



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

# Σχεδιασμός και Κατασκευή Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών για Ηλεκτρικά Οχήματα

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ Ι. ΛΑΣΚΑΡΗΣ

Αθήνα, Δεκέμβριος 2011



.....

Κωνσταντίνος Ι. Λάσκαρης

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

Copyright © Κωνσταντίνος Ι. Λάσκαρης, 2011

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. Allrightsreserved.

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.



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

# Σχεδιασμός και Κατασκευή Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών για Ηλεκτρικά Οχήματα

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ Ι. ΛΑΣΚΑΡΗΣ

Συμβουλευτική Επιτροπή : Καθ. κ. Αντώνιος Κλαδάς  
Καθ. κ. Στέφανος Μανιάς  
Επικ. Καθ. κ. Σταύρος Παπαθανασίου

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 19η Δεκεμβρίου 2011

.....  
Βουρνάς Κωνσταντίνος  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Κλαδάς Αντώνιος  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Μανιάς Στέφανος  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Παπαθανασίου Σταύρος  
Επικ. Καθηγ. ΕΜΠ

.....  
Σπέντζας Κωνσταντίνος  
Καθηγητής Σχολής ΜΜ ΕΜΠ

.....  
Χατζηαργυρίου Νικόλαος  
Καθηγητής ΕΜΠ

.....  
Τατάκης Εμμανουήλ  
Αναπλ. Καθηγ. Σχολής ΗΜ ΠΠ

Αθήνα, Δεκέμβριος 2011

*στη μνήμη του πατέρα μου*



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διδακτορική διατριβή διερευνώνται οι μεθοδολογίες σχεδίασης και κατασκευής ηλεκτρικών Συγχρόνων Μηχανών Μονίμων Μαγνητών, κατάλληλων για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων. Γίνεται ενδελεχής μελέτη της βελτιστοποίησης της γεωμετρίας των ηλεκτρικών κινητήρων ώστε να αναδειχθούν τα προβλήματα και οι ιδιαιτερότητες που έχουν οι μηχανές που προορίζονται για εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας. Η διατριβή έχει ως στόχο τη διερεύνηση των σχεδιαστικών μεθοδολογιών, οι οποίες επιτρέπουν τον προσδιορισμό βέλτιστων διαμορφώσεων μηχανών μονίμων μαγνητών, όταν οδηγούνται υπό συγκεκριμένες στρατηγικές ελέγχου. Κατά τη διερεύνηση των προβλημάτων, αναλύονται και απομονώνονται τα επιμέρους είδη απωλειών και υπολογίζεται η συνεισφορά κάθε είδους, μέσω καταλλήλων προσομοιώσεων και πειραμάτων.

Προτείνονται σχεδιαστικές διαμορφώσεις στις υφιστάμενες τεχνολογίες προκειμένου να μειωθούν οι απώλειες, να αυξηθεί η πυκνότητα ισχύος, να επεκταθεί το εύρος ταχυτήτων και να μειωθεί το κόστος και η κατασκευαστική δυσκολία. Εξετάζονται λεπτομερώς και συγκρίνονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που προκύπτουν από τη χρήση μίας σχέσης μετάδοσης ή από την απευθείας ζεύξη ηλεκτρικών μηχανών στους τροχούς των οχημάτων, σε σύγκριση με τη χρήση κιβωτίου ταχυτήτων και αναλύεται η στρατηγική ελέγχου σταθερής ροπής – σταθερής ισχύος. Αναφορικά με αυτή τη στρατηγική ελέγχου, διερευνάται η καταλληλότητα μηχανών επιφανειακών και εσωτερικών μαγνητών υπό συνθήκες υπερφόρτισης ροπής (over torque) και εξασθένησης πεδίου (field weakening) και σχεδιάζονται γεωμετρίες που επιτυγχάνουν κατάλληλο συμβιβασμό μεταξύ αμοιβαίως αντιμαχόμενων κριτηρίων με τον βέλτιστο δυνατό τρόπο. Διερευνώνται οι δυνατότητες των τυλιγμάτων κλασματικής αύλακας σε μηχανές μονίμων μαγνητών (MMM) για εφαρμογές μεγάλης πυκνότητας ισχύος, ενώ ταυτόχρονα αναδεικνύονται τα λειτουργικά και κατασκευαστικά πλεονεκτήματα σε σύγκριση με τις ΣΜΜΜ τυλιγμάτων πλήρους βήματος παρόμοιων προδιαγραφών.

Τα προσομοιωμένα χαρακτηριστικά και οι προτεινόμενες διαμορφώσεις επιβεβαιώνονται πειραματικά με την κατασκευή δοκιμών για τις βέλτιστες γεωμετρίες.

**Λέξεις Κλειδιά:** Σύγχρονες μηχανές μονίμων μαγνητών, Κινητήρας-τροχός, Συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας, Βελτιστοποίηση γεωμετρίας, Εκτίμηση απωλειών πυρήνα, Βέλτιστη αξιοποίηση ισχύος, Πυκνότητα ισχύος, Τύλιγμα κλασματικής αύλακας, Μέθοδος Πεπερασμένων Στοιχείων.

## ABSTRACT

The present doctoral thesis investigates the design methodologies and manufacturing procedures of Permanent Magnet Synchronous Machines, suitable for electric traction applications of electric vehicles. An appropriate analysis is undertaken in order to identify the problems and the particularities of traction motors that are intended to be used in variable speed drives. Specific design methodologies are developed in order to derive optimal motor configurations involving constant power control strategies. The different types of magnetic losses are analyzed and the contribution of each type is quantified by means of appropriate simulations and experiments.

Design solutions are proposed in order to ensure decreased losses, increased power density, extended speed range as well as reduced cost and constructional difficulty. Finally the thesis analyses in depth the advantages and disadvantages resulting from the use of single gear transmission or from the direct coupling of electric motor on the vehicle wheels. An appropriate mathematical tool provides benchmark of the suitability of the combined configurations of motors with transmission ratios, for constant torque – constant power control. The operation of surface and internal permanent magnet motors under conditions of torque boost and field weakening is analyzed and finally an optimal configuration providing a good compromise between mutually exclusive characteristics is proposed. The use of fractional slot concentrated windings is analyzed with respect to their suitability for high power density applications while the advantages and drawbacks compared to full pitch windings are studied.

The operational characteristics of the proposed configurations are experimentally validated by manufacturing and measuring appropriate prototypes.

**Key-words:** Permanent magnet synchronous machines, Wheel-motor, Variable speed drive, Geometry optimization, Iron loss estimation, Optimal Power Utilization, Power density, Fractional Slot Windings, Finite element method .



## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η παρούσα εργασία εκπονήθηκε κατά τη διάρκεια των ετών 2007-2011, στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου.

Ευχαριστώ θερμά τον επιβλέποντα της διατριβής μου καθηγητή κ. Αντώνιο Κλαδά για την αδιάλειπτη επίβλεψη της εργασίας, καθώς και τους καθηγητές μου κ.κ. Στέφανο Μανιά και Σταύρο Παπαθανασίου για τη συμμετοχή τους στην τριμελή συμβουλευτική επιτροπή και τη βοήθειά τους σε θεωρητικά και πρακτικά προβλήματα.

Ευχαριστώ ειλικρινώς για την συμμετοχή τους στην επταμελή εξεταστική επιτροπή, τον αναπληρωτή καθηγητή του Πανεπιστημίου Πατρών κ. Εμμανουήλ Τατάκη, τον καθηγητή σχολής μηχανολόγων μηχανικών ΕΜΠ κ. Κωνσταντίνο Σπέντζα και τους καθηγητές κκ. Κωνσταντίνο Βουρνά και Νικόλαο Χατζηαργυρίου.

Θέλω να ευχαριστήσω ιδιαίτερος όλους τους συναδέλφους μου υποψήφιους διδάκτορες κκ. Κωνσταντίνο Παύλου, Λάζαρη Βασίλειο, Ευάγγελο Τσαμπούρη, Κακοσίμο Παναγιώτη και Μπενιακάρ Μίνωα καθώς και τους διδάκτορες Πάτσιο Χαράλαμπο, Κεφάλα Θεμιστοκλή, Τσίλη Μαρίνα, Κιμουλάκη Νίκο, Ροβολή Παναγιώτη και Τάτη Κώστα για τις συμβουλές τους, τις πολύτιμες ιδέες τους και τη στήριξη τους. Ιδιαίτερα θέλω να ευχαριστήσω τον διδάκτορα Χανιώτη Αντώνιο για την καθοριστική συνδρομή του καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διατριβής μου.

Ακόμη, ευχαριστώ τους διπλωματούχους ηλεκτρολόγους μηχανικούς ΕΜΠ κ.κ. Α. Βήχο, Ε. Λαναρά, Δ. Ποταμιά, Ε. Θεοδώρου, Ε. Παπαντωνίου, Β. Παπανικολάου και ιδιαίτερος τον κ. Εμμανουήλ Πολιούδη για την εξαιρετική συνεργασία τους στα πλαίσια εκπόνησης των διπλωματικών τους εργασιών.

