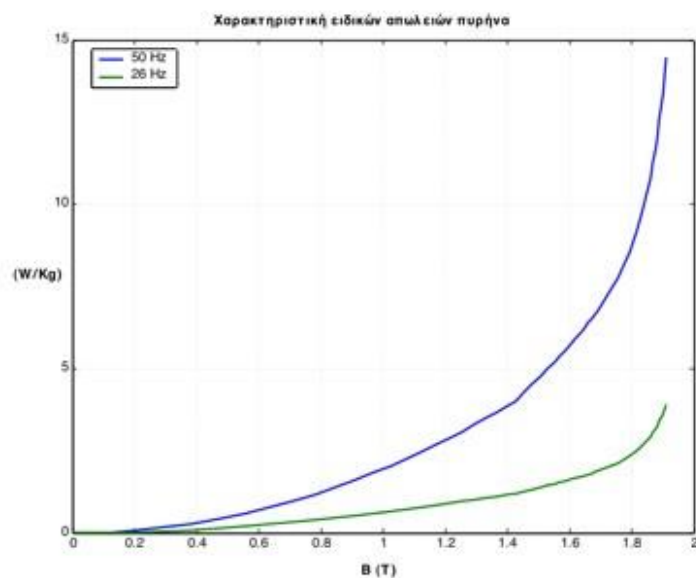
Προσμίξεις πυριτίου χρησιμοποιούνται συχνά, ως προσθήκη στο συμπαγή σίδηρο, προκειμένου να βελτιώσουν ορισμένες ιδιότητες του υλικού. Το πυρίτιο, ως ημιαγωγός, αυξάνει την ηλεκτρική αντίσταση του σιδήρου, ενώ παράλληλα μειώνει τη μαγνητική του αντίσταση και βελτιώνει τη σταθερότητα των μαγνητικών ιδιοτήτων στο χρόνο. Παρ'όλα αυτά, η αύξηση της περιεκτικότητας σε πυρίτιο, μπορεί να μειώσει την αντοχή και τη στιβαρότητα του υλικού. Επιπλέον, οι θερμικές και μηχανικές διεργασίες που απαιτούνται για την κατασκευή του κράματος σιδήρου-πυριτίου, αυξάνουν το κατασκευαστικό κόστος της μηχανής.

Σε εφαρμογές ac, ο συμπαγής σίδηρος αντικαθίσταται από λεπτή σιδηρομαγνητική λαμαρίνα, για τον περιορισμό των δινορρευμάτων που επάγονται από το εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο. Η κατάτμηση του σιδήρου, σε ελάσματα, τα οποία μάλιστα καλύπτονται από μονωτικό υλικό, μειώνει την αγωγή διαδρομή των δινορρευμάτων, ενώ ταυτόχρονα προστατεύουν και το σίδηρο από την οξείδωση.

Η σιδηρομαγνητική λαμαρίνα διακρίνεται σε δύο βασικούς τύπους: με κατευθυνόμενους κόκκους ή χωρίς. Τα **ελάσματα χωρίς κατευθυνόμενους κόκκους** είναι ιστροπικά και χρησιμοποιούνται κυρίως στις ηλεκτρικές μηχανές [11]. Όσο πιο λεπτή είναι η μαγνητική λαμαρίνα, τόσο χαμηλότερες απώλειες δινορρευμάτων αναμένεται να εμφανίσει. Έτσι, το πάχος της μαγνητικής λαμαρίνας μειώνεται διαρκώς με την ανάπτυξη της τεχνολογίας, κα μπορεί να φτάσει πολύ χαμηλές τιμές (0.35mm). Τυπικές τιμές ειδικών απωλειών σε μαγνητική επαγωγή 1.5 T και συχνότητα πεδίου 50 Hz, είναι 3 W/Kg και 4 W/Kg για ελάσματα πάχους 0.35 mm και 0.5 mm αντίστοιχα.

Αντιθέτως, τα **ελάσματα με κατευθυνόμενους κόκκους** παρουσιάζουν μία κατεύθυνση στην οποία οι μαγνητικές ιδιότητες είναι βελτιωμένες και χρησιμοποιούνται κυρίως σε μετασχηματιστές ισχύος, καθώς και σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων. Στην περίπτωση αυτή, οι απώλειες μειώνονται ακόμη περισσότερο, με μια τυπική τιμή απωλειών να είναι 1 W/Kg σε 1.5 T, 50 Hz, για έλασμα πάχους 0.35 mm.

Στο σχήμα 3.2 φαίνεται μια τυπική καμπύλη ειδικών απωλειών, που δείχνει πως μεταβάλλονται οι απώλειες (W/kg), συναρτήσει της μαγνητικής επαγωγής, για μια σιδηρομαγνητική λαμαρίνα χωρίς κατευθυνόμενους κόκκους.



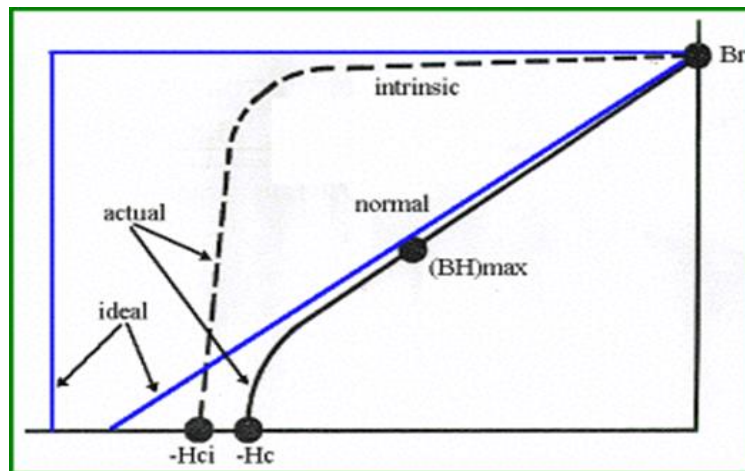
Σχήμα 3.2: Τυπική καμπύλη ειδικών απωλειών σιδηρομαγνητικού υλικού [10].

Το παραπάνω γράφημα αναφέρεται σε μια κοινή λαμαρίνα χαμηλού κόστους. Παρατηρούμε ότι το γόνατο κορεσμού εμφανίζεται σε τιμές μαγνητικής επαγωγής κοντά στο 1.5T, και οι απώλειες στο σημείο αυτό είναι περί τα 5 W/kg για συχνότητες 50Hz. Παρατηρείται επίσης σημαντική μείωση των απωλειών, σε μικρότερες ηλεκτρικές συχνότητες.

### 3.1.2 Μόνιμοι Μαγνήτες

Οι μόνιμοι μαγνήτες αντικαθιστούν συνήθως το τύλιγμα πεδίου που τροφοδεύεται με DC ρεύμα, στο δρομέα των σύγχρονων μηχανών. Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματά τους έχουν αναπτυχθεί στο Κεφάλαιο 2.3.1, όπου παρουσιάζονται και τα πλεονεκτήματα των μηχανών E.M.M..

Οι μόνιμοι μαγνήτες, αποτελούνται από σκληρά σιδηρομαγνητικά υλικά, τα οποία τείνουν να διατηρούν τη μαγνήτισή τους απουσία μαγνητικού πεδίου, ή ακόμη και υπό την παρουσία αντίθετου, ασθενούς μαγνητικού πεδίου. Στο σχήμα 3.3 φαίνεται μια τυπική καμπύλη απομαγνήτισης ενός μόνιμου μαγνήτη:



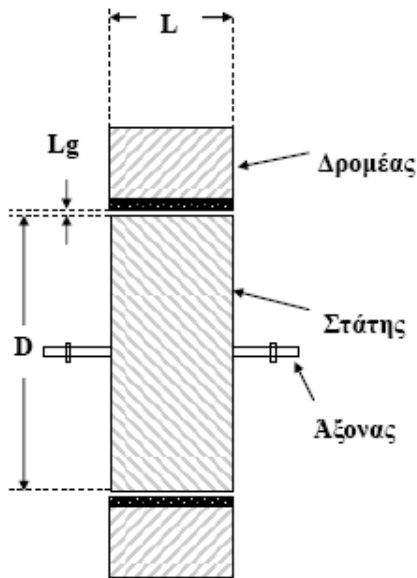
Σχήμα 3.3: Τυπική καμπύλη απομαγνήτισης μόνιμου μαγνήτη [11].

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, το πεδίο επαναφοράς  $H_c$ , αντιστοιχεί σε εκείνη την τιμή ενός εξωτερικά επιβαλλόμενου, αντίθετου μαγνητικού πεδίου που μπορεί να απομαγνητίσει το υλικό. Για το λόγο αυτό, πρέπει να αποφεύγεται η λειτουργία κοντά στο γόνατο της παραπάνω καμπύλης, καθώς αντιστοιχεί σε λειτουργικές καταστάσεις όπου ο μαγνήτης τείνει να απομαγνητιστεί. Όσον αφορά το **σημείο (BH)max**, του σχήματος, αυτό αντιστοιχεί στη μέγιστη τιμή ενέργειας του μαγνήτη. Το ακριβές σημείο στο οποίο λειτουργεί ο μαγνήτης, επί της καμπύλης απομαγνήτισης, εξαρτάται από το εξωτερικά επιβαλλόμενο πεδίο, και τη χωρική γεωμετρία. Πρέπει επομένως οι παράμετροι αυτές να λαμβάνονται υπόψιν κατά τη σχεδίαση, προκειμένου ο μαγνήτης να λειτουργεί κοντά στο σημείο (BH)max.

### 3.2 Θεμελιώδεις σχέσεις προκαταρκτικής σχεδίασης

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται ορισμένες θεμελιώδεις σχέσεις, που καθορίζουν την προκαταρκτική σχεδίαση της μηχανής, με βάση ορισμένα τυποποιημένα ηλεκτρικά, μαγνητικά και θερμικά μεγέθη.

Οι δύο βασικές διαστάσεις μιας ηλεκτρικής μηχανής, είναι το **ενεργό μήκος L**, και η **διάμετρος διακένου D**. Οι βασικές αυτές διαστάσεις απεικονίζονται στο σχήμα 3.4 :



Σχήμα 3.4: Βασικές διαστάσεις ηλεκτρικής μηχανής [12].

#### 3.2.1 Ειδικές Φορτίσεις

- Η ειδική μαγνητική φόρτιση,  $\bar{B}$ , συνδέει τον αριθμό πόλων P με τη μαγνητική ροή ανά πόλο  $\Phi$  και δίνεται

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

Όπου D η διάμετρος του διακένου και L το αξονικό μήκος του ενεργού μέρους της μηχανής.

Το μέγεθος αυτό λαμβάνει συνήθως τιμές από 0.5 T ως 0.6 T και το άνω όριο τίθεται από το φαινόμενο του κορεσμού του σιδηρομαγνητικού υλικού στα δόντια του στάτη, ή στις λεπτές γέφυρες σιδήρου, στην περίπτωση μηχανής E.M.M.. Υψηλή μαγνητική φόρτιση σημαίνει αυξημένη δυνατότητα παραγωγής ροπής και ισχύος. Το αντίτιμο είναι αυξημένες απώλειες πυρήνα, ειδικά όταν τα δόντια του στάτη βρίσκονται σε κορεσμό.

- Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση,  $ac$ , ορίζεται ως η ενεργός τιμή των αμπερελιγμάτων ανά μέτρο περιφέρειας του διακένου, σύμφωνα με τη σχέση :

$$ac = \frac{3 \cdot 2 \cdot N_s \cdot I}{\pi \cdot D} \quad (3.2)$$

Τυπικές τιμές ηλεκτρικής φόρτισης σύγχρονων μηχανών είναι από 15000 AE/m ως 45000 AE/m. Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση καθορίζει από κοινού με την ειδική μαγνητική φόρτιση την ικανότητα παραγωγής ροπής μιας δεδομένης μηχανής. Μεγάλη  $ac$ , εκφράζει μια μηχανή, η οποία είναι έντονα φορτισμένη ηλεκτρικά, και τα τυλίγματα της διαρρέονται από μεγάλα ρεύματα, σε ονομαστικό φορτίο. Όσο αφορά τις απώλειες, η ηλεκτρική φόρτιση συνδέεται φυσιολογικά, με τις απώλειες χαλκού της μηχανής.

### 3.2.2 Ηλεκτρικά μεγέθη

Η ενεργός τιμή της επαγόμενης φασικής τάσης (back emf),  $e$ , δίνεται από τη σχέση [12] :

$$e = 4.44 \cdot k_w \cdot f \cdot N_s \cdot \Phi \quad (3.3)$$

Όπου:

- $k_w$  ο συντελεστής τυλίγματος (winding factor)
- $f$  η ηλεκτρική συχνότητα
- $N_s$  ο συνολικός αριθμός ελιγμάτων ανά φάση
- $\Phi$  η θεμελιώδης μαγνητική ροή ανά πόλο.

Η φαινόμενη ισχύς της μηχανής δίνεται τότε από τη σχέση:

$$S = 3 \cdot e \cdot I \quad (3.4)$$

Όπου  $I$  το φασικό ρεύμα οπλισμού.

Η ηλεκτρική συχνότητα  $f$  συνδέεται με τη μηχανική ταχύτητα περιστροφής,  $n$ , με τη γνωστή σχέση:

$$n = \frac{120 \cdot f}{P} \quad (3.5)$$

Συνδυάζοντας τις παραπάνω σχέσεις, προκύπτει τελικά η ακόλουθη βασική σχέση, που συνδέει την ισχύ εξόδου της μηχανής, με τις ειδικές της φορτίσεις, καθώς επίσης και με τις βασικές της διαστάσεις  $L$  και  $D$ :

$$S = 1.11 \cdot k_w \cdot \pi^2 \cdot \bar{B} \cdot ac \cdot D^2 \cdot L \cdot n \quad (3.6)$$

Όπως φαίνεται από αυτή τη σχέση, η ισχύς εξόδου της μηχανής είναι ανάλογη του τετραγώνου της διαμέτρου του διακένου και ευθέως ανάλογη του ενεργού μήκους  $L$ . Το γεγονός αυτό μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι μηχανές με υψηλές απαιτήσεις ροπής αναμένεται να έχουν αρκετά δισκοειδές σχήμα, δεδομένου ότι η ροπή αυξάνεται με το τετράγωνο της διαμέτρου  $D$ .

### 2.2.3 Μηχανικά μεγέθη

Η **οριακή τάση διακένου** αποτελεί μέτρο της μηχανικής αντοχής του κινητήρα και ορίζεται ως η φυγόκεντρος δύναμη του δρομέα ανά μονάδα επιφάνειας.

Η φυγόκεντρος δύναμη δίνεται από τη γνωστή σχέση:

$$F = m \cdot \omega_{rm} \cdot R \quad (3.7)$$

Όπου:

- $m$  η μάζα του δρομέα
- $\omega_{rm}$  η μηχανική γωνιακή ταχύτητα περιστροφής
- $R$  η ακτίνα του δρομέα

Τελικά, η οριακή τάση διακένου προκύπτει ως:

$$\text{Οριακή Τάση Διακένου} = \frac{m \cdot \omega_{rm}}{2 \cdot \pi \cdot L} \quad (3.8)$$

Η οριακή τάση διακένου, δεν πρέπει να ξεπερνά την τιμή των  $10 \text{ tn/cm}^2$ . Η τιμή αυτή αποτελεί το θεωρητικό όριο θραύσης του σιδήρου. Οι πρακτικές τιμές που λαμβάνει το μέγεθος δεν ξεπερνούν συνήθως τον  $1 \text{ tn/cm}^2$ .

Η **πυκνότητα ρεύματος** του τυλίγματος, αποτελεί βασικό μέγεθος της μηχανής και σχετίζεται με τη θερμική της ισορροπία καθώς προσδιορίζει το μέγεθος των ωμικών απωλειών στο τύλιγμα της μηχανής. Οι ωμικές απώλειες αποτελούν τη βασικότερη πηγή παραγωγής ανεπιθύμητης θερμότητας στη μηχανή, και για το λόγο αυτό η επιλεγόμενη πυκνότητα ρεύματος καθορίζει σε μεγάλο βαθμό, το είδος ψύξης της μηχανής. Αν η θερμική σχεδίαση της μηχανής δεν είναι σωστή, τότε μπορεί να προκληθούν βλάβες στα υλικά της μηχανής, και ιδιαίτερα στις μονώσεις, οι οποίες είτε καταστρέφονται είτε συνεχίζουν να λειτουργούν με μειωμένη απόδοση.

Ένα εμπειρικό όριο πυκνότητας ρεύματος, για **φυσικό αερισμό**, είναι τα  $4 - 4.5 \text{ A/mm}^2$ . Για μεγαλύτερες πυκνότητες ρεύματος, δεν αρκεί η φυσική ψύξη, αλλά απαιτείται εξαναγκασμένη ψύξη, η οποία επιτυγχάνεται είτε με τεχνητό αερισμό είτε με κλειστό σύστημα κυκλοφορίας ψυκτικού υγρού. Όσο μεγαλύτερη είναι η μηχανή, τόσο πιο εξελιγμένα είναι τα συστήματα ψύξης που χρησιμοποιούνται. Στις πολύ μεγάλες μηχανές ισχύος πολλών MW, απαιτείται ειδικό σύστημα ψύξης της μηχανής με υγρό υδρογόνο.

Η **ελάχιστη επιφάνεια διακένου** της μηχανής, εξαρτάται κυρίως από τις προδιαγραφές ροπής της υπό σχεδίαση μηχανής. Θεωρείται ότι η ροπή μεγιστοποιείται όταν η γωνία  $\delta$  μεταξύ των πεδίων δρομέα και στάτη, λαμβάνει τιμή 90 ηλεκτρικές μοίρες. Η θεώρηση αυτή είναι αρκετά ακριβής σε μηχανές κυλινδρικού δρομέα, όχι όμως και σε μηχανές με αυξημένη εκτυπότητα, καθώς στην περίπτωση αυτή, η γωνία μέγιστης ροπής μετατοπίζεται, και η ροπή μεγιστοποιείται πριν τις 90 ηλεκτρικές μοίρες. Στη συνέχεια ορίζεται η **εφαπτομενική πίεση διακένου** ως εξής:

$$P_t = \frac{\int \vec{B}_n \cdot \vec{B}_t dl}{\pi \cdot D \cdot \mu_0} \quad (3.9)$$

όπου  $B_n$  και  $B_t$  η ακτινική και εφαπτομενική μαγνητική επαγωγή διακένου αντίστοιχα και το επικαμπύλιο ολοκλήρωμα εκτείνεται κατά μήκος του μέσου του διακένου.

Αφού υπολογιστεί η εφαπτομενική πίεση, και με γνωστή την επιθυμητή ροπή της μηχανής, χρησιμοποιείται η ακόλουθη σχέση:

$$T_{el,max} = \frac{\pi \cdot P_t \cdot D^2 \cdot L}{2} \quad (3.10)$$

Στην τελευταία αυτή σχέση, μοναδικοί άγνωστοι είναι οι βασικές διαστάσεις  $D, L$  της μηχανής. Χρησιμοποιώντας επομένως την παραπάνω σχέση ως σημείο εκκίνησης, και λαμβάνοντας υπόψιν μια σειρά από παραμέτρους, αποφασίζονται τελικά οι διαστάσεις  $D, L$  της μηχανής. Η ακριβής μεθοδολογία, εφαρμόζεται σε επόμενο κεφάλαιο, κατά την προκαταρκτική σχεδίαση της μηχανής E.M.M..

### 3.3 Πεδιακή ανάλυση με πεπερασμένα στοιχεία

Η προκαταρκτική σχεδίαση ενός κινητήρα παρέχει μια βασική άποψη της απαιτούμενης διαμόρφωσης του σχεδιαζόμενου κινητήρα. Συμπληρωματικά, η πεδιακή ανάλυση μπορεί να δώσει λεπτομερή ανάλυση του μαγνητικού πεδίου και να οδηγήσει στην επιβεβαίωση των χαρακτηριστικών του κινητήρα που αναμένονται από την προκαταρκτική σχεδίαση ή στην διαπίστωση της ανάγκης για βελτίωσή τους. Η πεδιακή ανάλυση παρέχει την κατανομή του μαγνητικού πεδίου και μέσω αυτής, με κατάλληλη μετεπεξεργασία μπορούν να υπολογιστούν με ακρίβεια μεγέθη όπως, ροπή και δύναμη, απώλειες, πυκνότητα ηλεκτρικού ρεύματος, όπως επίσης να εντοπιστούν περιοχές πυρήνα που βρίσκονται σε κορεσμό.

#### 3.3.1 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 πυκνότητα του μαγνητικού πεδίου ( $B$ ) ικανοποιούν :

$$\nabla \times H = J \quad (3.11)$$

και

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (3.12)$$

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

$$B = \mu H \quad (3.13)$$

Αν το υλικό είναι μη γραμμικό, όπως για παράδειγμα κορεσμένος σίδηρος ή μαγνήτες alnico, τότε η επιτρεπτότητα,  $\mu$ , είναι στην πραγματικότητα μία συνάρτηση του B:

$$\mu = \frac{B}{H(B)} \quad (3.14)$$

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

$$B = \nabla \times A \quad (3.15)$$

Αυτός ο ορισμός του B ικανοποιεί πάντα την εξίσωση (3.12). Τότε, η (3.11) γράφεται ως εξής:

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu(B)} \nabla \times A \right) = J \quad (3.16)$$

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

$$-\frac{1}{\mu} \nabla^2 A = J \quad (3.17)$$

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

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 διαφορίση του A. Η εξίσωση (3.15) έχει τη μορφή μιας ελλειπτικής μερικής διαφορικής εξίσωσης, για την επίλυση της οποίας έχει αναπτυχθεί μεγάλος αριθμός μαθηματικών εργαλείων.



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

### 3.3.2. Οριακές συνθήκες

- Dirichlet. Σε αυτό τον τύπο οριακής συνθήκης, η τιμή του δυναμικού  $A$  δηλώνεται στο πάνω στο όριο, π.χ.  $A=0$ . Δηλώνοντας σε ένα μαγνητικό πρόβλημα  $A=0$  κατά μήκος ενός ορίου της γεωμετρίας, αποτρέπεται η μαγνητική ροή από το να διαπεράσει το όριο αυτό.
- 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 μεταξύ των Dirichlet και Neumann, καθορίζοντας μια σχέση μεταξύ της τιμής του  $A$  και της παραγώγου του. Ένα παράδειγμα τέτοιας οριακής συνθήκης είναι:

$$\frac{\partial A}{\partial n} + cA = 0 \quad (3.18)$$

Αυτή η οριακή συνθήκη χρησιμοποιείται συνήθως για να επιτρέψουν σε ένα περιορισμένο χωρικά πρόβλημα να μιμηθεί τη συμπεριφορά μιας άπειρης χωρικά περιοχής.

- Περιοδική. Μια περιοδική οριακή συνθήκη συνδέει μαζί δύο όρια. Σε αυτό τον τύπο οριακής συνθήκης, οι οριακές τιμές σε αντίστοιχα σημεία των δύο ορίων ισούνται.
- 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.

### 3.3.3 Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων

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

Το πλεονέκτημα της διαίρεσης της περιοχής του προβλήματος σε ένα μεγάλο αριθμό μικρών στοιχείων είναι ότι το 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, και υπάρχουν αλγόριθμοι που επιτρέπουν την επίλυσή του σε σύντομο χρόνο.

### 3.3.4 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 μια 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.

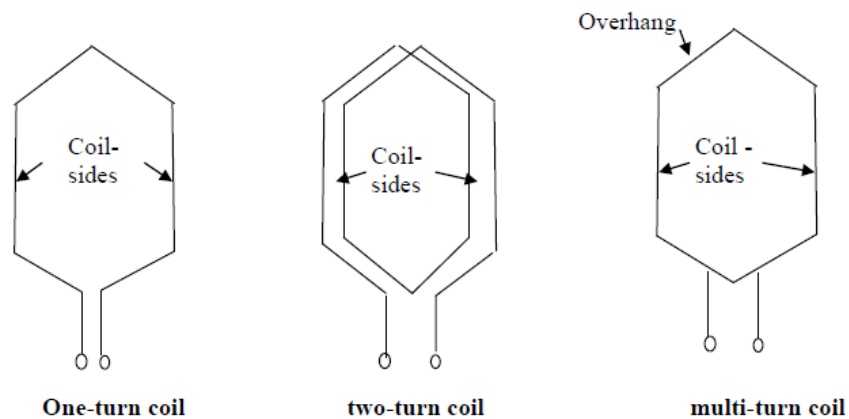
Η διαδικασία επίλυσης ενός μαγνητικού προβλήματος από το femm έχει τα παρακάτω στάδια:

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.

### 3.4 Τυλίγματα ηλεκτρικών μηχανών

Για να μπορέσει να επιτευχθεί η σαφής περιγραφή ενός τυλίγματος, είναι ανάγκη να καθορίσουμε αρχικά ορισμένες βασικές έννοιες. Ορίζουμε έτσι τα εξής:

- **Αγωγός( conductor):** Ως αγωγός ορίζεται ένα μήκος σύρματος που λαμβάνει ενεργό μέρος στη διαδικασία της ηλεκτρομηχανικής μετατροπής.
- **Σπείρα(turn):** Κάθε σπείρα αποτελείται ουσιαστικά από δύο αγωγούς (μας ενδιαφέρει το ενεργό μέρος του σύρματος).
- **Πηνίο(coil):** Κάθε πηνίο αποτελείται από οποιονδήποτε αριθμό σπειρών
- **Πλευρές Πηνίου (coil-sides):** Κάθε πηνίο με οποιονδήποτε αριθμό σπειρών έχει πάντα 2 πλευρές πηνίου.



Σχήμα 3.5: Πηνία με μία , δύο και περισσότερες σπείρες.

### 3.4.1 Συγκεντρωμένο και διανεμημένο τύλιγμα

Η βασικότερη διάκριση των τυλιγμάτων των ηλεκτρικών μηχανών είναι αυτή ανάμεσα στο συγκεντρωμένο και στο διανεμημένο τύλιγμα.

Το **διανεμημένο** τύλιγμα αποτελεί την πιο καθιερωμένη και ευρέως χρησιμοποιούμενη επιλογή.

Η ιδέα του διανεμημένου τυλίγματος προέκυψε από την ανάγκη για παραγωγή ημιτονοειδούς ΗΕΔ ή ΜΕΔ στο διάκενο (χωρική κατανομή), προκειμένου να παραχθεί στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο.

Γνωρίζουμε όμως ότι το κύμα ΜΕΔ ενός πηνίου έχει γενικά τετραγωνική μορφή.

Άρα για να επιτευχθεί ημιτονικότητα, είναι αναγκαία η κατάλληλη τοποθέτηση των πηνίων στα αυλάκια ώστε να καταφέρουμε χρησιμοποιώντας ορθογωνικές κατανομές, να προσεγγίσουμε την ημιτονική. Αυτό σημαίνει ότι οι σπείρες κάθε τυλίγματος, κατανέμονται κατάλληλα στα αυλάκια, προκειμένου να σχηματίσουν πηνία πλήρους ή κλασματικού βήματος.

Όσο περισσότερες είναι οι **πλευρές πηνίου ανά πόλο και φάση**, τόσο καλύτερα προσεγγίζουμε την ημιτονική κυματομορφή.

Σε αντίθεση με το διανεμημένο, στο **συγκεντρωμένο** τύλιγμα, όλες οι σπείρες τυλίγονται σε σειρά σχηματίζοντας ένα πολύκλωνο πηνίο. Κάθε πηνίο, τυλίγεται γύρω από ένα δόντι κι έτσι κατασκευάζεται το τύλιγμα της μηχανής.

Αν γνωρίζουμε τους πόλους και τις αύλακες μιας μηχανής, ένας γρήγορος τρόπος να διαπιστώσουμε αν το τύλιγμα της είναι συγκεντρωμένο είναι, να εξετάσουμε τον αριθμό αυλάκων ανά πόλο και φάση  $q$ . Ο αριθμός αυτός δίνεται από τη βασική σχέση:

$$q = \frac{p}{m \cdot P} \quad (3.19)$$

Όπου  $m$  ο αριθμός των φάσεων (συνήθως  $m = 3$ ).

Εάν ισχύει  $q < 1$ , τότε το τύλιγμα είναι συγκεντρωμένο.

Το συγκεντρωμένο τύλιγμα αποτελεί μια μοντέρνα τοπολογία, η επιλογή της οποίας γίνεται ολοένα και πιο δημοφιλής χάρη στα σημαντικά **πλεονεκτήματα** που παρουσιάζει. Τα κυριότερα από αυτά είναι τα εξής [13]:

- Κοντύτερα, μη επικαλυπτόμενα άκρα τυλιγμάτων (μειωμένες απώλειες Cu).
- Εύκολη κατασκευή, λιγότερα πηνία.
- Δεν υπάρχουν αμοιβαίες αυτεπαγωγές μεταξύ φάσεων, με αποτέλεσμα να υπάρχει μεγαλύτερη ανοχή σε αντίστοιχα σφάλματα.
- Κατάλληλα για λειτουργία flux weakening, λόγω υψηλής αυτεπαγωγής ευθέως άξονα  $L_d$ .
- Μεγαλύτερες τιμές συντελεστή πληρότητας χαλκού στην αύλακα.

Από την άλλη πλευρά, το **διανεμημένο τύλιγμα**:

- Προσφέρει καλύτερη ημιτονικότητα, άρα μικρότερη αρμονική παραμόρφωση τάσης, και χαμηλότερες παρασιτικές ροπές (cogging torque).
- Παρέχει περισσότερες κατασκευαστικές επιλογές, όσον αφορά τους δυνατούς συνδυασμούς για τον αριθμό των πόλων και των αυλακιών.
- Συνδυάζεται καλύτερα με ασύγχρονες μηχανές.
- Προσφέρει μεγαλύτερη ΗΕΔ, χάρη στον υψηλότερο συντελεστή τυλίγματος  $k_w$ , που επιτυγχάνεται, ειδικά σε μηχανές E.M.M..

Το συγκεντρωμένο τύλιγμα, είναι δυνατό να υλοποιηθεί μόνο με τους συνδυασμούς πόλων και αυλακιών που φαίνονται στον ακόλουθο πίνακα [13].

Οι τιμές κάθε κελιού αντιστοιχούν στο συντελεστή τυλίγματος που επιτυγχάνεται για κάθε δυνατό συνδυασμό πόλων-αυλάκων. Ικανοποιητικές τιμές συντελεστή τυλίγματος, θεωρούνται αυτές που προσεγγίζουν την μονάδα, και ένα συχνό όριο είναι να απαιτείται  $k_w \geq 0.866$ , έτσι ώστε να μην προκαλείται μεγάλη απομείωση της θεμελιώδους της επαγόμενης τάσης.

Παρατηρούμε ότι για μια ολιγοπολική μηχανή, η επιλογή συγκεντρωμένου τυλίγματος μας περιορίζει σημαντικά όσον αφορά τον αριθμό των αυλάκων που θα επιλέξουμε.

Qs/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		0.933	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		0.953	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	0.866		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

Σχήμα 3.5: Δυνατοί συνδυασμοί πόλων-αυλάκων για συγκεντρωμένο τύλιγμα, και οι αντίστοιχοι συντελεστές  $k_w$  [13].

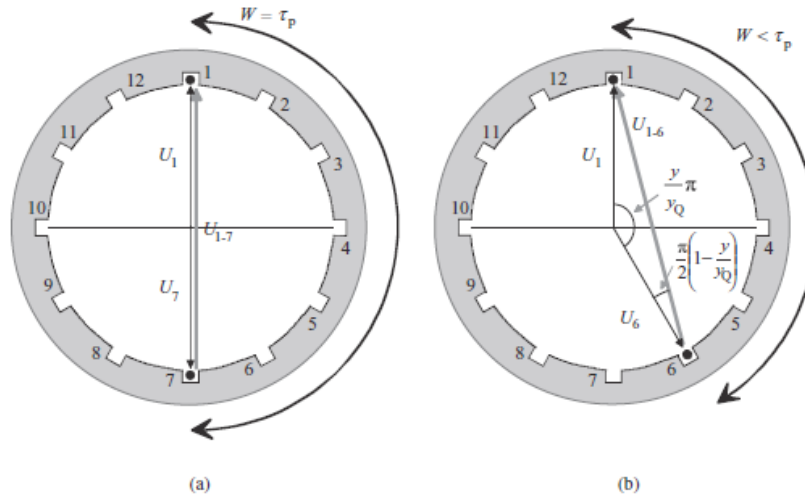
### 3.4.2 Τυλίγματα πλήρους και κλασματικού βήματος

Ως **πολικό βήμα** ορίζεται η γωνιακή απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών πόλων της μηχανής. Ανεξάρτητα από τον αριθμό των πόλων της μηχανής, ένα πολικό βήμα αντιστοιχεί πάντοτε σε 180 ηλεκτρικές μοίρες. Η μηχανική γωνία που αντιστοιχεί σε ένα πολικό βήμα είναι:

$$\rho_p = \frac{360^\circ}{p} \quad (3.20)$$

Ως **βήμα ενός πηνίου (coil-pitch)** ορίζεται η γωνιακή απόσταση μεταξύ των δύο πλευρών του εν λόγω πηνίου (coil sides). Αν η απόσταση αυτή είναι ίση με την απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών πόλων, τότε λέμε ότι έχουμε τύλιγμα **πλήρους βήματος**. Αντίθετα, αν η απόσταση αυτή είναι μικρότερη, και αποτελεί ένα κλάσμα του πολικού βήματος, τότε έχουμε τύλιγμα **κλασματικού βήματος**.

Για παράδειγμα ένα πηνίο κλασματικού βήματος 5/6, καλύπτει τα πέντε έκτα της απόστασης μεταξύ δύο διαδοχικών πόλων της μηχανής. Στο σχήμα 3.6, αναπαρίσταται η ίδια τοπολογία, αρχικά με τύλιγμα πλήρους, και στη συνέχεια με τύλιγμα κλασματικού βήματος:



Σχήμα 3.6: Τοπολογία πλήρους (a) και κλασματικού (b) τυλίγματος [11].

Γενικότερα, το βήμα ενός πηνίου κλασματικού βήματος, δίνεται σε ηλεκτρικές μοίρες, από την παρακάτω σχέση [14] :

$$\rho = \frac{\theta_m}{\rho_p} \cdot 180^\circ \quad (3.21)$$

Το κλασματικό βήμα αποτελεί μια ιδιαίτερα διαδεδομένη σχεδιαστική επιλογή, καθώς επιτυγχάνει την απομείωση των ανώτερων αρμονικών χώρου που εισάγουν τα τυλίγματα.

Η απομείωση αυτή επιτυγχάνεται με τον ακόλουθο τρόπο:

Η χρήση του κλασματικού βήματος διπλής στρώσης σε μια μηχανή, συνεπάγεται ότι σε κάποιες από τις αύλακές της, θα φιλοξενούνται αγωγοί διαφορετικών φάσεων μέσα στην ίδια αύλακα.

Αυτό έχει ως συνέπεια την δημιουργία ρευμάτων, οι γωνίες των οποίων (αν αυτά περιγραφούν ως διανύσματα χώρου) θα λαμβάνουν τιμές μεταξύ των γωνιών των δύο διαφορετικών φάσεων, που συνυπάρχουν στη συγκεκριμένη αύλακα.

Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η δημιουργία ρευμάτων (άρα και αντίστοιχων κυμάτων ΜΕΔ) με ενδιάμεσες τιμές φάσης, οι οποίες συμβάλλουν στην ημιτονικότητα της κατανομής.

Εκτός βέβαια από στην απομείωση των αρμονικών, με το κλασματικό βήμα απομειώνεται σε κάποιο βαθμό και η θεμελιώδης συνιστώσα των παραγόμενων κυμάτων ΜΕΔ, γεγονός που έχει δυσμενείς συνέπειες στην ικανότητα ροπής της μηχανής. Για το λόγο αυτό, πραγματοποιείται κατά τη σχεδίαση ένας συμβιβασμός μεταξύ των αντικρουόμενων κριτηρίων, και μια τυπική απαίτηση προβλέπει οι αρμονικές να περιορίζονται τελικά στο 5% της θεμελιώδους συνιστώσας.

Ειδικά στις **ασύγχρονες** μηχανές όπου το πεδίο του δρομέα δεν προκύπτει από δική μας διέγερση, αλλά ακολουθεί το πεδίο του στάτη, οι ανώτερες αρμονικές στάτη και δρομέα

συμβάλλουν δημιουργώντας σοβαρά προβλήματα απωλειών, θορύβου και μηχανικών καταπονήσεων.

Στις **σύγχρονες** μηχανές η επιτακτικότητα για τύλιγμα κλασματικού βήματος δεν είναι τόσο μεγάλη, καθώς φροντίζουμε το τύλιγμα δρομέα να δημιουργεί χωρικές αρμονικές διαφορετικής τάξης από αυτές του στάτη. Τέλος, στις μηχανές **μονίμων μαγνητών**, όπως αυτή της εφαρμογής μας, δεν υπάρχουν τυλίγματα στο δρομέα με αποτέλεσμα να μην τείθεται ζήτημα συμβολής των επιμέρους αρμονικών.

### Συντελεστές βήματος και πλάτους τυλίγματος

Η μείωση που προκαλείται στην αντι-ΗΕΔ λόγω κλασματικού βήματος, ποσοτικοποιείται μέσω του **συντελεστή βήματος  $k_p$  (pitch factor)**, ο οποίος ορίζεται ως:

$$k_{pn} = \sin\left(\frac{n \cdot \text{βήμα πηνίου}}{2}\right) \quad (3.22)$$

όπου  $n$  η τάξη της αρμονικής, για την οποία γίνεται ο υπολογισμός. Μπορούμε επομένως να διαλέξουμε κατάλληλο κλασματικό βήμα, προκειμένου να επιτύχουμε μοναδιαίο συντελεστή βήματος για την τάξη αρμονικής που μας ενδιαφέρει.

Στη γεωμετρία διανεμημένου τυλίγματος με  $q > 1$ , πηνία της ίδιας φάσης τοποθετούνται σε διαδοχικές αύλακες. Οι επιμέρους τάσεις προστίθενται διανυσματικά, με αποτέλεσμα η συνολική τάση στα άκρα του τυλίγματος να είναι ελαφρώς απομειωμένη λόγω της γωνίας μεταξύ των διανυσμάτων. Η απομείωση αυτή της επαγόμενης τάσης ποσοτικοποιείται με το **συντελεστή βήματος  $k_d$  (distribution factor)**, ο οποίος ορίζεται ως εξής:

$$k_{dn} = \frac{\sin\left(\frac{nma}{2}\right)}{m \cdot \sin\left(\frac{a}{2}\right)} \quad (3.23)$$

Όπου:

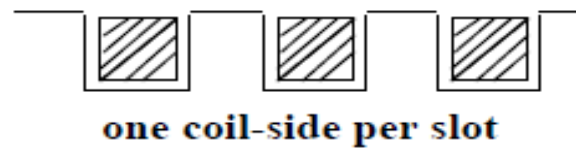
- $n$  η τάξη της αρμονικής
- $m$  ο αριθμός πηνίων ανά φάση
- $a$  το βήμα αύλακος

### 3.4.3 Τυλίγματα απλής και διπλής στρώσης

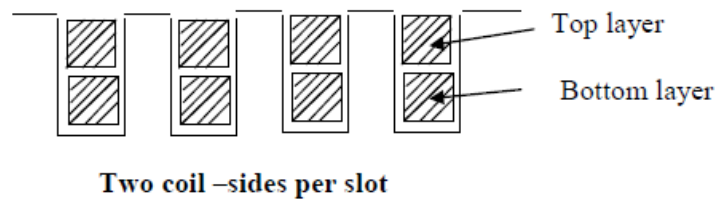
Μια βασική διάκριση των τυλιγμάτων ηλεκτρικών μηχανών είναι σε τυλίγματα απλής και διπλής στρώσης.

Στα τυλίγματα απλής στρώσης, σε κάθε αύλακα όλος ο χώρος καταλαμβάνεται από **μία μόνο πλευρά πηνίου** (Σχήμα 3.7).

Αντίθετα, στα τυλίγματα διπλής στρώσης, μέσα στην ίδια αύλακα υπάρχει άρτιος αριθμός (συνήθως 2) πλευρών πηνίου, που χωρίζουν το αυλάκι σε δύο στρώματα (Σχήμα 3.8).

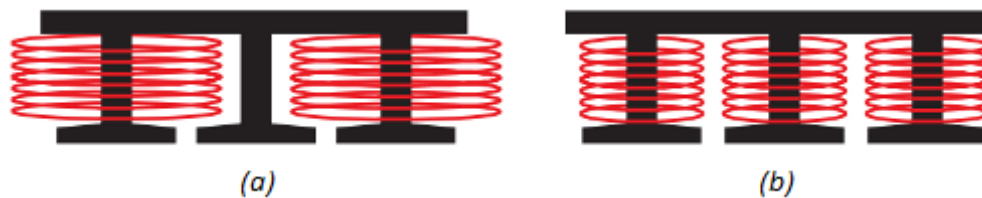


Σχήμα 3.7: Τύλιγμα απλής στρώσης [12].



Σχήμα 3.8: Τύλιγμα διπλής στρώσης [12].

Στην περίπτωση του **συγκεντρωμένου** τυλίγματος, το τυλίγμα διπλής στρώσης θα έχει ένα πηνίο τυλιγμένο γύρω από κάθε δόντι (σχήμα 3.9.b), ενώ στο απλής στρώσης (σχήμα 3.9.a), τα πηνία θα τυλίγονται γύρω από εναλλασσόμενα δόντια (“δόντι παρά δόντι”).



Σχήμα 3.9 Συγκεντρωμένο τύλιγμα απλής (a) και διπλής (b) στρώσης [12].

Το τυλίγμα διπλής στρώσης, το οποίο επιλέγεται και για τη δική μας εφαρμογή, παρουσιάζει ένα πλήθος από πλεονεκτήματα σε σχέση με το τύλιγμα μονής στρώσης, του οποίου η χρήση περιορίζεται σε μικρές μηχανές.

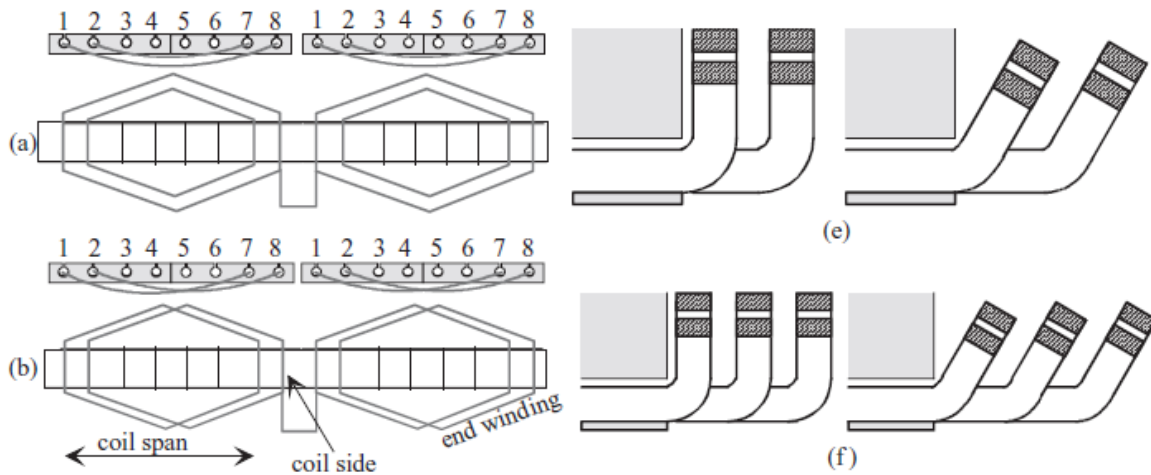
Τα κυριότερα πλεονεκτήματα του τυλίγματος διπλής στρώσης είναι τα εξής:

- Επιτρέπει τη δημιουργία διανεμημένου τυλίγματος κλασματικού βήματος.
- Επιτυγχάνεται πιο ημιτονοειδής αντι-ΗΕΔ.
- Ευκολότερη κατασκευή, και χαμηλότερο κόστος πηνίων.
- Πιο κοντά άκρα τυλιγμάτων, άρα μικρότερες σκεδάσεις σε αυτά.



### 3.4.4 Άκρα τυλιγμάτων

Ονομάζουμε **άκρα ενός πηνίου**, τα κομμάτια του πηνίου, τα οποία δεν βρίσκονται μέσα στις αύλακες αλλά εξέρχουν από αυτές. Τα άκρα όλων των πηνίων διαμορφώνουν τελικά τα άκρα του τυλίγματος της μηχανής. Είναι δυνατό, για τις ίδιες απαιτήσεις παραγωγής μαγνητικής ροής να επιτύχουμε διαφορετικές διαμορφώσεις των άκρων των πηνίων, κατανέμοντας κατάλληλα τις σπείρες στα αυλάκια της μηχανής.



Σχήμα 3.10: Διαφορετικές διαμορφώσεις άκρων τυλιγμάτων [11].

Στο σχήμα 3.10 φαίνονται δύο διαφορετικές διαμορφώσεις άκρων τυλίγματος.

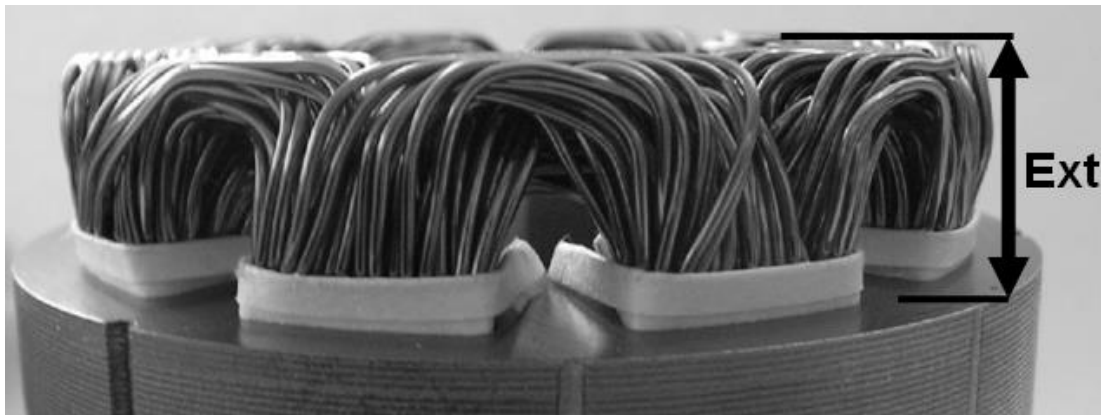
Το τύλιγμα του σχήματος (a) ονομάζεται **ομόκεντρο** (concentric winding), και παράγει άκρα τυλίγματος της μορφής του σχήματος (e). Παρατηρούμε ότι η έκταση που καλύπτει κάθε πηνίο είναι διαφορετική, καθώς και ότι τα άκρα πηνίων σχηματίζουν δύο ξεχωριστά, μη επικαλυπτόμενα επίπεδα.

Το τύλιγμα του σχήματος (b) ονομάζεται **αδαμαντοειδές** (diamond winding), και παράγει άκρα τυλίγματος της μορφής του σχήματος (f). Αντίθετα από το ομόκεντρο, στο αδαμαντοειδές τύλιγμα όλα τα πηνία έχουν το ίδιο πλάτος. Όπως αναφέραμε, στις δύο αυτές διαμορφώσεις τα άκρα τυλίγματος διαφέρουν, όμως το τύλιγμα μέσα στις αύλακες είναι πανομοιότυπο.

Αυτό σημαίνει ότι η κύρια μαγνητική ροή που παράγεται είναι ίδια, όμως οι σκεδάσεις θα είναι διαφορετικές, καθώς όπως φαίνεται στο σχήμα (e), οι αυτεπαγωγές σκέδασης εμπλέκουν τα άκρα πηνίων των τυλιγμάτων μόνο δύο φάσεων, ενώ στο σχήμα (f), εμπλέκονται και οι 3 φάσεις του τυλίγματος.

Συμπεραίνουμε τελικά ότι με κατάλληλη διαμόρφωση των άκρων τυλίγματος μπορούμε να μειώσουμε τις ανεπιθύμητες σκεδάσεις , και να περιορίσουμε έτσι τις αντίστοιχες απώλειες της μηχανής.

Στα σχήματα 3.11, 3.12 φαίνεται η κατασκευαστική διαμόρφωση του τυλίγματος μιας πραγματικής μηχανής, για συγκεντρωμένο και διανεμημένο τύλιγμα.



Σχήμα 3.11: Άκρα συγκεντρωμένου τυλίγματος [25].



Σχήμα 3.12: Άκρα διανεμημένου τυλίγματος [25].

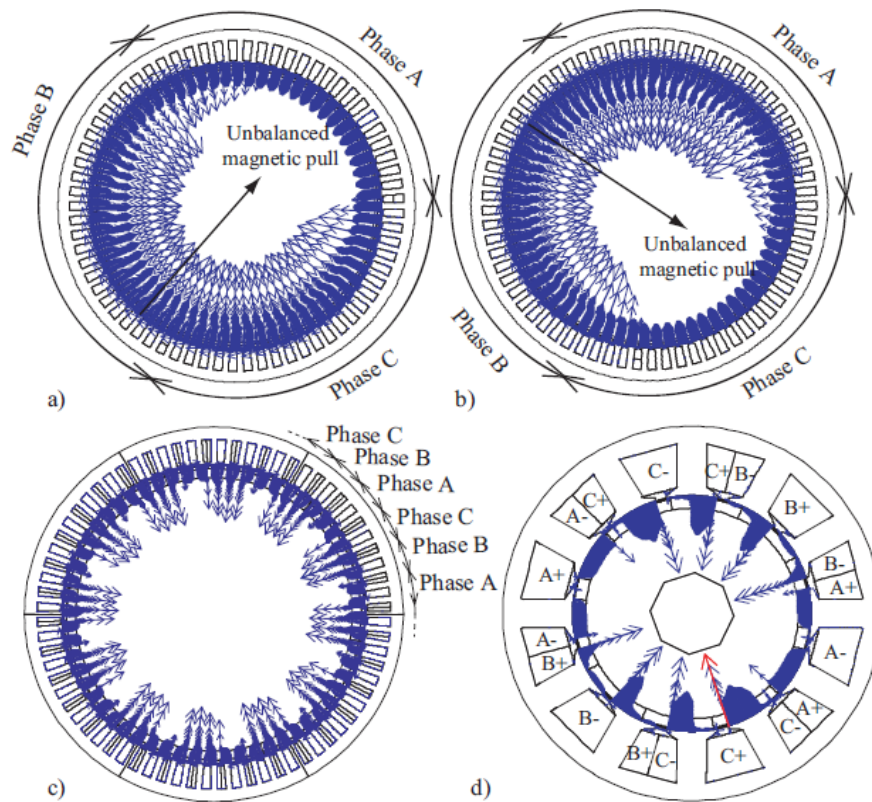
Παρατηρούμε ότι , τα άκρα των ομάδων πηνίων είναι σαφώς κοντύτερα στην περίπτωση του συγκεντρωμένου τυλίγματος . Αντίθετα, στο διανεμημένο τύλιγμα, μεγάλο μέρος του τυλίγματος εξέρχει του ενεργού μέρους της μηχανής, γεγονός που αυξάνει τις απώλειες λόγω σκεδάσεως της μαγνητικής ροής.

Αυτό το πλεονέκτημα του συγκεντρωμένου τυλίγματος, είναι ιδιαίτερα κρίσιμο, όταν η μηχανή προορίζεται για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης καθώς προσφέρει οικονομία χώρου και ευρωστία στην κατασκευή.

### 3.4.5 Ασύμμετρη μαγνητική έλξη

Το φαινόμενο της ασύμμετρης μαγνητικής έλξης, εμφανίζεται σε περιπτώσεις μηχανών, όπου οι μαγνητικές δυνάμεις (και για την ακρίβεια οι ακτινικές συνιστώσες αυτών) , δεν κατανέμονται ομοιόμορφα κατά μήκος του διακένου.

Η συμβολή των επιμέρους δυνάμεων δημιουργεί τότε μια συνισταμένη ελκτική δύναμη, που περιστρέφεται με το χρόνο προκαλώντας θόρυβο, δονήσεις και καταπόνηση στα μηχανικά μέρη της μηχανής. Το φαινόμενο αυτό είναι συνέπεια της ασυμμετρίας που υπάρχει στα τυλίγματα μιας μηχανής όταν δεν επιλέγεται σωστός συνδυασμός του αριθμού πόλων και αυλακίων της.



Σχήμα 3.13: Δυνάμεις ασύμμετρης μαγνητικής έλξης στο στάτη : (α), (β) 68 πόλων-69 αυλακίων, (γ) 60 πόλων-72 αυλακίων, (δ) 10 πόλων-12 αυλακίων [11].

Ένα τέτοιο παράδειγμα φαίνεται στο σχήμα 3.13, και ιδιαίτερα στις περιπτώσεις (α) και (β), όπου ισχύει  $P = Q_s - 1$  ( $P = 60$ ,  $Q = 61$ ). Παρατηρούμε ότι σε αυτή τη διαμόρφωση, οι αγωγοί κάθε φάσης τοποθετούνται σε γειτονικές αύλακες, και κάθε φάση καταλαμβάνει το ένα τρίτο της περιφέρειας του διακένου, χωρίς καμία επικάλυψη μεταξύ φάσεων. Τελικά το συνολικό τύλιγμα δεν παρουσιάζει καμία συμμετρία .

Αντίθετα, στην περίπτωση (γ) , με  $P = 60$ ,  $Q = 72$  , το τύλιγμα παρουσιάζει συμμετρία κατά το ένα έκτο της μηχανής, δηλαδή το ίδιο μοτίβο διαδοχής των τριών φάσεων, επαναλαμβάνεται 6 φορές, προκειμένου να σχηματιστεί το συνολικό τύλιγμα.

Όμοια, μπορεί κανείς να διαπιστώσει ότι στην περίπτωση (δ), η μηχανή παρουσιάζει συμμετρία κατά το ένα δεύτερο, και οι επιμέρους ακτινικές μαγνητικές δυνάμεις αλληλοεξουδετερώνονται, με αποτέλεσμα να μην εμφανίζονται προβλήματα ασύμμετρης μαγνητικής έλξης.

Γενικότερα, συνδυασμοί πόλων και αυλάκων, όπου ισχύει  $P = Q_s \pm 1$ , καθώς και συνδυασμοί με περιττό αριθμό αυλάκων ανεξαρτήτως των πόλων, παράγουν τυλίγματα χωρίς συμμετρία και πρέπει να αποφεύγονται.

### 3.5 Απώλειες ηλεκτρικών μηχανών

Στην ενότητα αυτή, μελετώνται οι βασικές πηγές απωλειών των ηλεκτρικών μηχανών. Οι δύο βασικές κατηγορίες απωλειών είναι οι **απώλειες χαλκού**, και οι **απώλειες πυρήνα**. Οι απώλειες πυρήνα με τη σειρά τους διακρίνονται σε απώλειες **υστέρησης** και **δινορρευμάτων**. Δευτερεύοντα ρόλο διαδραματίζουν οι **μηχανικές απώλειες** , οι οποίες διακρίνονται κυρίως σε **απώλειες λόγω τριβών στις εδράσεις**, και **απώλειες ανεμισμού**. Τέλος, ένα μικρό μέρος των απωλειών , αφορά τις **διαφεύγουσες απώλειες** οι οποίες σχετίζονται με τις ανώτερες αρμονικές της μηχανής.

#### 3.5.1 Απώλειες χαλκού

Πρόκειται για τις ωμικές απώλειες που προκαλούνται απ' την διέλευση ρεύματος απ' τα πηνία της μηχανής. Όπως προκύπτει από το νόμο του Ohm, οι απώλειες χαλκού είναι ευθέως ανάλογες της συνολικής αντίστασης ανά φάση και ανάλογες του τετραγώνου της ενεργού τιμής του ρεύματος που διαρρέει τα πηνία κάθε φάσης. Για μια τριφασική μηχανή, οι απώλειες δίνονται από τη σχέση:

$$P_{cu} = 3 \cdot I^2 \cdot R \quad (3.24)$$

Η ύπαρξη αρμονικών συνιστωσών στο φασικό ρεύμα προκαλεί επιπλέον απώλειες χαλκού ανώτερης τάξης. Είναι επομένως σημαντικό, η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος να είναι περιορισμένη, ώστε να περιορίζονται και οι αντίστοιχες απώλειες χαλκού.

#### 3.5.2 Απώλειες πυρήνα

Όταν ένα σιδηρομαγνητικό υλικό βρίσκεται μέσα σε χρονικά μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο, εμφανίζει τις λεγόμενες απώλειες πυρήνα υπό μορφή θερμότητας. Υπάρχουν δύο βασικοί μηχανισμοί μετατροπής της ενέργειας του πεδίου σε θερμότητα, οπότε προκύπτουν τα

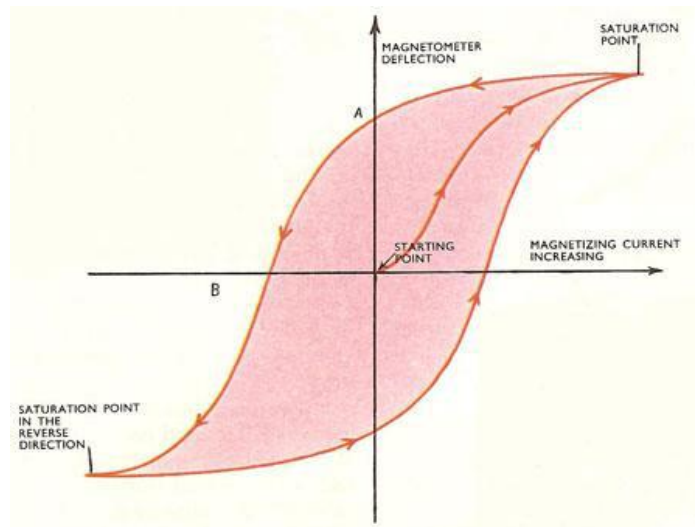
αντίστοιχα είδη απωλειών πυρήνα: απώλειες υστέρησης και δινορρευσμάτων. Παρακάτω περιγράφονται οι μηχανισμοί αυτοί και ορισμένοι τρόποι μοντελοποίησής τους για την εκτίμηση των συνολικών απωλειών πυρήνα στις ηλεκτρικές μηχανές.

### 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:

$$w = \int_{B_1}^{B_2} H \cdot dB \quad (J/m^3) \quad (3.25)$$

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 3.14:



**Σχήμα 3.14: Βρόχος υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού [10].**

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.

Θεωρώντας ότι η μαγνητική ροή μεταβάλλεται ημιτονοειδώς με συχνότητα  $f$ , και αγνώντας την ύπαρξη μικρότερων βρόχων, οι απώλειες υστέρησης δίνονται από την ακόλουθη εμπειρική σχέση [15] :

$$p_h = k_h \cdot f \cdot B_m^x \quad (W/m^3) \quad (3.26)$$

Όπου:

- $k_h$  σταθερά που εξαρτάται από τη δομή του υλικού
- $x$  η σταθερά του Steinmetz, η οποία συνήθως λαμβάνει την τιμή 2.

Η παραπάνω μοντελοποίηση των απωλειών υστέρησης προϋποθέτει ότι η μαγνητική ροή μεταβάλλεται ως προς το μέτρο, αλλά διατηρεί σταθερή διεύθυνση. Η θεώρηση αυτή είναι βάσιμη στους μετασχηματιστές, στο μεγαλύτερο μέρος του πυρήνα τους. Όμως στις ηλεκτρικές η διεύθυνση της μαγνητικής ροής αλλάζει. Με αποτέλεσμα να εμφανίζεται επιπλέον απώλεια υστερήσεως λόγω περιστροφής.

### Απώλειες δινορρευμάτων

Η χρονική μεταβολή της μαγνητικής ροής επάγει ηλεκτρικό πεδίο στο σώμα του πυρήνα, σύμφωνα με το νόμο του Faraday. Λόγω της ηλεκτρικής 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. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την απώλεια ενέργειας, λόγω φαινομένου Joule, και τη μετατροπή της σε ανεπιθύμητη θερμότητα.

Θεωρώντας μια απλουστευμένη περίπτωση όπου η μαγνητική ροή μεταβάλλεται ημιτονοειδώς, και μόνο κατά μέτρο, η ειδική απώλεια λόγω δινορρευμάτων, δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$p_e = k_e \cdot B^2 \cdot f^2 \quad (W/m^3) \quad (3.27)$$

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

Παρατηρούμε ότι η απώλεια από δινορρεύματα εξαρτάται πολύ από τη συχνότητα καθώς είναι ανάλογη προς το τετράγωνο αυτής. Είναι επίσης ανάλογη προς το τετράγωνο του πάχους του ελάσματος και το τετράγωνο της πυκνότητας της ροής, ενώ είναι αντιστρόφως ανάλογη της ειδικής αντίστασης του υλικού.

Όπως και στις απώλειες υστέρησης, οι απώλειες δινορρευμάτων μοντελοποιούνται ικανοποιητικά από την παραπάνω σχέση, όταν υπολογίζονται απώλειες μετασχηματιστή. Στην περίπτωση στρεφόμενης μηχανής όμως, προστείνεται ένας ακόμη όρος περιστροφής, στις απώλειες, ο οποίος οφείλεται στη μεταβολή της διεύθυνσης της μαγνητικής επαγωγής.

### Απώλειες δινορρευμάτων στους μαγνήτες

Η σχετικά υψηλή ηλεκτρική αγωγιμότητα των μαγνητών Νεοδυμίου-Σιδήρου-Βορίου (NdFeB) ενδέχεται να προκαλέσει επιπλέον απώλεια λόγω δινορρευμάτων, στις μηχανές μονίμων μαγνητών. Μεγάλα δινορρεύματα μπορούν να προκαλέσουν μερική ή πλήρη απομαγνήτιση των

μαγνητών. Σε σύγχρονες γεννήτριες μόνιμου μαγνήτη με κοντινούς αριθμούς πόλων και αυλάκων, η μαγνητεγερτική δύναμη του πεδίου του στάτη περιέχει μεγάλο αριθμό χωρικών αρμονικών, που προκαλούν απώλειες δινορρευμάτων στους μαγνήτες. Ειδικά στην περίπτωση που η μηχανή οδηγείται από μετατροπέα πηγής τάσης, οι αρμονικές του φασικού ρεύματος απ' την πλευρά της γεννήτριας επαυξάνουν αυτές τις απώλειες.

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. 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. Ο αριθμός των μαγνητών ανά πόλο μηχανής, δεν πρέπει συνήθως να ξεπερνά τους 4, καθώς περαιτέρω κατάτμηση οδηγεί σε κατασκευαστικά προβλήματα, ενώ προκαλείται και έντονος κορεσμός στις γέφυρες σιδήρου του δρομέα.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### ΠΡΟΚΑΤΑΡΚΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ I.P.M. ΙΣΧΥΟΣ 25KWATT

Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν οι μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών (Interior Permanent Magnet-E.M.M.) είναι η δυνατότητα τους να λειτουργούν σε μεγάλο εύρος στροφών. Αυτό επιτυγχάνεται με τη λειτουργία της εξασθένησης πεδίου (field weakening), που περιγράψαμε πιο πάνω.

Η δυνατότητα αυτή μας οδήγησε στην αναζήτηση μιας εφαρμογής με απαιτήσεις για λειτουργία σε μεγάλο εύρος ταχυτήτων. Λαμβάνοντας υπόψιν και την καταλληλότητα των E.M.M. μηχανών για χρήση σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης, καταλήξαμε στη επιλογή να σχεδιάσουμε κινητήρα για ένα ηλεκτροκίνητο μικρό όχημα πόλης.

Στην επιλογή μικρού οχήματος πόλης για την εφαρμογή, συνέβαλε αρχικά το γεγονός ότι το πρόβλημα της ατμοσφαιρικής ρύπανσης εντοπίζεται κυρίως στα μεγάλα αστικά κέντρα. Ακόμη, τα ηλεκτρικά οχήματα πόλης διαθέτουν συνήθως μία μόνο σχέση μετάδοσης στο κιβώτιο ταχυτήτων, γεγονός που επιτρέπει να δοκιμάσουμε τη μηχανή σε μεγάλο εύρος στροφών. Επιπλέον, οι μικρές τους διαστάσεις σε συνδυασμό με το μειωμένο βάρος, διευκολύνουν το σχεδιασμό του συστήματος τροφοδοσίας του οχήματος (μπαταρίες).

#### 4.1 Προδιαγραφές ηλεκτρικού οχήματος

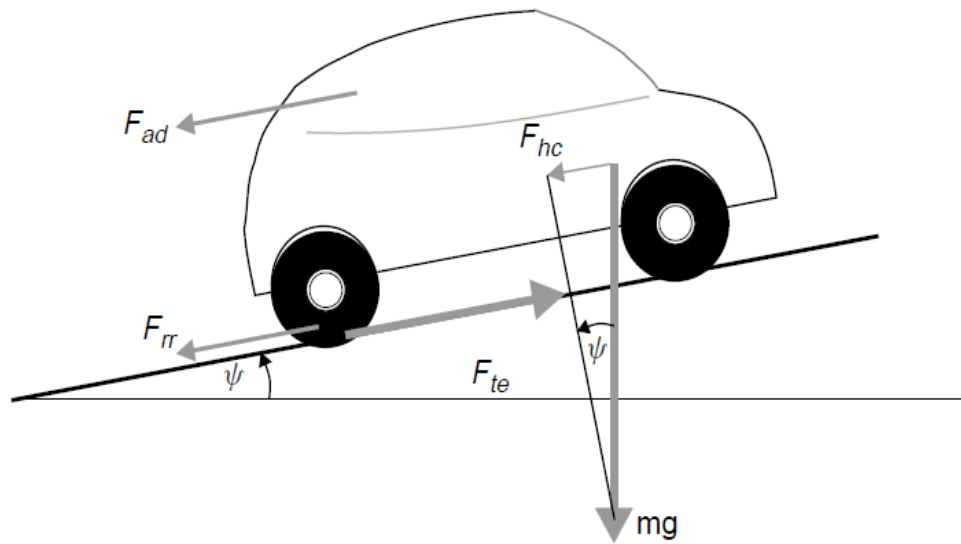
Απαραίτητη προϋπόθεση για τη μοντελοποίηση του ηλεκτρικού οχήματος, αποτελεί η εξαγωγή μιας μαθηματικής σχέσης που περιλαμβάνει τις βασικές μηχανικές δυνάμεις που ασκούνται στο όχημα κατά τη λειτουργία του. Η ανάλυση των βασικών δυνάμεων που ασκούνται στο όχημα, πραγματοποιείται στην ενότητα που ακολουθεί.

##### 4.1.1 Μοντελοποίηση των βασικών δυνάμεων που ασκούνται στο όχημα

Θεωρούμε ότι το ηλεκτρικό όχημα έχει μάζα  $m$ , ταχύτητα  $v$  και κινείται σε κεκλιμένο επίπεδο με κλίση  $\psi$  μοίρες. Ο ηλεκτρικός κινητήρας παρέχει τη δύναμη που κινεί το όχημα προς τα εμπρός και η οποία ονομάζεται δύναμη έλξης (tractive effort).

Οι βασικές δυνάμεις που ασκούνται στο όχημα είναι σημειωμένες στο απλουστευμένο σχήμα 4.1 [16]:





Σχήμα 4.1: Βασικές μηχανικές δυνάμεις που ασκούνται σε ένα όχημα [12].

Όπου :

- $F_{rr}$  η αντίσταση κύλισης (τριβή με το έδαφος).
- $F_{ad}$  η αντίσταση του αέρα (αεροδυναμικές τριβές).
- $F_{hc}$  η συνιστώσα της δύναμης του βάρους που αντιτίθεται στην κίνηση του οχήματος, λόγω ανηφορικής κλίσης.
- $F_{te}$  η δύναμη έλξης.

Η δύναμη έλξης πρέπει να είναι τέτοια ώστε όχι μόνο να υπερνικά τις προαναφερθείσες δυνάμεις που αντιτίθενται στην κίνηση, αλλά και να επιταχύνει το όχημα τη όταν και όσο χρειάζεται .

Στη συνέχεια περιγράφονται αναλυτικότερα οι προαναφερθείσες δυνάμεις και τα φυσικά φαινόμενα που τις προκαλούν.

### Αντίσταση κύλισης

Η αντίσταση κύλισης οφείλεται στην τριβή που αναπτύσσεται ανάμεσα στα λάστιχα του οχήματος και του οδοστρώματος. Σε μοριακό επίπεδο, οφείλεται σε ηλεκτροστατικές δυνάμεις μεταξύ των μορίων των δύο υλικών. Μακροσκοπικά είναι ανάλογη του βάρους του οχήματος , και ανεξάρτητη από την ταχύτητα με την οποία αυτό κινείται. Υπολογίζεται από τη γνωστή σχέση:

$$F_{rr} = \mu_{rr} \cdot m \cdot g \quad (4.1)$$

Όπου  $\mu_{\tau}$  ο συντελεστής τριβής ολίσθησης, ο οποίος εξαρτάται κυρίως από τον τύπο και την πίεση του ελαστικού, και από την τραχύτητα του οδοστρώματος. Τυπικές τιμές για το συντελεστή αυτό είναι από 0.015 έως 0.005 για σύγχρονα ελαστικά κατασκευασμένα για ηλεκτρικά οχήματα.

### Αντίσταση του αέρα

Οφείλεται στην τριβή που αναπτύσσεται μεταξύ του κινούμενου οχήματος και του αέρα που το περιβάλλει. Εξαρτάται από το σχήμα και ιδιαίτερα από την μετωπική επιφάνεια του οχήματος, καθώς και από τυχόν προεξοχές όπως καθρέπτες, αεραγωγοί αεροτομές κλπ. Προσδιορίζεται από τη σχέση:

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_d \cdot v^2 \quad (4.2)$$

Όπου :

- $\rho$  είναι η πυκνότητα του αέρα (τυπική τιμή  $3.25 \text{ kg/m}^3$ ).
- $A$  είναι η μετωπική επιφάνεια του οχήματος.
- $v$  είναι η ταχύτητα του οχήματος.
- $C_d$  είναι σταθερά που ονομάζεται συντελεστής οπισθέλκουσας δύναμης.

Ο συντελεστής αυτός εξαρτάται σημαντικά από τον τύπο του οχήματος, και οι τυπικές τιμές για ένα συνηθισμένο αυτοκίνητο είναι από 0.3 έως 0.19. Οι χαμηλότερες τιμές επιτυγχάνονται για ηλεκτρικά οχήματα, καθώς αυτά προσφέρουν μεγαλύτερες ελευθερίες στην χωροθέτηση των επιμέρους συστημάτων κατά το σχεδιασμό, ενώ συνήθως δεν υπάρχει και ανάγκη για αεραγωγούς. Ο συντελεστής λαμβάνει μεγαλύτερες τιμές σε οχήματα όπως λεωφορεία και μοτοσυκλέτες (κοντά στο 0.7).

### Βάρος

Πρόκειται ουσιαστικά για την συνιστώσα του βάρους που είναι συγγραμική στην κίνηση του οχήματος όταν αυτό κινείται σε κεκλιμένο επίπεδο. Αναλύοντας την κατακόρυφη δύναμη του βάρους σε δύο κάθετες μεταξύ τους συνιστώσες, προκύπτει εύκολα:

$$F_{hc} = m \cdot g \sin(\psi) \quad (4.3)$$

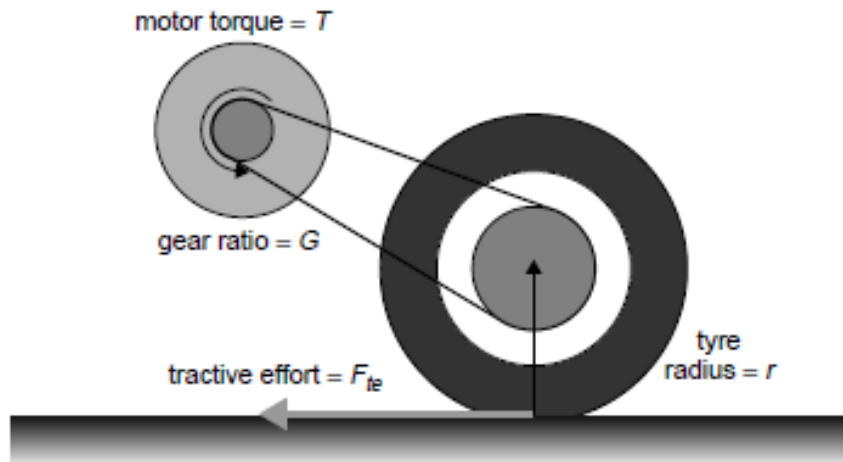
### Δύναμη Επιτάχυνσης

Όπως γνωρίζουμε από το 2<sup>ο</sup> νόμο του Νεύτωνα, για να αποκτήσει το όχημα γραμμική επιτάχυνση  $a$ , θα πρέπει να ασκηθεί σε αυτό δύναμη:

$$F_{la} = m \cdot a \quad (4.4)$$

Για να προσδιορίσουμε όμως τη δύναμη επιτάχυνσης με μεγαλύτερη ακρίβεια, χρειάζεται να λάβουμε υπόψη και τη δύναμη που απαιτείται για την περιστροφή των στρεφόμενων μερών του οχήματος. Χρειάζεται επομένως να θεωρήσουμε δυνάμεις τόσο για την γραμμική όσο και για τη γωνιακή επιτάχυνση.

Στο σχήμα 4.2 γίνεται εμφανής ο τρόπος με τον οποίο η ροπή που παράγεται από τον κινητήρα, μετατρέπεται σε δύναμη έλξης που κινεί το όχημα.



Σχήμα 4.2: Σχέση μεταξύ ροπής κινητήρα και δύναμης στους τροχούς του οχήματος [12].

Θεωρούμε ότι το σύστημα μετάδοσης έχει μόνο ένα σταθερό λόγο ταχυτήτων  $G$ , παραδοχή η οποία ισχύει στην περίπτωση των ηλεκτρικών οχημάτων. Η ροπή στον άξονα του τροχού θα είναι εξ ορισμού:

$$T_a = F_{te} \cdot r \quad (4.5)$$

Όπου  $r$  είναι η ακτίνα του τροχού. Ο λόγος  $G$  μεταξύ ταχυτήτων κινητήρα και οχήματος αντιστρέφεται για τις αντίστοιχες ροπές. Θα ισχύει επομένως:

$$\frac{T}{T_a} = \frac{1}{G} \quad (4.6)$$

Από όπου προκύπτει τελικά μια έκφραση της δύναμης έλξης συναρτήσει της ροπής του κινητήρα:

$$F_{te} = \frac{G}{r} T \quad (4.7)$$

Γνωρίζουμε επιπλέον ότι η ταχύτητα του οχήματος και η γωνιακή ταχύτητα του άξονα του τροχού συνδέονται με τη σχέση:

$$\omega_a = \frac{v}{r} \quad (4.8)$$

Επομένως, η γωνιακή ταχύτητα του κινητήρα θα ισούται με:

$$\omega = G \cdot \frac{v}{r} \quad (4.9)$$

και η αντίστοιχη γωνιακή επιτάχυνση θα ισούται με:

$$\dot{\omega} = G \cdot \frac{\alpha}{r} \quad (4.10)$$

όπου  $\alpha$  η επιτάχυνση του οχήματος.

Από τον τρίτο νόμο του Νεύτωνα για την περιστροφική κίνηση θα ισχύει τότε:

$$T = I \cdot G \cdot \frac{\alpha}{r} \quad (4.11)$$

Όπου  $I$  είναι η ροπή αδράνειας του δρομέα της μηχανής. Συνδυάζοντας την παραπάνω εξίσωση με τη σχέση (4.5), εκφράζουμε τη δύναμη που απαιτείται να ασκηθεί στους τροχούς του οχήματος προκειμένου να επιτευχθεί επιτάχυνση  $\alpha$ :

$$F_{\omega\alpha} = I \cdot \left(\frac{G}{r}\right)^2 \cdot \alpha \quad (4.12)$$

Μέχρι τώρα είχαμε θεωρήσει ότι το σύστημα μετάδοσης του οχήματος έχει απόδοση 100%. Πράγματι το σύστημα μετάδοσης των ηλεκτρικών οχημάτων είναι συνήθως εξαιρετικά απλό σε σύγκριση με αυτό των συμβατικών οχημάτων, με αποτέλεσμα να επιτυγχάνονται πολύ υψηλές αποδόσεις. Παρ'όλα αυτά, είναι σωστότερο να ξαναγράψουμε την παραπάνω εξίσωση, συμπεριλαμβάνοντας και έναν συντελεστή απόδοσης του συστήματος μετάδοσης  $\eta_g$ , ο οποίος θα αυξάνει ελαφρώς τη δύναμη που απαιτείται για την πρόωση του οχήματος.

Προκύπτει τότε η σχέση:

$$F_{\omega\alpha} = I \cdot \frac{1}{\eta_g} \left(\frac{G}{r}\right)^2 \cdot \alpha \quad (4.13)$$

### Συνολική Δύναμη Έλξης

Τελικά η συνιστάμενη δύναμη που ασκείται στο όχημα κατά την κίνηση του, προκύπτει ως το διανυσματικό άθροισμα:

$$F_{te} = F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} + F_{la} + F_{\omega\alpha} \quad (4.14)$$

Όπου:

- $F_{rr}$  είναι η αντίσταση κύλισης, που προκύπτει από τη σχέση (4.1)
- $F_{ad}$  είναι η αντίσταση του αέρα, που προκύπτει από τη σχέση (4.2)

- $F_{hc}$  είναι η συνιστώσα του βάρους που εμφανίζεται όταν το όχημα κινείται σε κεκλιμένο επίπεδο, και προκύπτει από τη σχέση (4.3)
- $F_{la}$  είναι η δύναμη της γραμμικής επιτάχυνσης του οχήματος, και προκύπτει από τη σχέση (4.4)
- $F_{\omega a}$  είναι η δύναμη της γωνιακής επιτάχυνσης του κινητήρα, και προκύπτει από τη σχέση (4.13)

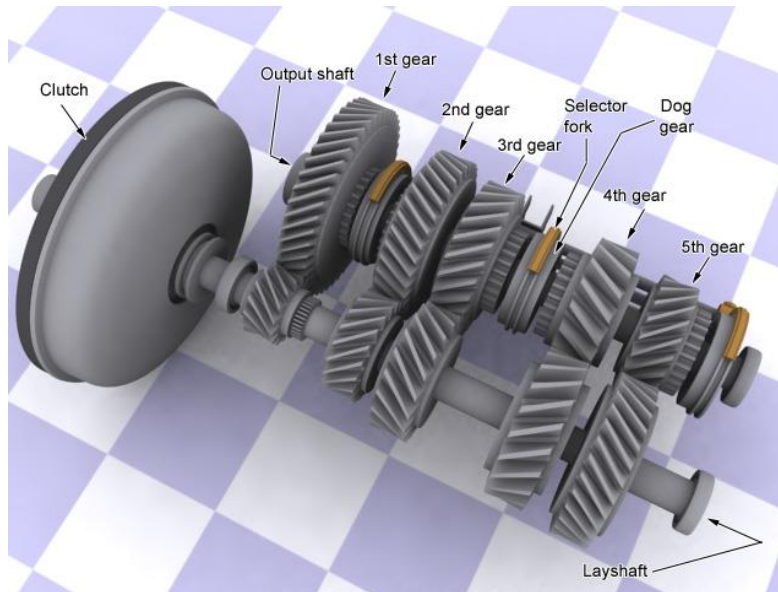
Επισημαίνουμε ότι οι δυνάμεις επιτάχυνσης  $F_{la}$  και  $F_{\omega a}$ , θα έχουν αρνητικό πρόσημο όταν το όχημα επιβραδύνει, ενώ η δύναμη του βάρους  $F_{hc}$  θα είναι επίσης αρνητική όταν το όχημα κινείται σε κατηφορικό δρόμο.

### 4.3.2 Σύστημα μετάδοσης

#### Σύστημα Μετάδοσης – Μηχανές Εσωτερικής καύσης

Το σύστημα μετάδοσης αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα υποσυστήματα για όλα τα οχήματα που λειτουργούν με κινητήρα εσωτερικής καύσης. Με τον όρο αυτό αναφερόμαστε συνήθως στο κιβώτιο ταχυτήτων (gear box), όμως το σύστημα μετάδοσης περιλαμβάνει και άλλα μηχανικά μέρη όπως ο συμπλέκτης και το διαφορικό. Ως σύστημα αποσκοπεί στην αποδοτική μετάδοση της ισχύος από τον άξονα της μηχανής στους τροχούς. Για να επιτευχθεί αυτό είναι αναγκαία η δυνατότητα απεξάρτησης της ταχύτητας των τροχών από αυτή του άξονα.

Οι κινητήρες εσωτερικής καύσης έχουν το μειονέκτημα να λειτουργούν αποδοτικά μόνο σε σχετικά υψηλές στροφές, γεγονός που δημιουργεί προβλήματα σε περιπτώσεις που το όχημα εκκινεί ή κινείται αργά. Το σύστημα μετάδοσης αναλαμβάνει τότε να μειώσει την υψηλή ταχύτητα της μηχανής, αυξάνοντας ταυτόχρονα τη ροπή, καθώς η ισχύς παραμένει αναλλοίωτη. Έτσι επιτυγχάνεται χαμηλότερη ταχύτητα στους τροχούς, και ο κινητήρας συνεχίζει να λειτουργεί βέλτιστα. Στο σχήμα 4.3 φαίνεται ένα τυπικό κιβώτιο 5 ταχυτήτων:



**Σχήμα 4.3: Τυπικό κιβώτιο 5 ταχυτήτων για βενζινοκίνητο όχημα.**

Στην εικόνα είναι ευδιάκριτα τα γρανάζια που εμπλέκονται μεταξύ τους για κάθε μια από τις 5 ταχύτητες. Για κάθε ταχύτητα επιτυγχάνεται η επιθυμητή σχέση μετάδοσης από τη σχετική διαφορά μεγέθους των εμπλεκόμενων γραναζιών.

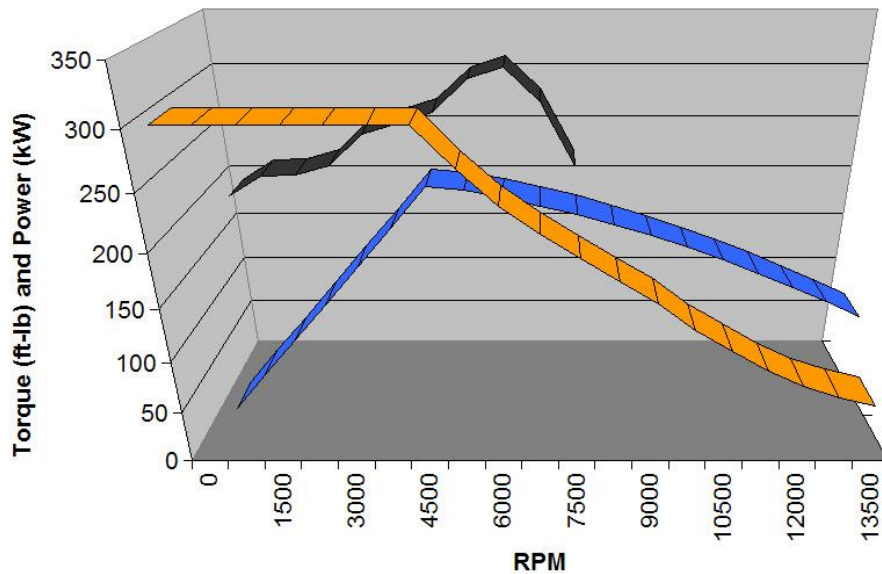
### **Σύστημα Μετάδοσης – Ηλεκτρικά Οχήματα**

Το σύστημα μετάδοσης αποτελεί ένα σύνθετο υποσύστημα στα σύγχρονα βενζινοκίνητα οχήματα, γεγονός που εισάγει αναπόφευκτα μηχανικές απώλειες. Επιπλέον η πολυπλοκότητα του αυξάνει το κόστος κατασκευής, μειώνει την αξιοπιστία του και απαιτεί πρόσθετα κόστη συντήρησης.

Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα των ηλεκτρικών οχημάτων είναι το γεγονός ότι το σύστημα μετάδοσης είναι σαφώς απλούστερο. Αυτό οφείλεται στην ικανότητα των ηλεκτρικών μηχανών να παρέχουν μέγιστη ροπή ήδη από τις πολύ χαμηλές στροφές (σε αντίθεση με της μηχανές εσωτερικής καύσης) , καθώς και να διατηρούν υψηλή ροπή για μεγάλο εύρος στροφών.