Επίσης, ευχαριστώ το μέλος ΕΤΕΠ του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, κ. Π. Ζάννη, για την υποστήριξή του στην υλοποίηση του κατασκευαστικού μέρους και στις εργαστηριακές μετρήσεις.

Τέλος εκφράζω ευγνωμοσύνη στην μητέρα μου Μαρία, η οποία στήριξε όλα αυτά τα χρόνια την προσπάθειά μου με κατανόηση και θυσίες καθώς και στην κοπέλα μου Χρυσούλα και στο γιό μου Γιάννη, για την απέραντη υπομονή που επέδειξαν κατά τη διάρκεια αυτής της πολυετούς προσπάθειας.\_

Κωστής Λάσκαρης  
Δεκέμβριος 2011

# ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup>

### ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΚΑΙ ΥΒΡΙΔΙΚΩΝ ΟΧΗΜΑΤΩΝ

1.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ .....	1
1.2	ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΟΧΗΜΑ ΚΑΙ ΔΥΝΑΤΟΤΗΤΕΣ ΑΝΑΠΤΥΞΗΣ ΤΟΥ ΣΤΗΝ ΕΛΛΑΔΑ.....	3
1.3	ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΟΧΗΜΑ ΚΑΙ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ .....	4
1.4	ΙΣΤΟΡΙΚΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟΥ .....	6
1.5	ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΟΧΗΜΑΤΟΣ.....	9
1.5.1	<i>ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΟΧΗΜΑΤΩΝ.....</i>	<i>11</i>
1.5.2	<i>ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΙΣΧΥΟΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ .....</i>	<i>14</i>
1.5.3	<i>ΜΠΑΤΑΡΙΕΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΠΟΘΗΚΕΥΣΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΟΧΗΜΑΤΩΝ.....</i>	<i>15</i>
1.5.3.1	<i>Λειτουργικά χαρακτηριστικά μπαταριών.....</i>	<i>16</i>
1.5.3.2	<i>Ασφάλεια ηλεκτρικών οχημάτων και συστήματα μπαταρίας.....</i>	<i>19</i>
1.5.3.3	<i>Τεχνολογίες μπαταριών και σύγκριση χαρακτηριστικών.....</i>	<i>21</i>
1.5.3.4	<i>Νανοτεχνολογία και μπαταρίες υψηλής πυκνότητας ισχύος.....</i>	<i>25</i>
1.5.3.5	<i>Συστήματα διαχείρισης μπαταριών.....</i>	<i>28</i>
1.6	ΗΛΕΚΤΡΙΚΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ .....	29
1.6.1	<i>ΜΗΧΑΝΕΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΚΩΝ ΚΑΙ ΕΣΩΤΕΡΙΚΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....</i>	<i>32</i>
1.6.2	<i>ΜΗΧΑΝΕΣ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥ ΚΑΙ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟΥ ΔΡΟΜΕΑ .....</i>	<i>33</i>
1.7	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	35

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup>

### ΠΡΟΚΑΤΑΡΚΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

2.1	ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ .....	37
2.1.1	<i>ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΚΥΛΙΣΗΣ ΟΧΗΜΑΤΟΣ.....</i>	<i>37</i>
2.1.2	<i>ΑΕΡΟΔΥΝΑΜΙΚΗ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ.....</i>	<i>38</i>
2.1.3	<i>ΔΥΝΑΜΗ ΤΟΥ ΒΑΡΟΥΣ .....</i>	<i>39</i>
2.1.4	<i>ΔΥΝΑΜΗ ΕΠΙΤΑΧΥΝΣΗΣ.....</i>	<i>39</i>
2.1.5	<i>ΣΥΝΟΛΙΚΗ ΔΥΝΑΜΗ ΠΡΟΩΣΗΣ.....</i>	<i>41</i>

2.2	ΙΔΙΑΙΤΕΡΟΤΗΤΕΣ ΤΩΝ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ-ΤΡΟΧΩΝ .....	42
2.3	ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ .....	43
2.3.1	ΠΛΑΧΟΣ ΔΙΑΚΕΝΟΥ.....	44
2.3.2	ΕΙΔΙΚΗ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗ ΦΟΡΤΙΣΗ.....	45
2.3.3	ΕΙΔΙΚΗ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΦΟΡΤΙΣΗ.....	45
2.3.4	ΟΡΙΑΚΗ ΤΑΣΗ ΔΙΑΚΕΝΟΥ.....	46
2.3.5	ΠΥΚΝΟΤΗΤΑ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΤΥΛΙΓΜΑΤΟΣ.....	47
2.3.6	ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΡΟΠΗΣ.....	47
2.3.7	ΑΝΑΛΟΓΙΑ ΔΙΑΣΤΑΣΕΩΝ D ΚΑΙ L.....	48
2.4	ΕΦΑΡΜΟΓΗ 1: ΠΡΟΚΑΤΑΡΚΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΤΡΟΧΟΥ ΙΣΧΥΟΣ 120W .....	49
2.4.1	ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ.....	50
2.4.2	ΔΙΑΣΤΑΣΟΛΟΓΗΣΗ ΔΙΑΚΕΝΟΥ.....	51
2.4.3	ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΕΙΔΙΚΩΝ ΦΟΡΤΙΣΕΩΝ.....	53
2.4.4	ΓΕΩΜΕΤΡΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΜΑΓΝΗΤΗ.....	55
2.5	ΕΦΑΡΜΟΓΗ 2: ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΔΥΝΑΜΗΣ ΠΡΩΩΣΗΣ ΚΑΙ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΩΝ .....	58
2.5.1	ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΥΠΕΡΦΟΡΤΙΣΗΣ.....	60
2.5.2	ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΜΟΝΙΜΗΣ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ.....	61
2.6	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	62

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup>

### ΟΡΙΣΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΩΝΤΑΣ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΤΩΝ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ – FEM–

3.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ .....	63
3.2	Η ΜΕΘΟΔΟΣ ΤΩΝ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ (ΜΠΣ) .....	63
3.2.1	ΜΑΓΝΗΤΟΣΤΑΤΙΚΑ ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ.....	64
3.2.2	ΟΡΙΑΚΕΣ ΣΥΝΘΗΚΕΣ .....	66
3.3	ΠΕΔΙΑΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΕ ΜΠΣ .....	69
3.4	ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΠΥΡΗΝΑ.....	63
3.4.1	ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΥΣΤΕΡΗΣΗΣ .....	70
3.4.2	ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΔΙΝΟΡΡΕΥΜΑΤΩΝ.....	71
3.4.3	ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΠΥΡΗΝΑ.....	72
3.5	ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΕΚΤΙΜΗΣΗΣ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΠΥΡΗΝΑ.....	75
3.6	ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΩΜΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ ΤΥΛΙΓΜΑΤΟΣ.....	81
3.6	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	83

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup>

### **ΟΛΙΚΗ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΓΕΩΜΕΤΡΙΑΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ**

4.1 ΣΥΣΤΗΜΑΤΙΚΗ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ.....	85
4.1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	85
4.1.2 ΝΤΕΤΕΡΜΙΝΙΣΤΙΚΕΣ ΚΑΙ ΣΤΟΧΑΣΤΙΚΕΣ ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ .....	85
4.1.3 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΑΝΑΖΗΤΗΣΗΣ ΟΛΙΚΟΥ ΑΚΡΟΤΑΤΟΥ.....	87
4.2 ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΠΟΙΗΣΗ ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΟΣ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ .....	89
4.3 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΓΕΩΜΕΤΡΙΑΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ.....	92
4.3.1 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΓΕΩΜΕΤΡΙΑΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΣΩΤΕΡΙΚΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ .....	92
4.3.2 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΓΕΩΜΕΤΡΙΑΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟΥ ΔΡΟΜΕΑ ΠΛΗΡΟΥΣ ΒΗΜΑΤΟΣ.....	94
4.3.2.1 Σάρωση πεδίου ορισμού.....	95
4.3.2.2 Μη γραμμική βελτιστοποίηση με περιορισμούς, με χρήση Διαδοχικού Τετραγωνικού Προγραμματισμού (SQP).....	96
4.3.2.3 Βελτιστοποίηση με Προσομοιωμένη Ανόπτυση.....	97
4.4 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΓΕΩΜΕΤΡΙΑΣ ΜΟΝΙΜΟΥ ΜΑΓΝΗΤΗ .....	98
4.4.1 ΠΡΩΤΟ ΣΤΑΔΙΟ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ – ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕ ΜΟΝΙΜΟ ΜΑΓΝΗΤΗ ΣΤΑΘΕΡΟΥ ΑΚΤΙΝΙΚΟΥ ΜΗΚΟΥΣ – ΤΡΑΠΕΖΟΕΙΔΗΣ.....	100
4.4.2 ΔΕΥΤΕΡΟ ΣΤΑΔΙΟ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ – ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕ ΜΟΝΙΜΟ ΜΑΓΝΗΤΗ ΜΕΤΑΒΛΗΤΟΥ ΑΚΤΙΝΙΚΟΥ ΜΗΚΟΥΣ – ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΗΣ.....	102
4.4.3 ΤΡΙΤΟ ΣΤΑΔΙΟ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ – ΑΝΑΖΗΤΗΣΗ ΟΛΙΚΑ ΒΕΛΤΙΣΤΟΥ ΣΧΗΜΑΤΟΣ ΜΟΝΙΜΟΥ ΜΑΓΝΗΤΗ ΜΕ ΔΙΑΔΟΧΙΚΗ ΑΥΞΗΣΗ VERNIER ΤΟΥ ΠΛΗΘΟΥΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ.....	108
4.4.3.1 Κατάστρωση και επεξήγηση αντικειμενικής συνάρτησης.....	109
4.4.3.2 Παραμετροποίηση του τυχαίου σχήματος μαγνήτη.....	109
4.4.3.3 Περιγραφή αλγορίθμου .....	111
4.5 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΘΟΔΩΝ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΓΕΩΜΕΤΡΙΑΣ ΜΑΓΝΗΤΗ.....	114
4.6 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	117