Στο σχήμα 4.4 παρουσιάζονται σε κοινό γράφημα οι χαρακτηριστικές ροπής ταχύτητας για ένα τυπικό ηλεκτρικό (κίτρινο χρώμα) και ένα βενζινοκίνητο (μαύρο χρώμα) όχημα.

## Torque and power curve comparisons



Σχήμα 4.4: Χαρακτηριστικές ροπές και ισχύος για ηλεκτροκίνητο, και βενζινοκίνητο όχημα.

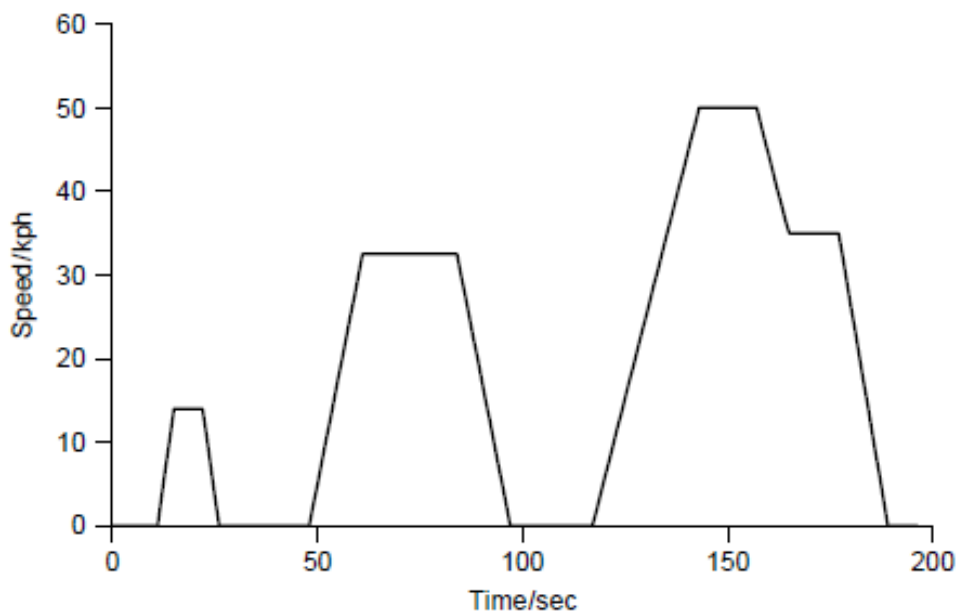
Το παραπάνω σχήμα μας βοηθά να επιβεβαιώσουμε και εποπτικά τη δυνατότητα για άμεση παραγωγή ροπής, και διατήρηση της σε μεγάλο εύρος ταχυτήτων, που παρουσιάζει οι ηλεκτρικός κινητήρας σε σύγκριση με τη μηχανή εσωτερικής καύσης.

Ένα τυπικό σύστημα μετάδοσης ηλεκτρικού οχήματος διαθέτει συνήθως μόνο μία σχέση μετάδοσης. Μια άλλη σχεδιαστική επιλογή είναι η τοποθέτηση ηλεκτρικού κινητήρα τοπολογίας εξωτερικού δρομέα απευθείας πάνω στον τροχό.(π.χ. Volvo ReCharge concept car, Πυρφόρος E.M.Π.) Με τον τρόπο αυτό παρακάμπτεται εντελώς το σύστημα μετάδοσης, αποφεύγονται οι αντίστοιχες απώλειες και καθίσταται ευκολότερος ο έλεγχος των τροχών.

### 4.3.3 Κύκλοι Οδήγησης

Οι κύκλοι οδήγησης αποτελούν ένα ιδιαίτερα χρήσιμο στατιστικό εργαλείο, που λαμβάνεται υπόψη, προκειμένου να αποφασισθούν τα επιθυμητά τεχνικά χαρακτηριστικά ενός οχήματος. Επιπλέον καθιστούν δυνατή μια προσεγγιστική εκτίμηση των εκπομπών ρύπων του οχήματος. Οι κύκλοι οδήγησης προκύπτουν γενικά από τη συλλογή στοιχείων (π.χ. κίνηση στους δρόμους για αστικό περιβάλλον), και τη μέτρηση σημαντικών μεγεθών κατά τη λειτουργία του οχήματος (ταχύτητα, ροπή, επιτάχυνση).

Προκύπτει έτσι ένα διαγραμματικό προφίλ λειτουργίας, όπως αυτό του σχήματος 4.5:



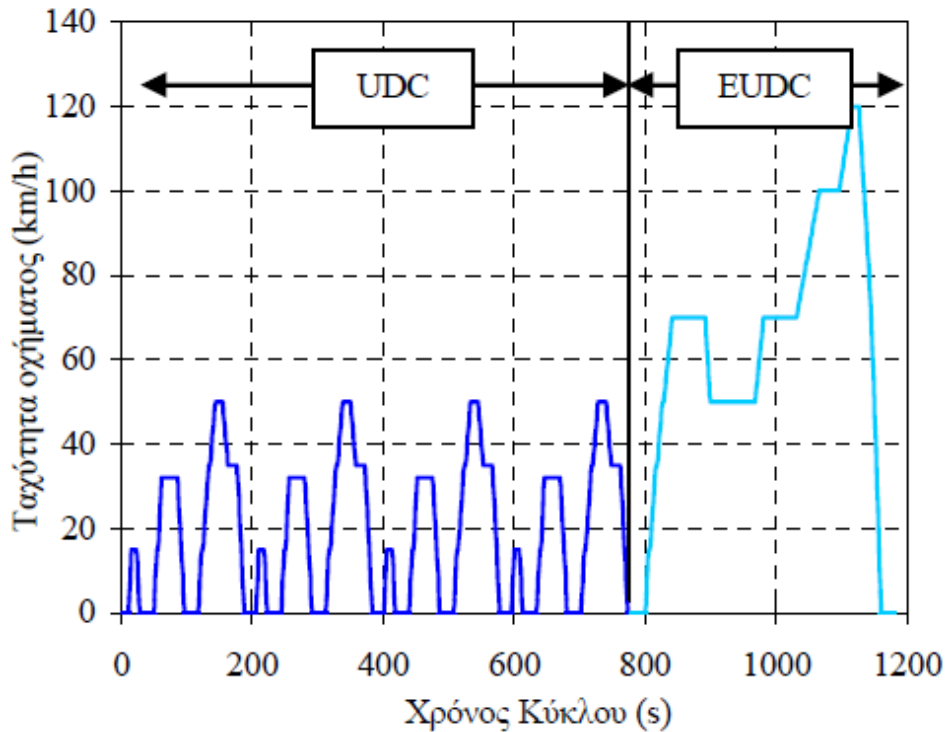
Σχήμα 4.5: Οδηγικό προφίλ ταχύτητας μικρού οχήματος πόλης.

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται ο ευρωπαϊκός κύκλος οδήγησης ECE-15, ο οποίος αποτυπώνει αρκετά πιστά το προφίλ οδήγησης (μεταβολή της ταχύτητας με το χρόνο), για ένα μικρό αυτοκίνητο πόλης σε αστικό περιβάλλον. Ο κύκλος αυτός είναι επομένως κατάλληλος για τη δική μας εφαρμογή, και θα χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια για τον προσδιορισμό της ταχύτητας βάσης (base speed) του οχήματος.

Πρέπει να σημειωθεί ότι υπάρχουν γενικά πολλοί κύκλοι οδήγησης, οι οποίοι διαφέρουν μεταξύ τους, ανάλογα με τον τύπο του οχήματος (αυτοκίνητο, μηχανή, φορτηγό κλπ) και το περιβάλλον οδήγησης (αστικό, επαρχιακός δρόμος, εθνική οδός). Επιπλέον οι κύκλοι οδήγησης διαφοροποιούνται από χώρα σε χώρα, ενώ συναντώνται και εξειδικευμένοι κύκλοι για μεγάλα αστικά κέντρα (π.χ. L.A.-4 cycle για το Los Angeles, CA).

Οι ευρωπαϊκοί κύκλοι τείνουν γενικά να είναι αρκετά απλοί και χαρακτηρίζονται από περιόδους σταθερής επιτάχυνσης και ταχύτητας. Στο σχήμα 4.6 παρουσιάζεται ο Νέος Ευρωπαϊκός Κύκλος Οδήγησης (NEDC), ο οποίος χρησιμοποιείται για την χορήγησης έγκρισης σε οχήματα εντός της Ευρωπαϊκής Ένωσης.





Σχήμα 4.6: Νέος Ευρωπαϊκός Κύκλος Οδήγησης (NEDC).

Όπως φαίνεται στο γράφημα, ο κύκλος NEDC χωρίζεται σε δύο μέρη. Το αστικό μέρος (UDC), και το υπεραστικό μέρος (EUDC). Παρατηρούμε ότι ο κύκλος UDC βρίσκεται σε συμφωνία με τον ECE-15, γεγονός που καθιστά έγκυρη τη χρήση τους για την εξαγωγή των προδιαγραφών του οχήματος.

#### 4.3.4 Εξαγωγή προδιαγραφών ηλεκτρικού κινητήρα

Ως ταχύτητα βάσης του κινητήρα ορίζουμε την ταχύτητα εκείνη, μέχρι την οποία η μηχανή είναι σε θέση να αποδίδει την ονομαστική της ροπή. Στο σημείο αυτό, η τάση ακροδεκτών ισούται με τη μέγιστη τάση που μπορεί να παρέχει ο inverter, ενώ το ρεύμα λαμβάνει επίσης την ονομαστική του τιμή.

Αν η οριακή αυτή ταχύτητα ξεπεραστεί, τότε μπαίνουμε στην περιοχή σταθερής ισχύος. Στην περιοχή αυτή επενεργεί η λειτουργία εξασθένησης πεδίου (field weakening), και η ροπή απομειώνεται, καθώς οι στροφές αυξάνουν, προκειμένου να διατηρηθεί σταθερή η ισχύς εξόδου.

Στη συνέχεια θα καθοριστεί η ταχύτητα βάσης για τη μηχανή της εφαρμογής μας, αξιοποιώντας τα δεδομένα που προκύπτουν από τους ευρωπαϊκούς κύκλους οδήγησης.

Σύμφωνα με τα διαγράμματα που παρουσιάστηκαν πιο πάνω, ένα μικρό όχημα πόλης αναπτύσσει τυπικά μια μέγιστη ταχύτητα  $v = 50 \text{ km/h}$  δηλαδή :

$$v = 13.9 \text{ m/s} \quad (4.15)$$

Χρησιμοποιώντας αυτή την ταχύτητα ως βάση, και δεδομένου ότι η ακτίνα του τροχού σε ένα τυπικό όχημα πόλης είναι περίπου  $r = 0.3\text{m}$ , υπολογίζουμε την αντίστοιχη γωνιακή ταχύτητα στον άξονα του τροχού από τη σχέση (4.8) :

$$\omega_a = \frac{v}{r} \Rightarrow \omega_a = 46.3 \text{ rad/s} \quad (4.16)$$

Για να υπολογίσουμε την γωνιακή ταχύτητα βάσης του κινητήρα, χρειάζεται να ορίσουμε το λόγο  $G$  του συστήματος μετάδοσης. Το κιβώτιο ταχυτήτων ενός βενζινοκίνητου οχήματος αντικαθίσταται από μία σταθερή σχέση υποβιβασμού της ταχύτητας του κινητήρα. Οι τιμές του λόγου  $G$ , σε ηλεκτρικά οχήματα του εμπορίου είναι 8.5:1 για το Tesla Model S (μεγάλο sedan), 7.8:1 για το Nissan Leaf (μεσαίας κατηγορίας) και 6.9:1 για το Peugeot iOn (μικρό αυτοκίνητο πόλης).

Προκειμένου να αναδείξουμε την ικανότητα λειτουργίας της μηχανής σε μεγάλο εύρος στροφών, επιθυμούμε η ταχύτητα βάσης, να είναι σχετικά χαμηλή (κοντά στις 2000 Σ.Α.Λ.). Με αυτό το δεδομένο, μια εύλογη επιλογή είναι να ορίσουμε στην εφαρμογή μας λόγο :

$$G = 4.52 : 1 \quad (4.17)$$

Με τον τρόπο αυτό η γωνιακή ταχύτητα βάσης υπολογίζεται από τη σχέση (4.9):

$$\omega = G \cdot \omega_a \Rightarrow \omega = 209.44 \text{ rad/s} \quad (4.18)$$

και εκφράζοντας τη γωνιακή ταχύτητα σε στροφές ανά λεπτό (Σ.Α.Λ.) μέσω της γνωστής σχέσης

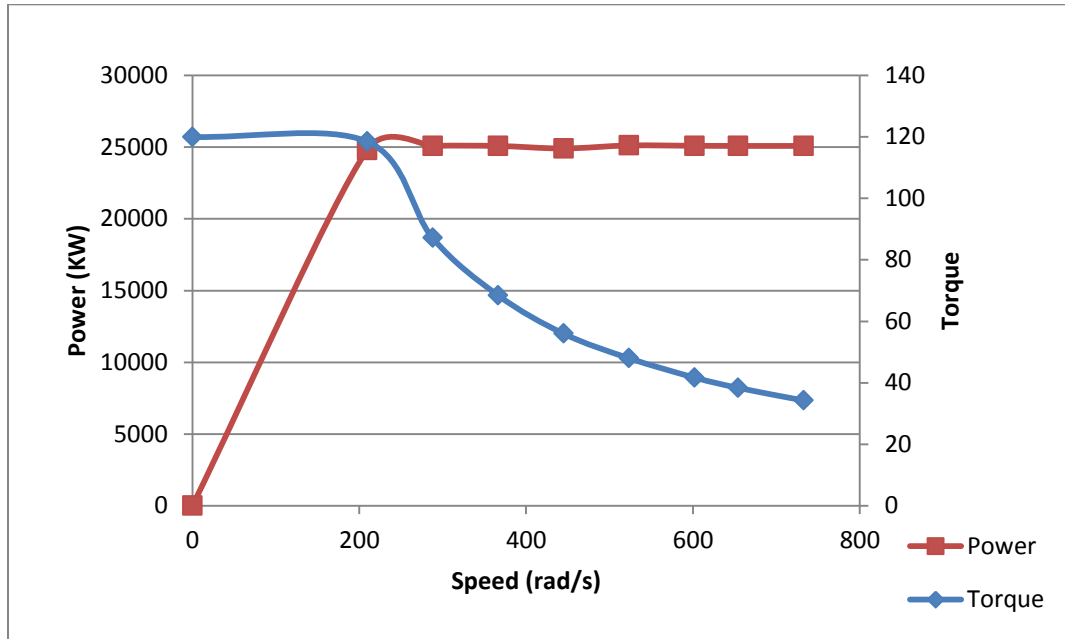
$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot \frac{n}{60} \quad (4.19)$$

προκύπτει τελικά ταχύτητα βάσης:

$$n = \frac{60 \cdot \omega}{2\pi} = 2000 \text{ Σ.Α.Λ.} \quad (4.20)$$

Μέχρι την ταχύτητα αυτή, ο κινητήρας θα πρέπει να αποδίδει σταθερά την ονομαστική του ροπή. Για να καθορίσουμε την απαιτούμενη ροπή του οχήματος της εφαρμογής, συγκρίνουμε τις ροπές ορισμένων πραγματικών οχημάτων που κυκλοφορούν ή προκειται να κυκλοφορήσουν σύντομα στην αγορά. Παρατηρούμε ότι η ονομαστική ροπή κυμαίνεται σε τιμές μεγαλύτερες των 200 Nm για αυτοκίνητα μεσαίας κατηγορίας (280 Nm για το Nissan Leaf, 245 Nm για το Ford Focus Electric), ενώ σε πιο μικρά οχήματα η απαιτούμενη ροπή μειώνεται αισθητά (180 Nm στα Peugeot iOn και Mitsubishi i-MiEv).

Στο σχήμα 4.7 παρουσιάζεται η χαρακτηριστική Ροπής-Στροφών, για το όχημα της εφαρμογής μας:



Σχήμα 4.7: Χαρακτηριστική ροπής ταχύτητας του μικρού ηλεκτρικού οχήματος πόλης τη εφαρμογής.

Επιλέγουμε τελικά να ορίσουμε ως ονομαστική ροπή :

$$T_{nom} = 120 \text{ N}\cdot\text{m} \quad (4.21)$$

Η τιμή αυτή κρίνεται ικανοποιητική, για ένα μικρό όχημα πόλης στα πρότυπα του Smart Electric Drive, καθώς συμβιβάζει τις απαιτήσεις τόσο για επιτάχυνση όσο και για αυτονομία.

Έχοντας ορίσει την ονομαστική ροπή και την ταχύτητα βάσης, προκύπτει εύκολα η ονομαστική ισχύς εξόδου του κινητήρα, από τη βασική σχέση:

$$P_{nom} = T_{nom} \cdot \omega_n = 120 \text{ N}\cdot\text{m} \cdot 209.44 \frac{\text{rad}}{\text{s}} = 25.1 \text{ KW} \quad (4.22)$$

Τα ονομαστικά χαρακτηριστικά που προέκυψαν για τη μηχανή, θα χρησιμοποιηθούν ακολούθως ως δεδομένα, κατά την προκαταρκτική σχεδίαση, και τη βασική διαστασιολόγηση της μηχανής.

## 4.2 Προκαταρκτική σχεδίαση μηχανής E.M.M. 25 KW

Προκειμένου να διαστασιολογήσουμε μια ηλεκτρική μηχανή απαιτείται η διεξαγωγή μιας προκαταρκτικής σχεδίασης, η οποία αποτελείται γενικά από τα ακόλουθα βήματα:

- Διαστασιολόγηση διακένου
- 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.
- Εύρεση απωλειών σιδήρου και χαλκού.

### 4.2.1 Διαστασιολόγηση διακένου

Η διαστασιολόγηση του διακένου περιλαμβάνει τον προσδιορισμό της επιφάνειας διακένου που θα εξασφαλίσει την απαραίτητη ηλεκτρομαγνητική ροπή, σε μόνιμη και μεταβατική κατάσταση λειτουργίας της μηχανής.

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):

$$F_t = P_t \cdot A \quad (4.23)$$

$$T_e = \frac{1}{2} \cdot D \cdot F_t \quad (4.24)$$

$$T_e = \frac{\pi}{2} \cdot D^2 \cdot L \cdot P_t \quad (4.25)$$

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

$$F_t = L \cdot \oint_c B_n \cdot H_t dl = \frac{L}{\mu_0} \oint_c B_n \cdot B_t dl \quad (4.26)$$

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

$$P_t = \frac{1}{D \cdot \mu_0 \cdot \pi} \oint_c \bar{B}_n \cdot \bar{B}_t dl \quad (4.27)$$

Όπου  $\bar{B}_n, \bar{B}_t$  η ακτινική και η εφαπτομενική συνιστώσα της μέσης μαγνητικής φόρτισης στο διάκενο, αντίστοιχα.

Η  $\bar{B}_n$  είναι η συνεχής συνιστώσα του πεδίου και υπερिशύχει έναντι της  $\bar{B}_t$ , επομένως θεωρούμε γωνία μαγνητικής επαγωγής κοντά στις  $90^\circ$  ( $\theta \cong 85^\circ$ ).

Θεωρώντας τη μέση μαγνητική φόρτιση  $\bar{B} = 0.6 T$ , και αναλύοντας τη στις επιμέρους συνιστώσες της προκύπτει :

$$\bar{B}_n = \bar{B} \cdot \sin\theta, \bar{B}_t = \bar{B} \cdot \cos\theta \quad (4.28)$$

Άρα αντικαθιστώντας στην (4.27) προκύπτει τελικά:

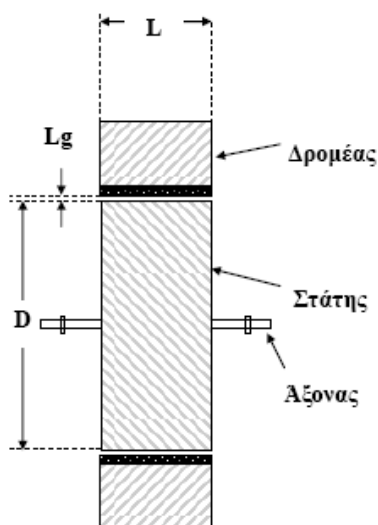
$$P_t = \frac{\sin\theta \cdot \cos\theta \cdot \pi \cdot D \cdot B^2}{D \cdot \pi \cdot \mu_0} = \frac{\sin 2\theta \cdot B^2}{2 \cdot \mu_0} = \frac{\sin(2 \cdot 85^\circ) \cdot 0.6^2}{2 \cdot (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7})} \cong 24.88 \text{ kN/m}^2 \quad (4.29)$$

Επιστρέφοντας στη σχέση (4.25) παίρνουμε τώρα:

$$D^2 \cdot L = \frac{2}{\pi \cdot P_t} T_e = \frac{2}{\pi \cdot 24.88 \frac{\text{kN}}{\text{m}^2}} \cdot 120 \text{ N} \cdot \text{m} = 3065 \text{ cm}^3 \quad (4.30)$$

όπου D, η διάμετρος του διακένου σε cm και  $L_g$ , το μήκος του διακένου κατά τον άξονα του κινητήρα σε cm.

#### Επιλογή Κατάλληλου Συνδυασμού L,D



Σχήμα 4.8: Βασικές διαστάσεις ηλεκτρικής μηχανής.

Οι τιμές που λαμβάνουν οι βασικές διαστάσεις μιας ηλεκτρικής μηχανής υπόκεινται σε διάφορους περιορισμούς. Όσον αφορά τη διάμετρο D, η τιμή της καθορίζει σε μεγάλο βαθμό την επίδοση της μηχανής καθώς η ροπή μεταβάλλεται ανάλογα με το τετράγωνο του D, όπως

είδαμε πιο πάνω. Αυτό σημαίνει ότι μια μηχανή με μεγάλες απαιτήσεις ροπής θα πρέπει να έχει σχετικά μεγάλο  $D$ .

### **Διάμετρος $D$**

Όμως η αύξηση του  $D$  πάνω από ένα όριο , μπορεί να οδηγήσει σε θερμικά προβλήματα (απώλειες) , καθώς μεγάλο μέρος των τυλιγμάτων θα βρίσκεται εκτός της ενεργούς περιοχής του πυρήνα.

Επιπλέον, μια μηχανή με μεγάλο  $D$  αναμένεται να παρουσιάζει αυξημένη μάζα πυρήνα, άρα και μεγάλες απώλειες πυρήνα , ενώ τέλος υπάρχει και ο μηχανικός περιορισμός για το  $D$  ο οποίος οφείλεται στις μεγάλες φυγόκεντρες δυνάμεις που ασκούνται στις δυσκοειδείς μηχανές κατά την περιστροφή του δρομέα. Στην περίπτωση μας , η ανάγκη για μεγάλες ταχύτητες περιστροφής (εώς και 7000 ΣΑΛ) θα μας οδηγούσε σε ένα σχετικά αυστηρό περιορισμό για το  $D$ , όμως ο περιορισμός αυτός δεν είναι τελικά τόσο αυστηρός λόγω της σχετικά μικρής ισχύος που έχει ο κινητήρας της εφαρμογής μας.

### **Ενεργό μήκος $L$**

Όσον αφορά το ενεργό μήκος  $L$ , η αύξηση του αυξάνει επίσης τις απώλειες πυρήνα λόγω της αυξημένης μάζας πυρήνα, ενώ υπάρχει και εδώ μηχανικός περιορισμός, για λόγους διατήρησης του διακένου, καθώς στις εξαιρετικά διαμήκεις μηχανές είναι δυνατό να έρθουν σε φυσική επαφή ο δρομέας και ο στάτης και να προκληθούν φθορές στον εξοπλισμό.

Σημειώνεται επίσης ότι η συνεισφορά του  $L$  στην ικανότητα ροπής της μηχανής είναι λιγότερο καθοριστική, καθώς η σχέση που συνδέει τη ροπή με το  $L$  είναι όπως είδαμε γραμμική.

### **Αναλογία διαστάσεων $D$ και $L$ .**

Στη βιβλιογραφία προσδιορίζονται ορισμένες αναλογίες που πρέπει να έχει μια μηχανή ώστε να χαρακτηρίζεται από υψηλή επίδοση, απόδοση ή ένα ισορροπημένο συνδυασμό των δύο. Συνήθως γίνεται λόγος για το λόγο του αξονικού μήκους της μηχανής,  $L$  και του μήκους ενός πόλου,  $\tau$ . Το μήκος πόλου δίνεται από τη σχέση :

$$\tau = \frac{\pi \cdot D}{P} \quad (4.31)$$

Στον πίνακα 1 παρατίθενται οι περιοχές τιμών του λόγου  $L/\tau$  , η κάθε μια από τις οποίες παρουσιάζει διαφορετικά χαρακτηριστικά.

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

Πίνακας 1: Χαρακτηριστικά υπό σχεδίαση μηχανής, για διάφορες τιμές του λόγου L/τ.

Ωστόσο, σε μηχανές με μικρό αριθμό πόλων και σε κινητήρες μικρής ισχύος (της τάξης των 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.

Επομένως στην περίπτωση μας, αναμένουμε ένα αρκετά μικρό λόγο L/τ καθώς η μηχανή είναι τετραπολική (P=4) και έχει ισχύ μερικών δεκάδων KW.

Έπειτα από δοκιμές, επιλέγεται το ζεύγος τιμών:

$$L_g = 9 \text{ cm}, D = 13 \text{ cm} \quad (4.32)$$

Άρα υπολογίζεται τώρα ο λόγος L/τ ως εξής:

$$\tau = \frac{\pi \cdot D}{P} = \frac{\pi \cdot 13}{4} = 10.21 \text{ cm} / \text{πόλο} \quad (4.33)$$

και

$$\frac{L}{\tau} = \frac{9}{10.21} = 0.88 \quad (4.34)$$

Η τιμή που προέκυψε για το λόγο L/τ είναι αναμενόμενα μικρή δεδομένων των χαρακτηριστικών της μηχανής, και σύμφωνα με τον παραπάνω πίνακα προσεγγίζει μια ισορροπημένη σχεδίαση.

### Πλάτος διακένου

Το πλάτος του διακένου, λαμβάνει γενικά όσο το δυνατό μικρότερες τιμές, αν και όσο μικραίνει το διάκενο, τόσο μεγαλώνει η απαίτηση για στιβαρές εδράσεις στη μηχανή.

Ένα μηχανικό όριο κατασκευής είναι τα 0.25mm για μηχανές πολύ μικρής ισχύος, ενώ στις πολύ μεγάλες μηχανές της τάξης των MW, το πλάτος διακένου μπορεί να φτάσει το 1 cm.

Στη δική μας περίπτωση, και δεδομένου ότι τυπική τιμή για μηχανές των μερικών δεκάδων KW είναι το 1mm, επιλέγουμε

$$g = 1 \text{ mm} \quad (4.35)$$

#### 4.2.2 Μελέτη Στάτη

Η σχέση που συνδέει τη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής με την ονομαστική συχνότητα των ρευμάτων που τροφοδοτούν τον κινητήρα, είναι η εξής:

$$\omega_{rm} = \frac{4 \cdot \pi \cdot f_{el}}{P} \quad (4.36)$$

Όπου :

- P ο αριθμός των πόλων της μηχανής
- $f_{el}$  η ονομαστική συχνότητα λειτουργίας

Επιλύοντας ως προς το λόγο P/f , προκύπτει :

$$\frac{P}{f_{el}} = 0.06 \quad (4.37)$$

Η ηλεκτρική συχνότητα δεν μπορεί να λάβει πολύ υψηλές τιμές γιατί κάτι τέτοιο θα αύξανε σημαντικά τις απώλειες πυρήνα. Επιπλέον η επιλογή μιας μεγάλης τιμής για την  $f_{el}$  σημαίνει αυξημένο κόστος για τον μετατροπέα που οδηγεί τον κινητήρα.

Υπάρχει επίσης και ένα κάτω όριο για τη συχνότητα, το οποίο τίθεται στα 20Hz για λόγους αξιοποίησης του σιδηρομαγνητικού υλικού.

Η απαίτηση για υψηλές ταχύτητες μας οδηγεί αναγκαστικά σε μικρό αριθμό πόλων. Αν θεωρήσουμε ως άνω όριο της συχνότητας τα 200Hz (στη μέγιστη ταχύτητα των 7000 ΣΑΛ),

Τότε ένας αποδεκτός συνδυασμός τιμών, που ικανοποιεί τη σχέση (4.37) είναι :

$$P = 4 \text{ πόλοι}$$

και

$$f_{el} = 66.7 \text{ Hz}$$

Στη συνέχεια υπολογίζεται η μέγιστη μαγνητική ροή ανά πόλο, υπολογίζεται από τον τύπο (4.1):

$$\Phi = \frac{B_{av} \cdot \pi \cdot L \cdot D}{P} = \frac{0.6 \cdot \pi \cdot 9 \cdot 13 \cdot 10^{-4}}{4} = 5.5 \text{ mWb} \quad (4.38)$$



Στη συνέχεια γίνεται μια εκτίμηση του επιπέδου της τάσεως που παρέχεται από το μετατροπέα στους ακροδέκτες του κινητήρα.

Θεωρώντας ένα τυπικό τριφασικό αντιστροφέα PWM, με συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a = 0.8$ , η τιμή της φασικής RMS τάσης που παράγεται στην έξοδο του αντιστροφέα, για δεδομένη dc τάση τροφοδοσίας  $V_{dc} = 300 V$ , δίνεται από τη σχέση [17]:

$$E = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot m_a \cdot V_{dc} \quad (4.39)$$

Σημειώνεται ότι η dc τάση τροφοδοσίας δεν πρέπει να λαμβάνει πολύ μεγάλες τιμές, σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης, για λόγους ασφαλείας (π.χ. ανάφλεξη των μπαταριών σε περίπτωση ατυχήματος).

Προκύπτει τελικά για συνδεσμολογία αστέρα, ότι η RMS τάση στα άκρα των πηνίων κάθε φάσης θα είναι :

$$E = 85 V \quad (4.40)$$

Οι σπείρες του πηνίου κάθε φάσης δίνονται από την παρακάτω σχέση:

$$N_i = \frac{E}{4.44 \cdot f \cdot k_w \cdot \frac{P}{2} \cdot \Phi} = \frac{85}{4.44 \cdot 0.96 \cdot 66.7 \cdot 2 \cdot 5.5 \cdot 10^{-3}} = 27 \frac{\text{σπείρες}}{\text{φάση}} \quad (4.41)$$

Γνωρίζοντας την ονομαστική ισχύ της μηχανής (25.1 KW), και θεωρώντας ένα συντελεστή ισχύος  $\cos\phi = 0.9$  επαγωγικό, και μοναδιαία συνολική απόδοση υπολογίζουμε το ονομαστικό ρεύμα της μηχανής ως εξής :

$$I_N = \frac{P_{el}}{3 \cdot E \cdot \cos\phi} = \frac{25100}{3 \cdot 85 \cdot 0.9} = 109 \text{ Amps} \quad (4.42)$$

Έτσι, η μαγνητεγερτική δύναμη για μια φάση, μπορεί πλέον να υπολογιστεί από την παρακάτω σχέση:

$$ME\Delta = I_N \cdot N_i = 109 \cdot 27 = 2956 \text{ A} - \varepsilon \quad (4.43)$$

Η αναγκαία διατομή αύλακος που θα δημιουργήσει την παραπάνω ΜΕΔ υπολογίζεται με κριτήριο τη μέγιστη πυκνότητα ρεύματος. Η τυπική τιμή για την πυκνότητα ρεύματος στην αύλακα, στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας είναι:  $J = 4 \text{ A/mm}^2$ . Με τον τρόπο αυτό, διασφαλίζεται ότι οι απώλειες χαλκού θα είναι χαμηλές, και ότι δεν χρειάζεται σύστημα ψύξης για την απαγωγή της παραγόμενης θερμότητας. Το πρόγραμμα Femm λαμβάνει ως είσοδο για τον ορισμό του προβλήματος το πλάτος της πυκνότητας ρεύματος στην αύλακα. Ορίζουμε πλάτος πυκνότητας ρεύματος  $J_{\text{peak}} = 6 \text{ A/mm}^2$ .

Συνεπώς, η ελάχιστη ενεργή διατομή αύλακος , για μια φάση, υπολογίζεται ως εξής:

$$A_{cu} = \frac{ME\Delta}{J} = 118mm^2 \quad (4.44)$$

Θεωρώντας συντελεστή αξιοποίησης της αύλακος ίσο με 0.5, (οι μέγιστες τιμές του συντελεστή είναι 0.7 για μεγάλες μηχανές, η διατομή αύλακας θα πρέπει να είναι τουλάχιστον:

$$A_{SLOT} = \frac{A_{cu}}{0.5} = 236mm^2 \quad (4.45)$$

### Υπολογισμός ειδικών φορτίσεων

Η ειδική μαγνητική φόρτιση,  $\bar{B}$ , συνδέει τον αριθμό πόλων P με τη μαγνητική ροή ανά πόλο Φ και τις βασικές διαστάσεις της μηχανής :

$$\bar{B} = \frac{P \cdot \Phi}{\pi \cdot L \cdot D} \quad (4.46)$$

Όπου D η διάμετρος του διακένου και L το αξονικό μήκος του ενεργού μέρους της μηχανής.

Το μέγεθος αυτό λαμβάνει συνήθως τιμές από 0.5 T ως 0.7 T και το άνω όριο τίθεται από το φαινόμενο του κορεσμού του σιδηρομαγνητικού υλικού στα δόντια του στάτη, και τις απώλειες πυρήνα που προκαλούνται από αυτό. Από την άλλη πλευρά, υψηλές τιμές μαγνητικής φόρτισης σημαίνουν αυξημένη δυνατότητα παραγωγής ροπής και ισχύος.

Στην εφαρμογή μας , έχει επιλεγθεί πιο πάνω ως μέση μαγνητική φόρτιση , η τιμή:

$$\bar{B} = 0.6 T \quad (4.47)$$

Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση, ac, προσδιορίζεται από την ενεργό τιμή των αμπερελιγμάτων ανά μέτρο περιφέρειας του διακένου, σύμφωνα με τη σχέση :

$$ac = \frac{3 \cdot \frac{P}{2} \cdot N_i \cdot I}{\pi \cdot D} \quad (4.48)$$

Όπου  $N_i$  το πλήθος των εν σειρά ενεργών αγωγών, και ο όρος 2 αφορά τυλίγματα διπλής στρώσης.

Τυπικές τιμές ηλεκτρικής φόρτισης σύγχρονων μηχανών είναι από 15000 A·ε/m ως 45000 A·ε/m. Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση καθορίζει από κοινού με την ειδική μαγνητική φόρτιση την ικανότητα παραγωγής ροπής της μηχανής. Από πλευράς απωλειών, η ειδική ηλεκτρική φόρτιση

συνδέεται κυρίως με τις απώλειες χαλκού της μηχανής, καθώς αυτές ως γνωστόν μεταβάλλονται ανάλογα με το τετράγωνο του ρεύματος.

Στη δική μας περίπτωση, θα ισχύει τελικά:

$$ac = \frac{3 \cdot 2 \cdot 27 \cdot 109}{\pi \cdot 13 \cdot 10^{-2}} = 43235 \text{ A}\cdot\text{ε} \quad (4.49)$$

Παρατηρούμε ότι με βάση τη προηγούμενη διαστατική ανάλυση, προέκυψε τελικά μια αρκετά μεγάλη τιμή  $ac$ , λόγω του μικρού μεγέθους της μηχανής.

### 4.2.3 Μελέτη Δρομέα

#### Μόνιμοι Μαγνήτες

Στις μηχανές μονίμων μαγνητών, όπου ο δρομέας δε φέρει τύλιγμα, βασικό κριτήριο κατά το σχεδιασμό είναι η ελαχιστοποίηση των απωλειών πυρήνα. Στην παράγραφο αυτή επιχειρείται μια πρώτη εκτίμηση για τις διαστάσεις των μαγνητών του δρομέα, και εξετάζεται μια τυπική καμπύλη απομαγνήτισης.

Όσον αφορά το υλικό του μόνιμου μαγνήτη, οι μαγνήτες κράματος Νεοδυμίου-Σιδήρου-Βορίου (NdFeB), αποτελούν την καταλληλότερη επιλογή, καθώς:

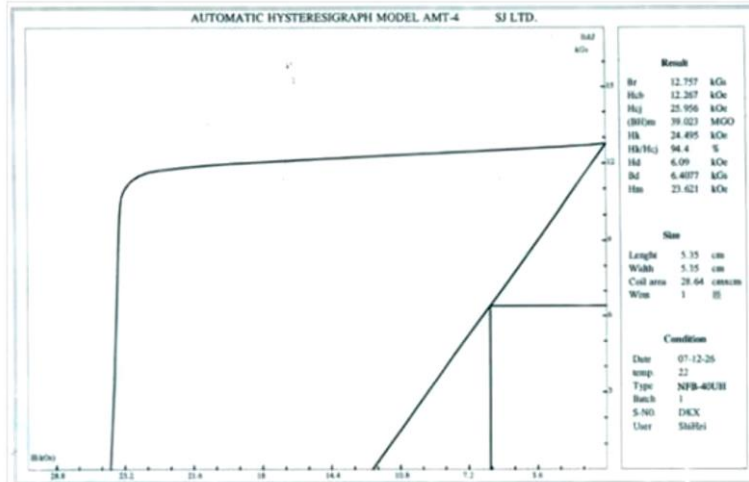
- προσφέρουν την μεγαλύτερη πυκνότητα ενέργειας
- είναι ανθεκτικοί σε φαινόμενα απομαγνήτισης.

Τα κυριότερα μειονεκτήματα αυτού του τύπου μαγνητών, είναι ότι:

- δεν είναι ιδιαίτερα ανθεκτικοί σε εφαρμογές υψηλών θερμοκρασιών
- το Νεοδύμιο αποτελεί σπάνια γαία (Rare earth element), και η προμήθεια μαγνητών νεοδυμίου μπορεί να γίνει μόνο από πολύ συγκεκριμένες χώρες (κυρίως την Κίνα).

#### Καμπύλη Απομαγνήτισης

Στο σχήμα 4.9 παρουσιάζεται η καμπύλη απομαγνήτισης ενός τέτοιου μαγνήτη (τύπου N40UH):



Σχήμα 4.9: Καμπύλη απομαγνήτισης μόνιμου μαγνήτη.

Στον κάθετο άξονα, απεικονίζεται η παραμένουσα μαγνήτιση  $B_r$ , ενώ στον οριζόντιο το μαγνητικό πεδίο επαναφοράς  $H_c$ , το οποίο εκφράζει την αντίσταση του υλικού στην απομαγνήτιση, και μετριέται σε Oersted ή σε A/m.

Σκοπός είναι, ο μαγνήτης να λειτουργεί πάντα κοντά σημείο μέγιστης ενέργειας, δηλαδή στο σημείο όπου το εμβαδό του σχηματιζόμενου ορθογωνίου μεγιστοποιείται.

Σύμφωνα με την καμπύλη απομαγνήτισης, ο μαγνήτης δίνει τη μέγιστη μαγνητική ενέργεια στο σημείο (0.64T, =54kA/m). Στο κενό φορτίο η πυκνότητα μαγνητικής ροής στην επιφάνειά του πρέπει να' ναι λίγο αυξημένη, περίπου 0.7T.

Στη συνέχεια, πρέπει να εκτιμηθεί η επίδραση του μαγνητικού πεδίου του στάτη στην μαγνητική επαγωγή του μαγνήτη. Θεωρώντας την καμπύλη απομαγνήτισης ως ευθεία γραμμή, μπορούμε να εξάγουμε εύκολα τη χαρακτηριστική της εξίσωση ως εξής [18]:

$$H(B) = H_c - \frac{H_c}{B_r} \cdot B \quad (4.50)$$

Όπου, σύμφωνα με το γράφημα:  $B_r = 1.25$  T και  $H_c = 899$  kA/m.

Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση της μηχανής έχει ήδη υπολογιστεί:

$$ac = 43235 \text{ A} \cdot \text{ε}/\text{m} \quad (4.51)$$

Έτσι, όταν τροφοδοτείται ο στάτης, η αναμενόμενη πτώση της μαγνητικής επαγωγής στην επιφάνεια του μαγνήτη θα είναι:

$$\Delta B = \frac{B_r}{H_c} \cdot ac = 0.15 \text{ T} \quad (4.52)$$

Η μικρή τιμή που προέκυψε μας εξασφαλίζει ότι ανεξαρτήτως φόρτισης της μηχανής, ο μαγνήτης θα χρησιμοποιείται πάντα κοντά στο σημείο βέλτιστης λειτουργίας του.

### Διαστασιολόγηση Μαγνήτη

Η ιδιαιτερότητα της γεωμετρίας των μαγνητών, καθιστά πολύπλοκη μια αναλυτική εκτίμηση των αρχικών διαστάσεων που θα έχουν οι μαγνήτες. Η μεθοδολογία που θα εφαρμοστεί στη συνέχεια, αφορά τη συνηθέστερη περίπτωση των επιφανειακών μαγνητών. Το μήκος μαγνήτη που θα προκύψει, θα πρέπει να αυξηθεί κατά ένα ποσοστό, προκειμένου να ληφθεί υπόψιν το γεγονός ότι ο μαγνήτης βρίσκεται στο εσωτερικό του δρομέα, και στην επιφάνεια του.

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

$$B_g \cong B_r \cdot \frac{L_m}{L_m + L_g} \quad (4.53)$$

Όπου:

- $B_g$ , η μαγνητική επαγωγή στο διάκενο
- $B_r$ , η παραμένουσα μαγνήτιση
- $L_m$ , το ακτινικό μήκος μαγνήτη
- $L_g$ , Το πάχος του διακένου (1mm)

Η πυκνότητα μαγνητικής ροής στο διάκενο όταν η μηχανή λειτουργεί σε κενό φορτίο, λαμβάνει τιμή  $B_g \cong 0.7T$ .

Το ακτινικό μήκος του μαγνήτη υπολογίζεται τότε ως εξής:

$$\frac{L_m}{L_m + L_g} = 0.583 \rightarrow L_m = 2.1 \text{ mm} \cong 2.5 \text{ mm} \quad (4.54)$$

Η μαγνητική ροή στο διάκενο έχει ήδη υπολογιστεί ( $\Phi = 5.2 \text{ mWb}$ ). Στη συνέχεια υπολογίζεται το μήκος μαγνήτη που απαιτείται, για την παραγωγή αυτής της μαγνητικής ροής σε κενό φορτίο, δηλαδή με μαγνητική επαγωγή στο διάκενο  $B_g \cong 0.7 \text{ T}$ .

$$\Phi = B \cdot (L_{\text{magnet}} \cdot L) \quad (4.55)$$

Επιλύοντας ως προς το μήκος μαγνήτη προκύπτει τελικά:

$$L_{\text{magnet}} = 87.4 \text{ mm} \quad (4.56)$$

Με βάση τις παραπάνω διαστάσεις, μπορεί τώρα να υπολογιστεί το εμβαδό του μαγνήτη, ως εξής:

$$E_{magnet} = L_m \cdot L_{magnet} = 219 \text{ mm}^2 \quad (4.57)$$

Το μήκος που προέκυψε αφορά γεωμετρία επιφανειακών μαγνητών. Στη γεωμετρία εσωτερικών μαγνητών, ο μαγνήτης καλύπτεται από μαγνητική λαμαρίνα, με αποτέλεσμα το μαγνητικό πεδίο στο διάκενο να είναι μικρότερο. Προκειμένου να ληφθεί υπόψιν το γεγονός αυτό, το μήκος επιφανειακού μαγνήτη θα αυξηθεί κατά ένα ποσοστό 20%, για να προκύψει το τελικό εμβαδό μαγνήτη:

$$E_{magnet\_int} = 1.2 \cdot E_{magnet} = 265 \text{ mm}^2 \quad (4.58)$$

Το εμβαδό που προέκυψε, είναι το ελάχιστο συνολικό εμβαδό και για τις δύο στρώσεις μαγνήτη και θα επιμεριστεί κατάλληλα στην κάθε στρώση. Επίσης, πρέπει να τονιστεί, ότι το εμβαδό αυτό δεν είναι οριστικό, αλλά θα χρησιμοποιηθεί ως αφετηρία, για την ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων δρομέα, από την οποία θα προκύψουν τελικά οι οριστικές διαστάσεις των μαγνητών.

### 4.3 Μοντελοποίηση απωλειών στο Femm

Στη συνέχεια παρουσιάζεται η μεθοδολογία βάση της οποίας υπολογίστηκαν οι απώλειες χαλκού και πυρίνα, στο στάδιο post-processing του Femm, για τη σχεδιασμένη μηχανή E.M.M.. Οι παρακάτω μεθοδολογίες, αποτελούν προσεγγιστική μοντελοποίηση των πραγματικών φαινομένων, μπορούν όμως να μας δώσουν μια καλή εικόνα για την απόδοση της σχεδιασμένης μηχανής.

#### 4.3.1 Μοντελοποίηση απωλειών χαλκού

Η μεθοδολογία εκτίμησης απωλειών Cu, θα παρουσιάσσει αναλυτικά στη συνέχεια, αφού πρώτα ορίσουμε τα εξής απαραίτητα μεγέθη:

- $p$  : ο αριθμός πόλων κινητήρα
- $N$ : ο αριθμός σπειρών ανά πηνίο
- $L$ : το ενεργό μήκος της μηχανής
- $S_{slot}$  : το εμβαδόν αύλακας στάτη
- $ff$ : ο συντελεστής πληρότητας τυλίγματος

Ως συντελεστής πληρότητας  $ff$  ορίζεται ο λόγος του εμβαδού της αύλακας που θα απαιτούνταν, εάν το τύλιγμα αν ήταν ιδανικά συμπιεσμένο (χωρίς κενά και μονώσεις) προς το εμβαδόν της αύλακας, που απαιτείται για το ίδιο τύλιγμα στην πράξη.

Ο συντελεστής τυλίγματος, λαμβάνει τυπικά τιμές μεταξύ 0.4 έως 0.65, ανάλογα με το μέγεθος της μηχανής, τον τύπο του τυλίγματος (συγκεντρωμένο-διανεμημένο, απλής-διπλής στρώσης), και τα διαθέσιμα μέσα περιέλιξης (περιελίκτηρια μηχανή κλπ).

### Υπολογισμός Ωμικής Αντίστασης μιας Φάσης

Για την εφαρμογή μας ορίστηκε συντελεστής πληρότητας 0.55 που αποτελεί μια καλή τιμή για συμβατικές τεχνικές περιέλιξης. Το εμβαδό αύλακος, υπολογίζεται εύκολα στο με χρήση της εντολής `mo_blockintegral(5)`, στη μετεπεξεργασία του Femm. Με δεδομένες αυτές τις δύο ποσότητες, προκύπτει η επιφάνεια της αύλακας που καταλαμβάνεται από χαλκό ως εξής:

$$S_{cu} = ff \cdot S_{slot} \quad (4.59)$$

Εάν το εμβαδό αυτό διαιρεθεί, με τον αριθμό των σπειρών ανά πηνό  $N$ , θα προκύψει, η διατομή του κλώνου χαλκού που θα χρησιμοποιηθεί στο τύλιγμα.

$$S_{wire} = \frac{S_{cu}}{N} \quad (4.60)$$

Υπολογίσαμε έτσι τη διατομή του αγωγού, στοιχείο απαραίτητο, για την υπολογισμό της ωμικής αντίστασης. Απομένει να υπολογίσουμε το μήκος του τυλίγματος. Ορίζουμε ως μέσο μήκος μιας σπείρας ενός πηνίου, το μήκος που αν πολλαπλασιαστεί με τον αριθμό των σπειρών, δίνει το συνολικό μήκος του πηνίου. Το μέσο μήκος σπείρας ισούται όπως είναι λογικό, με το διπλάσιο του ενεργού μήκους της μηχανής  $L$ , συν το διπλάσιο του μήκους κεφαλής τυλίγματος  $L_{ends}$ . Το μήκος κεφαλής τυλίγματος υπολογίζεται με τη σειρά του, ως συνάρτηση των πόλων της μηχανής, και της μέσης ακτίνας αύλακος, ως εξής:

$$L_{ends} = \frac{2 \cdot \pi}{p} \cdot R_{slot\_avg} \quad (4.61)$$

Στη συνέχεια ορίζεται ένας ακόμη συντελεστής, που αφορά τη χωροταξική διαμόρφωση του τυλίγματος. Κάθε πηνίο, διαμορφώνεται σχηματικά με κατάλληλο τρόπο, προκειμένου να επιτρέψει στο επόμενο πηνίο να τοποθετηθεί ακριβώς με τον ίδιο τρόπο και να προκύψει ένα ομοιόμορφο τύλιγμα. Η περαιτέρω αύξηση του μήκους κεφαλής που προκαλείται έτσι, εκφράζεται από το συντελεστή πλέξης  $olf$ , ο οποίος λαμβάνει τυπική τιμή  $olf = 1.2$ , για τύλιγμα πλήρους βήματος.

Σύμφωνα με τα παραπάνω, το μέσο μήκος σπείρας θα υπολογίζεται από τη σχέση:

$$L_{w\_avg} = 2 \cdot olf \cdot \frac{2 \cdot \pi}{p} R_{slot\_avg} + 2 \cdot L \quad (4.62)$$

Αν συμβολίσουμε με  $N_c$  τον αριθμό των σπειρών σε κάθε φάση του τυλίγματος, προκύπτει τελικά, το συνολικό μήκος του τυλίγματος μιας φάσης, ως εξής :

$$l_{w\_phase} = N_c \cdot L_{w\_avg} \quad (4.63)$$

Πλέον, γνωρίζουμε όλες τις απαιτούμενες παραμέτρους για τον υπολογισμό της ωμικής αντίστασης μιας φάσης, η οποία υπολογίζεται ως συνάρτηση της διατομής αγωγού( $S_{wire}$ ) και του συνολικού μήκους του τυλίγματος( $l_{w\_tot}$ ), από τη γνωστή σχέση:

$$R_{w\_phase} = \frac{\rho \cdot l_{w\_phase}}{S_{wire}} \quad (4.64)$$

Όπου  $\rho$  η ειδική ηλεκτρική αντίσταση του χαλκού ( $\rho = 1.68 \cdot 10^{-8}$  σε θερμοκρασία περιβάλλοντος  $20^\circ\text{C}$  ). Η τιμή της ειδικής ηλεκτρικής αντίστασης αυξάνεται για μεγαλύτερες θερμοκρασίες.

### Υπολογισμός απωλειών Cu

Το ονομαστικό ρεύμα φάσης του στάτη, δεν ορίζεται άμεσα στο Femm, αλλά προκύπτει αν πολλαπλασιάσουμε την πυκνότητα ρεύματος(RMS τιμή), με το εμβαδό αύλακος  $S_{slot}$ .

Η RMS τιμή του ρεύματος μιας φάσης, υπολογίζεται ως εξής:

$$I = J \cdot S_{wire} \quad (4.65)$$

Τελικά οι απώλειες χαλκού υπολογίζονται από τη γνωστή σχέση:

$$P_{cu} = 3 \cdot R_{w\_phase} \cdot I^2 \quad (4.66)$$

### 4.3.2 Μοντελοποίηση απωλειών πυρήνα

Πολλά πακέτα λογισμικού πεδιακής ανάλυσης, διαθέτουν ενσωματωμένα εργαλεία εκτίμησης απωλειών πυρήνα. Το χρησιμοποιούμενο πρόγραμμα δεν παρέχει αυτή τη δυνατότητα, επιτρέπει χάρη σε ειδικό toolbox διεπαφής, την ανάπτυξη κατάλληλου πηγαίου κώδικα, ώστε να επιτευχθεί μια προσέγγιση των απωλειών σιδήρου της σχεδιασμένης μηχανής.

Στην παρούσα ενότητα, αναπτύσσεται μια απλή μέθοδος εκτίμησης των απωλειών πυρήνα, η οποία βασίζεται στην καμπύλη ειδικών απωλειών της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας που χρησιμοποιείται.

Θεωρήσαμε για την εφαρμογή μια αρκετά ποιοτική λαμαρίνα Thyssen M235-35A η οποία χαρακτηρίζεται από μειωμένες απώλειες χάρη στο μικρό πάχος της (0.35mm). Ανατρέχοντας στο εγχειρίδιο της συγκεκριμένης λαμαρίνας, βρίσκουμε τους πίνακες απωλειών πυρήνα, συναρτήσει της συχνότητας. Η κατασκευάστρια εταιρία δίνει τιμές ειδικών απωλειών για συχνότητες  $f = 50\text{Hz}$  και  $f = 100\text{Hz}$ , επομένως εφαρμόζεται γραμμική παρεμβολή στους πίνακες τιμών προκειμένου να υπολογιστούν οι ειδικές απώλειες για τη συχνότητα  $f = 66.7 \text{ Hz}$ , που αποτελεί την ηλεκτρική συχνότητα των ρευμάτων στη σχεδιασμένη μηχανή E.M.M..

Στις προκύπτουσες τιμές, εφαρμόζεται η συνάρτηση **polyfit(x,y)** της βιβλιοθήκης, η οποία επιστρέφει τους συντελεστές του πολυωνύμου στο οποίο αντιστοιχεί η γραφική παράσταση που ορίζεται από τα σημεία  $x,y$ .



Το πολυώνυμο που προκύπτει έχει την ακόλουθη μορφή:

$$Y(x) = -5.2 \cdot x^5 + 26.9 \cdot x^4 - 53.61 \cdot x^3 + 48.1 \cdot x^2 - 18.89 \cdot x + 1.14 \quad (4.67)$$

Στην παραπάνω σχέση, η μεταβλητή  $x$  αντιστοιχεί στη μαγνητική επαγωγή  $B$ , και η μεταβλητή  $Y$  αντιστοιχεί στις ειδικές απώλειες πυρήνα μετρούμενες σε W/kg.

Εφόσον ολοκληρωθούν τα παραπάνω προκαταρκτικά βήματα, συνεχίζουμε με το κυρίως μέρος της μεθοδολογίας. Η γεωμετρία χωρίζεται μέσω του πλέγματος σε πολλά μικρά τρίγωνα. Διατρέχουμε όλα τα στοιχειώδη τρίγωνα της γεωμετρίας, και για κάθε επιμέρους τρίγωνο, εκτελούμε τα ακόλουθα βήματα:

- Υπολογισμός των συντεταγμένων του κέντρου βάρους του τριγώνου με χρήση της εντολής `mo_getelement(n)`.
- Υπολογισμός του εμβαδού του τριγώνου, του όγκου καθώς και του `group` στο οποίο ανήκει, με χρήση της ίδιας εντολής.
- Υπολογισμός των συνιστωσών  $B_x$ ,  $B_y$  της μαγνητικής επαγωγής, στο κέντρο βάρους, με χρήση της εντολής `mo_getb(x,y)`.
- Έλεγχος αν το κέντρο βάρους ανήκει στο σίδηρο του δρομέα, ή στο σώμα του στάτη. Αν το σημείο δεν αντιστοιχεί σε περιοχή με σίδηρο, αγνοείται.
- Αν το σημείο αντιστοιχεί σε περιοχή με σίδηρο, η μαγνητική του επαγωγή αντικαθίσταται στο παραπάνω πολυώνυμο, ώστε να προκύψουν οι ειδικές απώλειες για το σημείο σε W/kg.
- Υπολογίζεται το βάρος της περιοχής που καταλαμβάνει το τρίγωνο, πολλαπλασιάζοντας τον αντίστοιχο όγκο με την πυκνότητα του σιδήρου ( $7.7 \cdot 10^{-6}$  kg/mm<sup>3</sup>).
- Το βάρος που προκύπτει πολλαπλασιάζεται με τις ειδικές απώλειες, ώστε να προκύψουν τελικά οι απώλειες πυρήνα σε Watt.

Επαναλαμβάνοντας την παραπάνω διαδικασία για όλα τα στοιχειώδη τρίγωνα του πλέγματος, και αθροίζοντας κάθε φορά τις απώλειες, προκύπτουν τελικά οι συνολικές απώλειες πυρήνα, τόσο στο δρομέα όσο και στο στάτη.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

### ΟΡΙΣΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ I.P.M. ΙΣΧΥΟΣ 25KWATT

#### 5.1 Εισαγωγή

Έχοντας ολοκληρώσει τη βασική διαστασιολόγηση και προκαταρκτική σχεδίαση της μηχανής E.M.M. στο προηγούμενο κεφάλαιο, ακολουθεί στο κεφάλαιο αυτό η οριστική σχεδίαση, με χρήση του προγράμματος πεπερασμένων στοιχείων Femm.

Η σχεδίαση στο Femm μπορεί να πραγματοποιηθεί αρκετά εύκολα, χρησιμοποιώντας το ποντίκι στο γραφικό περιβάλλον του ίδιου του προγράμματος. Όμως η απαίτηση για παραμετροποιημένη σχεδίαση, στην οποία οι διαστάσεις και τα χαρακτηριστικά της μηχανής, θα είναι μεταβλήτα και οριζόμενα από εμάς, καθιστά αναγκαία την χρήση κώδικα για τη σχεδίαση της μηχανής. Ο **κώδικας παραμετροποίησης της γεωμετρίας της μηχανής και ανάλυσης της** γράφεται σε κατάλληλο προγραμματιστικό περιβάλλον, και χρησιμοποιεί ένα επιπρόσθετο **Toolbox** επικοινωνίας με το πρόγραμμα πεπερασμένων στοιχείων. Το συγκεκριμένο Toolbox περιλαμβάνει ένα σύνολο εξειδικευμένων εντολών που αφορούν τη σχεδίαση, ενώ ταυτόχρονα αναλαμβάνει τη διεπαφή των δύο προγραμμάτων.

Το πρόγραμμα Femm αποτελείται από δύο βασικά περιβάλλοντα εργασίας:

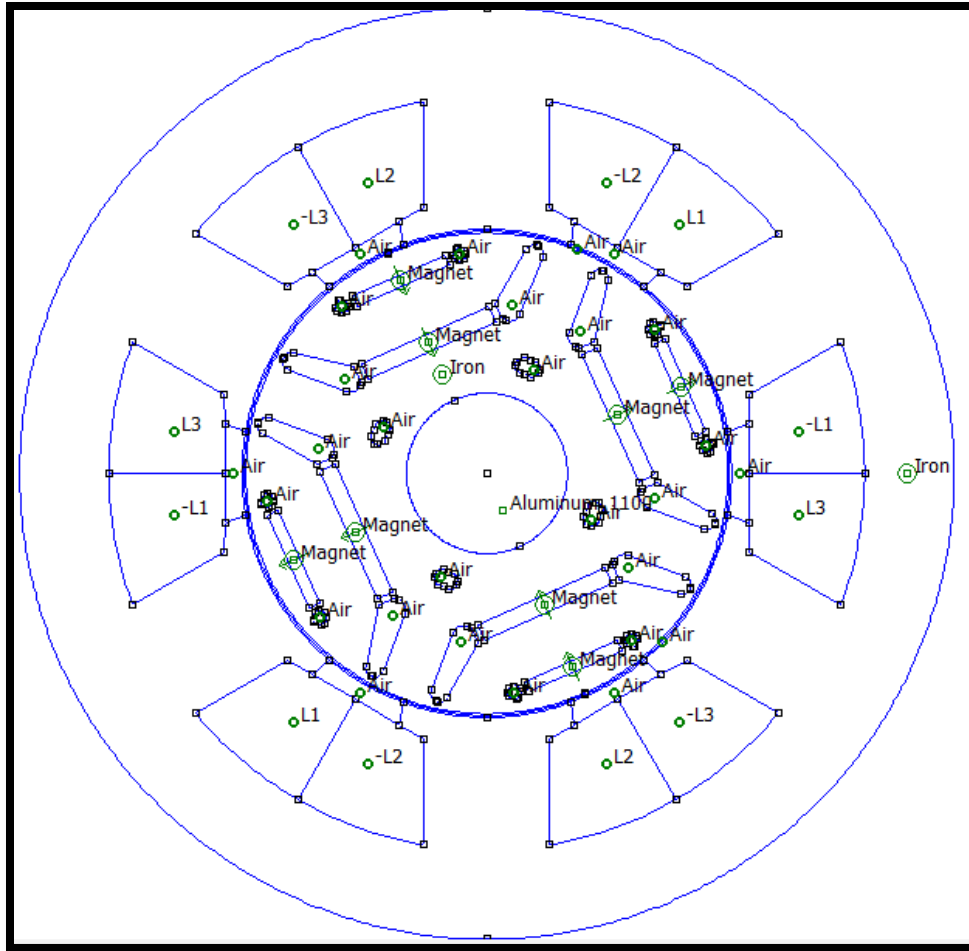
- Το περιβάλλον **προεπεξεργασίας ( Pre-Processing )**. Πρόκειται για το περιβάλλον στο οποίο πραγματοποιείται η σχεδίαση της γεωμετρίας της μηχανής. Η σχεδίαση γίνεται χρησιμοποιώντας πολύ απλά γραφικά εργαλεία όπως κόμβοι (nodes), ευθείες (segments) και καμπύλες arcs). Επιπλέον στο στάδιο του Pre-Processing, ορίζονται οι συνοριακές συνθήκες τις γεωμετρίας, καθώς επίσης και τα κατάλληλα υλικά για κάθε περιοχή. Τελευταίο στάδιο της προεπεξεργασίας, είναι η δημιουργία πλέγματος, με κατάλληλο αριθμό κόμβων, προκειμένου να ακολουθήσει η τελική επίλυση του προβλήματος.
- Το **περιβάλλον μετεπεξεργασίας ( Post-Processing )**. Πρόκειται για το περιβάλλον στο οποίο η σχεδίαση της προεπεξεργασίας, έχει επιλυθεί ως πρόβλημα συνοριακών συνθηκών για τον υπολογισμό του μαγνητοστατικού δυναμικού, και χρησιμοποιείται ως βάση, για τον υπολογισμό βασικών μεγεθών. Τα σημαντικότερα μεγέθη που υπολογίζονται από το Post-Processing είναι η μαγνητική επαγωγή σε κάθε σημείο της μηχανής, καθώς επίσης και η ροπή στο διάκενο, χρησιμοποιώντας ολοκληρωτικές σχέσεις του τανυστή του Maxwell. Επιπλέον, το περιβάλλον μετεπεξεργασίας επιτρέπει τον υπολογισμό της επαγόμενης αντι-ΗΕΔ, των απωλειών χαλκού και πυρήνα της μηχανής, των αυτεπαγωγών ευθύ  $q$  άξονα καθώς και την εύρεση της γωνίας μέγιστης ροπής ΜΤΡΑ (Maximum Torque Power Angle), με την χρήση της «σύγχρονης» στροφής πεδίων δρομέα και στάτη.

## 5.2 Σύγκριση μοντέλων συγκεντρωμένου-διανεμημένου τυλίγματος

Δεδομένου του αριθμού των πόλων ( $P = 4$ ) της μηχανής , και της μέχρι τώρα ανάλυσης, καταλήγουμε σε δύο υποψήφιες τοπολογίες τυλίγματος, αυτή του συγκεντρωμένου τυλίγματος διπλής στρώσης με  $Q = 6$  άλακες στο στάτη, και του διανεμημένου τυλίγματος μονής στρώσης με  $Q = 36$  άλακες στο στάτη.

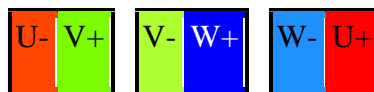
Προκειμένου να γίνει η οριστική επιλογή του τυλίγματος της μηχανής μας, πραγματοποιήθηκαν με τη βοήθεια του προγράμματος πεπερασμένων στοιχείων FEMM, δύο διαφορετικές σχεδιάσεις μοντέλων, μία για κάθε επιλογή τυλίγματος. Στα δύο μοντέλα , ο δρομέας της μηχανής είναι ίδιος, ενώ στο στάτη, φαίνονται οι κατανομές των ζωνών φάσης των παραπάνω σχημάτων στις δύο διαστάσεις.

Στα σχήματα 5.1, 5.2 παρουσιάζεται το μοντέλο συγκεντρωμένου τυλίγματος :



Σχήμα 5.1: Μοντέλο συγκεντρωμένου τυλίγματος.

Αρχικά έχουμε την υλοποίηση της μηχανής με 6 αύλακες στο στάτη και συγκεντρωμένο τύλιγμα διπλής στρώσης. Στο σχήμα 5.2 φαίνεται η κατανομή των ζωνών φάσης στα αυλάκια, για συγκεντρωμένο τύλιγμα διπλής στρώσης [19].

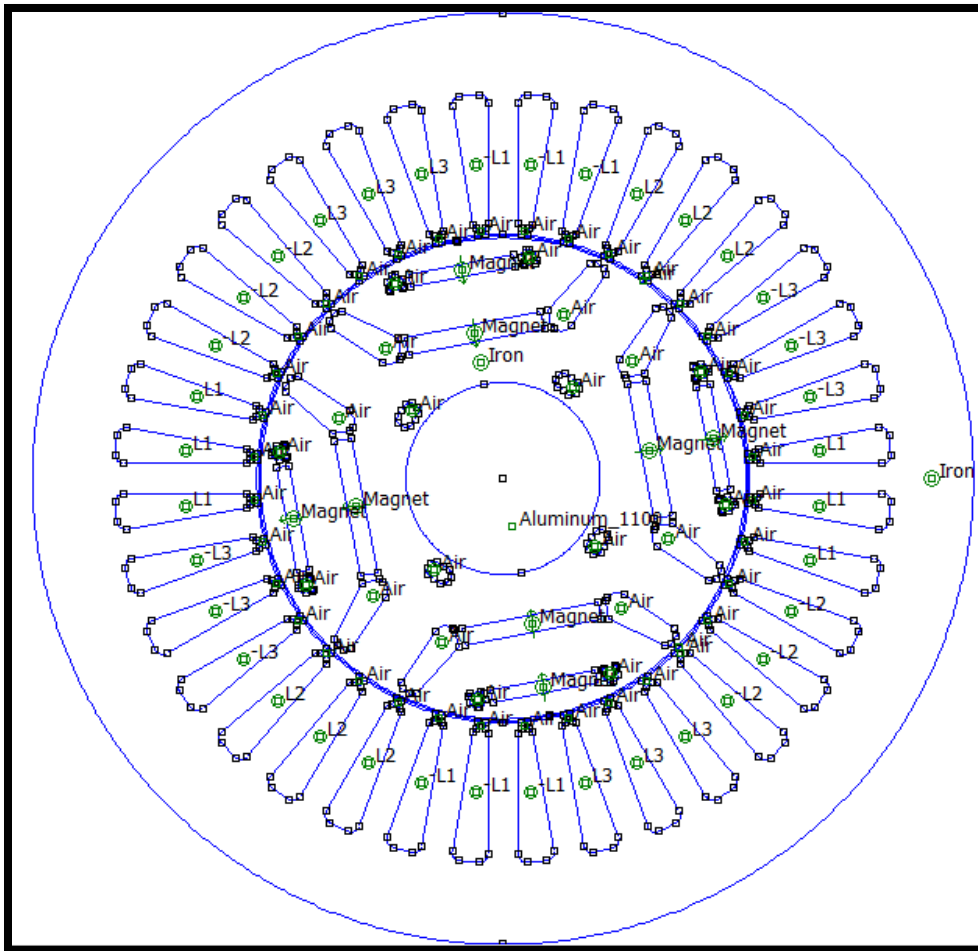


Σχήμα 5.2 Διαμόρφωση συγκεντρωμένου τυλίγματος διπλής στρώσης με  $Q = 6$  αύλακες [19].

Το τύλιγμα παρουσιάζει συμμετρία, και το παραπάνω μοτίβο επαναλαμβάνεται δύο φορές, προκειμένου να συμπληρωθούν οι αύλακες, και να ολοκληρωθεί το τύλιγμα της μηχανής.

Για το διανεμημένο τύλιγμα, αντικαταστήσαμε τον αρχικό στάτη, με ένα καινούριο που διέθετε αρχικά  $Q = 12$  αύλακες και απλό διανεμημένο τύλιγμα μονής στρώσης με  $q = 1$  αυλάκι ανά πόλο και φάση. Η παραγόμενη ροπή παρουσίαζε όμως μεγάλη κυμάτωση, ενώ εξίσου μεγάλη ήταν και η αρμονική παραμόρφωση της EMF. Θέτοντας  $q = 3$  αυλάκια ανά πόλο και φάση, τα ανεπιθύμητα φαινόμενα απομειώθηκαν.

Η τελική διαμόρφωση διανεμημένου τυλίγματος φαίνεται στα σχήματα 5.3, 5.4:



Σχήμα 5.3: Μοντέλο διανεμημένου τυλίγματος.



Σχήμα 5.4: Διαμόρφωση διανεμημένου τυλίγματος απλής στρώσης με  $Q = 36$  αύλακες [19].

Το παραπάνω μοτίβο επαναλαμβάνεται δύο φορές για να προκύψει το συνολικό τύλιγμα της μηχανής.

### Εμβαδό αύλακος των δύο μοντέλων

Από την αρχική σχεδίαση της μηχανής διανεμημένου τυλίγματος, έχει προκύψει εμβαδό αύλακας:

$$A_{αυλ} = 236 \text{ mm}^2 \quad (5.1)$$

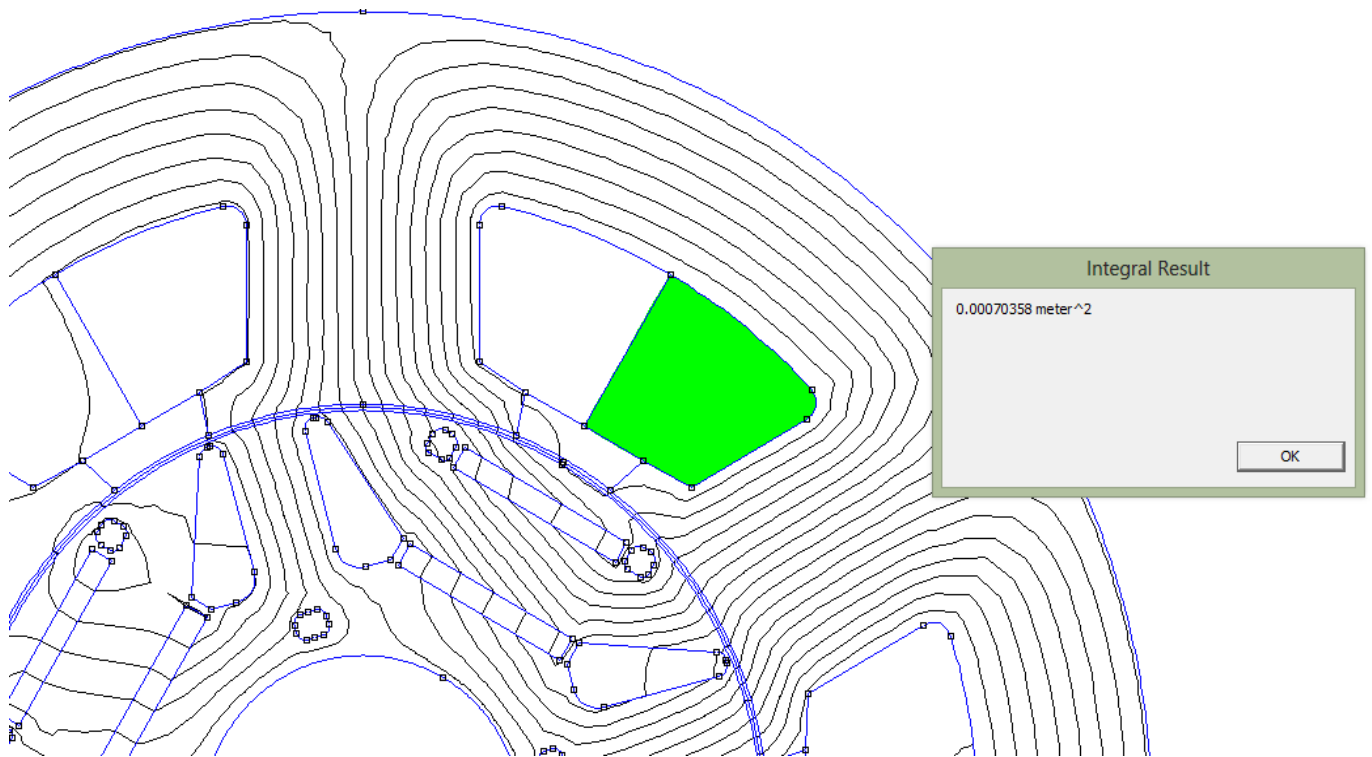
Αυτό σημαίνει ότι για  $Q = 36$  αύλακες συνολικά, το συνολικό εμβαδό που απαιτείται, για τις αυλακώσεις της μηχανής θα είναι:

$$A_{συν} = Q \cdot A_{αυλ} = 8,424 \text{ cm}^2 \quad (5.2)$$

Πρέπει οι δύο προς σύγκριση γεωμετρίες να έχουν ίδιο συνολικό εμβαδό για αυλακώσεις. Επομένως, το μοντέλο συγκεντρωμένου τυλίγματος, πρέπει να διαστασιολογηθεί έτσι, ώστε το εμβαδό μιας στρώσης αύλακας να είναι:

$$A_{αυλ\_con} = \frac{A_{συν}}{2 \cdot 6} = 702 \text{ mm}^2 \quad (5.3)$$

Στην εικόνα 5.5, φαίνεται το εμβαδό μιας στρώσης αύλακας, όπως αυτό υπολογίστηκε στο post-processing του προγράμματος Femm. Παρατηρούμε ότι, η αύλακα έχει πράγματι το ζητούμενο εμβαδό, για τη γεωμετρία συγκεντρωμένου τυλίγματος.



Σχήμα 5.5: Εμβαδό αύλακας στο μοντέλο συγκεντρωμένου τυλίγματος.

### 5.2.1 Χαρακτηριστική Ροπής – Γωνίας $\delta$

Προκειμένου να επιλέξουμε το καταλληλότερο τύλιγμα, θα αξιολογήσουμε και θα συγκρίνουμε τις χαρακτηριστικές ροπής – γωνίας  $\delta$  (Torque VS Rotor Position), οι οποίες προκύπτουν ως πρώτο στάδιο της μετεπεξεργασίας των δύο μοντέλων μετά την προσομοίωση τους στο πρόγραμμα FEMM.

Η τυπική μορφή της χαρακτηριστικής αυτής, για μια μηχανή κυλινδρικού δρομέα χωρίς εκτυπότητα είναι αυτή του ακόλουθου σχήματος.

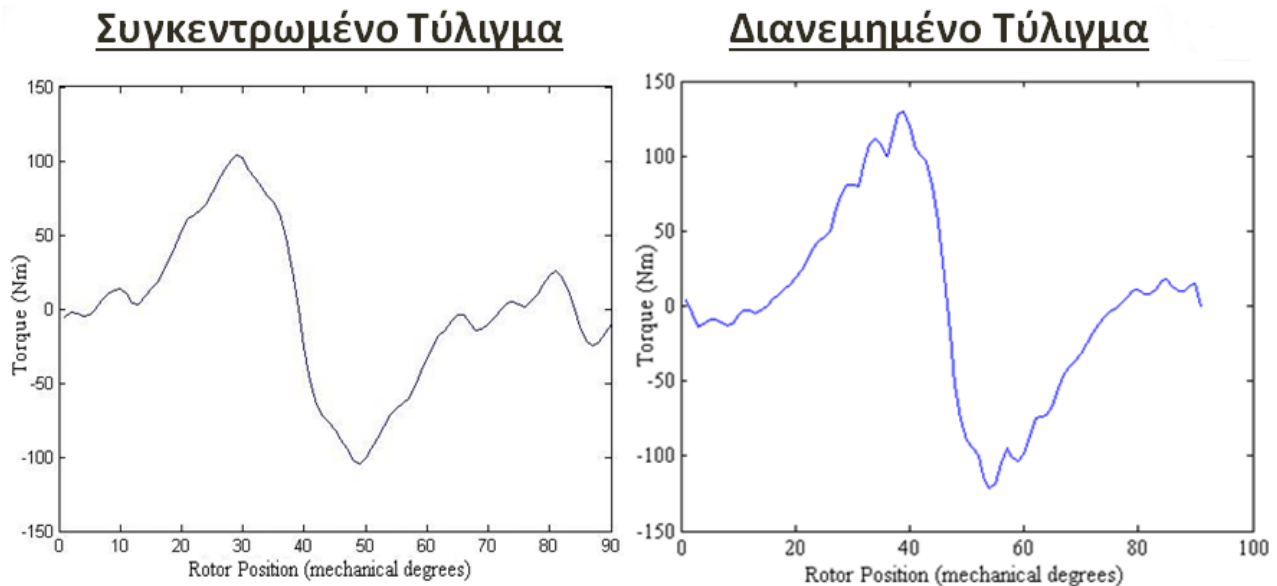
Σε μηχανές όπως αυτή της εφαρμογής μας, που παρουσιάζουν εκτυπότητα, άρα και ροπή ευθυγράμμισης, το μέγιστο της καμπύλης μετατοπίζεται από τις 90 ηλεκτρικές μίρες, και η μέγιστη ροπή εμφανίζεται σε ελαφρώς μικρότερες γωνίες ροπής.

Προκειμένου να εξάγουμε τη χαρακτηριστική T-δ, περιστρέψαμε επαναληπτικά το δρομέα της μηχανής, με κατάλληλο βήμα, διατηρώντας σταθερό το πεδίο του στάτη.

Αυτό σημαίνει ότι η τιμή των ρευμάτων του στάτη παρέμενε σταθερή, κατά την περιστροφή του δρομέα. Συγκεκριμένα, διαλέξαμε το στιγμιότυπο όπου η φάση L1 παρουσιάζει μέγιστο ( $J1 = 4.3$ ,  $J2 = -2.15$ ,  $J3 = -2.15$ ) και ευθυγραμμίσαμε το d άξονα ενός πόλου με το στάτη, ώστε αρχικά η γωνία δ να είναι μηδενική.

Οι τιμές που λαμβάνει το βήμα περιστροφής του δρομέα, περιορίζονται από τον αριθμό των συνολικών επαναλήψεων, και επιπλέον πρέπει να είναι αρκετά μικρές προκειμένου να είναι ακριβείς οι εξαγόμενες καμπύλες.

Στα ακόλουθα σχήματα φαίνονται οι χαρακτηριστικές που προέκυψαν για βήμα  $\beta = 1$  μηχανική μίρα, και  $N = 180$  επαναλήψεις, για κάθε τοπολογία τυλίγματος:



Σχήμα 5.6: Χαρακτηριστικές T-δ συγκεντρωμένου (αριστερά) και διανεμημένου (δεξιά) μοντέλου.

## Παρατηρήσεις

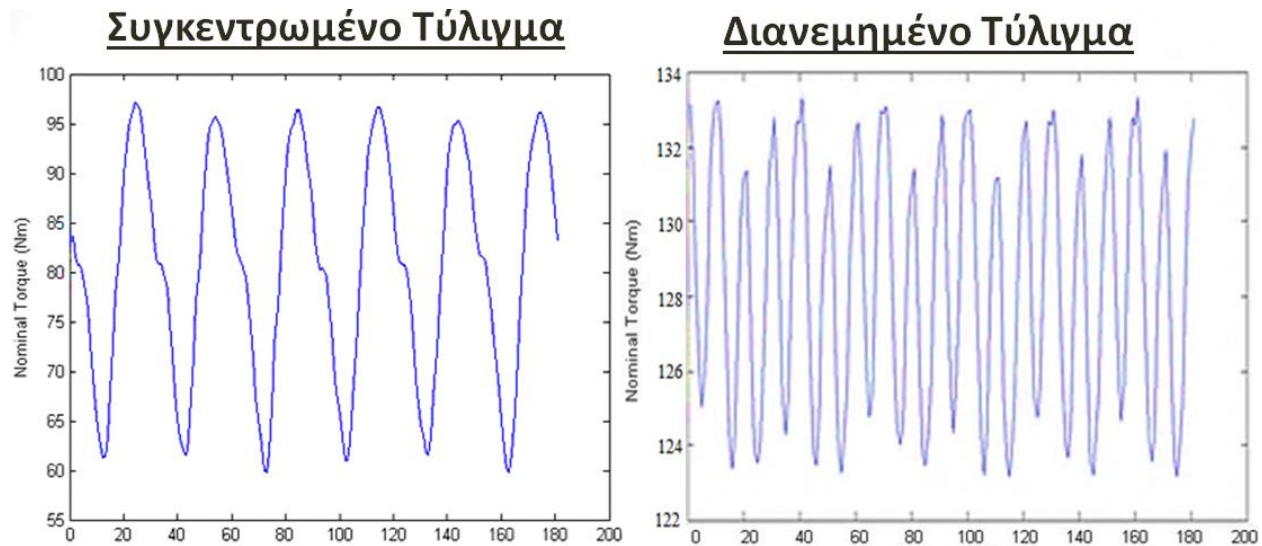
Παρατηρούμε αρχικά, ότι οι καμπύλες έχουν πράγματι την αναμενόμενη μορφή, δηλαδή προσεγγίζουν την ημιτονική καμπύλη, με το μέγιστο να μετατοπίζεται ελαφρώς από τις 90 ηλεκτρικές μοίρες (45 μηχανικές), λόγω της εκτυπότητας του δρομέα.

Επιπλέον, παρατηρούμε πως η ροπή του συγκεντρωμένου τυλίγματος, παρουσιάζει μικρότερη ημιτονικότητα σε σχέση με αυτή του διανεμημένου. Αυτό αναμένεται να εισάγει δυσκολίες στον έλεγχο της, καθώς μια μικρή μεταβολή της γωνίας, μπορεί να προκαλέσει μεγάλη μείωση της ροπής. Αντίθετα, στο διανεμημένο τύλιγμα, μια μικρή μετατόπιση από το ΜΤΡΑ, θα προκαλέσει αντίστοιχα μικρή μείωση της ροπής.

### 5.2.2 Ονομαστική Ροπή

#### Μέση τιμή ονομαστικής ροπής

Στο σχήμα 5.7, παρουσιάζονται οι γραφικές παραστάσεις που προέκυψαν από τη σύγχρονη στροφή, για την ονομαστική ροπή της μηχανής:



Σχήμα 5.7: Ονομαστική ροπή της μηχανής κατά τη σύγχρονη στροφή, για τα μοντέλα συγκεντρωμένου (αριστερά) και διανεμημένου (δεξιά) τυλίγματος.

Από πλευράς επίδοσης, παρατηρούμε ότι το **διανεμημένο** τύλιγμα υπερτερεί σαφώς του συγκεντρωμένου, καθώς η ροπή φτάνει και μάλιστα ξεπερνά την ονομαστική τιμή  $T = 120 \text{ Nm}$  που είχε οριστεί ως απαίτηση κατά την προκαταρκτική σχεδίαση ( $T_{\max} = 133.5 \text{ Nm}$ ).

Αντίθετα, στο **συγκεντρωμένο** τύλιγμα η μέγιστη ροπή που επιτυγχάνουμε είναι σαφώς μικρότερη ( $T_{\max} = 105.2 \text{ Nm}$ ).



Η διαφορά αυτή πιθανότατα οφείλεται πιθανότατα στο χειρότερο συντελεστή τυλίγματος που διαθέτει η τοπολογία του συγκεντρωμένου τυλίγματος ( $K_w = 0.866$ ) σε σχέση με τον μοναδιαίο συντελεστή του διανεμημένου.

## Κυμάτωση Ροπής (Torque Ripple)

### Δρομέας

Εξετάζουμε αρχικά τις παραμορφώσεις που προκαλούνται στην ροπή εξόδου λόγω της εκτυπότητας του δρομέα.

Πράγματι, παρατηρούμε ότι και τα δύο παραπάνω γραφήματα παρουσιάζουν μια διακύμανση στη ροπή, η οποία κυματώνει (Torque ripple), καθώς μεταβάλλεται η σχετική θέση μεταξύ των δοντιών του στάτη και του  $d$  και  $q$  άξονα του δρομέα.

Ο  $d$  άξονας του δρομέα διέρχεται από το μέσο των μαγνητών, η μαγνητική διαπερατότητα των οποίων είναι πολλή μικρότερη από αυτή της λαμαρίνας του  $q$  άξονα, και προσεγγίζει αυτή του αέρα.

Έτσι, κατά την περιστροφή του δρομέα, η μαγνητική ροή συναντά μονοπάτια διαφορετικής μαγνητικής αντίστασης και παρουσιάζει αυξομειώσεις, οι οποίες μεταφράζονται σε αντίστοιχες γρήγορες διακυμάνσεις της ροπής (cogging torque), και είναι ανεπιθύμητες καθώς μειώνουν την ποιότητα της ροπής εξόδου (μηχανικές καταπονήσεις, θόρυβος).

### Στάτης

Όσον αφορά το στάτη, η εναλλαγή αύλακος δοντιού, εισάγει επίσης αρμονικές χώρου παραμορφώνοντας το πεδίο του στάτη και τελικά τη ροπή.