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup>

### **ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ**

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	119
5.2 ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΤΥΛΙΓΜΑΤΟΣ ΣΤΑΤΗ.....	119
5.2.1 ΑΓΩΓΟΙ ΤΥΛΙΓΜΑΤΩΝ.....	119

5.2.2	ΤΥΛΙΓΜΑΤΑ ΠΛΗΡΟΥΣ ΚΑΙ ΚΛΑΣΜΑΤΙΚΟΥ ΒΗΜΑΤΟΣ .....	122
5.3	ΥΛΙΚΑ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΠΥΡΗΝΑ ΣΙΔΗΡΟΥ .....	127
5.3.1	ΠΥΡΗΝΑΣ ΣΙΔΗΡΟΥ.....	127
5.4	ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ ΤΟΠΟΛΟΓΙΩΝ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥ ΚΑΙ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΚΟΥ ΜΑΓΝΗΤΗ .....	129
5.4.1	ΜΟΝΙΜΟΙ ΜΑΓΝΗΤΕΣ .....	129
5.5	ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ .....	136
5.5.1	ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΓΚΑΡΣΙΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ 12.1 KW.....	136
5.5.2	ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΚΩΝ ΚΑΙ ΥΒΡΙΔΙΚΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....	137
5.6	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	141

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6<sup>ο</sup>

### ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ

6.1	ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΓΚΑΡΣΙΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ 12.1 KW .....	142
6.2	ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΚΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ 63 KW .....	147
6.3	ΔΙΑΦΕΥΓΟΥΣΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΚΑΤΑ ΤΗ ΦΟΡΤΙΣΗ .....	153
6.4	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	156

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7<sup>ο</sup>

### ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

7.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	157
7.2	ΒΕΛΤΙΣΤΗ ΑΞΙΟΠΟΙΗΣΗ ΙΣΧΥΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ.....	157
7.2.1	ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΜΕΧΡΗΣΗ ΚΙΒΩΤΙΟΥ ΠΟΛΛΩΝ ΣΧΕΣΕΩΝ (SWITCHING GEAR BOX).....	160
7.2.2	ΜΟΝΗ ΣΧΕΣΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ (SINGLE GEAR TRANSMISSION).....	164
7.2.2.1	Λειτουργία υπερφόρτισης (Torque Over-boost operation).....	166
7.2.2.2	Λειτουργία εξασθένισης πεδίου (Field Weakening operation).....	170
7.2.3	ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΜΕΤΡΟΥΜΕΝΩΝ ΤΙΜΩΝ.....	175
7.3	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	182

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8<sup>ο</sup>

### **ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ**

<b>8.1</b>	<b>ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ ΚΑΙ ΚΥΡΙΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....</b>	<b>184</b>
8.1.1	<i>ΠΡΩΤΗ ΦΑΣΗ: ΜΕΛΕΤΗ ΕΠΙΔΟΣΗΣ- ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΩΝ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΩΝ ΣΜΜΜ .....</i>	<i>184</i>
8.1.2	<i>ΔΕΥΤΕΡΗ ΦΑΣΗ: ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΠΟΙΗΜΕΝΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ - ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΓΕΩΜΕΤΡΙΑΣ.....</i>	<i>185</i>
8.1.3	<i>ΤΡΙΤΗ ΦΑΣΗ: ΘΕΩΡΗΣΗ ΕΠΙΠΤΩΣΕΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΗΣ ΣΜΜΜ ΑΠΟ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ.....</i>	<i>187</i>
<b>8.2</b>	<b>ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ.....</b>	<b>189</b>
<b>8.3</b>	<b>ΘΕΜΑΤΑ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ.....</b>	<b>190</b>

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

### **ΔΗΜΟΣΙΕΥΘΕΙΣΕΣ ΕΡΓΑΣΙΕΣ**

## Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης ηλεκτρικών και υβριδικών οχημάτων

### 1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στην παρούσα διδακτορική διατριβή διερευνώνται οι μεθοδολογίες σχεδίασης και κατασκευής ηλεκτρικών Συγχρόνων Μηχανών Μονίμων Μαγνητών (ΣΜΜΜ), καταλλήλων για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων. Μελετώνται ενδελεχώς και βελτιστοποιείται η γεωμετρία αντιστοιχών ηλεκτρικών κινητήρων ώστε να αναδειχθούν τα προβλήματα και οι ιδιαιτερότητες που παρουσιάζουν οι ηλεκτρικές μηχανές που προορίζονται για εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας. Η εργασία εκπονήθηκε στα πλαίσια κατασκευής κινητήρων μονίμων μαγνητών για τις ανάγκες των εξής δύο ερευνητικών προγραμμάτων που βρίσκονται σε εξέλιξη και συγχρηματοδοτούνται από τη ΓΓΕΤ μέσω της δράσης «Συνεργασία» (ΕΣΠΑ 2007-2013):

- του προγράμματος με κωδικό 09ΣΥΝ-51-988 και τίτλο «Ανάπτυξη και Δοκιμαστική Λειτουργία Καινοτόμου Υβριδικού Οχήματος Μεταφοράς Προσωπικού Μηδενικής Εκπομπής Ρύπων» και
- του προγράμματος με κωδικό 09ΣΥΝ-51-1015 και τίτλο "Διερεύνηση εφαρμογής τεχνολογίας υβριδικών και ηλεκτροκίνητων οχημάτων στο ελληνικό περιβάλλον"

Η διατριβή έχει ως στόχο τη διερεύνηση των σχεδιαστικών μεθοδολογιών, οι οποίες επιτρέπουν τον προσδιορισμό βέλτιστων διαμορφώσεων μηχανών μονίμων μαγνητών, όταν οδηγούνται υπό συγκεκριμένες στρατηγικές ελέγχου. Κατά τη διερεύνηση των προβλημάτων, αναλύονται και απομονώνονται τα επιμέρους είδη απωλειών και υπολογίζεται η συνεισφορά κάθε είδους, μέσω καταλλήλων προσομοιώσεων και πειραμάτων.

Προτείνονται σχεδιαστικές διαμορφώσεις στις υφιστάμενες τεχνολογίες προκειμένου να μειωθούν οι απώλειες, να αυξηθεί η πυκνότητα ισχύος, να επεκταθεί το εύρος ταχυτήτων και να μειωθεί το κόστος και η κατασκευαστική δυσκολία.

Εξετάζονται λεπτομερώς και συγκρίνονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που προκύπτουν από τη χρήση μίας σχέσης μετάδοσης ή από την απευθείας ζεύξη

ηλεκτρικών μηχανών στους τροχούς των οχημάτων, σε σύγκριση με τη χρήση κιβωτίου ταχυτήτων και αναλύεται η στρατηγική ελέγχου σταθερής ροπής – σταθερής ισχύος. Αναφορικά με αυτή τη στρατηγική ελέγχου, διερευνάται η καταλληλότητα μηχανών επιφανειακών και εσωτερικών μαγνητών υπό συνθήκες υπερφόρτισης ροπής (torque boost) και εξασθένησης πεδίου (field weakening) και σχεδιάζονται γεωμετρίες που επιτυγχάνουν κατάλληλο συμβιβασμό μεταξύ αμοιβαίως αντιμαχόμενων κριτηρίων με τον βέλτιστο δυνατό τρόπο. Προκειμένου να επιβεβαιωθούν πειραματικά τα ευρήματα των προσομοιώσεων κατασκευάζονται κατάλληλα δοκίμια κατά περίπτωση.

Διερευνώνται οι δυνατότητες των τυλιγμάτων κλασματικής αύλακας σε μηχανές μονίμων μαγνητών (MMM) για εφαρμογές μεγάλης πυκνότητας ισχύος, ενώ ταυτόχρονα αναδεικνύονται τα λειτουργικά και κατασκευαστικά πλεονεκτήματα σε σύγκριση με τις ΣMMM τυλιγμάτων πλήρους βήματος παρόμοιων προδιαγραφών. Τα προσομοιωμένα χαρακτηριστικά και οι προτεινόμενες διαμορφώσεις επιβεβαιώνονται πειραματικά με την κατασκευή βελτιστοποιημένου δοκιμίου τυλιγμάτων κλασματικού βήματος.