Γενικά η επιλογή διανεμημένου τυλίγματος με πολλές αύλακες βοηθά στην απομείωση των παρασιτικών ροπών.

### Αποτελέσματα

Στο μοντέλου διανεμημένου τυλίγματος, η κυμάτωση της ροπής είναι αρκετά μικρή ( $T_{\text{ripple}} = 8.7\%$ ), σε αντίθεση με αυτό του συγκεντρωμένου τυλίγματος, όπου η κυμάτωση είναι πολύ μεγάλη, ( $T_{\text{ripple}} = 43.7\%$ ). Τέτοιες μεγάλες τιμές κυμάτωσης, είναι συχνές σε μηχανές συγκεντρωμένου τυλίγματος, και μικρού αριθμού πόλων.

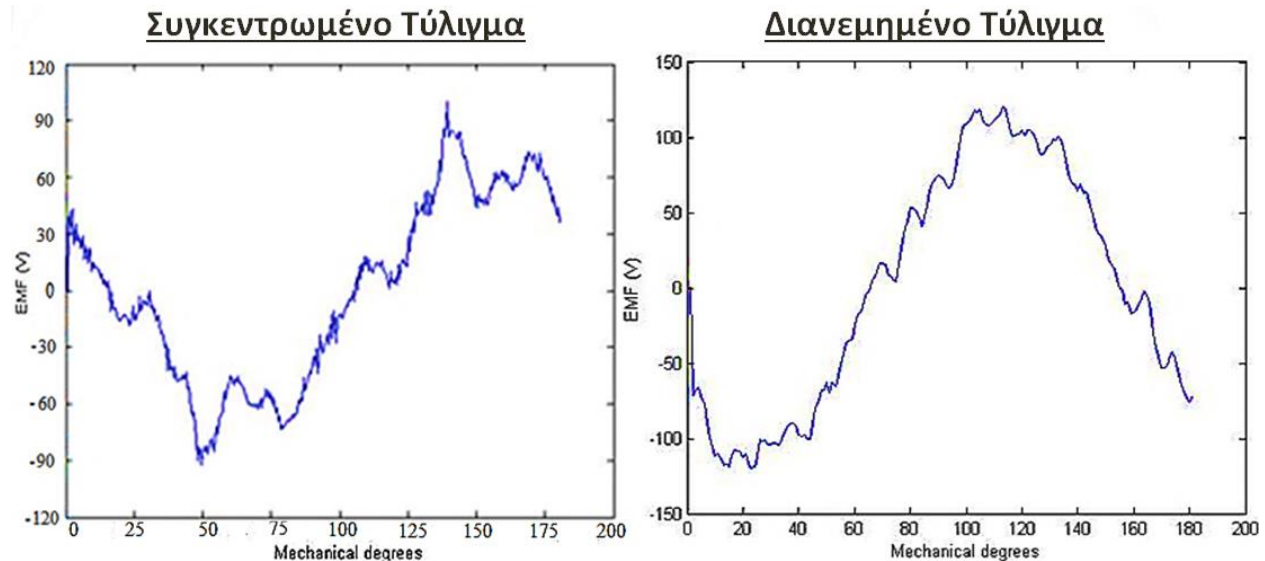
Για τη μείωση της κυμάτωσης, απαιτείται κατάλληλος συνδυασμός πόλων/αυλάκων. Αυτό επιτυγχάνεται εύκολα σε μηχανές με μεγάλο αριθμό πόλων, όμως για τετραπολικές μηχανές ( $P = 4$ ) οι δυνατοί συνδυασμοί συγκεντρωμένου τυλίγματος είναι αρκετά περιορισμένοι.

Τέλος χρειάζεται να σημειωθεί, ότι η κυμάτωση εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό, από παραμέτρους όπως οι διαστάσεις των μαγνητών, και των φραγμάτων ροής, επομένως οι παραπάνω τιμές,

αναμένεται να βελτιωθούν σημαντικά, κατά την ανάλυση ευαισθησίας των αντίστοιχων παραμέτρων της μηχανής

### 5.2.3 Επαγόμενη Αντι-ΗΕΔ (Back-EMF)

Στη συνέχεια (Σχήμα 5.8) παρουσιάζονται οι κυματομορφές της επαγόμενης Αντι-ΗΕΔ, που προέκυψαν κατά τη σύγχρονη στροφή δρομέα-ρευμάτων στάτη, για τις δύο γεωμετρίες :



Σχήμα 5.8: Επαγόμενη Αντι-ΗΕΔ για τα μοντέλα συγκεντρωμένου (αριστερά) και διανεμημένου (δεξιά) τυλίγματος.

Παρατηρούμε ότι η επαγόμενη αντί-ΗΕΔ, της γεωμετρίας συγκεντρωμένου τυλίγματος, παρουσιάζει πολύ μεγάλο αρμονικό περιεχόμενο (**T.H.D. = 29%**). Αντίθετα, η γεωμετρία διανεμημένου τυλίγματος, προσεγγίζει σαφώς καλύτερα την ημιτονική κυματομορφή (**T.H.D. = 16%**).

Οι ανεπιθύμητες αρμονικές ανώτερης τάξης απομειώνονται σημαντικά, χάρη στην ημιτονική κατανομή των πηνίων στις αύλακες. Μαζί με τις ανώτερες αρμονικές, απομειώνεται ελαφρώς και η θεμελιώδης συνιστώσα, όμως η ποιότητα της τελικής κυματομορφής είναι σαφώς καλύτερη.

### 5.2.4 Απώλειες

Για τα δύο μοντέλα, υπολογίστηκαν στα πλαίσια του post-processing, οι απώλειες χαλκού και σιδήρου, κατά την ονομαστική λειτουργία της μηχανής. Και τα δύο μοντέλα έδωσαν πολύ καλά αποτελέσματα, καθώς οι συνολικές απώλειες δεν ξεπέρασαν το 5% της ονομαστικής ισχύος της μηχανής (χωρίς να λαμβάνονται υπόψιν οι μηχανικές και οι διαφεύγουσες απώλειες).

Το μοντέλο συγκεντρωμένου τυλίγματος έδωσε όπως αναμενόταν μικρότερες απώλειες χαλκού, χάρη στα κοντύτερα άκρα τυλίγματος που επιτυγχάνονται στη διαμόρφωση αυτή. Τα αποτελέσματα φαίνονται αναλυτικότερα στον ακόλουθο πίνακα:

	Copper Losses (%)	Iron Losses (%)
Concentrated Winding ( $q = 0.5$ )	1.6	2.06
Distributed Winding ( $q = 3$ )	2.6	2.12

**Πίνακας 2: Σύγκριση απωλειών των δύο μοντέλων.**

Παρατηρούμε ότι οι συνολικές απώλειες είναι ελαφρώς μεγαλύτερες για το μοντέλο διανεμημένου τυλίγματος, αυτό όμως είναι και το μοναδικό σημείο της συγκριτικής μελέτης όπου το συγκεντρωμένο τύλιγμα υπερτερεί.

Διαπιστώνουμε τελικά, ότι η επιλογή διανεμημένου τυλίγματος, και μάλιστα με  $q = 3$  αύλακες/πόλο και φάση, αποτελεί ουσιαστικά μονόδρομο, για την εφαρμογή μας. Το συγκεντρωμένο τύλιγμα, αναμένεται να παρουσιάζει μεγαλύτερο ενδιαφέρον, για μηχανές (E.M.M.) με μεγαλύτερο αριθμό πόλων, οι οποίες, σε συνδυασμό με κατάλληλο πλήθος αυλακιών, προσφέρουν χαμηλή κυμάτωση ροπής και ημιτονική Αντι-HEΔ .

### 5.3 Ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων της αρχικής σχεδίασης

Σκοπός της ανάλυσης ευαισθησίας, είναι η βελτιστοποίηση ορισμένων βασικών παραμέτρων της μηχανής. Σε αντίθεση με άλλες «εξυπνότερες» μεθόδους βελτιστοποίησης, η ανάλυση ευαισθησίας υλοποιεί τον πιο απλοϊκό αλγόριθμο: Επιλέγουμε αρχικά ποιες θα είναι οι παράμετροι ως προς τις οποίες θα βελτιστοποιήσουμε τη σχεδίαση, και για καθεμιά από αυτές, ορίζουμε το σύνολο τιμών που μπορούν να πάρουν. Στη συνέχεια, με τη βοήθεια εμφολευμένων βρόχων (nested loops), εξετάζουμε μία προς μία όλες τις υποψήφιες γεωμετρίες. Ο αριθμός των nested loops ισούται συνεπώς με τον αριθμό των παραμέτρων προς βελτιστοποίηση.

Απαιτείται επομένως, οι παράμετροι βελτιστοποίησης να είναι περιορισμένες σε πλήθος, καθώς σε αντίθετη περίπτωση η υπολογιστική πολυπλοκότητα και ο χρόνος επίλυσης αυξάνονται εκθετικά.

Στην περίπτωση της δικής μας εφαρμογής, πραγματοποιήθηκαν 3 διαφορετικές αναλύσεις, με 2 παραμέτρους βελτιστοποίησης για καθεμιά.

#### 5.3.1 Βελτιστοποίηση Παραμέτρων Στάτη

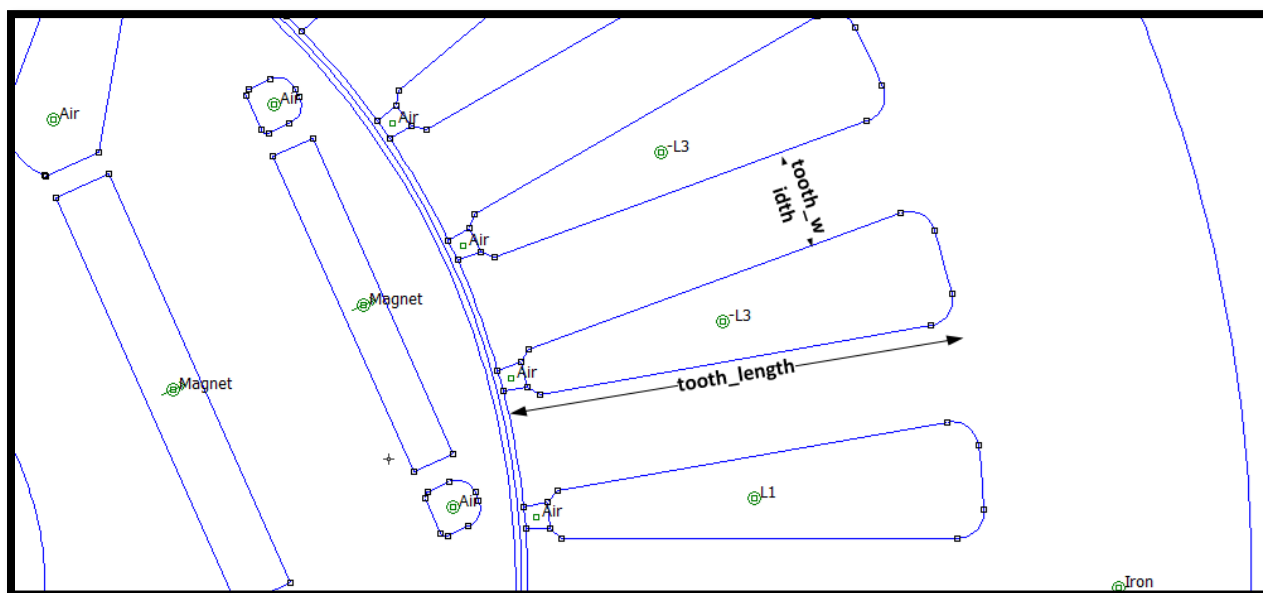
Ως παράμετροι βελτιστοποίησης επιλέχθηκαν το **μήκος δοντιού** (tooth\_length) και το **πλάτος δοντιού** (tooth\_width). Το πάχος του τμήματος επιστροφής της ροής, του στάτη, διατηρείται

σταθερό καθώς το δόντι αλλάζει διαστάσεις. Αυτό που επιλέξαμε να μεταβάλλεται είναι η εξωτερική ακτίνα στάτη.

Συγκεκριμένα:

- Η παράμετρος `tooth_length`, λαμβάνει τιμές από 30 έως 40 mm με βήμα 1mm .
- Η παράμετρος `tooth_width`, λαμβάνει τιμές από 6 έως 10 mm με βήμα 1mm

Στο σχήμα 5.10, σημειώνονται οι διαστάσεις που ορίζουν οι παράμετροι βελτιστοποίησης γεωμετρίας στάτη:

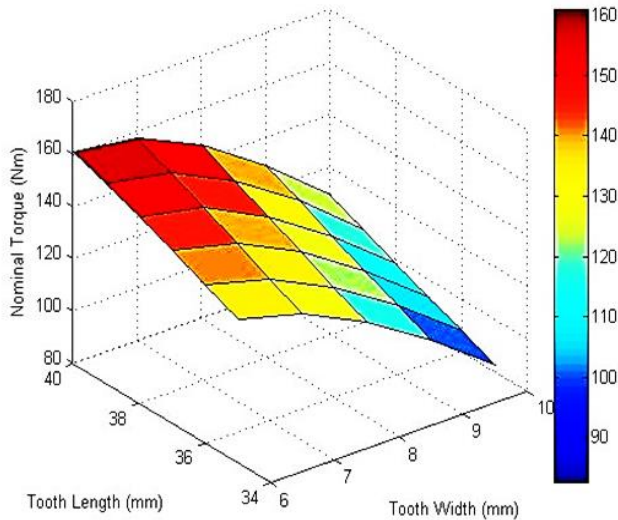


Σχήμα 5.10: Παράμετροι βελτιστοποίησης γεωμετρίας στάτη.

## Ροπή

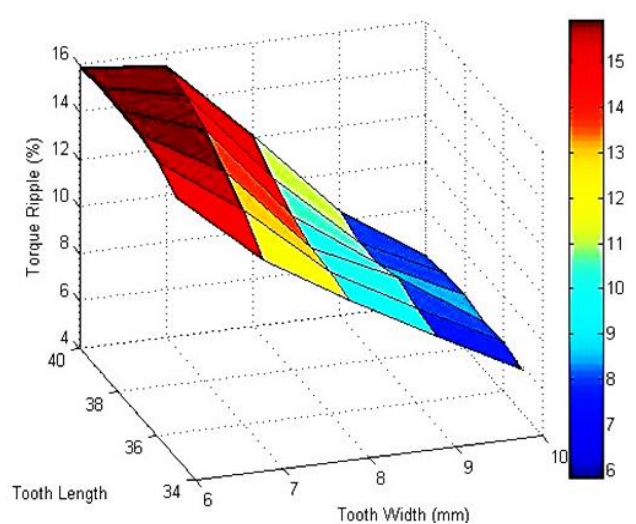
Στο σχήμα 5.11, απεικονίζεται σε τρεις διαστάσεις , η αυξομείωση της ονομαστικής ροπής, καθώς και της κυμάτωσης ροπής, για τις διάφορες τιμές του πλάτους (x-άξονας) και του μήκους (y-άξονας) του δοντιού στάτη.

## Ονομαστική Ροπή (Nm)



Σχήμα 5.11: Α) Ονομαστική Ροπή (Nm)

## Κυμάτωση Ροπής (%)



Β) Κυμάτωση Ροπής (%)

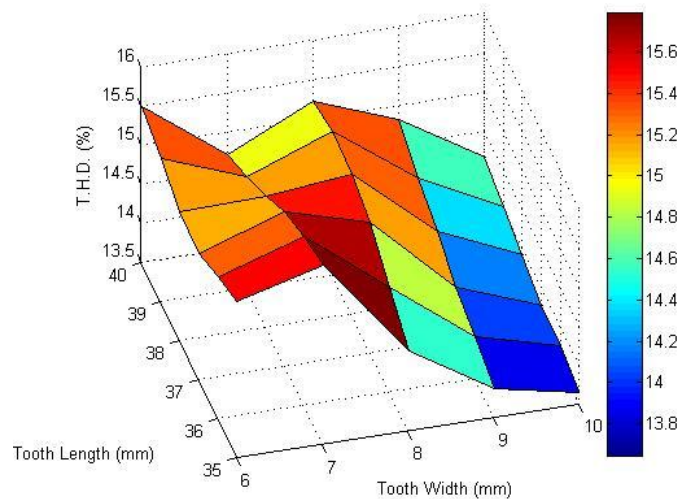
Από το **γράφημα 5.11Α**, προέκυψαν οι εξής παρατηρήσεις:

- Μέγιστη ονομαστική ροπή ( $T_{nom} = 161.1$  Nm) έδωσε ο συνδυασμός (tooth\_width = 6 mm, tooth\_length = 40 mm).
- Η ελάχιστη ονομαστική ροπή ( $T_{nom} = 82.7$  Nm) εμφανίστηκε στο συνδυασμό (tooth\_width = 10 mm, tooth\_length = 35 mm).
- Η ονομαστική ροπή μεταβάλλεται ανάλογα με το μήκος του δοντιού, αλλά αντιστρόφως ανάλογα σε σχέση με το πλάτος δοντιού.
- Οι πράσινες περιοχές στο διάγραμμα, αντιστοιχούν σε συνδυασμούς παραμέτρων που αποδίδουν την επιθυμητή ονομαστική ροπή (120 Nm).

Από το **γράφημα 5.11Β**, προέκυψαν, οι εξής παρατηρήσεις:

- Μέγιστη κυμάτωση ροπής ( $T_{ripple} = 16$  %), έδωσε ο συνδυασμός (tooth\_width = 6 mm, tooth\_length = 39 mm).
- Ελάχιστη κυμάτωση ροπής ( $T_{ripple} = 5.8$ %), έδωσε ο συνδυασμός (tooth\_width = 10 mm, tooth\_length = 35 mm).
- Παρατηρούμε ότι η κυμάτωση αυξάνεται, καθώς αυξάνεται το μήκος δοντιού, και μειώνεται καθώς αυξάνεται το πλάτος δοντιού.

Στη συνέχεια φαίνεται το ανίστοιχο γράφημα (Σχήμα 5.12), που αφορά την αρμονική παραμόρφωση της επαγόμενης Αντι-HEΔ . Για το σκοπό αυτό, υπολογίστηκε ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης T.H.D. για κάθε συνδυασμό παραμέτρων.



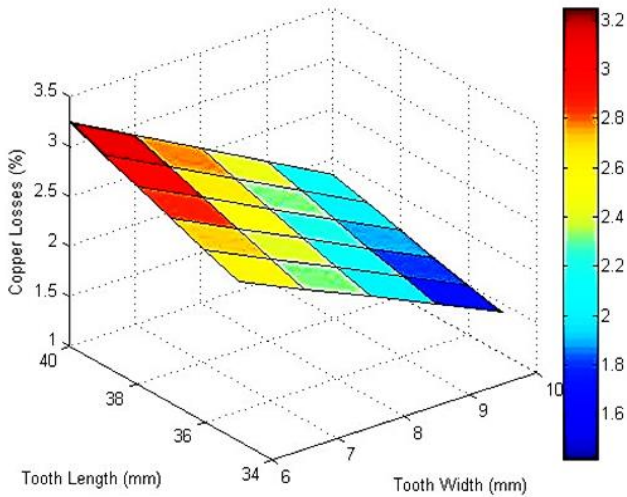
**Σχήμα 5.12: Αρμονική Παραμόρφωση THD (%)**

Σύμφωνα με το σχήμα, εξάγουμε τα εξής συμπεράσματα:

- Μέγιστη αρμονική παραμόρφωση (T.H.D. = 16 %), έδωσε ο συνδυασμός (tooth\_width = 7 mm, tooth\_length = 35 mm).
- Ελάχιστη αρμονική παραμόρφωση (T.H.D. = 13.7%), έδωσε ο συνδυασμός (tooth\_width = 10 mm, tooth\_length = 35 mm).
- Παρατηρούμε ότι ο συντελεστής T.H.D., χαρακτηρίζεται από μικρή διακύμανση, και παρουσιάζει μάλλον μικρή ευαισθησία ως προς τις διαστάσεις του δοντιού του στάτη.

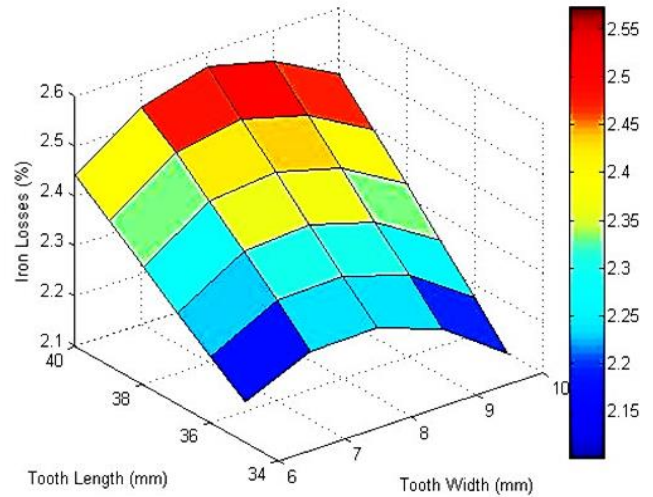
Στη συνέχεια (Σχήμα 5.12) παρουσιάζονται τα γραφήματα που προέκυψαν από τον υπολογισμό απωλειών χαλκού και σιδήρου, για κάθε συνδυασμό παραμέτρων στάτη:

## Απώλειες Cu



Σχήμα 5.13: Α) Απώλειες Χαλκού (%)

## Απώλειες Πυρήνα



Β) Απώλειες Σιδήρου (%)

Παρατηρούμε από τα γραφήματα τα εξής:

- Οι μεγαλύτερες απώλειες Cu (Copper Losses = 3.2%) εμφανίζονται στο συνδυασμό (tooth\_width = 6 mm, tooth\_length = 40 mm).
- Οι μικρότερες απώλειες (Copper Losses = 1.6%) σημειώνονται στο συνδυασμό (tooth\_width = 10 mm, tooth\_length = 34 mm).
- Οι απώλειες χαλκού αυξάνονται γραμμικά, καθώς το μήκος δοντιού μεγαλώνει, και καθώς το πλάτος δοντιού μικραίνει. Το αποτέλεσμα αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς οι μεταβολές των παραμέτρων προς αυτή την κατεύθυνση αυξάνουν το εμβαδό αύλακας, άρα και το ρεύμα της μηχανής.
- Οι απώλειες σιδήρου, εξαρτώνται κυρίως από το μήκος του δοντιού, και μεταβάλλονται ανάλογα προς αυτό. Το αποτέλεσμα αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς μεγαλύτερο μήκος δοντιού συνεπάγεται μεγαλύτερη εξωτερική ακτίνα για τη μηχανή, άρα και μεγαλύτερο όγκο σιδήρου.

Τελικά, ο συνδυασμός παραμέτρων που επιλέχθηκε για την οριστική σχεδίαση του στάτη, είναι:

**tooth\_width = 9 mm**

**tooth\_length = 38 mm**

Ο συνδυασμός αυτός καλύπτει τις απαιτήσεις σε ροπή ( $T_{nom} = 125.5 \text{ Nm}$ ), ενώ ταυτόχρονα, επιτυγχάνει χαμηλότερες τιμές **T.H.D. = 15.4%** και **Torque Ripple 7.6 %**. Αποτελεί επομένως



μα καλή σχεδιαστική βάση, ώστε, με δεδομένο το στάτη, να προχωρήσουμε στη βελτιστοποίηση των παραμέτρων του δρομέα.

### 5.3.2 Βελτιστοποίηση παραμέτρων μαγνήτη

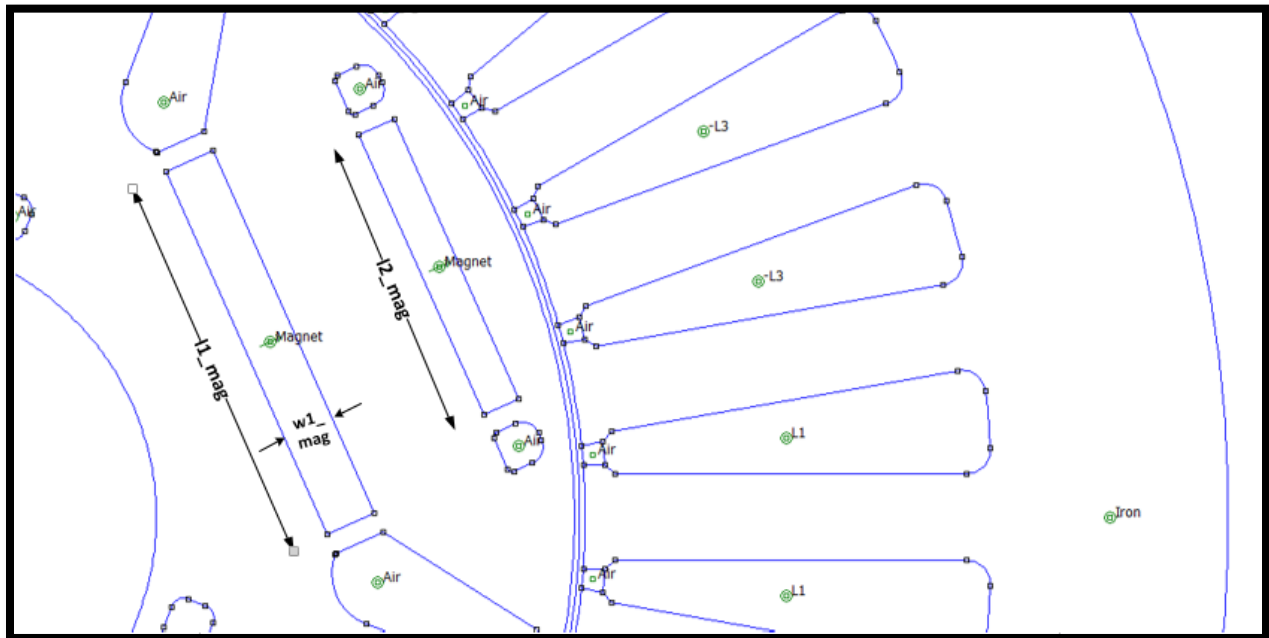
Η ύπαρξη διπλής στρώσης μαγνητών, εισάγει πολλές υποψήφιες παραμέτρους προς βελτιστοποίηση. Για την ανάλυση ευαισθησίας, αποφασίσθηκε τελικά να ορισθούν όχι 2 αλλά **3 παράμετροι βελτιστοποίησης**. Οι παράμετροι αυτές είναι το **μήκος και το πάχος του εσωτερικού μαγνήτη** ( $I1\_mag$ ,  $w1\_mag$ ) και το **μήκος του εξωτερικού μαγνήτη** ( $I2\_mag$ ).

Συγκεκριμένα:

- Η παράμετρος  $I1\_mag$ , λαμβάνει τιμές από 31 έως 50 mm με βήμα 1mm .
- Η παράμετρος  $I2\_mag$ , λαμβάνει τιμές από 31 έως 35 mm με βήμα 1mm .
- Η παράμετρος  $w1\_mag$ , λαμβάνει τιμές από 3 έως 5 mm με βήμα 1mm .

Επιπλέον, το πάχος του εξωτερικού μαγνήτη  $w2\_mag$ , μεταβάλλεται κατάλληλα, προκειμένου ο **συνολικός όγκος μαγνήτη να διατηρείται σταθερός**.

Στο σχήμα 5.14 διακρίνονται οι διαστάσεις στις οποίες αντιστοιχούν οι παράμετροι βελτιστοποίησης της γεωμετρίας μαγνήτη:

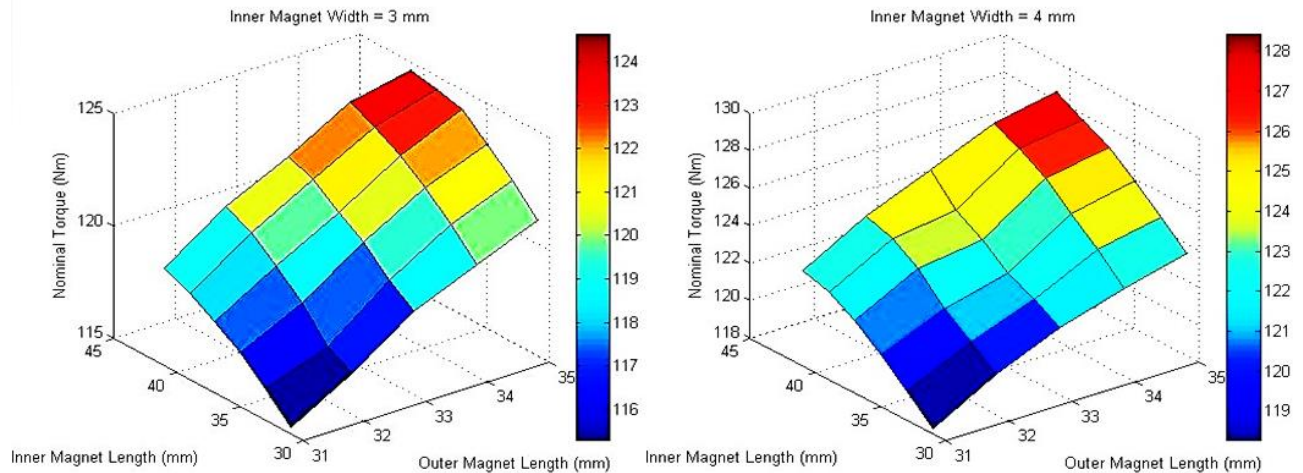


Σχήμα 5.14: Παράμετροι βελτιστοποίησης γεωμετρίας μαγνήτη.



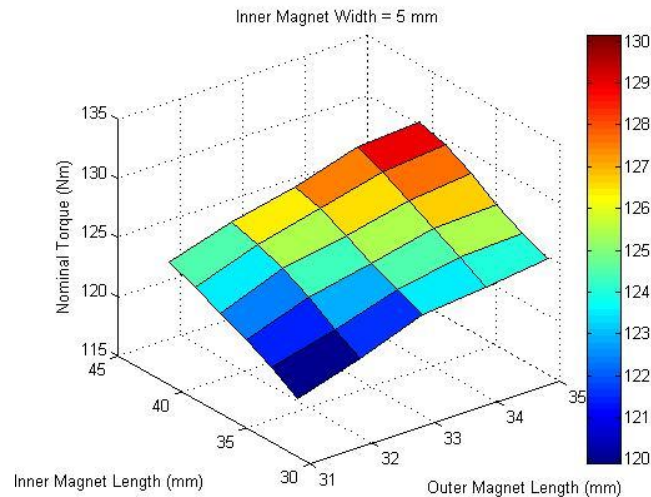
Για τη γραφική αναπαράσταση των μεγεθών, σε τρεις διαστάσεις, χρειάστηκαν **3 διαφορετικά γραφήματα**, ένα για κάθε δυνατή τιμή της παραμέτρου  $w1\_mag$ . Προκύπτουν τελικά 9 τρισδιάστατα διαγράμματα, τα οποία και παρουσιάζονται:

## Ονομαστική Ροπή



Σχήμα 5.15: Α) Πάχος Εσωτερικού μαγνήτη = 3mm

Β) Πάχος Εσωτερικού μαγνήτη = 4mm



Σχήμα 5.15: Γ) Πάχος Εσωτερικού μαγνήτη = 5mm

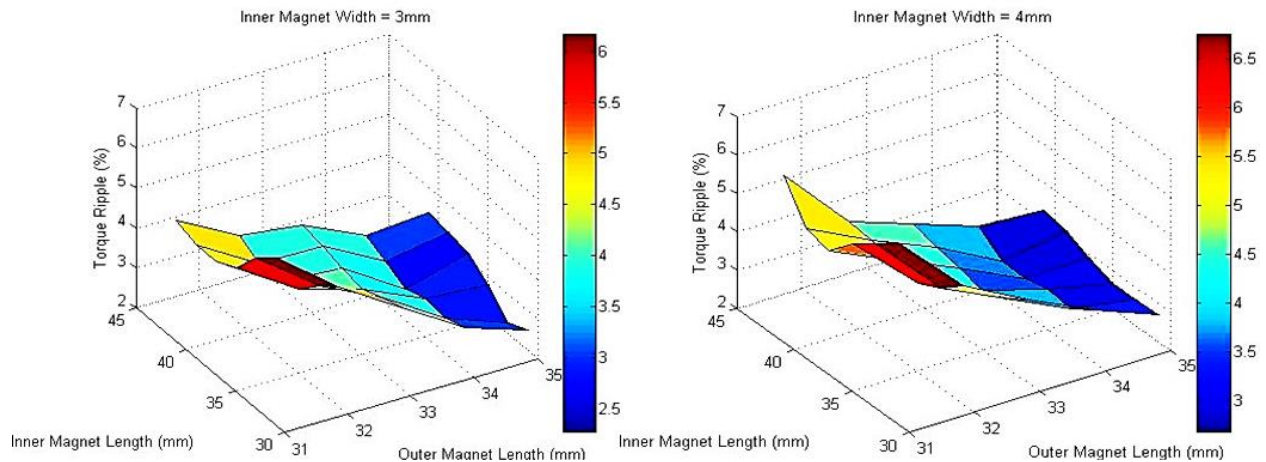
### Παρατηρήσεις:

- Η ροπή αυξάνεται καθώς αυξάνουν τα μήκη των δύο μαγνητών, γεγονός αναμενόμενο.
- Για πάχος εσωτερικού μαγνήτη 4mm, προκύπτει ουσιαστικά η ισοροπημένη γεωμετρία με τις δύο στρώσεις μαγνητών να είναι ισοπαχείς.

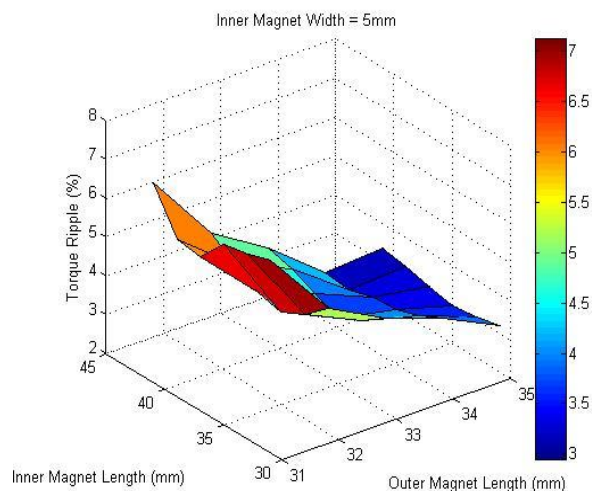
- Η ροπή μεγιστοποιείται, για πάχος εσωτερικού μαγνήτη 5mm, δηλαδή για μεγαλύτερο πάχος στον εσωτερικό μαγνήτη, αλλά η βελτίωση σε σχέση με την ισορροπημένη γεωμετρία είναι πολύ μικρή.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αντίστοιχα διαγράμματα για την κυμάτωση ροπής:

### Κυμάτωση Ροπής (%)



Σχήμα 5.16: Α) Πάχος Εσωτερικού μαγνήτη = 3mm Β) Πάχος Εσωτερικού μαγνήτη = 4mm



Σχήμα 5.16: Γ) Πάχος Εσωτερικού μαγνήτη = 5mm

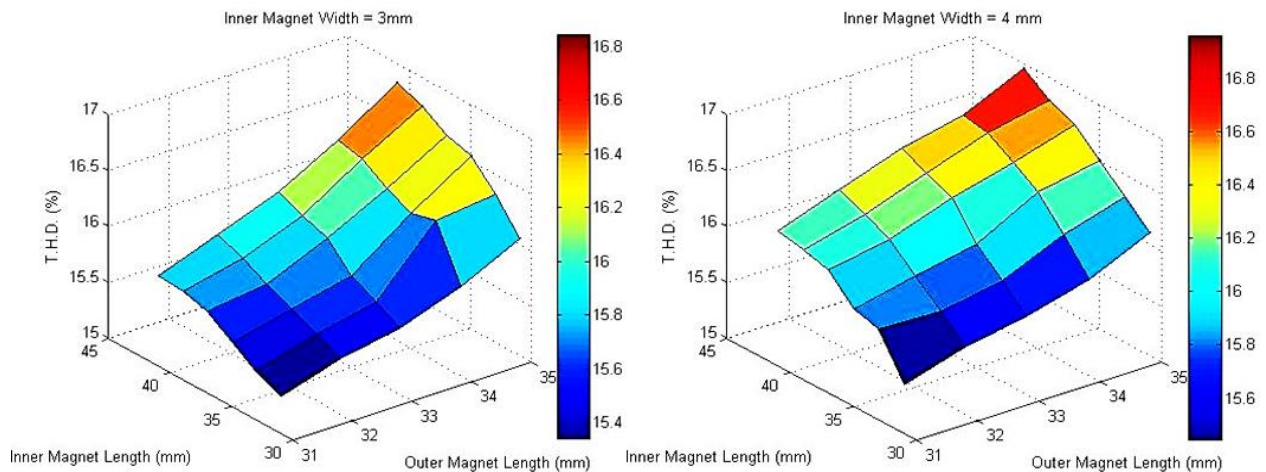
#### Παρατηρήσεις:

- Η κυμάτωση ροπής αυξάνεται σημαντικά, για μικρές τιμές μήκους εξωτερικού μαγνήτη.
- Όσον αφορά το μήκος εσωτερικού μαγνήτη, οι βέλτιστες τιμές κυμάτωσης, σημειώνονται όταν αυτό λαμβάνει τιμές στο μέσο του διαστήματος μεταβολής.

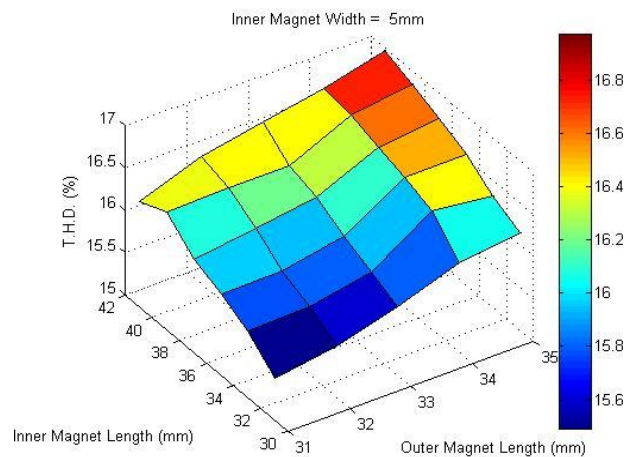
- Καθώς το πάχος εσωτερικού μαγνήτη αυξάνει, αυξάνεται και η κυμάτωση ροπής. Παρατηρούμε δηλαδή ότι οι συνδυασμοί που αυξάνουν τη ροπή αυξάνουν και την κυμάτωση της.

Στο σχήμα 5.17 παρουσιάζονται τα αντίστοιχα γραφήματα για την αρμονική παραμόρφωση τάσης (T.H.D.):

### Αρμονική Παραμόρφωση THD (%)



Σχήμα 5.17: Α) Πάχος Εσωτερικού μαγνήτη = 3mm Β) Πάχος Εσωτερικού μαγνήτη = 4mm



Σχήμα 5.17: Γ) Πάχος Εσωτερικού μαγνήτη = 5mm

### Παρατηρήσεις:

- Η αρμονική παραμόρφωση γίνεται μέγιστη, όταν τα μήκη των δύο μαγνητών λαμβάνουν αμφότερα τις μέγιστες τιμές τους.

- Η μεταβολή του πάχους των μαγνητών, δε δείχνει να επηρεάζει αισθητά το THD.
- Ο συντελεστής THD παρουσιάζει συνολικά μικρή ευαισθησία στη μεταβολή των παραμέτρων του μαγνήτη, και κυμαίνεται πάντα σε τιμές κοντά στο 15-16%

Τελικά, ο συνδυασμός παραμέτρων που επιλέχθηκε για την οριστική σχεδίαση των μαγνητών είναι:

$$l1\_mag = 35 \text{ mm}$$

$$l2\_mag = 35 \text{ mm}$$

$$w1\_mag = 4 \text{ mm}$$

Με τον παραπάνω συνδυασμό τιμών, επιτυγχάνεται μια ισορροπημένη σχεδίαση που καλύπτει τις απαιτήσεις ροπή ( $T_{nom} = 125 \text{ Nm}$ ), επιτυγχάνει πολύ μικρή κυμάτωση ροπής ( $T_{ripple} = 3.8\%$ ) και σταθερή αρμονική παραμόρφωση ( $THD = 15.6\%$ ).

### 5.3.3 Βελτιστοποίηση παραμέτρων φραγμάτων ροής αέρα

Στη συγκεκριμένη σχεδίαση υπάρχουν 3 διαφορετικά ζεύγη flux barriers σε κάθε πόλο της μηχανής.

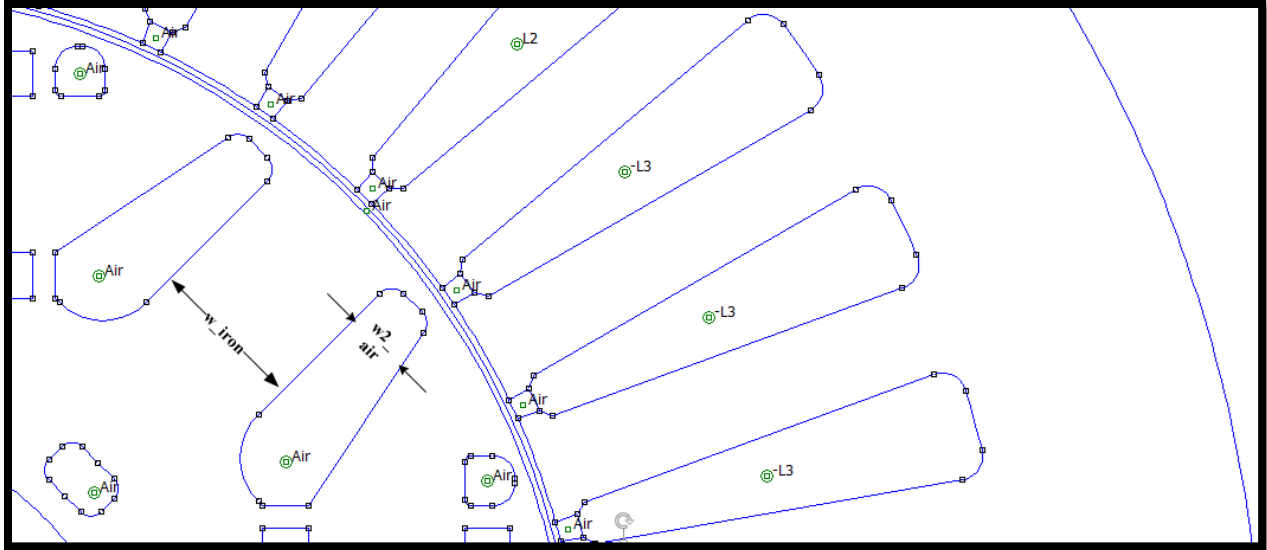
Επομένως και εδώ ο αριθμός των υποψήφιων παραμέτρων προς βελτιστοποίηση είναι πολύ μεγάλος, και θα πρέπει να επιλεγούν 2 μόνο από αυτές.

Οι παράμετροι που επιλέγουμε να βελτιστοποιήσουμε εδώ, αφορούν το χώρο που καταλαμβάνει το μεγάλο φράγμα και την κατεύθυνση στην οποία αυτός εκτείνεται.

Η πρώτη παράμετρος ( $w\_iron$ ), καθορίζει το πλάτος της διαδρομής που μπορεί να ακολουθήσει η ροή, κατά τον εγκάρσιο άξονα. Επομένως, με μεγάλες τιμές  $w\_iron$ , μπορούν να αποφευχθούν προβλήματα κορεσμού στο σώμα του δρομέα.

Η δεύτερη παράμετρος ( $w2\_air$ ), αυξομειώνει την απόσταση μεταξύ των δύο μεγαλύτερων πλευρών του φράγματος. Όταν η απόσταση αυτή είναι μικρή, το φράγμα τείνει να λάβει μια τριγωνική μορφή. Καθώς η απόσταση αυξάνεται, το φράγμα τείνει να αποκτήσει ομοιόμορφο πάχος σε όλη του την έκταση.

Στο σχήμα 5.18, διακρίνονται οι διαστάσεις τις οποίες ορίζουν οι παράμετροι βελτιστοποίησης των φραγμάτων ροής αέρα:



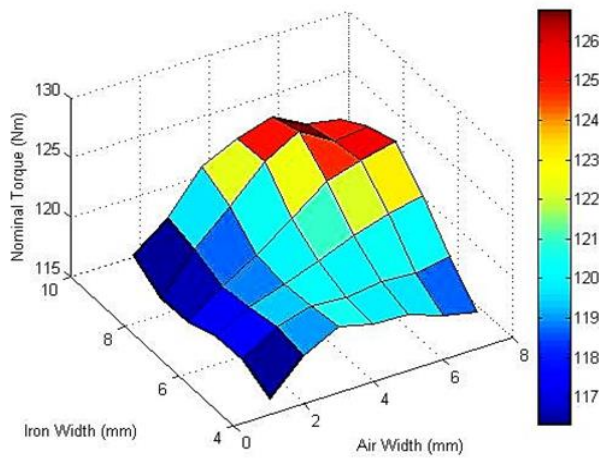
Σχήμα 5.18: Παράμετροι βελτιστοποίησης φραγμάτων ροής αέρα.

Προκειμένου να προκύψει μια ισορροπημένη σχεδίαση, οι 2 παράμετροι που επιλέχθηκαν , μεταβάλλονται ως εξής:

- Η παράμετρος  $w_{iron}$ , λαμβάνει τιμές από 0.5 έως 3 mm με βήμα 0.5 mm.
- Η παράμετρος  $w2_{air}$ , λαμβάνει τιμές από 3 έως 10 mm με βήμα 1mm .

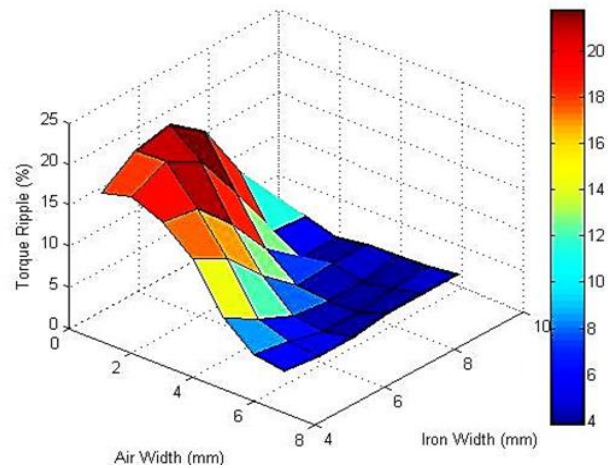
Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα γραφήματα που προέκυψαν για την ονομαστική ροπή και την κυμάτωση ροπής, συναρτήσεσι των δύο παραμέτρων βελτιστοποίησης:

### Ονομαστική Ροπή (Nm)



Σχήμα 5.19: A) Ονομαστική Ροπή (Nm)

### Κυμάτωση Ροπής (%)



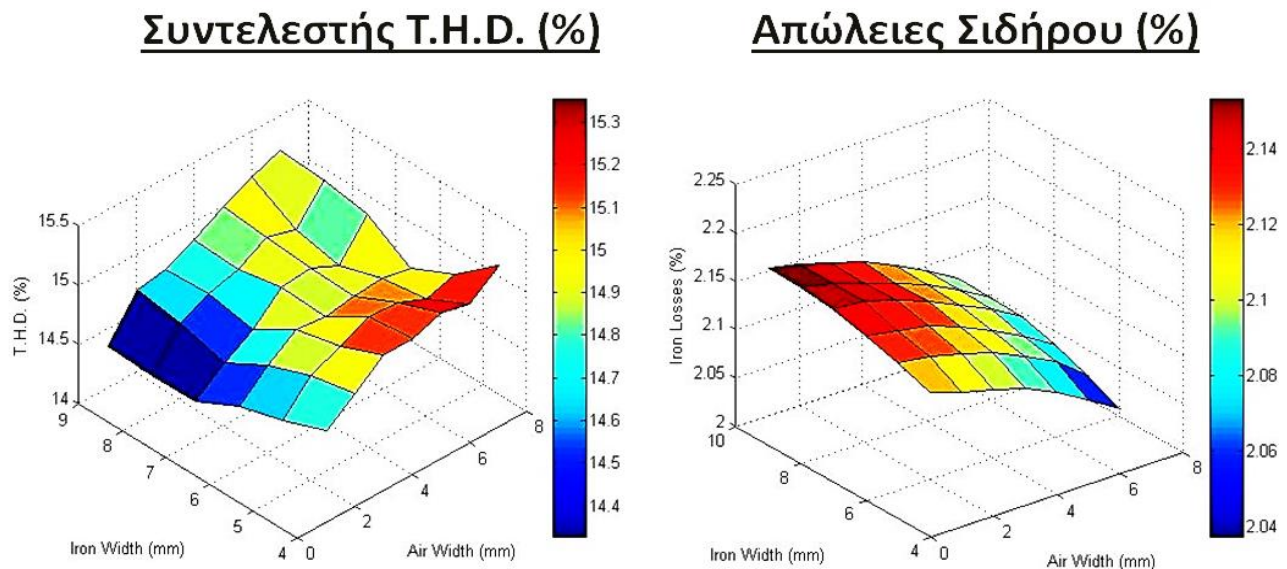
B) Κυμάτωση Ροπής (%)



## Παρατηρήσεις:

- Η μέγιστη ονομαστική ροπή ( $T_{nom} = 126 \text{ Nm}$ ), επιτυγχάνεται στο συνδυασμό ( $w_{iron} = 8\text{mm}$ ,  $w2_{air} = 4\text{mm}$ ).
- Η ροπή μεγιστοποιείται σε συνδυασμούς, που αντιστοιχούν σε τιμές παραμέτρων, κοντά στο μέσο του διαστήματος μεταβολής.
- Η χαμηλότερη τιμή κυμάτωσης (3.7%), επιτυγχάνεται στο συνδυασμό ( $w_{iron} = 9\text{mm}$ ,  $w2_{air} = 3\text{mm}$ ).
- Καθώς μικραίνει το πάχος του σιδήρου στον εγκάρσιο άξονα της μηχανής, η κυμάτωση παρουσιάζει μεγάλη αύξηση. Πρέπει επομένως η παράμετρος  $w_{iron}$  να λάβει τελικά μεγάλες τιμές.

Έπειτα, παρουσιάζεται το γράφημα (Σχήμα 5.20) για την αρμονική παραμόρφωση της επαγόμενης Αντι-HEΔ, με κριτήριο το συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης **T.H.D.**, καθώς επίσης και το αντίστοιχο γράφημα των **απωλειών σιδήρου** (Οι απώλειες χαλκού δεν μεταβάλλονται καθώς ο δρομέας δε φέρει τύλιγμα):



Σχήμα 5.20: Α) Αρμονική Παραμόρφωση THD (%)

Β) Απώλειες Σιδήρου (%)

## Παρατηρήσεις

- Η αρμονική παραμόρφωση ελαχιστοποιείται για συνδυασμούς, που αντιστοιχούν σε τιμές της παραμέτρου  $w2_{air}$ , κοντά στο μέσο του διαστήματος μεταβολής.
- Όταν το φράγμα λαμβάνει τριγωνική μορφή (μικρές τιμές Air Width), επιτυγχάνονται οι μικρότερες τιμές παραμόρφωσης.

- Οι απώλειες πυρήνα μεγιστοποιούνται για μικρό Air Width και μεγάλο Iron Width, καθώς τότε αυξάνεται ουσιαστικά ο όγκος του σιδήρου, σε βάρος του όγκου του φράγματος ροής.

Με βάση τα παραπάνω συμπεράσματα, επιλέγεται τελικά για την οριστική σχεδίαση των φραγμάτων αέρα, ο εξής συνδυασμός παραμέτρων:

$$w_{\text{iron}} = 8\text{mm}$$

$$w2_{\text{air}} = 4\text{mm}$$

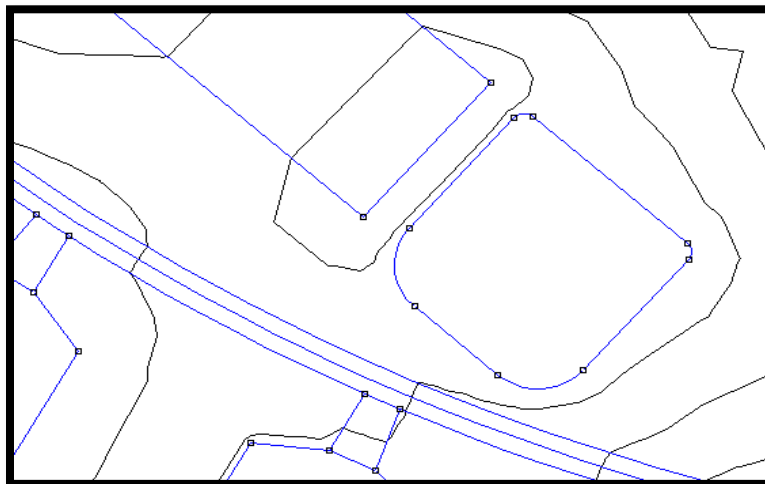
Ο παραπάνω συνδυασμός, εξασφαλίζει πολύ χαμηλή κυμάτωση ροπής ( $T_{\text{ripple}} = 3.9\%$ ), επιτυγχάνοντας ταυτόχρονα ικανοποιητική ονομαστική ροπή ( $T_{\text{nom}} = 126 \text{ Nm}$ ), και σχετικά χαμηλή αρμονική παραμόρφωση ( $\text{THD} = 14.6\%$ ). Η οριστική γεωμετρία της μηχανής, φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:

Με την επιλογή των παραμέτρων βελτιστοποίησης των φραγμάτων αέρα, ολοκληρώνεται η ανάλυση ευαισθησίας, και καθίσταται δυνατή η οριστική σχεδίαση της μηχανής στο πρόγραμμα πεπερασμένων στοιχείων.

### 5.3.4 Γέφυρες Σιδήρου (iron bridges)

Μια τελευταία παράμετρος σχεδίασης, που χρίζει αναφοράς είναι οι γέφυρες σιδήρου (iron bridges).

Στο σχήμα 5.21, εστιάζουμε στον εξωτερικό μαγνήτη, και παρατηρούμε την κατακόρυφη απόσταση μεταξύ του μαγνήτη και του barrier.



Σχήμα 5.21: Επιστροφή μαγνητική ροής από γέφυρα σιδήρου.

Η απόσταση αυτή, ορίζει ουσιαστικά του πλάτος μιας λεπτής γέφυρας σιδήρου που μεσολαβεί μεταξύ μαγνήτη και αέρα. Οι γέφυρες αυτές αποτελούν ουσιαστικά βραχυκυκλώματα για τη

μαγνητική ροή, η οποία ‘κλειεί’ μέσω της γέφυρας αντί να ακολουθήσει την επιθυμητή διαδρομή για την παραγωγή ροπής.

Αντίστοιχες γέφυρες δημιουργούνται και στα άκρα του εσωτερικού μαγνήτη, και αποτελούν σημεία έντονου κορεσμού και μηχανικής καταπόνησης της μηχανής.

Στο ακόλουθο σχήμα, παρουσιάζεται η κατανομή του μαγνητικού πεδίου, για την οριστική σχεδίαση της μηχανής, όπως αυτή προέκυψε από την ανάλυση ευαισθησίας.

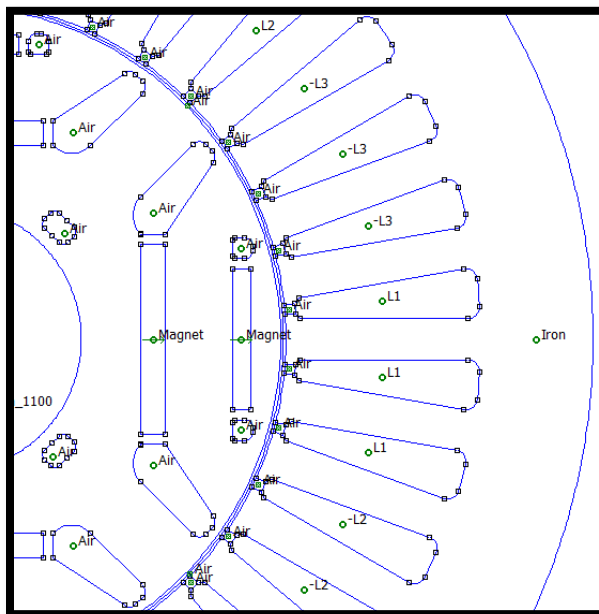
#### 5.4 Σύγκριση αρχικής και τελικής γεωμετρίας

Στη συνέχεια παρουσιάζεται ένας συνοπτικός πίνακας, με σκοπό τη σύγκριση του αρχικού μοντέλου, με το τελικό μοντέλο όπως αυτό προέκυψε από την ανάλυση ευαισθησίας.

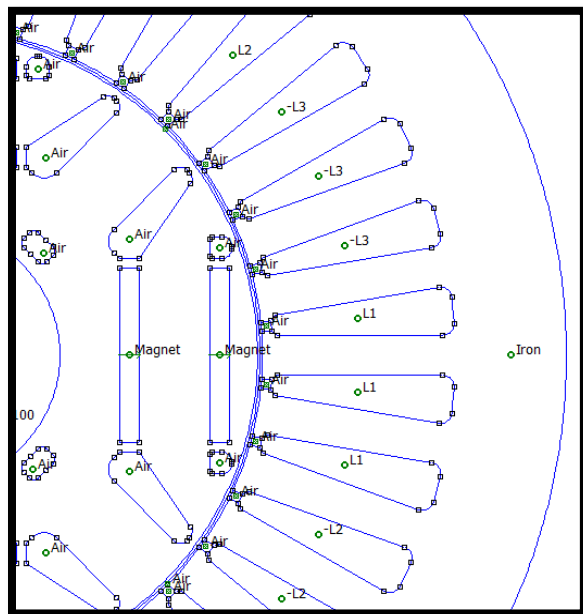
Η ανάλυση ευαισθησίας στάτη άφησε σχεδόν αμετάβλητες τις παραμέτρους βελτιστοποίησης στάτη, δηλαδή το μήκος και το πάχος δοντιού. Οι κυριότερες σχεδιαστικές αλλαγές προέκυψαν στο δρομέα, όπου **ο όγκος μαγνήτη ισομερίστηκε τελικά στις δύο στρώσεις της μηχανής.** Όσον αφορά τα φράγματα αέρα, **το μεγάλο φράγμα έγινε πιο λεπτό, ενώ αυξήθηκε το πάχος του σιδήρου εγκάρσιου άξονα**, που αντιστοιχεί στην απόσταση μεταξύ δύο μεγάλων φραγμάτων διαδοχικών πόλων.

Οι παραπάνω σχεδιαστικές μεταβολές φαίνονται στις εικόνες που ακολουθούν:

#### Αρχικό Μοντέλο



#### Τελικό Μοντέλο



tooth\_length = 37, tooth\_width = 7

tooth\_length = 38, tooth\_width = 8



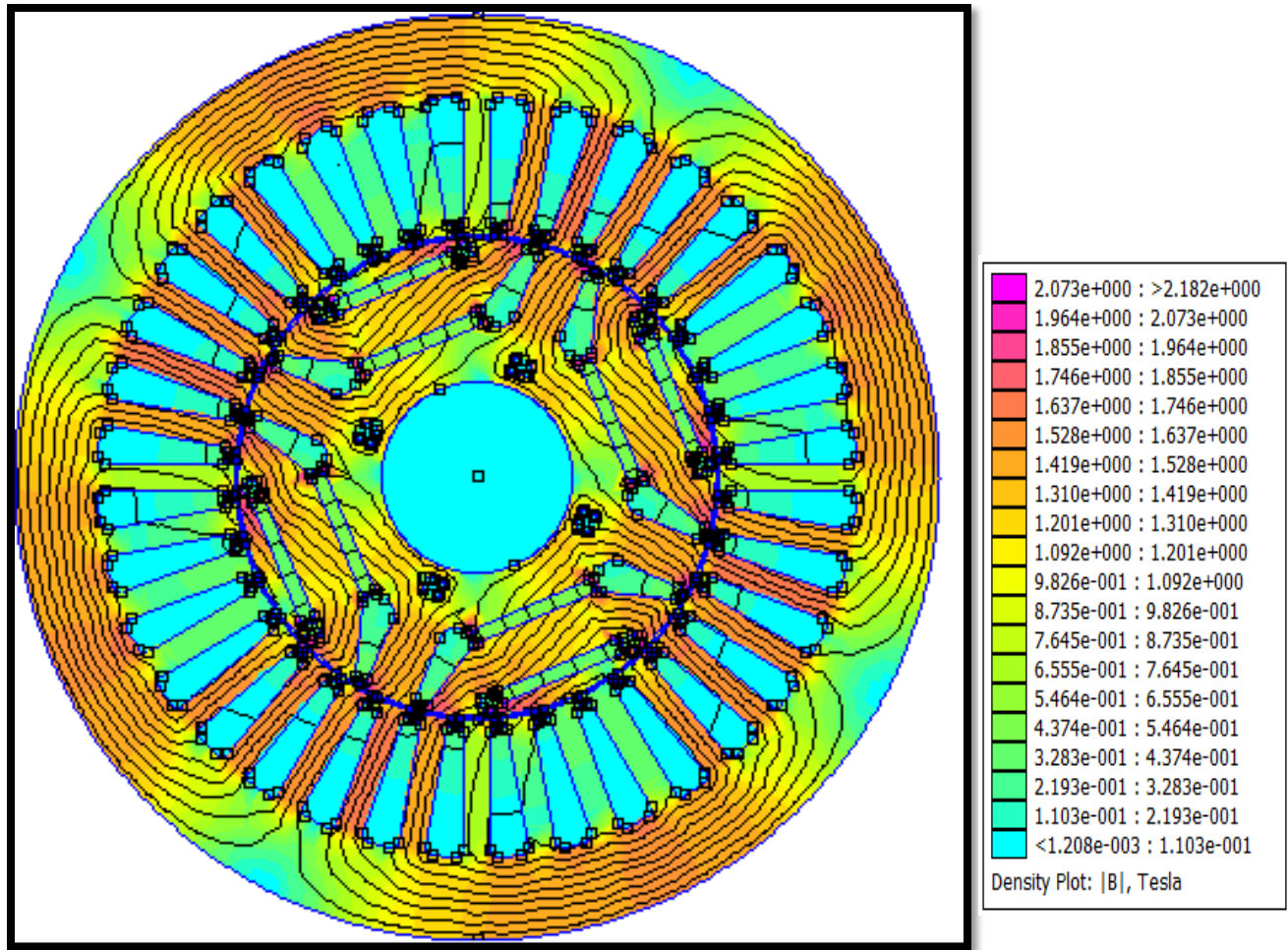
l1_mag = <b>31 mm</b> , l2_mag = <b>31 mm</b> , w1_mag = <b>5 mm</b>	l1_mag = <b>35 mm</b> , l2_mag = <b>35 mm</b> , w1_mag = <b>4 mm</b>
w_iron = <b>7mm</b> , w2_air = <b>6mm</b>	w_iron = <b>8mm</b> , w2_air = <b>4mm</b>
Ονομαστική Ροπή : <b>125.5 N·m</b>	Ονομαστική Ροπή : <b>126 N·m</b>
Κυμάτωση Ροπής : <b>9%</b>	Κυμάτωση Ροπής : <b>3.9%</b>
Αρμονική Παραμόρφωση Τάσης (T.H.D.) : <b>16%</b>	Αρμονική Παραμόρφωση Τάσης (T.H.D.) : <b>14.6 %</b>
Απώλειες χαλκού : <b>2.5%</b>	Απώλειες χαλκού : <b>2.5%</b>
Απώλειες πυρήνα : <b>2.4%</b>	Απώλειες πυρήνα : <b>2.2%</b>

**Πίνακας 3: Σύγκριση αρχικής και τελικής γεωμετρίας.**

Παρατηρούμε ότι το τελικό μοντέλο, επιτυγχάνει σημαντικές βελτιώσεις, όσον αφορά την κυμάτωση ροπής της μηχανής. Από πλευράς επιδόσεων, η ροπή του τελικού μοντέλου είναι ελαφρώς μεγαλύτερη από αυτή του αρχικού, ενώ μικρή βελτίωση σημειώνεται και στο δείκτη αρμονικής παραμόρφωσης τάσης T.H.D. Τέλος, οι απώλειες παραμένουν στα ίδια χαμηλά επίπεδα, σε σχέση με το αρχικό μοντέλο, με τις απώλειες χαλκού να μένουν σταθερές, και τις απώλειες πυρήνα να παρουσιάζουν μικρή μείωση.

### **5.5 Τελική γεωμετρία μηχανής**

Στη συνέχεια (Σχήμα 5.22), παρουσιάζεται η τελική γεωμετρία της μηχανής, όπως αυτή προέκυψε από τη βελτιστοποίηση των παραμέτρων στην ανάλυση ευαισθησίας:



Σχήμα 5.22: Τελική γεωμετρία μηχανής E.M.M.

Παρατηρούμε ότι στο σώμα του στάτη, η μαγνητική επαγωγή βρίσκεται εντός των προβλεπόμενων ορίων. Αντίθετα, ο δρομέας παρουσιάζει φαινόμενα κορεσμού, ιδιαίτερα στις γέφυρες σιδήρου, όπου σημειώνονται και οι μεγαλύτερες τιμές μαγνητικής επαγωγής. Σημαντικός κορεσμός παρατηρείται επίσης στα πέλατα των δοντιών του στάτη.

### 5.6 Υπολογισμός αυτεπαγωγών ευθύ $q$ άξονα

Στη συνέχεια περιγράφεται η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε προκειμένου να εξαχθεί μια εκτίμηση για τις αυτεπαγωγές ευθύ και εγκάρσιου άξονα, καθώς επίσης και της ροής του μαγνήτη  $\Phi_{mag}$  στη μηχανή E.M.M.. Υπενθυμίζουμε ότι αναμένεται να ισχύει  $L_q > L_d$ .

#### Ροή μαγνήτη $\Phi_{mag}$

Για τον υπολογισμό της ροής μαγνήτη  $\Phi_{\text{mag}}$ , μηδενίζονται τα ρεύματα στάτη και η μηχανή λειτουργεί εν κενώ. Στη συνέχεια υπολογίζεται η πεπλεγμένη ροή από τη γνωστή σχέση που χρησιμοποιείται στο Post-Processing [20]:

$$A_j = 2 \cdot p \cdot L_{Fe} \cdot \frac{n_q}{n_{PP}} \cdot \sum_{q=1}^{Q/2 \cdot p} k_{jq} \cdot \frac{1}{S_q} \cdot \int_{S_q} A_z \cdot dS \quad (5.4)$$

Όπου:

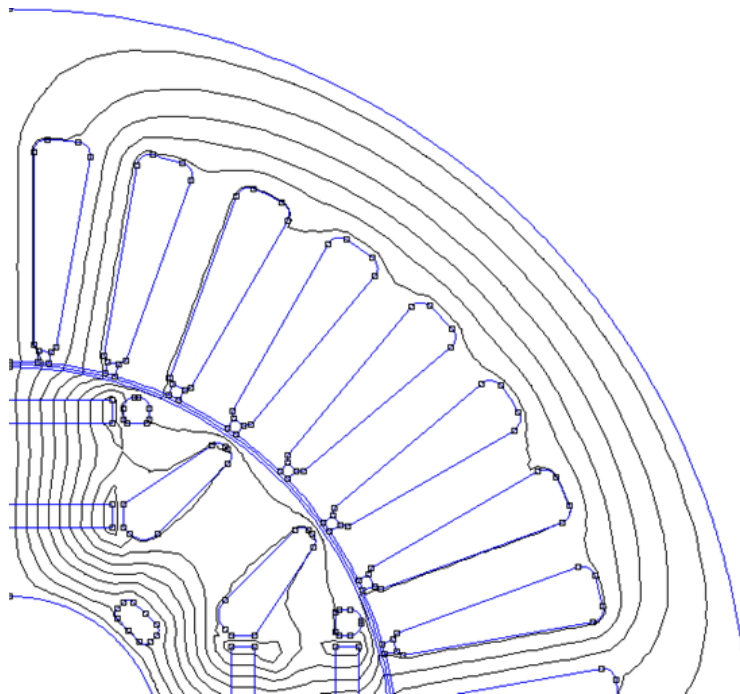
- $p$  τα ζεύγη πόλων της μηχανής.
- $L_{Fe}$  το ενεργό μήκος της μηχανής.
- $n_q$  οι αγωγοί ανά αύλακα.
- $n_{PP}$  ο αριθμός παράλληλων πηνίων.
- $k_{jq} = 1$ , αν η  $q$ -οστή αύλακα περιέχει αγωγούς της  $j$ -οστής φάσης, και το ρεύμα είναι θετικό.

$k_{jq} = -1$ , αν η  $q$ -οστή αύλακα περιέχει αγωγούς της  $j$ -οστής φάσης, και το ρεύμα είναι αρνητικό.

$k_{jq} = 0$ , αν η  $q$ -οστή αύλακα δεν περιέχει αγωγούς της  $j$ -οστής φάσης.

- $S_q$  το εμβαδό αύλακας
- $A_z$  το διανυσματικό δυναμικό στη στοιχειώδη επιφάνει  $dS$ .

Στο σχήμα 5.9 φαίνεται η κατανομή του μαγνητικού πεδίου σε ένα πόλο της μηχανής, απουσία ρεύματος στάτη (λειτουργία εν κενώ):



Σχήμα 5.9: Μαγνητική φόρτιση της μηχανής, υπό την επίδραση μόνο του μόνιμου μαγνήτη (κενό φορτίο).

Αντικαθιστώντας στην παραπάνω σχέση, προκύπτει τελικά:

$$\Phi_{mag} = 0.0844 \text{ Wb}\cdot\text{turns} \quad (5.5)$$

#### **Αυτεπαγωγή ευθέως άξονα $L_d$ .**

Για τον υπολογισμό της αυτεπαγωγής ευθέως άξονα, ο μαγνητικός άξονας της φάσης A του στάτη, ευθυγραμμίζεται με τον ευθύ άξονα της μηχανής. Το ρεύμα της φάσης A επιλέγεται μέγιστο, επομένως τα ρεύματα των φάσεων B,C θα έχουν το μισό μέτρο και αντίθετη κατεύθυνση. Επιπλέον ο μαγνήτης αφαιρείται (στην προσομοίωση απλώς το υλικό του μαγνήτη αντικαθίσταται με αέρα).

Υπολογίζοντας ξανά την πεπλεγμένη ροή, προκύπει τελικά η αυτεπαγωγή ευθέως άξονα από τη σχέση :

$$L_d = \frac{\Psi_d}{I_d} = \frac{0.237}{109} = 2.1 \text{ mH} \quad (5.6)$$

#### **Αυτεπαγωγή εγκάρσιου άξονα $L_q$**

Για τον υπολογισμό της αυτεπαγωγής ευθέως άξονα, ο μαγνητικός άξονας της φάσης A του στάτη, ευθυγραμμίζεται με τον εγκάρσιο άξονα της μηχανής. Το ρεύμα της φάσης A επιλέγεται ξανά μέγιστο, επομένως το ρεύμα  $I_q$  θα ισούται με το ονομαστικό ρεύμα της μηχανής. Επιπλέον ο μαγνήτης αφαιρείται και εδώ ή αντικαθίσταται με αέρα, στην περίπτωση του Femm.

Υπολογίζοντας ξανά την πεπλεγμένη ροή, προκύπει τελικά η αυτεπαγωγή ευθέως άξονα από τη σχέση :

$$L_q = \frac{\Psi_q}{I_q} = \frac{0.326}{109} = 3 \text{ mH} \quad (5.7)$$

Όπως αναμενόταν, η αυτεπαγωγή του εγκάρσιου άξονα, προέκυψε μεγαλύτερη από αυτή του ευθύ άξονα.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

### ΟΔΗΓΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ Ε.Μ.Μ. ΣΕ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΤΙΚΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΔΥΝΑΜΙΚΗΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

#### 6.1 Έλεγχος μηχανών AC

Η μονάδα ελέγχου είναι το σύστημα εκείνο, το οποίο βάσει ενός κατάλληλου αλγορίθμου, και ανάλογα με την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM), παράγει την κατάλληλη αλληλουχία παλμών έναυσης και σβέσης των διακοπτικών στοιχείων του μετατροπέα. Από κατασκευαστικής άποψης η μονάδα αυτή μπορεί να είναι είτε ένας μικροεπεξεργαστής, είτε ένας DSP (Digital Signal Processor) είτε ακόμη κι ένας Η/Υ με κάρτες εισόδου/εξόδου.

Το σχήμα 6.1 παρουσιάζει τα βασικά υποσυστήματα ενός συστήματος οδήγησης ηλεκτρικής μηχανής, καθώς και τις αλληλεπιδράσεις μεταξύ αυτών:



Σχήμα 6.1: Η θέση της μονάδας ελέγχου μεταξύ των υποσυστημάτων οδήγησης μιας ηλεκτρικής μηχανής [22].

#### 6.1.1 Σταθερή σχέση του λόγου τάσης τροφοδοσίας προς τη συχνότητα της μηχανής (V/f).

##### Αρχή Λειτουργίας

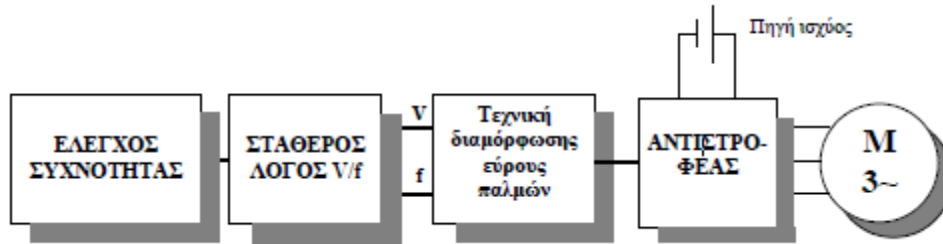
Ο έλεγχος σταθερού λόγου V/f, βασίζεται στην απαίτηση για σταθερή μαγνητική φόρτιση της μηχανής, κατά την οδήγησή της. Η μαγνητική επαγωγή είναι ανάλογη του μέτρου της τάσης οπλισμού  $V_a$ , και αντιστρόφως ανάλογη της ηλεκτρικής συχνότητας  $f_{el}$ .

Επομένως σε μια λειτουργία με σταθερό μέτρο τάσης, η μείωση της  $f_{el}$  μπορεί να αυξήσει υπερβολικά τη μαγνητική επαγωγή, σε βαθμό πιθανής βλάβης, εξαιτίας των αυξημένων απωλειών πυρήνα και των μεγάλων ρευμάτων που απαιτούνται για να αυξήσουν το πεδίο. Για το λόγο αυτό, σε συχνότητες μικρότερες της ονομαστικής, επιλέγεται λειτουργία σταθερής μαγνητικής επαγωγής, γεγονός που μεταφράζεται σε διατήρηση σταθερού λόγου V/f, ίσου με τον ονομαστικό λόγο  $V_{rated}/f_{rated}$  [21].

Αντίστοιχα, μια αύξηση της  $f_{el}$  κατά την ονομαστική λειτουργία τάση  $V_{rated}$ , τείνει να μειώσει τη μαγνητική επαγωγή διακένου, με αποτέλεσμα να απαιτείται αύξηση της τάσης ακροδεκτών

πέραν της ονομαστικής για την διατήρηση σταθερής επαγωγής. Κάτι τέτοιο μπορεί όμως να προκαλέσει θερμικές βλάβες στις μονώσεις της μηχανής, λόγω της συνεπακόλουθης αύξησης των ρευμάτων. Επιλέγεται λοιπόν, η τάση ακροδεκτών να μην ξεπερνά την ονομαστική της τιμή, με το τίμημα της μειωμένης ικανότητας ροπής, για λειτουργία σε συχνότητες πέραν της ονομαστικής.

Στο σχήμα 6.2 παρουσιάζονται σχηματικά τα βασικά υποσυστήματα ενός μοντέλου βαθμωτού ελέγχου με σταθερό λόγο V/f.



Σχήμα 6.2: Δομικό διάγραμμα για την τεχνική ελέγχου 3-φασικού κινητήρα με σταθερό λόγο V/f [22].

### Πλεονεκτήματα

Ο έλεγχος σταθερού λόγου V/f αποτελεί την απλούστερη μέθοδο ελέγχου, καθώς δεν απαιτεί αισθητήρες ανάδρασης της μηχανικής ταχύτητας περιστροφής. Για το λόγο αυτό είναι αρκετά δημοφιλής σε εφαρμογές χαμηλού κόστους, ή σε περιπτώσεις που δεν υπάρχει απαίτηση για ακριβή έλεγχο των στροφών της μηχανής.

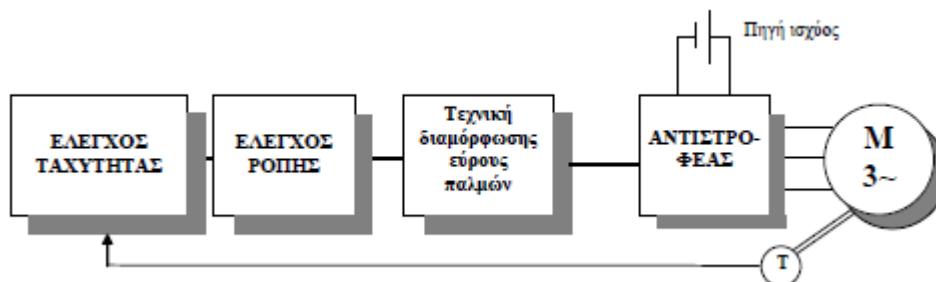
### Μειονεκτήματα

Βασικό μειονέκτημα του βαθμωτού ελέγχου, αποτελεί το γεγονός ότι δε χρησιμοποιείται ο προσανατολισμός πεδίου (field orientation) σε αντίθεση με τις πιο εξελιγμένες τεχνικές του διανυσματικού ελέγχου. Επιπλέον αγνοείται η ακριβής κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα, δεν υπάρχει δυνατότητα ελέγχου της ροπής, και οι τεχνικές παλμοδότησης που χρησιμοποιούνται προκαλούν συχνά καθυστερημένη απόκριση της μηχανής.

#### 6.1.2 Διανυσματικός έλεγχος (flux vector control)

Στις μηχανές dc ο έλεγχος ροπής και ροής είναι αποσυνζευγμένοι, καθώς ο μεν πρώτος πραγματοποιείται με μεταβολή της τάσης οπλισμού ενώ ο δεύτερος επιτυγχάνεται με αυξομείωση της διέγερσης. Με την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου, η λειτουργία ενός τριφασικού ac κινητήρα, προσεγγίζει αυτή ενός κινητήρα dc. Αυτό επιτυγχάνεται με την εφαρμογή της γενικευμένης θεωρίας σύμφωνα με την οποία διαχωρίζονται οι μεταβλητές που αφορούν τον έλεγχο της ροπής από εκείνες που αφορούν τον έλεγχο της ροής. Για τον υπολογισμό των μεταβλητών κατάστασης, είναι απαραίτητη η γνώση της μηχανικής ταχύτητας περιστροφής κάθε στιγμή της λειτουργίας της μηχανής [22].

Στο σχήμα 6.3 παρουσιάζονται σχηματικά τα βασικά υποσυστήματα ενός τέτοιου συστήματος ελέγχου:



Σχήμα 6.3: Δομικό διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου 3-φασικού κινητήρα[22].

### Πλεονεκτήματα

Βασικό πλεονέκτημα του διανυσματικού ελέγχου αποτελεί ο ακριβής έλεγχος της ταχύτητας περιστροφής της μηχανής. Επιπλέον υπάρχει δυνατότητα ελέγχου της ροπής και μπορεί να επιτευχθεί μέγιστη ροπή ακόμη και σε μικρές ταχύτητες περιστροφής, ή σε μεγάλο εύρος στροφών, ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Εκτός από την επίδοση, ο διανυσματικός έλεγχος προσφέρει και βελτιωμένη απόδοση, καθώς ο η ηλεκτρική και μαγνητική φόρτιση της μηχανής ελέγχονται κατάλληλα ώστε να επιτυγχάνονται χαμηλές απώλειες χαλκού και πυρίνα αντίστοιχα.

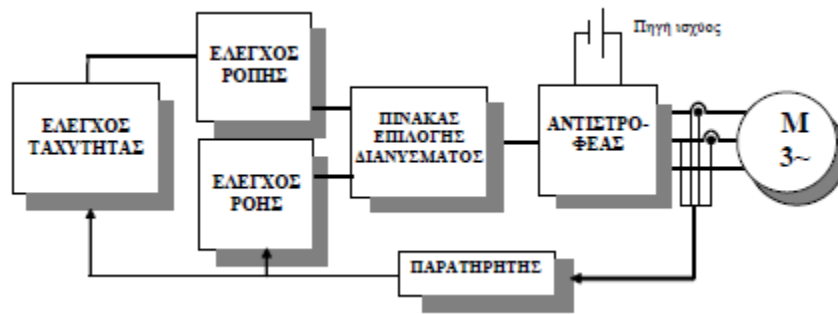
### Μειονεκτήματα

Βασικό μειονέκτημα του διανυσματικού ελέγχου, είναι η απαίτηση για γνώση της ταχύτητας περιστροφής και των ρευμάτων στάτη, γεγονός που συνήθως επιβάλλει τη χρήση αισθητήρων ανάδρασης. Εκτός της ταχύτητας, απαιτείται ακόμη πλήρης γνώση των παραμέτρων της μηχανής και ιδιαίτερα της σταθεράς χρόνου του δρομέα και της αντίστασης του τυλίγματος στάτη. Επιπλέον, το αυξημένο κόστος που εισάγει ένα σύστημα διανυσματικού ελέγχου μηχανής ac, καθιστά τον διανυσματικό έλεγχο ασύμφορο, ειδικά σε εφαρμογές που είτε ο βαθμωτός έλεγχος είναι αρκετός, είτε προσφέρεται η χρήση dc μηχανών με σαφώς απλούστερα συστήματα οδήγησης.

#### 6.1.3 Άμεσος έλεγχος ροπής (direct torque control)

Ο άμεσος έλεγχος ροπής, αποτελεί μια τεχνική ελέγχου, στην οποία δεν απαιτούνται αισθητήρες ανάδρασης, παρά μόνο η ύπαρξη ενός παρατηρητή. Ο παρατηρητής αυτός, μετρά μόνο την εφαρμοζόμενη τάση και τα αναπτυσσόμενα ρεύματα, για να υπολογίσει την αναπτυσσόμενη ροπή και τη ροή μαγνήτισης. Οι δύο αυτές ποσότητες αποτελούν και τις μεταβλητές του συστήματος ελέγχου. Για το λόγο αυτό, η διαμόρφωση παλμών για την οδήγηση του κινητήρα, μπορεί να παρακαμφθεί αυξάνοντας έτσι την ταχύτητα απόκρισης του συστήματος.

Στο σχήμα 6.4 παρουσιάζονται τα κύρια υποσυστήματα ενός τέτοιου μοντέλου ελέγχου, καθώς και οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ αυτών:



Σχήμα 6.4: Δομικό διάγραμμα της τεχνικής άμεσου ελέγχου ροπής για 3-φασικούς κινητήρες [22].

### Πλεονεκτήματα

Τα κυριότερα πλεονεκτήματα της τεχνικής αυτής, αφορούν την πολύ καλή απόκριση που επιτυγχάνεται στις μεταβολές της ροπής και της ταχύτητας αναφοράς. Επιπλέον, εξασφαλίζεται ακριβής έλεγχος ροπής για χαμηλές συχνότητες λειτουργίας, καθώς επίσης και γραμμική μεταβολή της ροπής ως προς την ταχύτητα.

### Μειονεκτήματα

Το σημαντικότερο μειονέκτημα της συγκεκριμένης τεχνικής είναι το αυξημένο κόστος που προκύπτει από την ανάγκη για υψηλής ταχύτητας μικροϋπολογιστική μονάδα. Επιπλέον απαιτείται παρατηρητής ταχείας απόκρισης, για την αποτελεσματική ανάδραση των μετρούμενων μεγεθών.