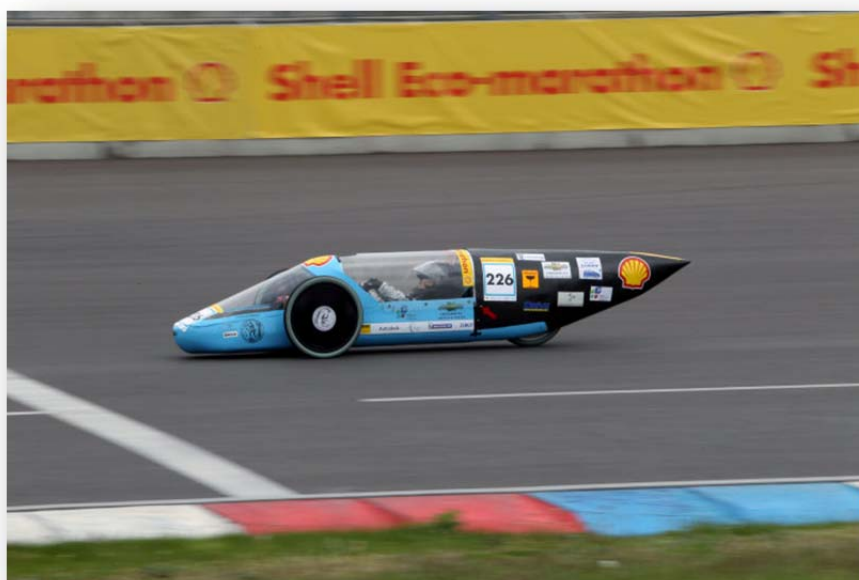
Η παρούσα εργασία αναπτύσσεται σε οκτώ κεφάλαια ως εξής:

- Στο 1<sup>ο</sup> κεφάλαιο επιχειρείται επισκόπηση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και της θετικής επίδρασης της υιοθέτησής τους για το περιβάλλον και τονίζονται τα πλεονεκτήματα της από κοινού ανάπτυξης των ηλεκτρικών οχημάτων και των υποδομών παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές. Εν συνεχεία αναλύονται τα επιμέρους υποσυστήματα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης οχήματος. Τέλος επιχειρείται μία εκτενής παρουσίαση των ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών, επισημαίνοντας τα πλεονεκτήματά και μειονεκτήματά τους, ενώ εξετάζονται και συγκρίνονται οι εναλλακτικές τοπολογίες τους.
- Στο 2<sup>ο</sup> κεφάλαιο αναπτύσσονται τα προκαταρκτικά βήματα σχεδίασης ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών για ηλεκτρικά οχήματα, βάσει των προδιαγραφών κίνησης και κύλισης του οχήματος. Παρουσιάζονται τα φυσικά μεγέθη στα οποία βασίζεται η προκαταρκτική σχεδίαση και τέλος εξηγούνται τα φαινόμενα που εμπλέκονται και τα σημεία που αναπτύσσονται οι απώλειες στις ΣMMM.
- Στο 3<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρουσιάζεται η μέθοδος επίλυσης προβλημάτων μαγνητικού πεδίου με βάση τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων και αναπτύσσονται κατάλληλες τεχνικές υπολογισμού των διαφόρων κατηγοριών απωλειών σιδήρου που εμπλέκονται στα μαγνητικά κυκλώματα των ηλεκτρικών μηχανών μόνιμου μαγνήτη.
- Στο 4<sup>ο</sup> κεφάλαιο αναλύονται οι μέθοδοι, που αναπτύχθηκαν για τη βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του μαγνητικού κυκλώματος και του σχήματος του μόνιμου μαγνήτη. Περιγράφονται λεπτομερώς μέσω εφαρμογών τα βήματα σχεδίασης χρησιμοποιώντας τις μεθοδολογίες αυτές και αναδεικνύεται ο τρόπος με τον οποίο προέκυψαν οι βέλτιστες γεωμετρίες.
- Το 5<sup>ο</sup> κεφάλαιο αφιερώνεται στην κατασκευαστική διαμόρφωση μηχανών μονίμων μαγνητών για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, όπου περιγράφονται λεπτομερώς οι



διαδικασίες κατασκευής δοκιμών εναλλακτικών διαμορφώσεων τυλιγμάτων και τοπολογιών μονίμων μαγνητών.

- Στο 6<sup>ο</sup> κεφάλαιο συγκρίνονται τα προσομοιωμένα με τα μετρούμενα λειτουργικά χαρακτηριστικά των ηλεκτρικών μηχανών που κατασκευάστηκαν και διερευνώνται πειραματικά οι διαφεύγουσες απώλειες σε περιπτώσεις μηχανών μονίμων μαγνητών με συμπαγή σίδηρο και ελασματοποιημένο σιδηροπυρήνα δρομέα αντίστοιχα.
- Στο 7<sup>ο</sup> κεφάλαιο εξετάζονται οι ειδικές περιπτώσεις οδήγησης κινητήρων μονίμων μαγνητών σε συνθήκες ελεγχόμενης υπερφόρτισης και εξασθένησης πεδίου στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων.
- Στο 8<sup>ο</sup> κεφάλαιο συγκεντρώνονται τα συμπεράσματα της εργασίας, εντοπίζονται τα σημεία καινοτομίας και προτείνονται εργασίες για περαιτέρω διερεύνηση.



**Σχήμα 1.1:** Το πρωτότυπο ηλεκτρικό όχημα «Πυρφόρος», της ομάδας «Προμηθέας» του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ.

## 1.2 ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΟΧΗΜΑ ΚΑΙ ΔΥΝΑΤΟΤΗΤΕΣ ΑΝΑΠΤΥΞΗΣ ΤΟΥ ΣΤΗΝ ΕΛΛΑΔΑ

Τον Μάιο του 2011 η ερευνητική ομάδα «Προμηθέας» της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου επέτυχε σημαντική διάκριση στον πανευρωπαϊκό διαγωνισμό εξοικονόμησης ενέργειας στις μεταφορές Shell Eco Marathon καταλαμβάνοντας την 7<sup>η</sup> θέση στην κατηγορία πρωτοτύπων ηλεκτροκίνητων οχημάτων με συσσωρευτές (Plug-in Prototype). Η ομάδα «Προμηθέας» αποτελείται από φοιτητές και κατασκεύασε εξ ολοκλήρου το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης του οχήματος «Πυρφόρος» (σχ. 1.1) στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ, το οποίο κατάφερε να διανύσει απόσταση 360 km με μια 1 kWh που ισοδυναμεί σε 3492 km με ένα ισοδύναμο

λίτρο συμβατικού καυσίμου. Η επίδοση αυτή χάρισε στην ομάδα την 7η θέση στην κατηγορία πρωτοτύπων ηλεκτροκίνητων οχημάτων με συσσωρευτές (Plug-inPrototype) στον διαγωνισμό που προαναφέρθηκε καθώς και το πανελλήνιο ρεκόρ οικονομίας καυσίμου.

Η τεχνολογία ηλεκτροκίνητων οχημάτων μπορεί να αποτελέσει πηγή έμπνευσης για νέους μηχανικούς και κινητήριο μοχλό για έρευνα και ανάπτυξη. Ο σχεδιασμός και η κατασκευή ηλεκτρικών κινητηρίων συστημάτων για οχήματα, έτσι όπως αποτυπώθηκε και στις προσπάθειες της ομάδας «Προμηθέας», έδειξε πως σε όλη τη διαδικασία σχεδίασης και κατασκευής απασχολούνται περισσότερες από εικοσιπέντε κατηγορίες επιστημόνων και επιχειρήσεων.

Μερικές από αυτές είναι οι παρακάτω:

- μηχανικοί (Ηλεκτρολόγοι, Μηχανολόγοι, Παραγωγής)
- προγραμματιστές
- εταιρίες εξόρυξης και παραγωγής πρώτης ύλης αλουμινίου και χαλκού
- εταιρίες εξόρυξης και παραγωγής και έλασης σιδήρου για μαγνητικό πυρήνα
- εταιρίες κατασκευής μαγνητών νεοδυμίου
- εταιρίες σχεδίασης, ανάπτυξης και κατασκευής μπαταριών
- εταιρίες κατασκευής καλωδίων και μονώσεων
- εταιρίες περιέλιξης χαλκού σε καλούπια
- εξειδικευμένα μηχανουργία με CNC μηχανήματα (τόρνους, φρέζες)
- μηχανουργία με κοπτικά μηχανήματα CNC (laser και punching) για μαγνητικό πυρήνα
- εξειδικευμένοι τεχνίτες – αμαξοποιοί

Η αξιοποίηση της τεχνογνωσίας ελλήνων επιστημόνων είναι δυνατόν να ανοίξει νέους ορίζοντες βιομηχανικής ανάπτυξης, ώστε να αναπτυχθούν ελληνικά κινητήρια συστήματα ανταγωνιστικά, τα οποία να επανδρώσουν οχήματα πόλης ή αστικά λεωφορεία, είτε σε νέα οχήματα, είτε σε υφιστάμενο στόλο.

Τις δυνατότητες αυτές επιχειρεί να αναδείξει ερευνητική δραστηριότητα που πραγματοποιείται από την αντίστοιχη ερευνητική ομάδα του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ, στα πλαίσια της οποίας εκπονήθηκε η παρούσα εργασία. Σημειώνεται η συμμετοχή της στα δύο προαναφερόμενα ερευνητικά προγράμματα όπου επιχειρείται η ανάπτυξη ελληνικής τεχνολογίας σε σύστημα ηλεκτρικής κίνησης για μετατροπή σε ηλεκτρικό υφιστάμενου οχήματος μεταφοράς προσωπικού και η ανάπτυξη τεχνολογιών τεχνικού ελέγχου των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων στο ελληνικό περιβάλλον, αντίστοιχα.

### **1.3 ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΟΧΗΜΑ ΚΑΙ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ**

Τα ηλεκτρικά οχήματα αποτελούν ουσιαστική λύση στα περιβαλλοντικά προβλήματα, διότι:

- είναι οχήματα με μηδενικές εκπομπές ρύπων, βλαβερών ουσιών ή διοξειδίου του άνθρακα.
- Η ενέργεια που απαιτείται για την ηλεκτρική κίνηση μπορεί εύκολα να παραχθεί από ανανεώσιμες πηγές και να διοχετευτεί, μέσω κατάλληλων υποδομών, μέσω του δικτύου διανομής.
- Ακόμα και αν η παραγωγή της ενέργειάς τους γίνεται με συμβατικές μεθόδους (λιγνίτης), ο βαθμός απόδοσης είναι εξαιρετικά μεγαλύτερος από την επιτόπου καύση στους συμβατικούς κινητήρες και η ικανότητα καθαρισμού και αποκατάσταση της ρύπανσης είναι πολύ ευκολότερη, όταν αντιμετωπίζεται κεντρικά, πχ στα κέντρα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας παρά σε χιλιάδες οχήματα μέσα στην πόλη, ανάμεσα σε εκατομμύρια ανθρώπους.
- Είναι οχήματα που προκαλούν ελάχιστη θερμική επιβάρυνση στο περιβάλλον (θερμική μόλυνση), λόγω του εξαιρετικά υψηλού βαθμού απόδοσης του ηλεκτρικού κινητήρα.
- Προκαλούν πρακτικά μηδενική ηχορύπανση που συμβάλλει στην δραστική βελτίωση της ποιότητας ζωής στην πόλη.
- αποτελούν κίνητρο ανάπτυξης συστημάτων παραγωγής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές.
- Τα οφέλη της «καθαρής» κίνησης των οχημάτων στην πόλη προς τον άνθρωπο είναι άμεσα και αντικειμενικά.

Για τους παραπάνω λόγους οι αυτοκινητοβιομηχανίες κατευθύνονται σε παγκόσμιο επίπεδο στην ανάδειξη τεχνολογιών ηλεκτρικής κίνησης, που θα επιτρέψουν την όσο το δυνατόν γρηγορότερη και ομαλότερη μετάβαση από τα οχήματα μηχανών εσωτερικής καύσης, στα οχήματα μηδενικών ρύπων.

Σήμερα όλες σχεδόν οι μεγάλες αυτοκινητοβιομηχανίες καθώς και νεοσύστατες εταιρίες έχουν κυκλοφορήσει ή προγραμματίζουν την άμεσα την κυκλοφορία είτε υβριδικών είτε ηλεκτρικών οχημάτων. Τα τελευταία χρόνια πλέον έχει γίνει κοινή συνείδηση τόσο από τους ιδιώτες όσο και από την πολιτεία ότι είναι επιτακτική ανάγκη η αντικατάσταση των συμβατικών αυτοκινήτων από οχήματα μηδενικών ρύπων. Αυτό συντέλεσε στην συνεχή έρευνα για τη βελτίωση των τεχνικών προδιαγραφών και επιδόσεων των ηλεκτρικών οχημάτων, που συνεχίζεται σε παγκόσμιο επίπεδο με αμείωτο ενδιαφέρον. Επιπλέον η εξέλιξη των ηλεκτρονικών ισχύος, των ημιαγωγικών στοιχείων, αλλά και των κινητήρων προμηνύει αισιόδοξο μέλλον σε ότι αφορά την επικράτηση των ηλεκτρικών αυτοκινήτων.

Παράλληλα με την πρόταση της ηλεκτροκίνησης έχουν προταθεί και άλλες εναλλακτικές λύσεις μηδενικής ρύπανσης οι οποίες είναι αρκετά ελκυστικές για βιομηχανική παραγωγή. Όμως αξίζει να σημειώσουμε, ότι ο ηλεκτροκινητήρας παραμένει η μοναδική ίσως πρόταση που σέβεται και τη θερμική μόλυνση του περιβάλλοντος. Η πολύ μεγάλη θερμοδυναμική του απόδοση σε συνδυασμό με την αντιστρεπτότητα της μορφής της ενέργειας μέσω αναγεννητικής πέδησης τον καθιστά βέλτιστη λύση στα προβλήματα θερμικής μόλυνσης που θα απασχολήσουν την ανθρωπότητα.



**Σχήμα 1.2:** Πρωτότυποι σταθμοί ανεφοδιασμού ηλεκτρικών οχημάτων με φωτοβολταϊκό σύστημα παραγωγής ενέργειας, εγκατεστημένο στην οροφή [1.24].

Αξίζει να σημειωθεί ότι η ανάπτυξη των μονάδων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές (ΑΠ) μετατρέπει τα ηλεκτρικά οχήματα σε ακόμη πιο «πράσινη» λύση μετακίνησης, αφού η παραγωγή της ενέργειας που πρόκειται να καταναλωθεί, μπορεί να πραγματοποιείται με μηδενική επιβάρυνση στο περιβάλλον. Η ανάπτυξη των δύο αυτών χώρων, της παραγωγής ενέργειας από ΑΠ και της χρήσης ηλεκτρικής ενέργειας στα οχήματα είναι συμπληρωματικά πεδία, όπου το ένα θα πρέπει να επηρεάσει το άλλο για την ταχύτερη τους ανάπτυξη.

#### 1.4 ΙΣΤΟΡΙΚΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΑΥΤΟΚΙΝΗΤΟΥ

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο πρωτοεμφανίστηκε σαν ιδέα στα τέλη του 19<sup>ου</sup> αιώνα. Ο Michael Faraday και ο Joseph Henry θεμελίωσαν τις αρχές του ηλεκτρομαγνητισμού στις αρχές του 19<sup>ου</sup> αιώνα και από εκεί και πέρα υπήρξαν διάφορες προσπάθειες για εφαρμογή των αρχών του ηλεκτρομαγνητισμού ώστε να επιτευχθεί ηλεκτρική κίνηση. Το πρώτο ηλεκτρικό αυτοκίνητο κατασκευάστηκε από τον βρετανό Gaston Parker το 1884 χρησιμοποιώντας ηλεκτροκινητήρα συνεχούς ρεύματος και μπαταρίες μολύβδου-οξέος. Στην επόμενη δεκαπενταετία υπήρξε σημαντική ανάπτυξη στο ηλεκτρικό αυτοκίνητο από

διάφορες εταιρίες καθότι η ηλεκτρική μηχανή αποτελούσε την κυρίαρχη λύση ως σύστημα κίνησης, λόγω της απλότητας λειτουργίας και κυρίως λόγω των πλεονεκτημάτων της σε σύγκριση με τους τότε θερμικούς κινητήρες, όπως το πρόβλημα ψύξης και η απαίτηση μειωτήρα μετάδοσης κίνησης και συμπλέκτη. Το 1900 στην Αμερική το μερίδιο παραγωγής αυτοκινήτων ήταν εξίσου μοιρασμένο ανάμεσα σε ηλεκτρικά αυτοκίνητα, σε αυτοκίνητα με ατμομηχανή και σε αυτοκίνητα με βενζινοκινητήρα [1.19].

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο υπερέφερε στο ότι δεν εξέπεμπε καθόλου ρύπους, δεν παρήγαγε ηχητική ρύπανση, δεν απαιτούσε χειροκίνητη εκκίνηση καθώς και κιβώτιο ταχυτήτων. Επιπρόσθετα η μικρή εμβέλεια του ηλεκτρικού αυτοκινήτου δεν αποτελούσε τόσο μεγάλο μειονέκτημα αφού τα οδικά δίκτυα τότε περιορίζονταν μόνο εντός των πόλεων. Τα οχήματα με ατμομηχανή μειονεκτούσαν κυρίως στο ότι ήθελαν περίπου 45 λεπτά προθέρμανσης της μηχανής, ενώ ο χειρισμός με το μοχλό των ταχυτήτων ήταν εξαιρετικά δύσκολος. Τα αυτοκίνητα βενζίνης με κινητήρα εσωτερικής καύσης στα πρώτα τους χρόνια εξέπεμπαν πάρα πολλά καυσαέρια και προκαλούν υπερβολική ηχητική ρύπανση. Επίσης απαιτούν χειροκίνητη εκκίνηση αφού ο ηλεκτρικός εκκινητής (μίζα) δεν είχε ακόμα ανακαλυφθεί.