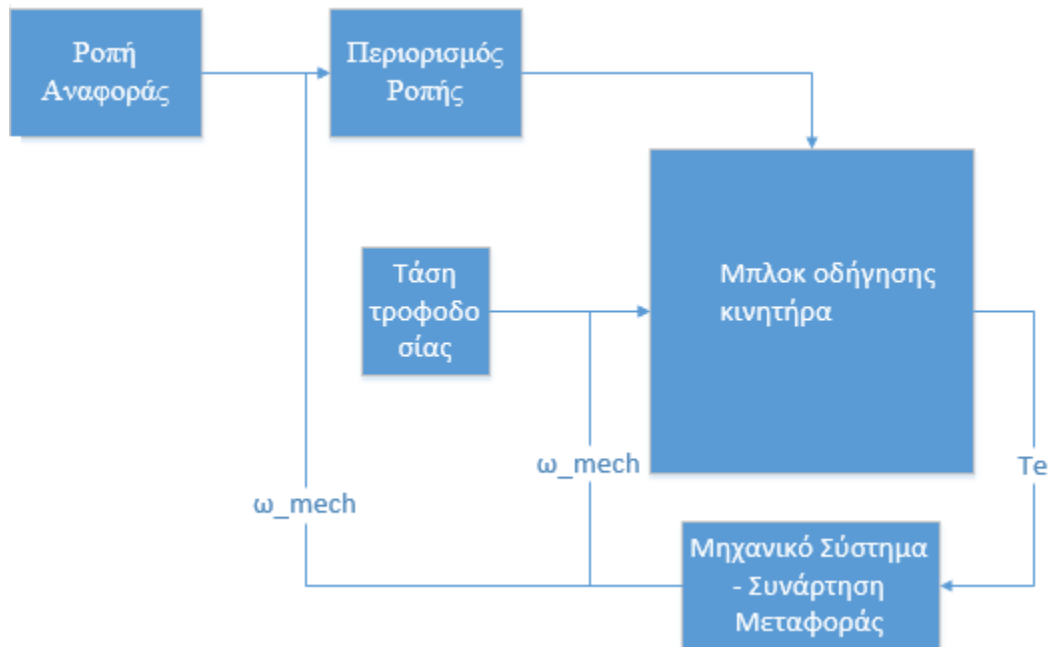
## 6.2 Μοντέλο οδήγησης κινητήρα E.M.M. σε γραφικό περιβάλλον δυναμικής προσομοίωσης.

Το εργαλείο μοντελοποίησης που χρησιμοποιήθηκε, επιτρέπει την προσομοίωση της οδήγησης του σχεδιασμένου κινητήρα, με τεχνικές διανυσματικού ελέγχου. Η βιβλιοθήκη του προγράμματος διαθέτει μια μεγάλη ποικιλία από έτοιμα μοντέλα οδήγησης κινητήρων κάθε είδους.

### 6.2.1 Το αρχικό μοντέλο

Το αρχικό μοντέλο πάνω στο οποίο βασίστηκε η παρούσα εργασία υλοποιεί την αρχή του διανυσματικού ελέγχου σε κινητήρες εσωτερικών μονίμων μαγνητών και φαίνεται στο σχήμα 6.5 που ακολουθεί [23]:





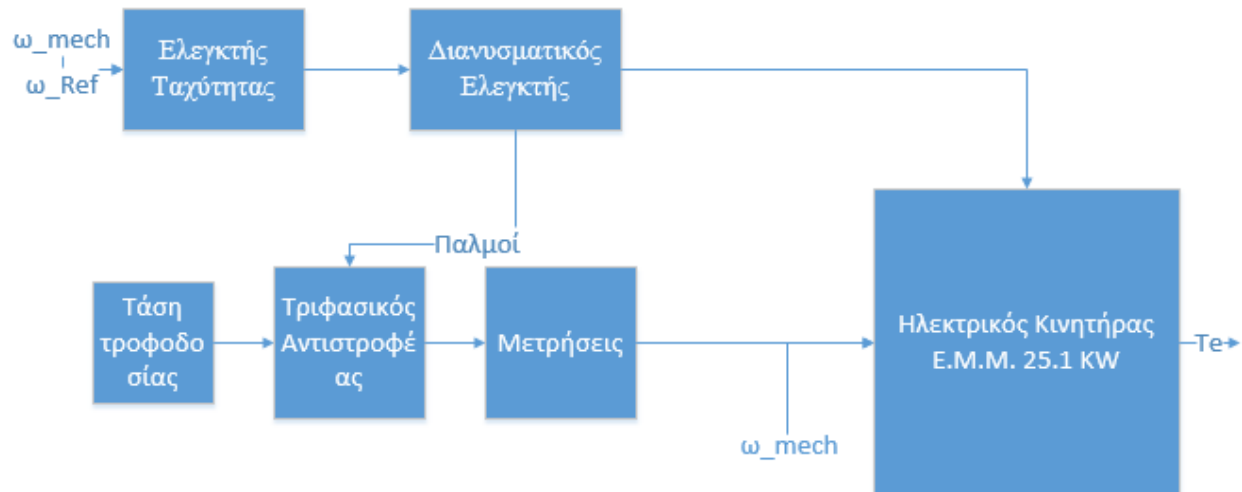
Σχήμα 6.5: Συνολικό αρχικό μοντέλο προσομοίωσης

### Παρατηρήσεις

- Είσοδος του μοντέλου είναι η ροπής αναφοράς, η οποία αποτελεί ουσιαστικά ένα σταθερό αριθμό που ορίζεται πριν την προσομοίωση, και διατηρεί την ίδια τιμή μέχρι το τέλος αυτής.
- Το μηχανικό σύστημα της ηλεκτρικής μηχανής, μοντελοποιείται εξωτερικά, μέσω μιας συνάρτησης μεταφοράς.
- Η μηχανική ταχύτητα περιστροφής αποτελεί είσοδο για τον κινητήρα, άρα ως έξοδος επιλέγεται η αποδιδόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή.
- Το κυριότερο μπλοκ του μοντέλου είναι το “PM Synchronous Motor Drive” το οποίο και αναλύεται στη συνέχεια.

#### 6.2.2 Το μπλοκ οδήγησης του κινητήρα

Το μπλοκ αυτό μοντελοποιεί ουσιαστικά ολόκληρο το σύστημα οδήγησης του κινητήρα, και παρουσιάζεται στο σχήμα 6.6:



Σχήμα 6.6: Το μπλοκ οδήγησης του κινητήρα

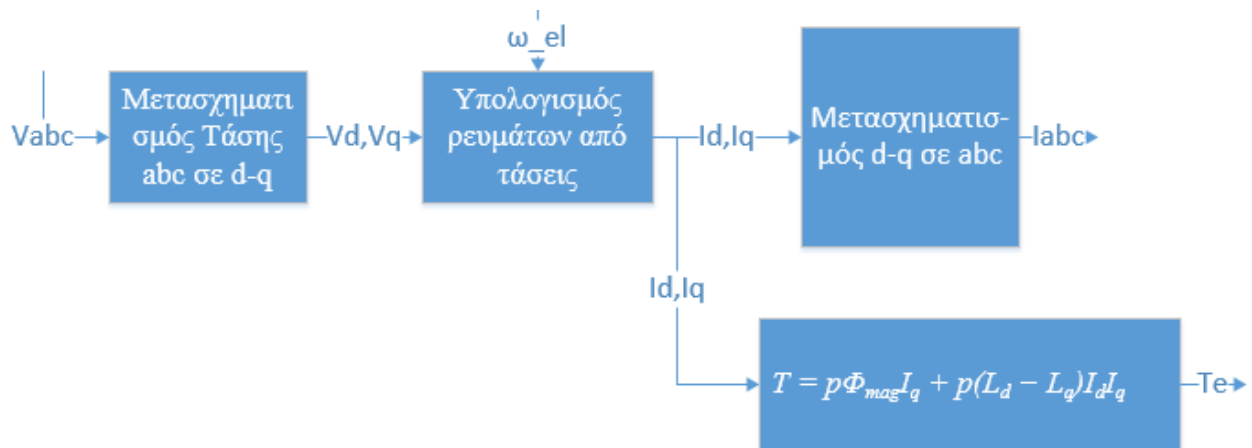
Όπως παρατηρούμε, το μπλοκ αποτελείται από 4 κυρίως μέρη :

- a) Το μπλοκ του ηλεκτρικού κινητήρα.
- b) Το μπλοκ του τριφασικού μετατροπέα πηγής τάσης.
- c) Το μπλοκ του ελεγκτή ταχύτητας (speed controller).
- d) Το μπλοκ του διανυσματικού ελεγκτή (vector controller).

Καθένα από τα παραπάνω μέρη, περιγράφεται αναλυτικότερα στη συνέχεια.

### Ο ηλεκτρικός κινητήρας.

Ο ηλεκτρικός κινητήρας απαρτίζεται από δύο βασικά μπλοκ, αυτό του ηλεκτρικού μοντέλου και αυτό του μηχανικού. Στο σχήμα 6.7 φαίνεται το μπλοκ που υλοποιεί το ηλεκτρικό μέρος της μοντελοποίησης του κινητήρα:



Σχήμα 6.7: Το υπό-μπλοκ του κινητήρα που αφορά τα ηλεκτρικά μεγέθη.

### Περιγραφή του υπό-μπλοκ του ηλεκτρικού μοντέλου

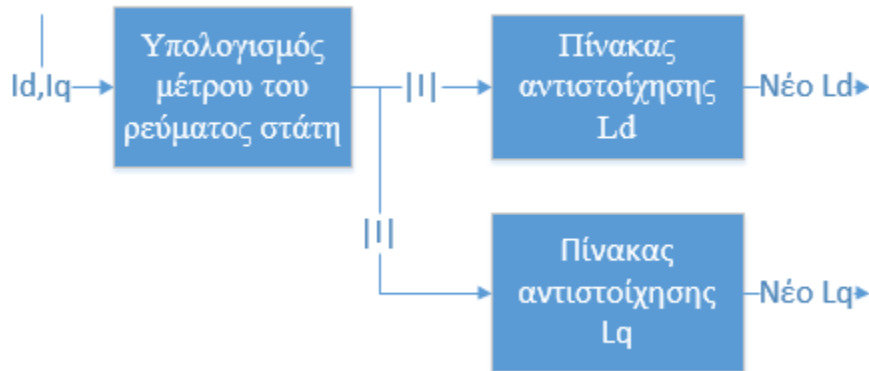
Το μπλοκ λαμβάνει ως είσοδο τη μετρούμενη τάση, τη ηλεκτρική γωνιακή συχνότητα, και τη θέση του δρομέα. Η τάση εισόδου μετασχηματίζεται σε πλαίσιο αναφοράς d-q. Ακολουθώντας επιλύονται οι αναλυτικές εξισώσεις της μηχανής, όπως αυτές εξάγονται από το ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής E.M.M., για να προκύψουν τα ρεύματα d και q άξονα. Από αυτά, υπολογίζεται στη συνέχεια η αποδιδόμενη ροπή σύμφωνα με τη σχέση:

$$T = p\Phi_{mag}I_q + p(L_d - L_q)I_dI_q \quad (6.1)$$

Οι ποσότητες  $\Phi_{mag}$ ,  $L_q$ ,  $L_d$  υπολογίστηκαν με τη βοήθεια του προγράμματος πεδιακής ανάλυσης/ανάπτυξης πεπερασμένων στοιχείων, για ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας της μηχανής. Οι τιμές αυτές εισάγονται ως παράμετροι στο μπλοκ του ηλεκτρικού κινητήρα, μαζί με άλλα στοιχεία όπως ο αριθμός των πόλων, η εκτυπότητα ή μη του δρομέα, η ανά φάση ωμική αντίσταση τυλίγματος, ο αριθμός των φάσεων και η μορφή της Αντι-HEΔ. Οι τιμές αυτές θεωρούνται σταθερές και δεν μεταβάλλονται κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης, ανεξάρτητα από το σημείο λειτουργίας της μηχανής.

Η θεώρηση αυτή, αποτελεί απλούστευση, καθώς στην πραγματικότητα όχι μόνο οι αυτεπαγωγές ευθέως και εγκάρσιου άξονα, αλλά ακόμη και η ροή μαγνήτη, αυξομειώνονται ανάλογα με τη φόρτιση της μηχανής. Επομένως **μια πρώτη βελτίωση που πραγματοποιήθηκε επί του αρχικού μοντέλου**, αφορά τον εκ νέου υπολογισμό των αυτεπαγωγών  $L_d$ ,  $L_q$  ώστε να λαμβάνεται υπόψιν η μεταβολή αυτών από το ένα σημείο λειτουργίας της μηχανής στο άλλο.

Στο τροποποιημένο ηλεκτρικό μοντέλο, προστέθηκε το υποσύστημα του σχήματος 6.8:



**Σχήμα 6.8:** Πρόσθετο υποσύστημα τροποποιημένου μπλοκ για το ηλεκτρικό μοντέλο κινητήρα.

Το παραπάνω υποσύστημα, χρησιμοποιεί πίνακες αντιστοίχισης (look-up tables), οι οποίοι ανάλογα με το μέτρο του ρεύματος στάτη, μεταβάλλουν κατάλληλα τις αυτεπαγωγές. Οι αυτεπαγωγές τείνουν γενικά να μειώνονται, όσο το ρεύμα αυξάνει πέραν του ονομαστικού, και το μαγνητικό κύκλωμα της μηχανής αντιμετωπίζει προβλήματα κορεσμού.

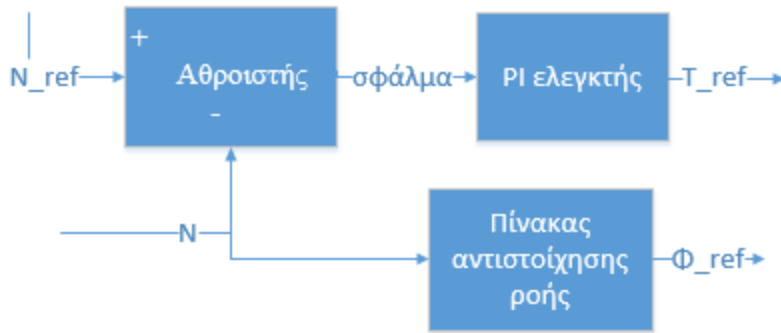
Όσον αφορά το μηχανικό υποσύστημα του κινητήρα, αυτό λαμβάνει ως είσοδο την μηχανική ταχύτητα περιστροφής, την οποία και ολοκληρώνει, προκειμένου να υπολογίζει τη θέση του δρομέα. Όπως αναφέρθηκε ήδη, η μηχανική εξίσωση του κινητήρα δεν μοντελοποιείται μέσα στο μπλοκ του κινητήρα, αλλά εξωτερικά μέσω μιας συνάρτησης μεταφοράς.

### **Ο μετατροπέας πηγής τάσης**

Ο μετατροπέας πηγής τάσης, λαμβάνει ως είσοδο την dc τάση τροφοδοσίας των μπαταριών, καθώς επίσης και τους παλμούς έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών, από τον διανυσματικό ελεγκτή (vector controller). Το κύκλωμα του μετατροπέα μοντελοποιείται με τη βοήθεια του μπλοκ “Universal Bridge”, η έξοδος του οποίου είναι η εναλλασσόμενη τριφασική τάση με την οποία τροφοδοτείται η μηχανή.

### **Ο ελεγκτής ταχύτητας (speed controller)**

Ο ελεγκτής ταχύτητας είναι ο πρώτος από τους δύο ελεγκτές που χρησιμοποιεί το μοντέλο οδήγησης του κινητήρα. Το μπλοκ του παρουσιάζεται στο σχήμα 6.9:

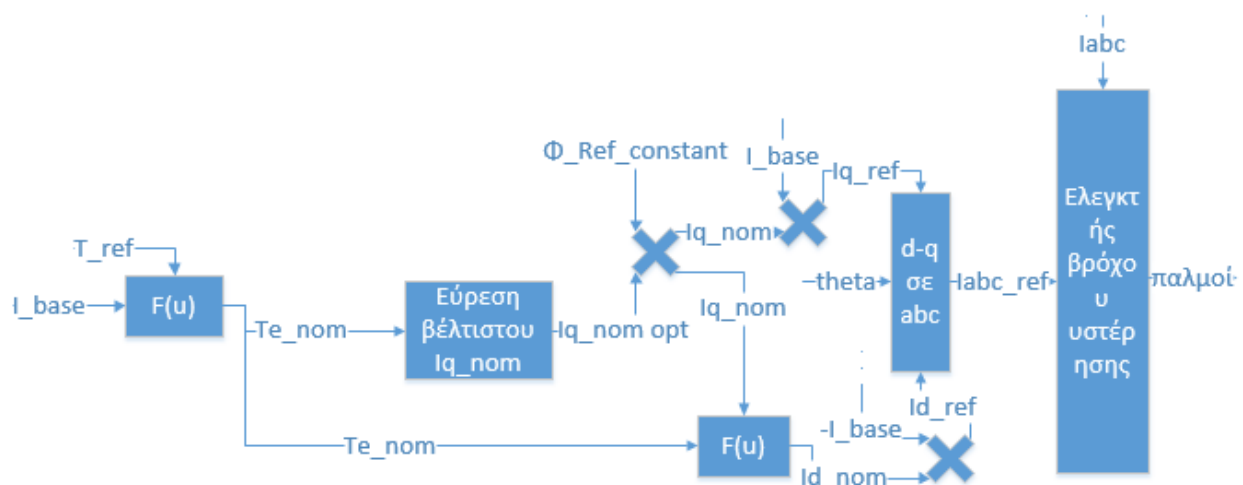


Σχήμα 6.9: Το μπλοκ διάγραμμα του ελεγκτή ταχύτητας (speed controller).

Ο ελεγκτής ταχύτητας λαμβάνει ως είσοδο το σήμα της τρέχουσας ταχύτητας περιστροφής καθώς επίσης και το σήμα της ταχύτητας αναφοράς. Στη συνέχεια μετρά το σφάλμα μεταξύ των δύο σημάτων εισόδου, και ανάλογα με αυτό, δημιουργεί μια ροή και μια ροπή αναφοράς. Η ροή αναφοράς προκύπτει με τη βοήθεια πινάκων αντιστοίχισης, ενώ η ροπή αναφοράς, δημιουργείται μέσω ενός PI ελεγκτή. Εναλλακτικά, είναι δυνατό το σήμα της ροπής αναφοράς να τροφοδοτείται απευθείας από την είσοδο του μοντέλου από την είσοδο  $N$  (Torque regulation). Τα δημιουργούμενα σήματα της ροπής και της ροής, τροφοδοτούνται ακολούθως στον διανυσματικό ελεγκτή (vector controller).

### Ο διανυσματικός ελεγκτής (vector controller)

Ο διανυσματικός ελεγκτής αποτελεί τη δεύτερη βαθμίδα ελέγχου της μηχανής. Το μπλοκ διάγραμμα του παρουσιάζεται στο σχήμα 6.10:



Σχήμα 6.10: Το μπλοκ διάγραμμα του διανυσματικού ελεγκτή (vector controller).

Ως παράμετροι στο μπλοκ του διανυσματικού ελεγκτή εισάγονται τα ζεύγη πόλων , η ροή μαγνήτη, το εύρος ζώνης του βρόχου υστέρησης ρεύματος καθώς και οι αυτεπαγωγές ευθείας και εγκάρσιου άξονα. Επιπλέον, στο τροποποιημένο μοντέλο, όπου οι αυτεπαγωγές δεν είναι σταθερές αλλά εξαρτώνται από το φορτίο της μηχανής, ο διανυσματικός ελεγκτής τροφοδοτείται με τις ενημερωμένες τιμές  $L_d, L_q$  προκειμένου να υπολογιστεί το ρεύμα βάσης του στάτη.

Στο εσωτερικό του μοντέλου, ο διανυσματικός ελεγκτής λαμβάνει ως είσοδο από τον ελεγκτή ταχύτητας τα σήματα της ροπής και της ροής αναφοράς. Από τη ροπή αναφοράς, υπολογίζεται το βέλτιστο ρεύμα  $i_{qn}$  με κριτήριο την ελαχιστοποίηση του συνολικού ρεύματος που απαιτείται για τη δεδομένη ροπή. Στη συνέχεια με βάση τη ροή αναφοράς, και το υπολογισθέν βέλτιστο ρεύμα  $q$  άξονα, υπολογίζεται το βέλτιστο ρεύμα  $d$  άξονα  $i_{dn}$ . Αφού υπολογιστούν τα ρεύματα αναφοράς ευθείας και εγκάρσιου άξονα, υπολογίζονται οι αντίστοιχες ποσότητες σε τριφασικό πλαίσιο αναφοράς ABC. Στη συνέχεια, τα ρεύματα αναφοράς τροφοδοτούνται, μαζί με τα πραγματικά μετρούμενα ρεύματα, ως είσοδοι σε έναν ελεγκτή βρόχου υστέρησης.

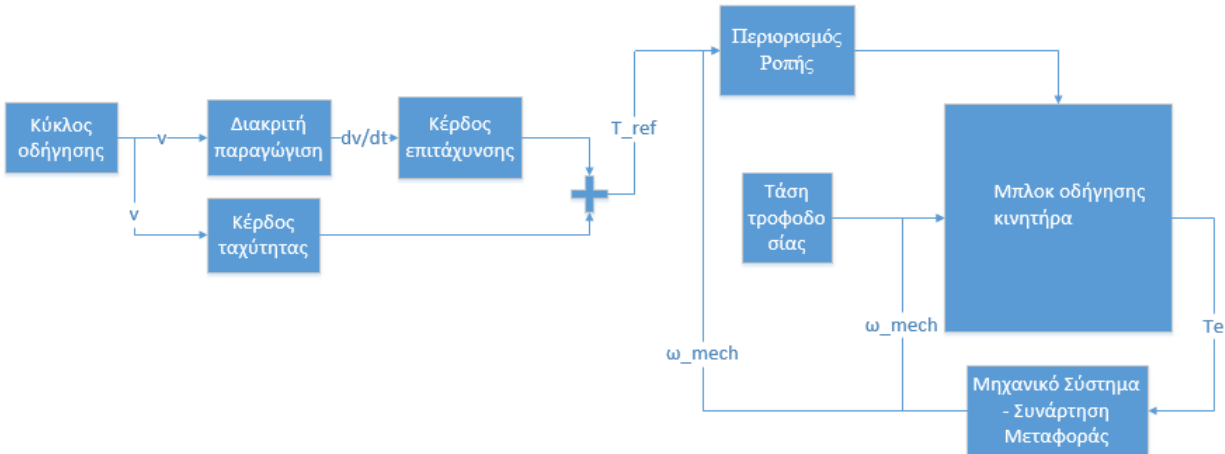
### **Ο ελεγκτής ρεύματος βρόχου υστέρησης (Hysteresis Loop Current Control)**

Ο έλεγχος ρεύματος με βρόχο υστέρησης αποτελεί μια εναλλακτική της τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Σε αντίθεση με τον έλεγχο PWM, η διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών είναι μεταβλητή, καθώς εξαρτάται κάθε στιγμή από την απόκλιση των πραγματικών μετρούμενων ρευμάτων, από τα ρεύματα αναφοράς. Σε αυτή την τεχνική έλεγχου, ορίζεται ένα εύρος υστέρησης (hysteresis band), το οποίο ισούται με 0.1 Amps στο μοντέλο μας. Το εύρος υστέρησης εκφράζει τη μέγιστη δυνατή απόκλιση του πραγματικού ρεύματος από το ρεύμα αναφοράς που δημιουργήσε ο διανυσματικός ελεγκτής. Όταν η απόκλιση ξεπερνά το όριο αυτό, ο ελεγκτής βρόχου υστέρησης τροφοδοτεί με διορθωτικούς παλμούς τον μετατροπέα, προκειμένου το ρεύμα να επανέλθει εντός του βρόχου.

### **6.3 Προσθήκη κύκλων οδήγησης στο αρχικό μοντέλο.**

Το αρχικό μοντέλο της βιβλιοθήκης, ορίζει ως είσοδο μια ροπή αναφοράς, η οποία είναι σταθερή καθ'όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης. Προκειμένου η προσομοίωση να αποκτήσει μεγαλύτερη πρακτική αξία, είναι ανάγκη να εισαχθεί στο μοντέλο, το πραγματικό προφίλ οδήγησης του οχήματος όπως αυτό αποτυπώνεται από τους κύκλους οδήγησης NEDC εντός (UDC) και εκτός (EUDC) πόλης.

Για το λόγο αυτό, το αρχικό μοντέλο τροποποιήθηκε, και αντικαταστάθηκε από το μοντέλο του σχήματος 6.11:



Σχήμα 6.11: Το τροποποιημένο συνολικό μοντέλο.

### Παρατηρήσεις

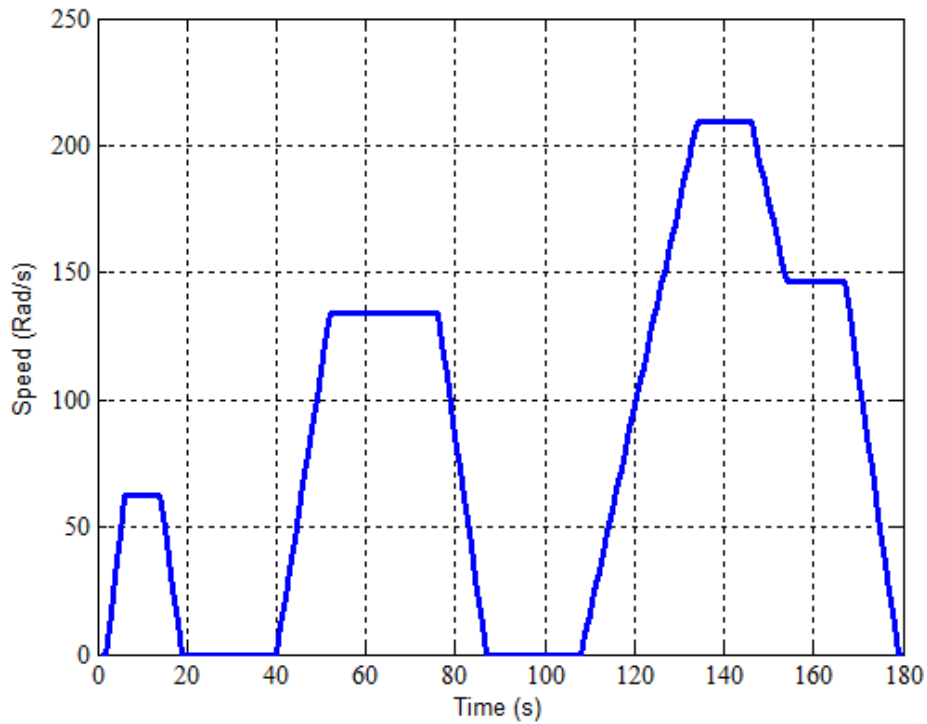
Προστέθηκε στο μοντέλο μπλοκ που περιέχει τις χρονοσειρές ταχυτήτων του κύκλου οδήγησης. Το μπλοκ αυτό αντιπροσωπεύει μια δομή (struct) με δύο επιμέρους διανύσματα: Ένα διάνυσμα ταχυτήτων (rad/s) και ένα διάνυσμα για το χρόνο (sec).

Η ροπή αναφοράς δεν είναι πλέον σταθερή, αλλά μεταβάλλεται συναρτήσει του κύκλου οδήγησης. Η τιμή της ροπής αναφοράς καθορίζεται από δύο παράγοντες:

- Ο πρώτος αφορά τη ροπή του φορτίου, που ο κινητήρας πρέπει πάντα να ισοσταθμίζει, ακόμη και όταν το όχημα δεν επιταχύνει αλλά κινείται με σταθερή ταχύτητα. Η συνιστώσα αυτής της ροπής, μοντελοποιείται ως γραμμικά εξαρτώμενη από την ταχύτητα περιστροφής. Όπως έχει αναφερθεί, η ροπή φορτίου, όταν το όχημα κινείται σε οριζόντιο επίπεδο, αποτελείται από ένα σταθερό όρο που αφορά την τριβή ολίσθησης, καθώς και από έναν όρο που μεταβάλλεται με το τετράγωνο της ταχύτητας, και αφορά την αντίσταση του αέρα. Η μοντελοποίηση του φορτίου ως γραμμική συνάρτηση της ταχύτητας αποτελεί παρόλα αυτά μια καλή προσέγγιση για τις ανάγκες της προσομοίωσης.
- Ο δεύτερος παραγοντας αφορά τη ροπή επιτάχυνσης, που χρειάζεται να αναπτύξει το όχημα προκειμένου να αυξήσει την ταχύτητα. Η συνιστώσα αυτή της ροπής, είναι ανάλογη της επιτάχυνσης του οχήματος, η οποία με τη σειρά της, προκύπτει από διακριτή παραγωγή της χρονοσειράς της ταχύτητας, που λαμβάνεται από τον κύκλο οδήγησης.

### 6.4 Προσομοίωση του αστικού κύκλου οδήγησης UDC στο τροποποιημένο μοντέλο.

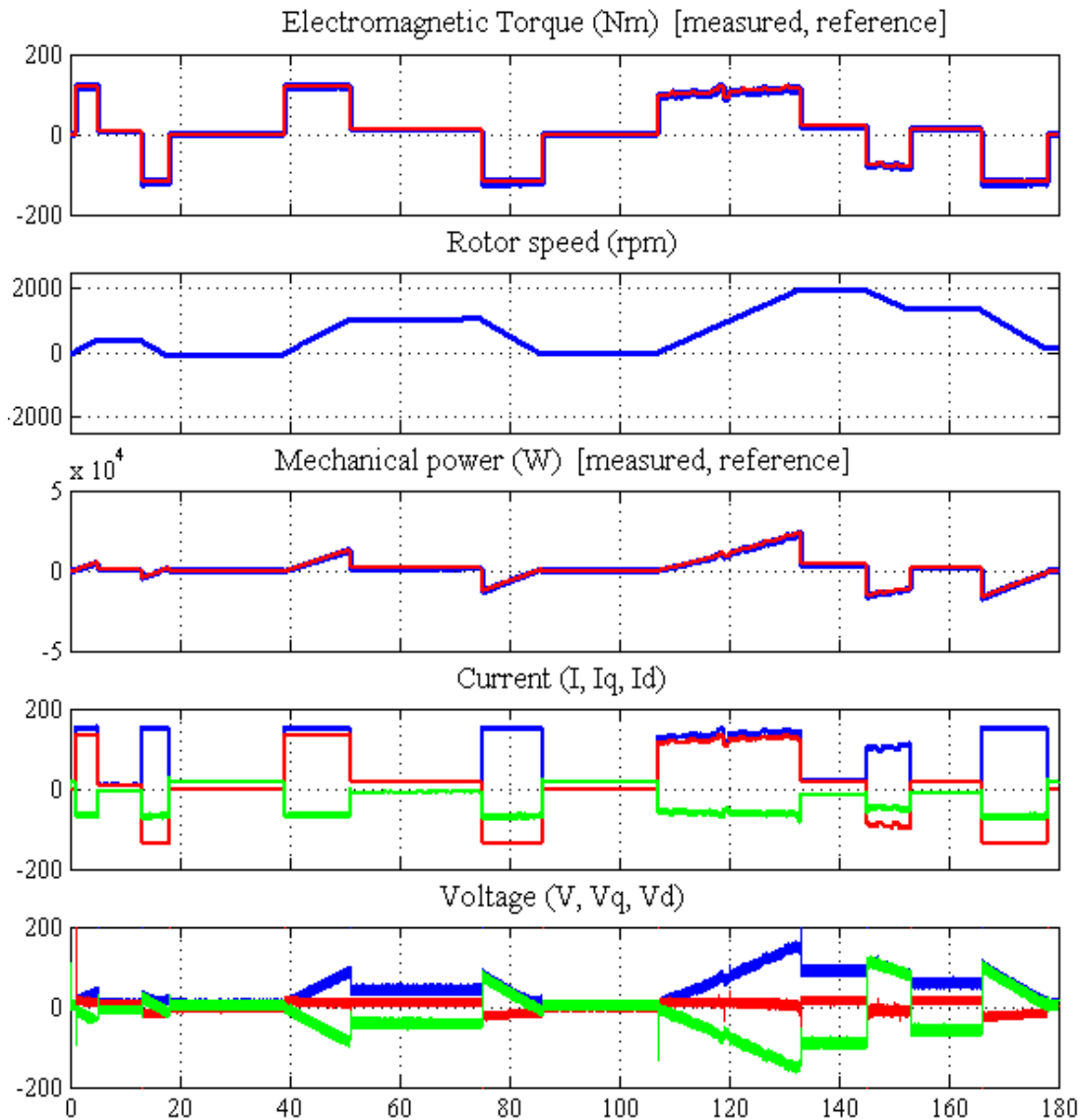
Το αστικό μέρος (UDC) του Νέου Ευρωπαϊκού Κύκλου Οδήγησης (NEDC), αποτέλεσε την είσοδο για την εκτέλεση της πρώτης προσομοίωσης της λειτουργίας του συστήματος οδήγησης, και παρουσιάζεται στο σχήμα 6.12:



Σχήμα 6.12: Το αστικό μέρος του κύκλου NEDC.

Σημειώνεται ότι η ταχύτητες έχουν μετατραπεί από km/h σε rad/s. Παρατηρούμε ότι η μέγιστη ταχύτητα εντός πόλης αντιστοιχεί πράγματι στη γωνιακή ταχύτητα βάσης του κινητήρα που είναι  $\omega_m = 209.5 \text{ rad/s}$ . Τα αποτελέσματα του κυρίως παλμογράφου της προσομοίωσης, παρουσιάζονται στο σχήμα 6.13:





Σχήμα 6.13: Αποτελέσματα προσομοίωσης αστικού κύκλου UDC

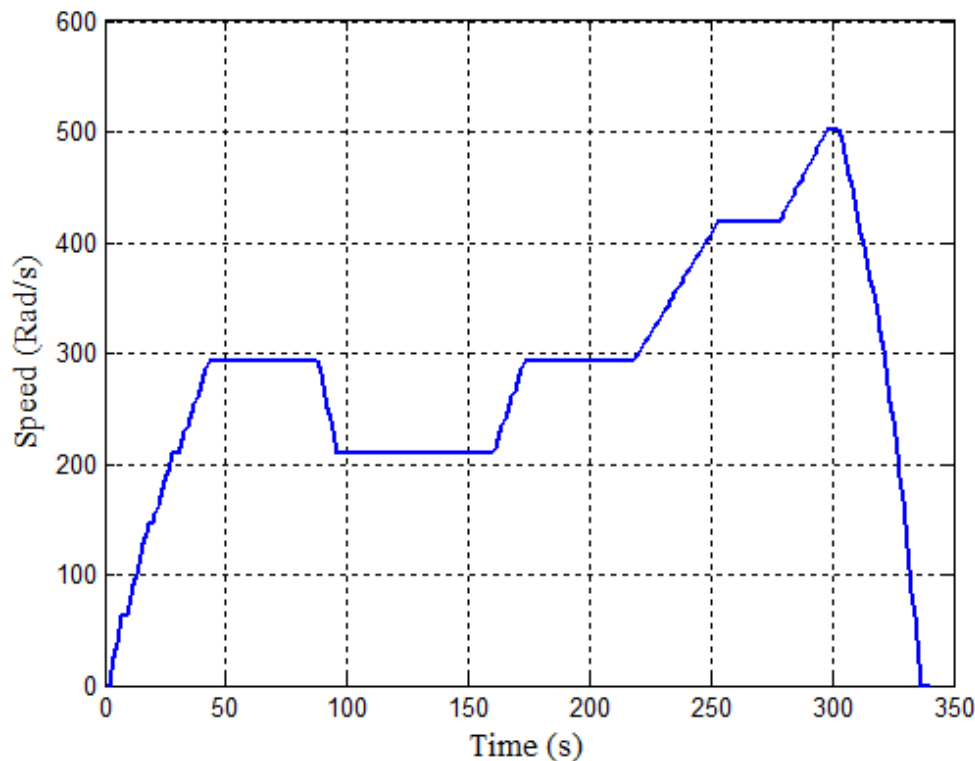
### Παρατηρήσεις

- Παρατηρούμε καταρχήν ότι η ροπή φτάνει σχεδόν ακαριαία στην ονομαστική της τιμή (120Nm) κάθε φορά που το όχημα επιταχύνει, και διατηρείται σταθερή μέχρι να σταματήσει η επιτάχυνση του οχήματος. Στα διαστήματα που η ταχύτητα είναι σταθερή, η ροπή μειώνεται κατά πολύ, και λαμβάνει τιμές κοντά στα 20Nm, ώστε να εξισορροπείται οριακά η ροπή του φορτίου και η συνισταμένη ροπή να είναι μηδενική.
- Η ταχύτητα περιστροφής (Σ.Α.Λ.) ακολουθεί πιστά την ταχύτητα αναφοράς, που ορίζεται από τον κύκλο πόλης, όπως προκύπτει αν συγκρίνει κανείς τα σχήματα 6.15 και 6.14. Η μέγιστη ταχύτητα εντός πόλης αντιστοιχεί πράγματι στις 2000 Σ.Α.Λ. που είναι και η ταχύτητα βάσης του κινητήρα.

- Η ισχύς εξόδου φτάνει την ονομαστική τιμή των 25.1 KW, όταν η ταχύτητα γίνεται ίση με τη βασική.
- Το ρεύμα λαμβάνει εξαρχής ονομαστικές τιμές, ανεξαρτήτως της ταχύτητας περιστροφής. Κατά την προσομοίωση αυτή, το σύστημα δεν λειτουργεί σε κανένα σημείο υπό εξασθένιση πεδίου, καθώς η μέγιστες στροφές που φτάνει η μηχανή αντιστοιχούν στην ταχύτητα βάσης.
- Η τάση λαμβάνει αρχικά μικρές τιμές, και αυξάνεται σταδιακά για να εξισωθεί με την ονομαστική της τιμή, στην ταχύτητα βάσης.

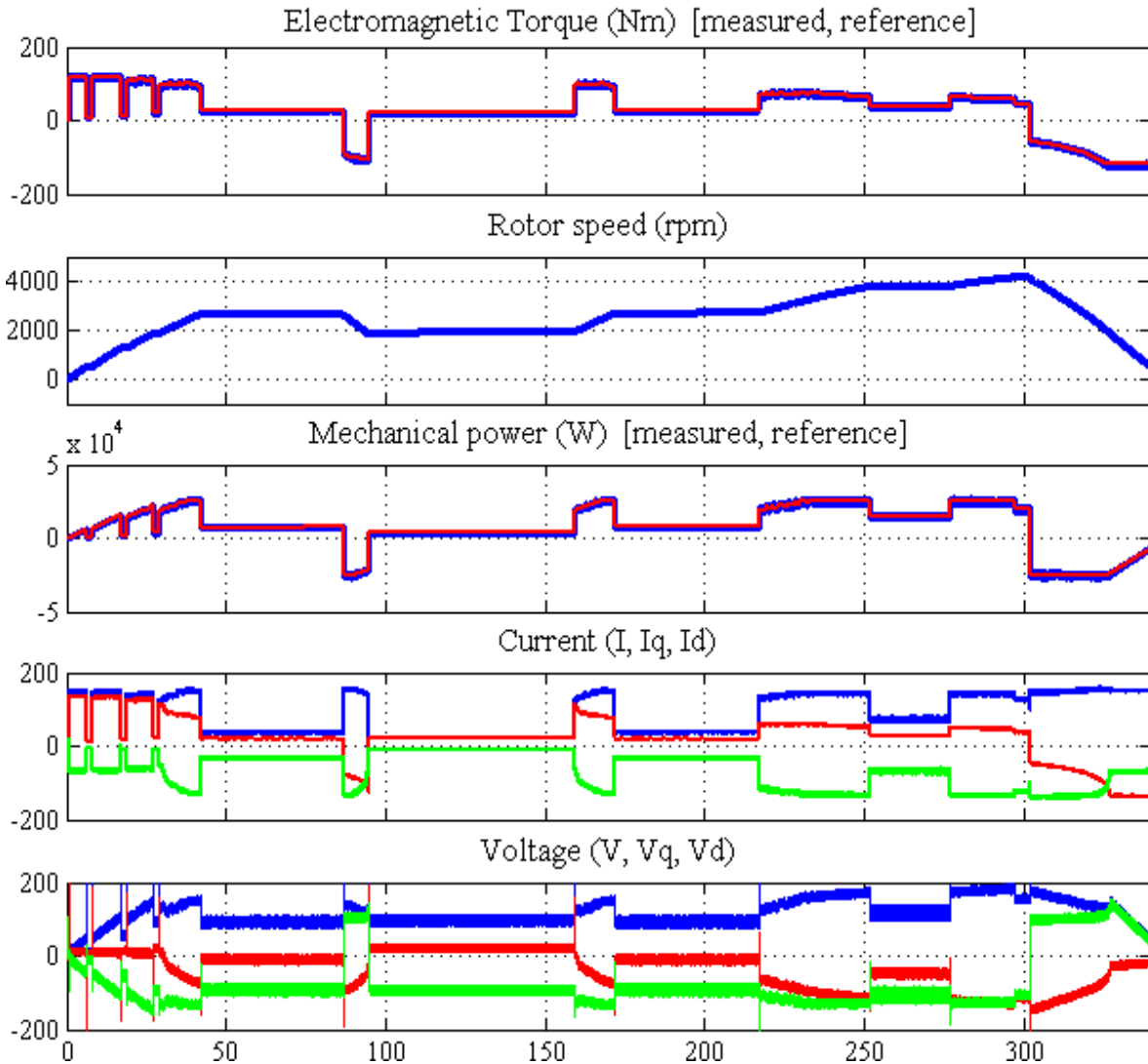
### 6.5 Προσομοίωση του υπεραστικού κύκλου οδήγησης EUDC στο τροποποιημένο μοντέλο.

Το υπεραστικό μέρος (EUDC) του Νέου Ευρωπαϊκού Κύκλου Οδήγησης (NEDC), αποτέλεσε την είσοδο για την εκτέλεση της δεύτερης προσομοίωσης της λειτουργίας του συστήματος οδήγησης, και παρουσιάζεται στο σχήμα 6.14:



Σχήμα 6.14: Το υπεραστικό μέρος του κύκλου NEDC.