Στη συνέχεια βέβαια οι θερμικοί κινητήρες κέρδισαν έδαφος, παίρνοντας τη σκυτάλη από τους ηλεκτροκινητήρες σε ότι αφορά την κίνηση, για πολλά χρόνια. Οι λόγοι για τους οποίους συνέβη αυτό είναι ευρέως γνωστοί. Κύριος λόγος, η πυκνότητα ενέργειας που μπορούσε και μπορεί ακόμα και σήμερα να αποθηκευτεί στις μπαταρίες σε καμία περίπτωση δεν μπορούσε να συγκριθεί με την αντίστοιχη των υγρών καυσίμων. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι σημερινή τεχνολογία μπαταριών αποθηκεύει σε περίπου 10 kg συσσωρευτών 1 kWh ενέργειας, τη στιγμή που ένα λίτρο βενζίνης παρέχει 9,7 kWh θερμογόνου δύναμης. Καταυτό τον τρόπο τα βενζινοκίνητα οχήματα είχαν πολύ μεγαλύτερη αυτονομία, καλύτερες επιδόσεις και πολύ μικρότερο κόστος με αποτέλεσμα να γίνουν πολύ ελκυστικά στο αγοραστικό κοινό και σύντομα να οδηγήσουν τα ηλεκτροκίνητα αυτοκίνητα σε εξαφάνιση από την αγορά.

Από το 1900 και για τα επόμενα 30 χρόνια έγιναν πολλές βελτιώσεις στα αυτοκίνητα βενζίνης πετυχαίνοντας τη μείωση του θορύβου καθώς και την μείωση των εκπεμπόμενων καυσαερίων. Επίσης την δεκαετία του 1920 εμφανίζεται στα θερμικά οχήματα ο ηλεκτρικός εκκινητής επομένως δεν απαιτείτο χειροκίνητη εκκίνηση. Σημαντικό παράγοντα διαδραμάτισε ο Henry Ford ο οποίος οργάνωσε μονάδα μαζικής παραγωγής και πέτυχε να παράγει αξιόπιστα αυτοκίνητα με κινητήρες εσωτερικής καύσης σε πολύ πιο χαμηλές τιμές από ότι τα ηλεκτρικά οχήματα. Ταυτόχρονα τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα δεν σημείωσαν σημαντική πρόοδο. Καταλυτικό παράγοντα επίσης αποτέλεσε το γεγονός ότι μέχρι το 1930 τα οδικά δίκτυα βελτιώθηκαν και επεκτάθηκαν σημαντικά και τα ηλεκτρικά οχήματα αδυνατούσαν πλέον καλύψουν αποστάσεις μεταξύ πόλεων λόγω της μικρής εμβέλειάς τους. Έτσι επικράτησε το αυτοκίνητο με κινητήρα εσωτερικής καύσης ενώ η τεχνολογική πρόοδος των ηλεκτρικών οχημάτων ήρθε σε ξαφνικό τερματισμό.

Το μεσοδιάστημα 1930 με 1990 αποτέλεσε νεκρή περίοδο για το ηλεκτρικό αυτοκίνητο και μονάχα ελάχιστες απόπειρες σημειώθηκαν για την επαναφορά του. Με

τον καιρό ωστόσο έκαναν την εμφάνισή τους τα πρώτα ίχνη από τις αρνητικές επιπτώσεις των θερμικών κινητήρων. Η ρύπανση του αέρα και η ηχορύπανση σε συνδυασμό με την πρωτοεμφανιζόμενη πετρελαϊκή κρίση επανέφεραν στο προσκήνιο την ιδέα του ηλεκτρικού αυτοκινήτου. Παρά βέβαια την εκτεταμένη έρευνα γύρω από το ηλεκτρικό αυτοκίνητο και τις προσπάθειες κατασκευής εμπορικών μοντέλων η αγορά του ηλεκτρικού αυτοκινήτου παρέμεινε περιορισμένη σε ειδικές εφαρμογές. Οι επιδόσεις και η αυτονομία των ηλεκτρικών αυτοκινήτων εξακολουθούσε να μην είναι ικανοποιητικές, το κόστος του υπερέβαινε κατά πολύ αυτό ενός συμβατικού αυτοκινήτου, ενώ παράλληλα δεν υπήρχε υποδομή για την υποστήριξή του από σταθμούς επαναφόρτισης. Η εξέλιξη των συσσωρευτών παρουσίασε ελάχιστη πρόοδο, ενώ παράλληλα η εδραίωση του πετρελαίου και των παραγώγων του ως κυρίαρχη μορφή ενέργειας για κίνηση έδωσε ανεξέλεγκτη δύναμη στις χώρες – κατόχους, οι οποίες στη συνέχεια εμπόδισαν την άνθιση οποιασδήποτε εναλλακτικής μορφής ενέργειας.



**Σχήμα 1.3:** *Το πρωτοποριακό, πλήρως ηλεκτρικό, Tesla Roadster [1.24]*

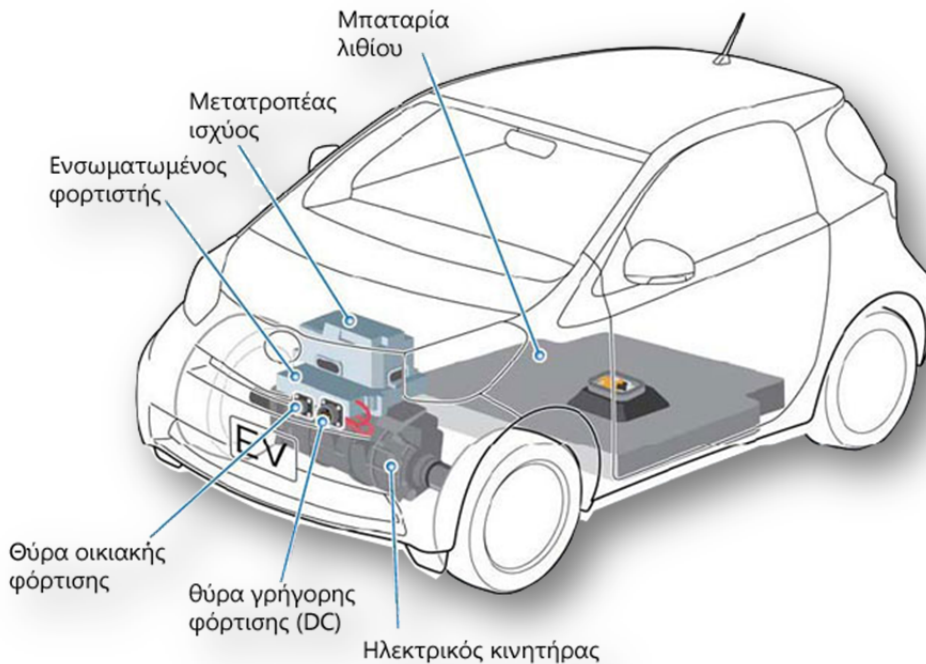
Στην δεκαετία του 1990 η συνεχώς αυξανόμενη τιμή του πετρελαίου και ταυτόχρονα η περιβαλλοντική ανάγκη για μείωση των εκπομπών ρύπων επανέφεραν το ηλεκτρικό αυτοκίνητο στο προσκήνιο. Εκείνη την περίοδο ο Νόμος της Καλιφόρνιας για μείωση των εκπομπών ρύπων προέβλεπε ότι το μερίδιο αγοράς αυτοκινήτων με μηδενική εκπομπή ρύπων στην Καλιφόρνια θα έπρεπε να ανέρχεται στο 2% της συνολικής αγοράς μέχρι το 1998 και στο 10% μέχρι το 2003. Καταυτόν τον τρόπο παρατηρήθηκε μια έντονη κινητικότητα για παραγωγή αυτοκινήτων με μηδενική εκπομπή ρύπων και το 1996 η General Motors έθεσε σε εμπορική παραγωγή το EV-1, ένα ηλεκτρικό αυτοκίνητο με εξαιρετικές επιδόσεις και εμβέλεια από 80 μέχρι 140 μίλια. Παράλληλα οι ιαπωνικές αυτοκινητοβιομηχανίες Toyota και Honda εισήλθαν στην αγορά υβριδικών αυτοκινήτων με την κυκλοφορία των Prius και Insight αντίστοιχα. Το παράδοξο στην όλη ιστορία είναι ότι η General Motors το 2003 εγκατέλειψε ξαφνικά του πρόγραμμα ηλεκτρικών αυτοκινήτων και απέσυρε όλα τα EV-1 από την αγορά ενώ ταυτόχρονα ο Νόμος της Καλιφόρνιας ανακηρύχτηκε παράνομος από την Αμερικάνικη κυβέρνηση. Η απόφαση

αυτή για την ξαφνική εγκατάλειψη του ηλεκτρικού αυτοκινήτου από την General Motors φημολογείται έντονα ότι υποκινήθηκε από μεγάλα συμφέροντα της αμερικάνικης κυβέρνησης, των πετρελαϊκών εταιριών και των μεγάλων αυτοκινητοβιομηχανιών. Άλλη μια ανατροπή συμβαίνει από τη μεριά της αμερικάνικης κυβέρνησης το 2006, αφού μετά τον πόλεμο του Ιράκ αλλάζει πολιτική γραμμή και τάσσεται υπέρ της έρευνας για καλύτερες μπαταρίες για τα υβριδικά και ηλεκτρικά οχήματα και ανάπτυξη εναλλακτικών πηγών ηλεκτρικής ισχύος για τα οχήματα [1.19], [1.21].

## 1.5 ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΟΧΗΜΑΤΟΣ

Το σχήμα 1.4 απεικονίζει το σύστημα κίνησης ενός ηλεκτρικού αυτοκινήτου σημερινής τεχνολογίας (2011) το οποίο τροφοδοτείται από μπαταρία. Τα υποσυστήματα του συστήματος κίνησης ενός σημερινού ηλεκτρικού αυτοκινήτου είναι ο κινητήρας, ο μετατροπέας ισχύος (ελεγκτής), η πηγή ενέργειας και το σύστημα μετάδοσης της κίνησης. Στο σχ. 1.4 απεικονίζεται ο τρόπος με τον οποίο χωροθετούνται τα υποσυστήματα αυτά σε ένα ηλεκτρικό όχημα πόλης.

Ο κινητήρας του ηλεκτρικού αυτοκινήτου είναι σημαντικό υποσύστημα του συστήματος κίνησης και απαιτείται να πληροί προδιαγραφές, μεγέθους, βάρους, κόστους, ακουστικού θορύβου, θερμοκρασιακής και μηχανικής αντοχής. Οι κινητήρες που χρησιμοποιούνται συνήθως σε ηλεκτρικά οχήματα είναι κινητήρες συνεχούς ρεύματος (DC), ασύγχρονοι κινητήρες και κινητήρες μονίμων μαγνητών. Σε κάθε περίπτωση η σχεδίαση είναι μια σύνθετη διαδικασία λόγω της αλληλεξάρτησης παραμέτρων από τις οποίες εξαρτώνται η επίδοση, η απόδοση και το κόστος του κινητήρα και θα αποτελέσει το κυρίως αντικείμενο αυτής της εργασίας.



Σχήμα 1.4: Απεικόνιση συστήματος κίνησης ηλεκτρικού οχήματος σε ένα Toyota IQ EV [1.28].

Ο ηλεκτρικός κινητήρας οδηγείται από μια μονάδα ηλεκτρονικών ισχύος ελεγχόμενων από ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP). Ο ρόλος αυτής της μονάδας είναι η μετατροπή της συνεχούς τάσης της πηγής ενέργειας σε μεταβαλλόμενη τάση επιθυμητής συχνότητας αναλόγως του σημείου λειτουργίας του οχήματος. Η τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος είναι μια σημαντική παράμετρος στην εξέλιξη συστημάτων κίνησης υψηλής επίδοσης. Τα ηλεκτρονικά ισχύος και το κύκλωμα ελέγχου τείνουν να γίνονται ταχύτερα, αποδοτικότερα και μικρότερα σε μέγεθος. Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος επιτρέπει την εφαρμογή σύνθετων αλγορίθμων ελέγχου με μεγάλη ακρίβεια και ταχύτητα.

Η παραδοσιακή πηγή ενέργειας των ηλεκτρικών οχημάτων ήταν οι ηλεκτροχημικοί συσσωρευτές, με βασικό τύπο αυτό των συσσωρευτών μολύβδου-οξέος που προτιμήθηκε λόγω του χαμηλού κόστους και της ώριμης τεχνολογίας. Η ανάγκη για βελτιωμένα χαρακτηριστικά οδήγησε στην ανάπτυξη εναλλακτικών ειδών συσσωρευτών, με υψηλότερη πυκνότητα ενέργειας και δυνατότητα παροχής μεγαλύτερης ισχύος, όπως επίσης με μεγαλύτερο αριθμό κύκλων φόρτισης-εκφόρτισης. Αναφέρονται ως παράδειγμα, οι συσσωρευτές νικελίου μετάλλου – υδριδίου, ιόντων λιθίου, λιθίου – πολυμερούς και οι εξελιγμένοι συσσωρευτές μολύβδου – οξέως.

Στο σχήμα 1.5 φαίνεται η διασύνδεση των υποσυστημάτων του υβριδικού ηλεκτρικού οχήματος, όπου το σύστημα μετάδοσης στον πίσω άξονα είναι μηχανικά απομονωμένο από το εμπρόσθιο.



**Σχήμα 1.5:** Απεικόνιση του υβριδικού συστήματος κίνησης e-tron, που αναπτύχθηκε από την Audi [1.29].





**Σχήμα 1.6:** Αμιγώς ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα με μπαταρία υψηλής πυκνότητας ενέργειας στο εσωτερικό του πλαισίου.

### 1.5.1 Ηλεκτρικοί κινητήρες οχημάτων

Ο κάθε τύπος κινητήρα κρίνεται ως προς την καταλληλότητά του για χρήση σε ηλεκτροκίνητο όχημα με κριτήριο την κάλυψη των προδιαγραφών του εκάστοτε οχήματος. Τα κυριότερα χαρακτηριστικά που απαιτούν τα σύστημα κίνησης οχημάτων είναι η υψηλή ροπή σε μικρές ταχύτητες, ευρεία περιοχή ταχυτήτων λειτουργίας υπό σταθερή ισχύ, υψηλή πυκνότητα ισχύος, υψηλή απόδοση, μικρό βάρος, χαμηλό κόστος, αξιοπιστία και μεγάλη διάρκεια ζωής με την ελάχιστη δυνατή ανάγκη για συντήρηση. Οι τεχνολογίες σχεδίασης και κατασκευής που αναδεικνύουν αυτά τα χαρακτηριστικά διαμορφώνουν στην τελική επιλογή του είδους του κινητήρα που θα επικρατήσει στην αυτοκινητοβιομηχανία.

Οι ηλεκτροκινητήρες διακρίνονται σε διάφορες κατηγορίες ανάλογα με τη μορφή μετάδοσης της κίνησης (Ευθύγραμμοι, περιστροφικοί), το είδος της τροφοδοσίας που απαιτούν (μονοφασικοί, διφασικοί, τριφασικοί εναλλασσόμενοι ή συνεχούς ρεύματος), ανάλογα με τις λειτουργικές τους ιδιότητες (ασύγχρονοι, σύγχρονοι) και ανάλογα με τα κατασκευαστικά τους χαρακτηριστικά (κινητήρες κλωβού, κινητήρες μονίμων μαγνητών).

Οι πιο διαδεδομένοι τύποι κινητήρων ηλεκτρικών οχημάτων μέχρι στιγμής είναι:

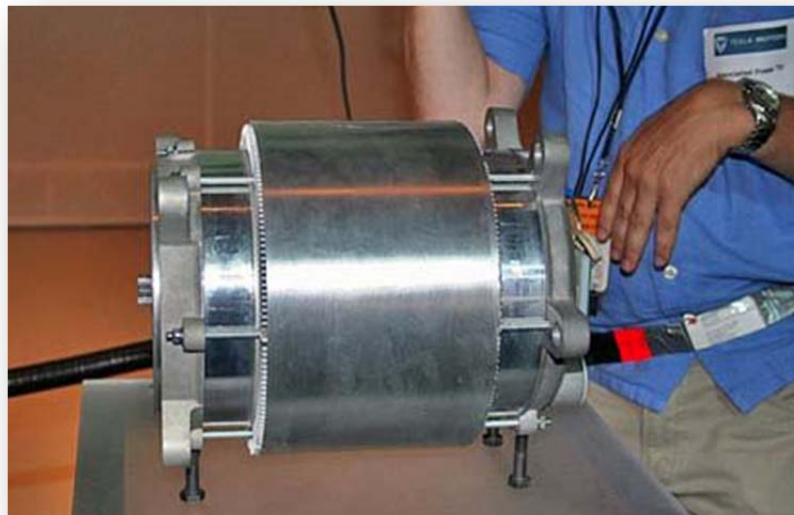
- Η μηχανή συνεχούς ρεύματος

Σε αρχικό στάδιο η τεχνολογική ωριμότητα και ο απλός έλεγχός τους υπερίσχυαν έναντι της ανάγκης για συντήρησή τους και της αντικατάστασης των ψηκτρών ανά τακτά

χρονικά διαστήματα. Ωστόσο η αξιοπιστία των κινητήρων στα ηλεκτρικά οχήματα καθώς και η ανάγκη για εξάλειψη της ανάγκης για συντήρηση είναι πρωτεύουσας σημασίας. Η εξέλιξη των ηλεκτρονικών ισχύος και των μικροεπεξεργαστών έφερε τους κινητήρες χωρίς σύστημα συλλέκτη και ψήκτρες στο προσκήνιο, καθότι έχουν μεγαλύτερη αξιοπιστία και χαμηλότερο λειτουργικό κόστος.