Παρατηρούμε ότι η μέγιστη ταχύτητα του υπεραστικού κύκλου (120 kph), αντιστοιχεί σε γωνιακή ταχύτητα περιστροφής 502 rad/s. Συνολικά η προσομοίωση διαρκεί 345 s και χαρακτηρίζεται από μεγάλα διαστήματα σταθερής ταχύτητας σε σχέση με τον αστικό κύκλο. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, για τον υπεραστικό κύκλο παρουσιάζονται στο σχήμα 6.15:



Σχήμα 6.15: Αποτελέσματα προσομοίωσης υπεραστικού κύκλου EUDC

### Παρατηρήσεις

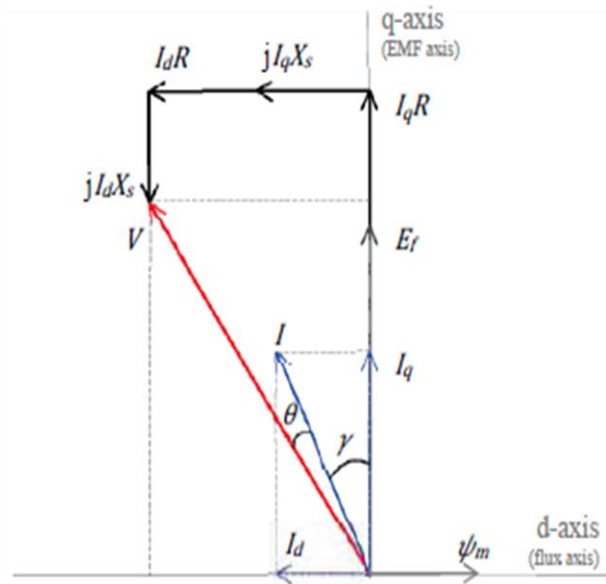
- Παρατηρούμε ότι σε ταχύτητες μεγαλύτερες της βασικής, ο κινητήρας αδυνατεί να φτάσει την ονομαστική του ροπή, και λειτουργεί υπό συνθήκες εξασθένισης πεδίου. Επιπλέον, παρουσιάζονται έντονες υψίσυχνες ταλαντώσεις στη ροπή και αυξάνεται θεαματικά η κυμάτωση ροπής.
- Η ταχύτητα περιστροφής ακολουθεί και εδώ με ακρίβεια την αναφορά του κύκλου οδήγησης. Η μέγιστη ταχύτητα που φτάνει ο κινητήρας είναι λίγο μικρότερη από τις 5000 Σ.Α.Λ.
- Πολύ έντονες ταλαντώσεις παρατηρούνται στις κυματομορφές τόσο του ρεύματος όσο και της τάσης ακροδεκτών. Όταν η ταχύτητα ξεπερνά τις 2000 Σ.Α.Λ. γίνεται εμφανής η αύξηση του μέτρου του  $i_d$  όπως προβλέπει ο έλεγχος εξασθένισης πεδίου. Επιπλέον, όταν η ταχύτητα γίνεται μέγιστη, το ρεύμα ξεπερνά ελαφρώς την ονομαστική του τιμή, και η

μηχανή λειτουργεί σε συνθήκες υπερφόρτισης. Η τάση φτάνει την ονομαστική τιμή της στην ταχύτητα βάσης, και την διατηρεί καθώς οι στροφές συνεχίζουν να αυξάνουν.

- Οι ταλαντώσεις της ροπής προκαλούν αναμενόμενα μεγάλη κυμάτωση και στη ισχύ εξόδου. Η μέση τιμή της ισχύος, ακολουθεί πάντως την αναφορά, και διατηρεί την ονομαστική τιμή της, καθώς οι στροφές αυξάνουν, χάρη στην εξασθένηση πεδίου.

### 6.5 Πεδιακή προσομοίωση της μηχανής σε λειτουργία εξασθένησης πεδίου.

Στο σχήμα 6.16 διακρίνεται η γωνία  $\gamma$ , μεταξύ του q άξονα και του διανύσματος του ρεύματος στάτη.



Σχήμα 6.16: Διανυσματικό διάγραμμα μηχανής E.M.M.

Εύκολα συμπεραίνουμε ότι η γωνία  $\gamma$  υπολογίζεται από τη σχέση:

$$\gamma = \arctan\left(\frac{I_d}{I_q}\right) \quad (6.2)$$

Στο σημείο που μεγιστοποιείται η ταχύτητα περιστροφής, παρατηρούμε από το σχήμα (6.16) ότι οι peak τιμές των ρευμάτων d και q άξονα είναι  $I_d = 150 \text{ A}$  και  $I_q = 70 \text{ A}$  αντίστοιχα. Αντικαθιστώντας τις τιμές στη σχέση 6.2 προκύπτει:

$$\gamma = \arctan\left(\frac{150}{70}\right) = 65^\circ \quad (6.3)$$

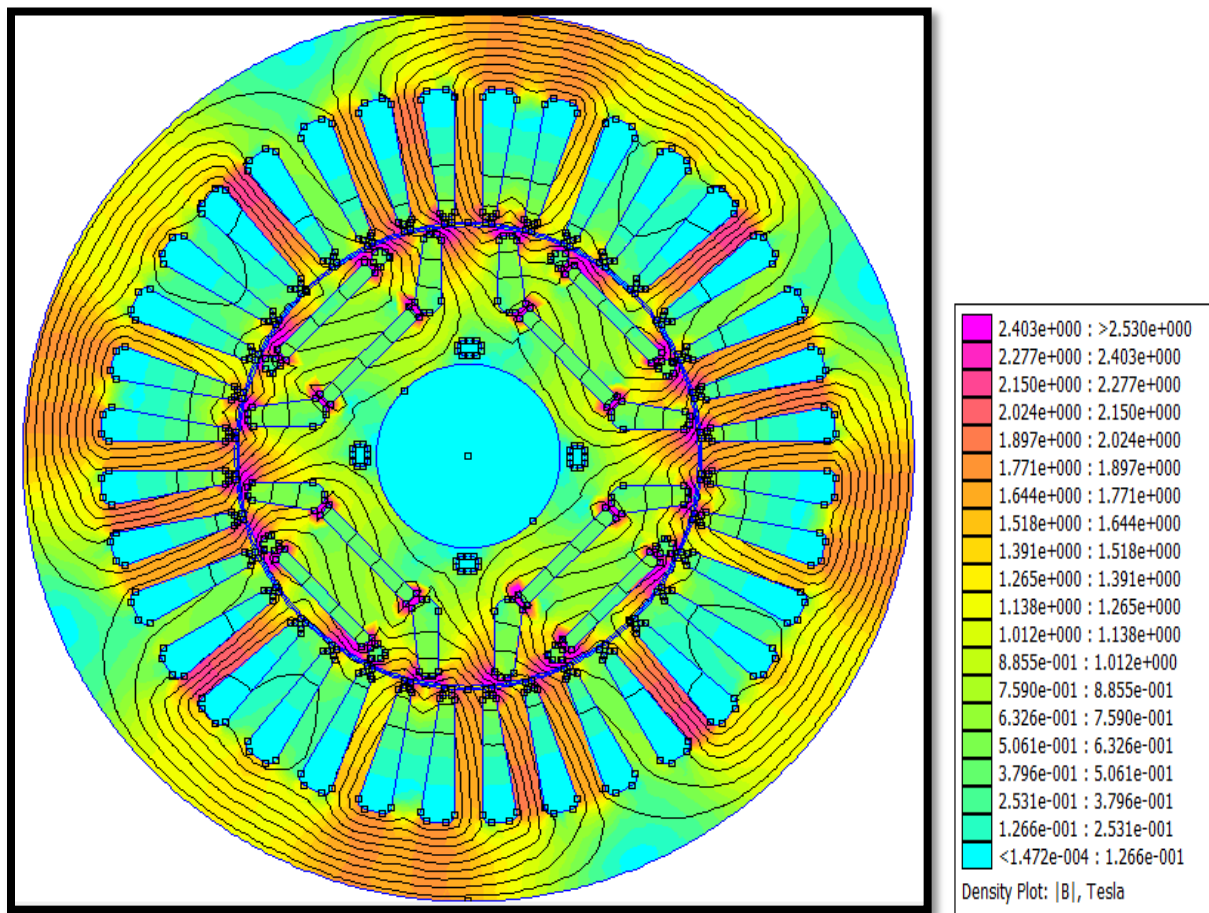
Στο σχήμα 6.16, επικεντρώνουμε στη γωνία μεταξύ του άξονα της ροπής μαγνήτη (πεδίο δρομέα) και του διανύσματος του ρεύματος (πεδίο στάτη). Η γωνία αυτή είναι εξ'ορισμού η γωνία ροπής

$\delta$ , δηλαδή η γωνία μεταξύ των δύο πεδίων της μηχανής. Γίνεται επομένως εμφανές ότι η γωνία ροπής είναι συμπληρωματική της γωνίας  $\gamma$ , ισχύει δηλαδή η σχέση:

$$\delta = 90^\circ - \gamma = 25^\circ \quad (6.4)$$

Αυτό σημαίνει ότι η γωνία ροπής έχει μετατοπιστεί από την ΜΤΡΑ, και η μηχανή λειτουργεί σε μια υποβέλτιστη γωνία ροπής κατά τη λειτουργία εξασθένισης πεδίου. Αντικαθιστώντας τη νέα γωνία ροπής στο Matlab, εκτελούμε ξανά την προσομοίωση στο πρόγραμμα Ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων, αυτή τη φορά όχι για ονομαστική λειτουργία, αλλά για λειτουργία υπό εξασθένιση πεδίου.

Η κατανομή του πεδίου όπως προέκυψε από την προσομοίωση, παρουσιάζεται στο σχήμα 6.17:



Σχήμα 6.17: Κατανομή του πεδίου της μηχανής για λειτουργία υπό έλεγχο εξασθένισης πεδίου.

## Αποτελέσματα Προσομοίωσης

Στον πίνακα που ακολουθεί παρουσιάζονται συνοπτικά οι επιδόσεις της μηχανής, σε ονομαστική λειτουργία, καθώς και σε λειτουργία σε υψηλές στροφές, υπό έλεγχο εξασθένησης πεδίου.

<b>Λειτουργία υπό ονομαστικό φορτίο</b>	<b>Λειτουργία υπό εξασθένηση πεδίου</b>
Ονομαστική Ροπή : <b>126 N·m</b>	Ονομαστική Ροπή : <b>46 N·m</b>
Κυμάτωση Ροπής : <b>3.9%</b>	Κυμάτωση Ροπής : <b>11%</b>
Αρμονική Παραμόρφωση Τάσης (T.H.D.) : <b>14.6%</b>	Αρμονική Παραμόρφωση Τάσης (T.H.D.) : <b>17.4 %</b>
Απώλειες χαλκού : <b>2.5%</b>	Απώλειες χαλκού : <b>3 %</b>
Απώλειες πυρήνα : <b>2.2%</b>	Απώλειες πυρήνα : <b>4.2%</b>

Πίνακας 5: Δοκιμή σχεδιασμένης μηχανής σε διαφορετικές συνθήκες φόρτισης

- Παρατηρούμε ότι η ροπή παρουσιάζεται τώρα αρκετά μειωμένη σε σχέση με την ονομαστική λειτουργία της μηχανής.
- Σημαντική αύξηση σημειώνεται στην κυμάτωση της ροπής, η οποία φτάνει πλέον την τιμή 11%
- Οι απώλειες χαλκού αυξάνονται λόγω της αύξησης του μέτρου του ρευματος στάτη πάνω από την ονομαστική του τιμή. ( $P_{cu} = 3\%$ ).
- Επιπλέον, οι απώλειες πυρήνα, επίσης αυξάνονται λόγω της αύξησης της ηλεκτρικής συχνότητας καθώς και του πλάτους των ρευμάτων, που τείνουν να φέρουν σε κορεσμό το μαγνητικό κύκλωμα της μηχανής ( $P_{core} = 4.2\%$ ).

Παρατηρούμε ότι η πεδιακή μελέτη που πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια του προγράμματος ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων, επιβεβαιώνει σε μεγάλο βαθμό τα αποτελέσματα του μοντέλου Δυναμικής προσομοίωσης. Τόσο η μέση τιμή της ροπής όσο και η κυμάτωση της, λαμβάνουν κοντινές τιμές στις δυο διαφορετικές αναλύσεις. Τέλος παρατηρούμε ότι η μηχανή διατηρεί ικανοποιητικά επίπεδα απόδοσης, ακόμη και σε λειτουργία υπερφόρτισης, καθώς οι απώλειες χαλκού και πυρήνα, οριακά ξεπερνούν το 7% της ονομαστικής της ισχύος.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

### Συμπεράσματα

#### 7.1 Πρωτότυπη συνεισφορά της εργασίας

Τα κύρια σημεία πρωτότυπης συνεισφοράς της παρούσας εργασίας είναι τα εξής:

- **Παραμετροποιημένη** σχεδίαση μηχανής E.M.M. **διπλής στρώσης** τόσο για **συγκεντρωμένο** όσο και για **διανεμημένο** τύλιγμα.
- Συγκριτική μελέτη των 2 μοντέλων, με βάση την επίδοση (ροπή , κυμάτωση ροπής), την απόδοση (απώλειες χαλκού και πυρήνα), καθώς και την αρμονική παραμόρφωση της τάσης.
- 3 επιμέρους αναλύσεις ευαισθησίας παραμέτρων, για τη βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του στάτη, του μαγνήτη και των φραγμάτων ροής αέρα, στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας. Η ανάλυση αυτή οδήγησε σε σαφή **μείωση της κυμάτωσης ροπής**, και μικρή **βελτίωση του δείκτη T.H.D.** σε σχέση με την αρχική σχεδίαση.
- Επέκταση αρχικού μοντέλου Δυναμικής προσομοίωσης, με **ένταξη κύκλων οδήγησης**. Στο αρχικό μοντέλο η ροπή αναφοράς είναι σταθερή. Στο τροποποιημένο μοντέλο, οι ταχύτητες του κύκλου οδήγησης, χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό της ροπής αναφοράς του.
- **Δυναμικός υπολογισμός** αυτεπαγωγών ευθύ  $q$  άξονα, με χρήση πινάκων αντιστοίχισης (look-up tables), ώστε να λαμβάνεται υπόψιν στο μοντέλο Δυναμικής προσομοίωσης, η εξάρτηση των αυτεπαγωγών από το ρεύμα οπλισμού.
- Οδήγηση **σχεδιασμένης μηχανής**, με έλεγχο εξασθένισης πεδίου για αστικό (UDC) και υπερ-αστικό (EUDC) κύκλο οδήγησης. Πεδιακή επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων του μοντέλου Δυναμικής προσομοίωσης, για λειτουργία στη μέγιστη ταχύτητα περιστροφής, με τη βοήθεια του προγράμματος ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων.

#### 7.1 Ανακεφαλαίωση

Στο δεύτερο κεφάλαιο πραγματοποιήθηκε μια εισαγωγή στις μηχανές E.M.M. όσον αφορά τις αρχές λειτουργίας, τα βασικά χαρακτηριστικά και την κυκλωματική μοντελοποίηση τους. Επίσης διερευνήθηκαν τα κυριότερα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των μηχανών E.M.M., ενώ εξετάστηκαν οι διαφορετικές γεωμετρικές τους διαμορφώσεις και τα κυριότερα πεδία εφαρμογής.

Στο τρίτο κεφάλαιο μελετήθηκαν αρχικά τα κατασκευαστικά υλικά των ηλεκτρικών μηχανών, ενώ ακολούθως παρουσιάστηκαν οι θεμελιώδεις σχέσεις της προκαταρκτικής σχεδίασης και ορίστηκαν βασικά μεγέθη όπως η ηλεκτρική και η μαγνητική φόρτιση. Στη συνέχεια αναλύθηκε η μέθοδος πεπερασμένων

στοιχείων που χρησιμοποιείται για την πεδιακή ανάλυση και διερευνήθηκαν τα τυλίγματα των ηλεκτρικών μηχανών και οι διαφορετικές τους διαμορφώσεις. Τέλος, μοντελοποιήθηκαν με αναλυτικές σχέσεις οι απώλειες των ηλεκτρικών μηχανών, κυρίως όσον αφορά τις βασικές πηγές απωλειών χαλκού και πυρήνα.

Στο τέταρτο κεφάλαιο, εξετάστηκαν τα ηλεκτρικά οχήματα ως προς τις μηχανικές ασκούμενες δυνάμεις και το σύστημα μετάδοσης, ενώ εισήχθη η έννοια των κύκλων οδήγησης (drive cycles). Βάση αυτών εξήχθησαν οι προδιαγραφές του ηλεκτρικού κινητήρα, για να ακολουθήσει η πλήρης προκαταρκτική σχεδίαση και βασική διαστασιολόγηση της μηχανής, βασισμένη σε αναλυτικές και εμπειρικές σχέσεις.

Το πέμπτο κεφάλαιο περιελάμβανε σε πρώτη φάση την παραμετροποιημένη σχεδίαση του ηλεκτρικού κινητήρα, για δύο διαφορετικές διαμορφώσεις τυλίγματος στάτη: Συγκεντρωμένο τύλιγμα διπλής στρώσης με  $Q = 6$  αύλακες και διανεμημένο τύλιγμα απλής στρώσης με  $Q = 36$  αύλακες συνολικά. Τα δύο μοντέλα υποβλήθηκαν σε σύγκριση ως προς την επίδοση και την απόδοση με το μοντέλο διανεμημένου τυλίγματος να προκρίνεται ως τελική επιλογή. Στη συνέχεια πραγματοποιήθηκε ανάλυση ευαισθησίας με στόχο τη βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του στάτη, του μαγνήτη, καθώς και των φραγμάτων ροής αέρα. Η οριστική γεωμετρία, όπως προέκυψε μετά την ανάλυση ευαισθησίας, υπερτερεί έναντι της αρχικής καθώς εμφανίζει μειωμένη κυμάτωση ροπής και αρμονική παραμόρφωση τάσης. Τέλος πραγματοποιήθηκε υπολογισμός των αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα ( $L_d$ ,  $L_q$ ) σε ονομαστική φόρτιση. Οι τιμές που προέκυψαν, χρησιμοποιήθηκαν στη συνέχεια ως παράμετροι στο μοντέλο δυναμικής προσομοίωσης.

Στο έκτο κεφάλαιο, πραγματοποιήθηκε αρχικά μια εισαγωγή στις βασικές τεχνικές ελέγχου μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος (ac). Έπειτα παρουσιάστηκε το αρχικό μοντέλο οδήγησης με διανυσματικό έλεγχο, και εξηγήθηκαν οι βελτιώσεις που έγιναν ώστε να λαμβάνονται υπόψιν οι μεταβολές των αυτεπαγωγών συναρτήσει του ρεύματος οπλισμού, καθώς και οι χρονοσειρές του Νέου Ευρωπαϊκού Κύκλου Οδήγησης (NEDC). Στη συνέχεια προσομοιώθηκε δυναμικά η λειτουργία του κινητήρα, τόσο για αστικό όσο και για υπεραστικό κύκλο, ενώ πραγματοποιήθηκε και μια τελική πεδιακή ανάλυση της μηχανής υπό συνθήκες εξασθένησης πεδίου.

## **7.2 Βασικά συμπεράσματα**

Τα κυριότερα συμπεράσματα που εξήχθησαν, από την εκπόνηση της παρούσας εργασίας είναι τα ακόλουθα:

### **Συγκεντρωμένο – Διανεμημένο Τύλιγμα**



- Μεγαλύτερη μέγιστη ροπή για την τοπολογία διανεμημένου τυλίγματος ( $T_{\max} = 133.5 \text{ Nm}$ ), σε σύγκριση με το συγκεντρωμένο ( $T_{\max} = 105.5 \text{ Nm}$ ).
- Σαφώς μικρότερη κυμάτωση ροπής για το διανεμημένο τύλιγμα ( $T_{\text{ripple}} = 8.7\%$ ), έναντι του συγκεντρωμένου ( $T_{\text{ripple}} = 43.7\%$ ).
- Μειωμένη αρμονική παραμόρφωση για το διανεμημένο τύλιγμα (**T.H.D. = 16%**) σε σχέση με το συγκεντρωμένο (**T.H.D. = 29%**).
- Ελαφρώς καλύτερη απόδοση για το συγκεντρωμένο τύλιγμα, χάρη στις μειωμένες απώλειες χαλκού (κοντύτερα άκρα τυλίγματος).
- Κάκες επιδόσεις του συγκεντρωμένου τυλίγματος, για τη δεδομένη ολιγοπολική μηχανή. Αντίστοιχα προβληματική και η χρησιμοποίηση διανεμημένου τυλίγματος με αριθμό  $q=1$  και  $q=2$  αύλακες ανά πόλο και φάση.
- **Συνολική υπεροχή διανεμημένου τυλίγματος**, έναντι συγκεντρωμένου, για το δεδομένο αριθμό πόλων (**P=4**) της εφαρμογής μας. Τελική επιλογή διανεμημένου τυλίγματος με **q=3** αύλακες ανά πόλο και φάση.

#### Ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων στάτη

- Η ονομαστική ροπή μεταβάλλεται ανάλογα με το μήκος του δοντιού, αλλά αντιστρόφως ανάλογα σε σχέση με το πλάτος δοντιού.
- Η κυμάτωση ροπής αυξάνεται, καθώς αυξάνεται το μήκος δοντιού, και μειώνεται καθώς αυξάνεται το πλάτος δοντιού. Αυτό σημαίνει ότι η επίδοση (επιθυμητή) και η κυμάτωση ροπής (ανεπιθύμητη) μεταβάλλονται προς την ίδια κατεύθυνση, με αποτέλεσμα να απαιτείται μια συμβιβαστική σχεδιαστική λύση.
- Η αρμονική παραμόρφωση της τάσης ελαχιστοποιείται (**T.H.D.<sub>min</sub> = 13.7%**) για το μέγιστο πλάτος δοντιού, ενώ δεν παρουσιάζει ιδιαίτερη ευαισθησία στη μεταβολή του μήκους δοντιού.
- Η προκύπτουσα γεωμετρία, μετά την τελική επιλογή παραμέτρων στάτη (**tooth\_width = 8 mm, tooth\_length = 38 mm**), δεν αποκλίνει σημαντικά από την αρχική σχεδίαση

#### Ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων μαγνήτη

- Μεγιστοποίηση της ονομαστικής ροπής ( $T = 130 \text{ Nm}$ ) όταν τα μήκη των δύο μαγνητών μεγιστοποιούνται.
- Σημαντική μείωση της κυμάτωσης ροπής, με αύξηση του μήκους εξωτερικού μαγνήτη, για σταθερό συνολικό όγκο μαγνήτη.
- Ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης για ίσα μήκη εσωτερικού κι εξωτερικού μαγνήτη ( $l1_{\text{mag}} = l2_{\text{mag}} = 35 \text{ mm}$ )
- Αύξηση της ικανότητας ροπής, όταν αυξάνεται το πάχος εσωτερικού μαγνήτη, για σταθερό συνολικό όγκο μαγνήτη.

- Μικρή επίδραση της ανάλυσης ευαισθησίας παραμέτρων μαγνήτη, στην αρμονική παραμόρφωση τάσης (T.H.D.=15.6%).

### Ανάλυση ευαισθησίας παραμέτρων φραγμάτων ροής αέρα

- Η κυμάτωση παρουσιάζει μεγάλη αύξηση, καθώς μικραίνει το πάχος του σιδήρου στον εγκάρσιο άξονα της μηχανής. Επομένως η παράμετρος  $w_{iron}$  λαμβάνει μεγάλες τιμές.
- Μεγιστοποίηση της ροπής για συνδυασμούς, που αντιστοιχούν σε τιμές παραμέτρων, κοντά στο μέσο του διαστήματος μεταβολής
- Οι απώλειες πυρήνα μεγιστοποιούνται για μικρό Air Width (“τριγωνικό” φράγμα) και μεγάλο Iron Width (πάχος σιδήρου εγκάρσιου άξονα), καθώς τότε αυξάνεται ουσιαστικά ο όγκος του σιδήρου, σε βάρος του αέρα του φράγματος ροής.
- Όταν το φράγμα λαμβάνει τριγωνική μορφή (μικρές τιμές Air Width), επιτυγχάνονται οι μικρότερες τιμές παραμόρφωσης τάσης (T.H.D. = 14.6%)

### Οδήγηση κινητήρα υπό διανυσματικό έλεγχο

- Ικανότητα παροχής ονομαστικής ροπής από πολύ χαμηλές στροφές, κατά την οδήγηση της μηχανής.
- Μεγάλο εύρος στροφών (**4800 Σ.Α.Λ. στα 120kph**), με ταυτόχρονη ικανοποιητική επίδοση ( $T = 46Nm$ ), χάρη στη ροπή εκτυπότητας, και τον έλεγχο εξασθένησης πεδίου.
- Χαμηλές απώλειες στις μέγιστες στροφές (απώλειες πυρήνα = **4.2%**, απώλειες χαλκού = **3 %**) και συνολική ικανοποιητική απόδοση (>**92%** αν αγνοηθούν οι μηχανικές και οι διαφεύγουσες απώλειες).
- Αύξηση της κυμάτωσης ροπής κατά τη λειτουργία υπό εξασθένηση πεδίου, καθώς ο κορεσμός του μαγνητικού κυκλώματος προκαλεί ταλαντώσεις στα ηλεκτρικά, και ακολούθως στα μηχανικά μεγέθη της μηχανής. Η κυμάτωση διατηρείται ωστόσο σε ανεκτά επίπεδα ( $T_{ripple}=11%$ ).

### 7.3 Επιστημονική συνεισφορά εργασίας

Τα κύρια σημεία επιστημονικής συνεισφοράς της παρούσας εργασίας είναι τα εξής:

- Ανάπτυξη **παραμετροποιημένης** σχεδίασης ηλεκτρικής μηχανής με δρομέα εσωτερικών μαγνητών **διπλής στρώσης** τόσο για **συγκεντρωμένο** όσο και για **διανεμημένο** τύλιγμα στάτη.
- Οριστική σχεδίαση της μηχανής χρησιμοποιώντας αναλύσεις ευαισθησίας παραμέτρων, η οποία επέτρεψε σημαντική **μείωση της κυμάτωσης ροπής** και περιορισμένη **βελτίωση του δείκτη αρμονικής παραμόρφωσης (THD)** σε σχέση με την αρχική σχεδίαση.

- Επέκταση υφιστάμενου μοντέλου δυναμικής ανάλυσης της μηχανής **εντάσσοντας κατάλληλους κύκλους οδήγησης και μεταβολής των αυτεπαγωγών** με το ρεύμα φόρτισης.

#### **7.4 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση**

Στη συνέχεια παρατίθενται ορισμένες προτάσεις, για περαιτέρω διερεύνηση των μηχανών E.M.M.:

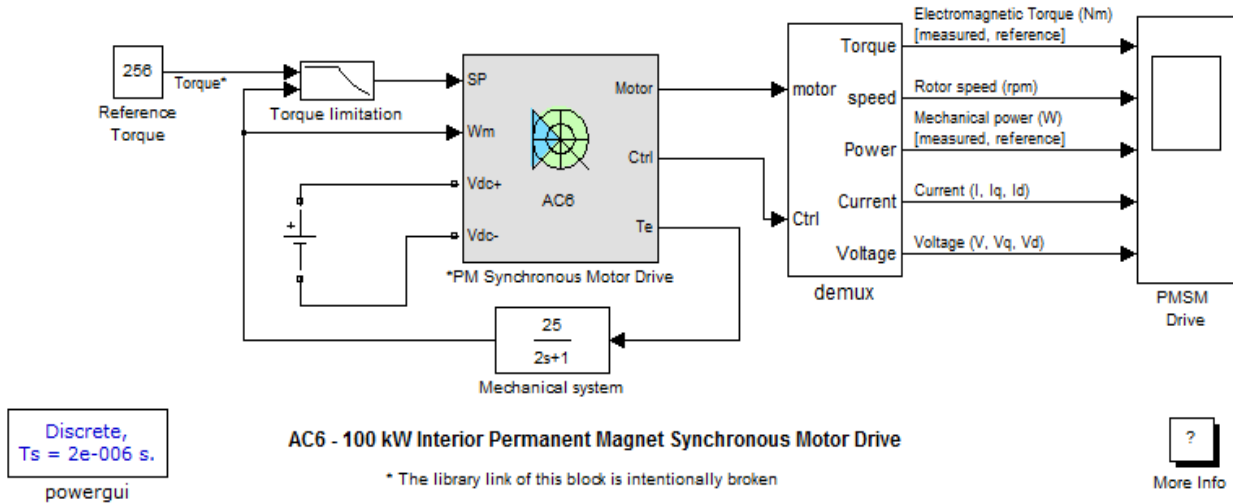
- Σχεδίαση της μηχανής για **διαφορετικό αριθμό πόλων**, και σύγκριση με την παρούσα.
- Διερεύνηση **διαφορετικών γεωμετριών δρομέα** (περισσότερες στρώσεις μαγνήτη, τοποθέτηση μαγνητών υπό κλίση, κατάτμηση μαγνητών για μείωση των απωλειών μαγνήτη).
- Βελτιστοποίηση σχεδίασης με κριτήριο όχι μόνο την ονομαστική λειτουργία, αλλά ένα **πλήθος σημείων λειτουργίας**.
- Κατασκευή μηχανής E.M.M..

## Βιβλιογραφία

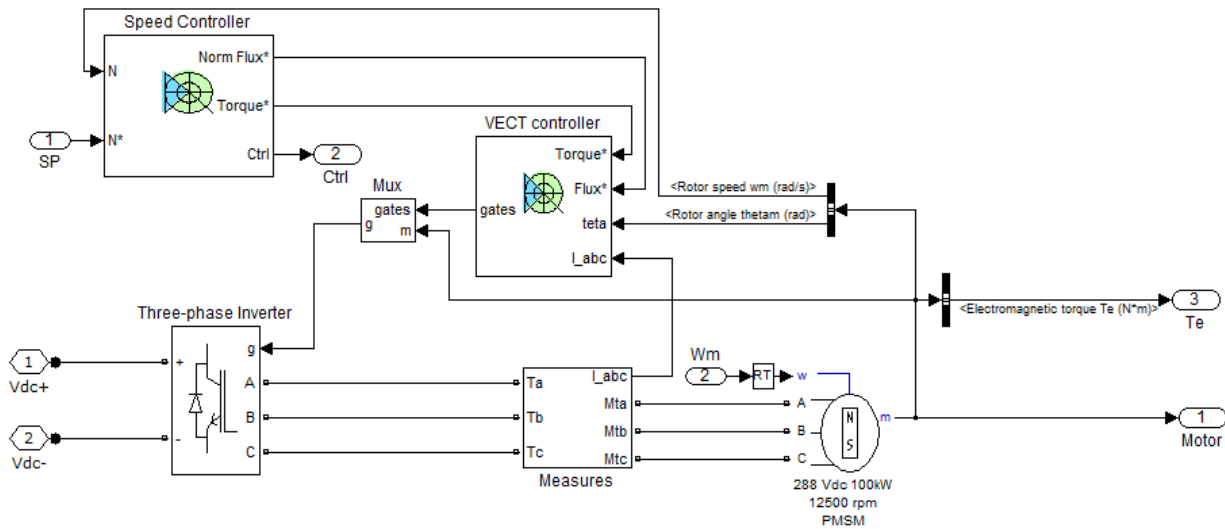
- [1] Aimeng Wang, “Influence of skewed and segmented magnet rotor on IPM machine performance and ripple torque for electric traction”. Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International
- [2] Wen L. Soong, Member, IEEE, and Nesimi Ertugrul, Member, IEEE, “Field-Weakening Performance of Interior Permanent-Magnet Motors”.
- [3] Adina Muntean, M.M. Radulescu and A. Miraoui, “Torque Analysis and Control of a Double-Layer Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle Propulsion Applications”
- [4] Neodymium magnet: History and manufacturing techniques. Wikipedia [http://en.wikipedia.org/wiki/Neodymium\\_magnet](http://en.wikipedia.org/wiki/Neodymium_magnet)
- [5] Shinn-Ming Sue, Member, IEEE, and Ching-Tsai Pan, Member, IEEE, “Voltage-Constraint-Tracking-Based Field-Weakening Control of IPM Synchronous Motor Drives”
- [6] Muhammed Fazlur Rahman, Senior Member, IEEE, L. Zhong, and Khiang Wee Lim, Senior Member, IEEE, “A Direct Torque-Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive”
- [7] <http://www.mitsubishielectric.com/fa/products/cnt/cnc/items/spindle/>
- [8] Wei Qiao, Member, IEEE, Liyan Qu, Member, IEEE, and Ronald G. Harley, Fellow, IEEE, “Control of I.P.M. Synchronous Generator for Maximum Wind Power Generation considering Magnetic Saturation
- [9] Liang Fang, “Study on High-Efficiency Performance in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor With Double-Layer PM Design” IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 44, NO. 11, NOVEMBER 2008
- [10] Αναστάσιος Γ. Βήχος, “Σχεδίαση και βελτιστοποίηση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτροκίνησης”, 2009
- [11] Ευφροσύνη Θεοδώρου, Σχεδίαση και πειραματική επιβεβαίωση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτροκίνησης”, 2011
- [12] Κωνσταντίνος Λάσκαρης, “Σχεδιασμός και κατασκευή κινητήρων μονίμων μαγνητών, για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης”, 2011

- [13] Florence Meier, “Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications” , 2008
- [14] . Juha Pyrhönen et al, “Design of rotating electrical machines” , 2008 edition
- [15] Y.-K Chin, J. Soulard, “Modeling of iron losses in permanent magnet synchronous motors with field-weakening capability for electric vehicles”, International Journal of Automotive Technology, Vol. 4, No. 2, pp. 87-94, 2003
- [16] John Wiley and Sons, “Electric.Vehicle.Technology.Explained”, 2003 edition
- [17] Σ.Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχυρος, Συμεών, Αθήνα 2000.
- [18] Άρης-Διονύσιος Πιτταράς, “Σχεδιασμός και μελέτη ηλεκτρογεννήτριας συνδεδεμένης στο αξονικό σύστημα πλοίου”, 2012
- [19] Winding Calculator , [www.emetor.com](http://www.emetor.com)
- [20] Nicola Bianchi, “Electrical machine analysis using finite elements”
- [21] Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., Stephen Umans – Electric Machinery
- [22] Μίνως Θ. Μπενιακάρ, “Συγκριτική μελέτη τεχνικών ελέγχου σύγχρονων κινητήρων μαγνητικής αντίστασης”, 2008
- [23] Simulink model, [http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/examples\\_v2/ac6-100-kw-interior-permanent-magnet-synchronous-motor-drive.html](http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/examples_v2/ac6-100-kw-interior-permanent-magnet-synchronous-motor-drive.html)
- [24] Lester Chong, “Design of a Concentrated Winding IPM Motor for FW Applications” 2011.
- [25] G.Ombach “Comparison of IPM synchronous motor design with different pole numbers”

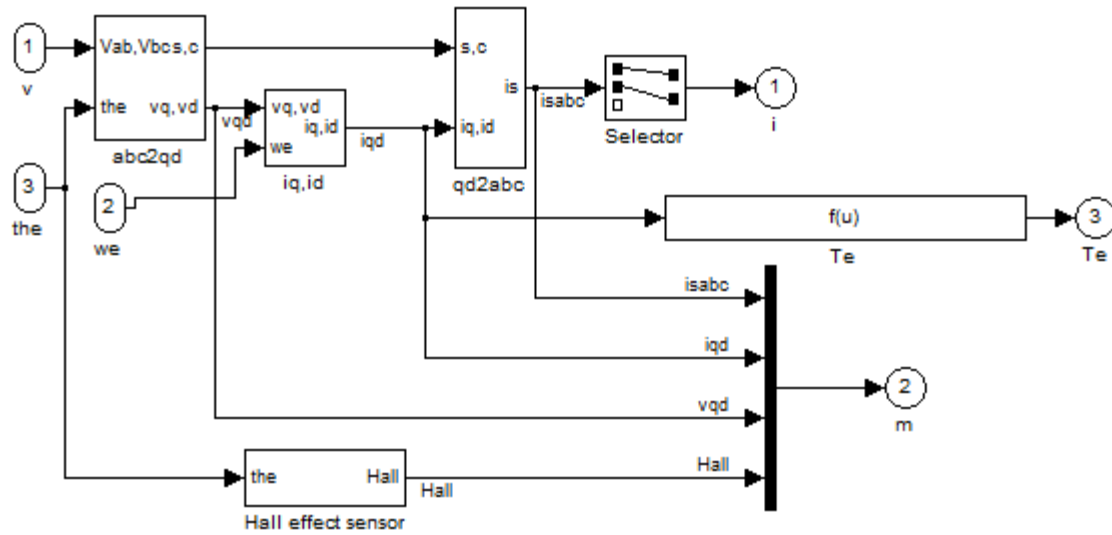
## Παράρτημα: Αντικειμενοστραφή σχήματα μοντέλων του Simulink



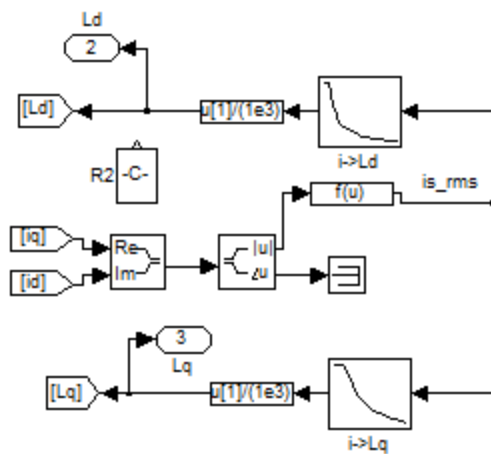
Σχήμα 6.5: Συνολικό αρχικό μοντέλο προσομοίωσης



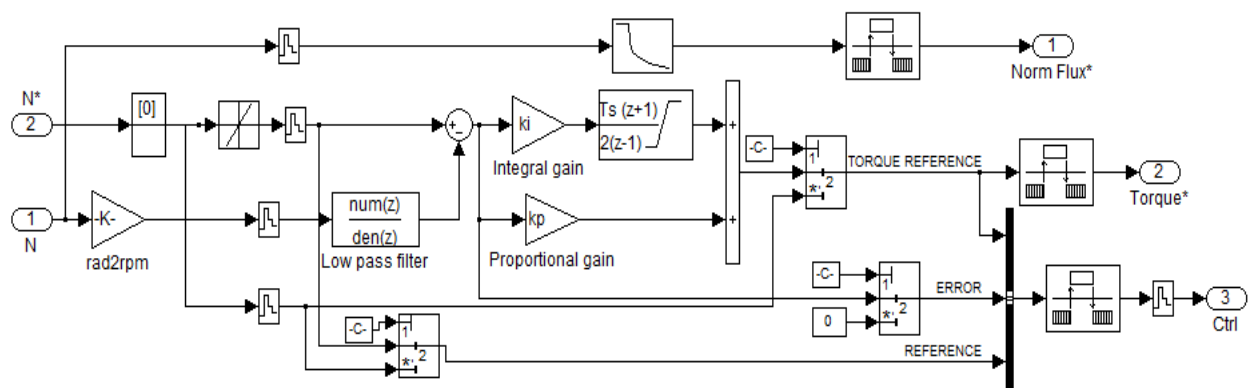
Σχήμα 6.6: Το μπλοκ οδήγησης του κινητήρα



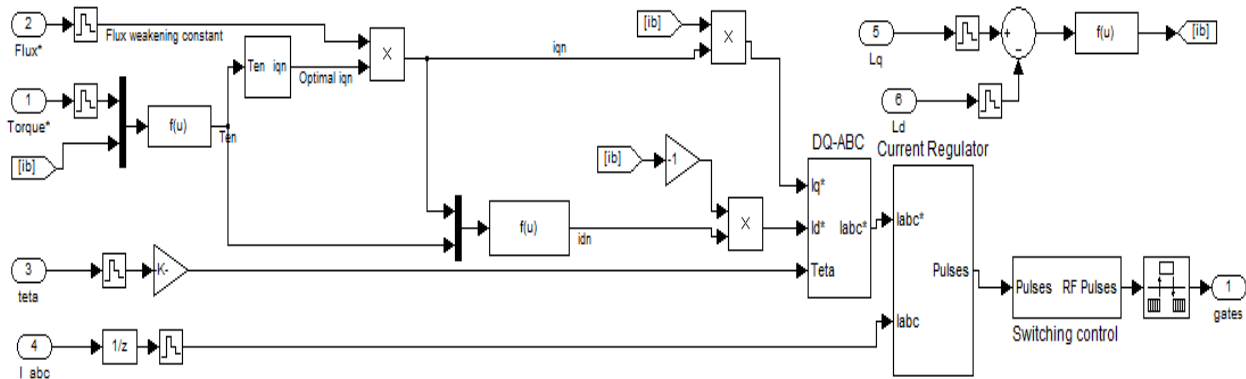
Σχήμα 6.7: Το υπό-μπλοκ του κινητήρα που αφορά τα ηλεκτρικά μεγέθη.



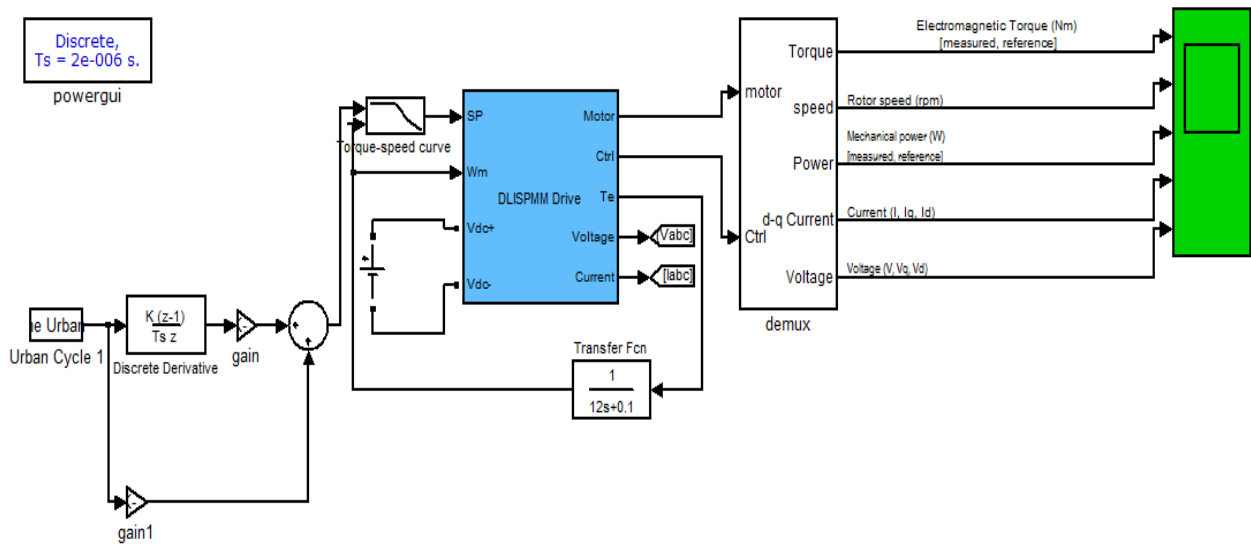
Σχήμα 6.8: Πρόσθετο υποσύστημα τροποποιημένου μπλοκ για το ηλεκτρικό μοντέλο κινητήρα.



Σχήμα 6.9: Το μπλοκ διάγραμμα του ελεγκτή ταχύτητας (speed controller).



Σχήμα 6.10: Το μπλοκ διάγραμμα του διανυσματικού ελεγκτή (vector controller).



Σχήμα 6.11: Το τροποποιημένο συνολικό μοντέλο.