- **Η μηχανή επαγωγής**

είναι ένας τύπος κινητήρα με ευρεία εφαρμογή στα ηλεκτροκίνητα οχήματα, με κύριες αιτίες το μικρό κόστος, τον εύκολο έλεγχο και την υψηλή αξιοπιστία. Για την οδήγησή τους στα ηλεκτρικά οχήματα απαιτείται διάταξη αντιστροφέα με δυνατότητα μεταβολής της συχνότητας για έλεγχο της ταχύτητας περιστροφής. Κύριος λόγος εφαρμογής αυτού του τύπου κινητήρα σήμερα είναι η ικανότητα υποδιέγερσης σε συνθήκες χαμηλού φορτίου, προκειμένου να επιτευχθεί σημαντικά υψηλή ταχύτητα, βελτιώνοντας έτσι σημαντικά την συμπεριφορά και το βαθμό απόδοσης σε συνθήκες ελέγχου σταθερής ισχύος.

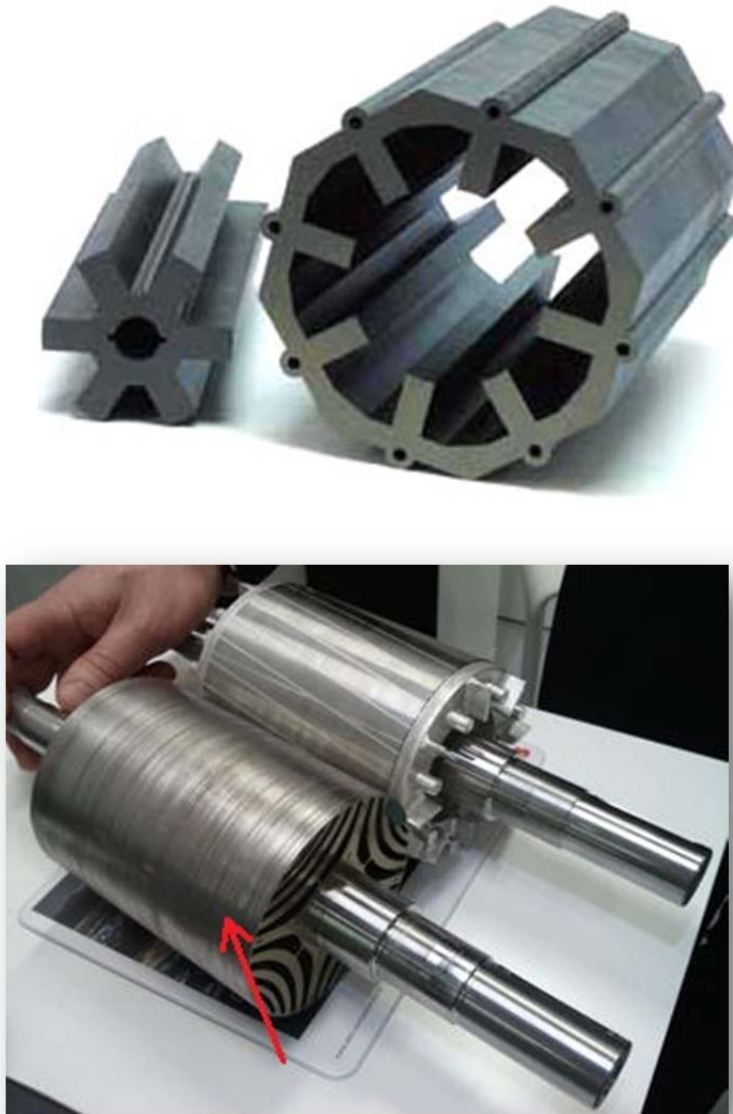


*Σχήμα 1.7: Ο κινητήρας επαγωγής ισχύος 185 kW (250 hp) του Tesla Roadster® έχει ικανότητα περιστροφής έως και 14.000 ΣΑΛ [1.17]*

- **Μηχανές μαγνητικής αντίστασης (Synchronous & Switch Reluctance Machines)**

Ο κινητήρας μαγνητικής αντίστασης (Switched Reluctance) δεν έχει ούτε τύλιγμα διέγερσης ούτε μόνιμους μαγνήτες στο δρομέα, εκμεταλλευόμενος μόνο τη ροπή εκτυπότητας. Αυτός ο τύπος μηχανής έχει το πλεονέκτημα της απλότητας κατασκευής και του μικρού κόστους. Το σημαντικό του μειονέκτημα όμως, είναι η μικρή σχετικά πυκνότητα ισχύος ως προς βάρος και όγκο, ο περιορισμένος βαθμός απόδοσης, η υψηλή κυμάτωση ροπής, ο έντονος ακουστικός θόρυβος και ο πολύπλοκος έλεγχος που απαιτείται από το σύστημα οδήγησης. Ο σύγχρονος κινητήρας μαγνητικής αντίστασης (Synchronous Reluctance) αποτελεί μια ειδική εκδοχή του κινητήρα μαγνητικής αντίστασης (Switched Reluctance), όπου η μεταβολή της μαγνητικής αντίστασης γίνεται με πιο ομαλό

(ημιτονικό) τρόπο. Αυτό βελτιώνει σημαντικά τη στρατηγική ελέγχου και μειώνει την κυμάτωση ροπής και τον ακουστικό θόρυβο. Μειώνει όμως περαιτέρω την πυκνότητα ισχύος αυτού του είδους κινητήρα.



**Σχήμα 1.8:** Κινητήρας μαγνητικής αντίστασης (Switched Reluctance) επάνω [1.9], δρομέας σύγχρονου κινητήρα μαγνητικής αντίστασης (Synchronous Reluctance) κάτω, [1.10]

- **Η σύγχρονη μηχανή μόνιμων μαγνητών (ΣΜΜΜ)**

Κύριο πλεονέκτημα των ΣΜΜΜ είναι η απουσία τυλίγματος διέγερσης, με την αντικατάστασή του από μόνιμους μαγνήτες, επιτυγχάνοντας τη μείωση των σχετικών απωλειών χαλκού ενώ η έλλειψη ψηκτρών αυξάνει την αξιοπιστία. Οι ΣΜΜΜ αποτελούν ελκυστική τεχνολογία για τη μελλοντική λύση συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης λόγω του εξαιρετικά υψηλού βαθμού απόδοσής τους, της μεγάλης πυκνότητας ισχύος τους, της μειωμένης κυμάτωσης ροπής και του χαμηλού ακουστικού θορύβου τους. Ωστόσο το

κόστος τους παραμένει υψηλό, εξ αιτίας του κόστους των μονίμων μαγνητών και η κατασκευή του δρομέα πολύπλοκη, προκειμένου να συγκρατηθούν οι ΜΜ σε υψηλές ταχύτητες. Επιπλέον, οι ΣΜΜΜ είναι ευπαθείς στις υψηλές θερμοκρασίες, καθώς οι ΜΜ απομαγνητίζονται προσωρινά ή μόνιμα.

Προκειμένου να αξιολογηθούν οι βασικές κατηγορίες κινητήρων ως προς την καταλληλότητά τους για εφαρμογές πρόωσης ηλεκτρικών οχημάτων, χρησιμοποιείται εδώ ένα σύστημα βαθμολόγησης με κλίμακα η οποία εκτείνεται από το ένα ως το πέντε. Όπως φαίνεται στον πίνακα 1, οι κινητήρες επαγωγής προσφέρονται για χρήση σε τέτοιου είδους οχήματα. Επίσης, οι κινητήρες μονίμων μαγνητών είναι μια άλλη λύση, η οποία γίνεται περισσότερο βιώσιμη οικονομοτεχνικά καθώς το κόστος των μονίμων μαγνητών μειώνεται. Μια σημαντική ανακάλυψη που επέφερε τη μείωση του κόστους των μονίμων μαγνητών είναι αυτή του κράματος Νεοδυμίου – Σιδήρου- Βορίου (NdFeB) το 1982, η οποία έδωσε στην αγορά φθηνότερους μαγνήτες ενώ παράλληλα οι μαγνήτες Νεοδυμίου είναι μέχρι σήμερα οι πιο ισχυροί που κυκλοφορούν.

	Κινητήρας DC	Κινητήρας επαγωγής	Κινητήρας μονίμων μαγνητών	Κινητήρας μαγνητικής αντίδρασης
Πυκνότητα Ισχύος	2.5	3.5	5	3.5
Απόδοση	2.5	3.5	5	3.5
Έλεγχος	5	4	4	3
Αξιοπιστία	3	5	4	5
Τεχνολογική ωριμότητα	5	5	4	4
Κόστος	4	5	3	4
<b>Σύνολο</b>	<b>22</b>	<b>26</b>	<b>25</b>	<b>23</b>

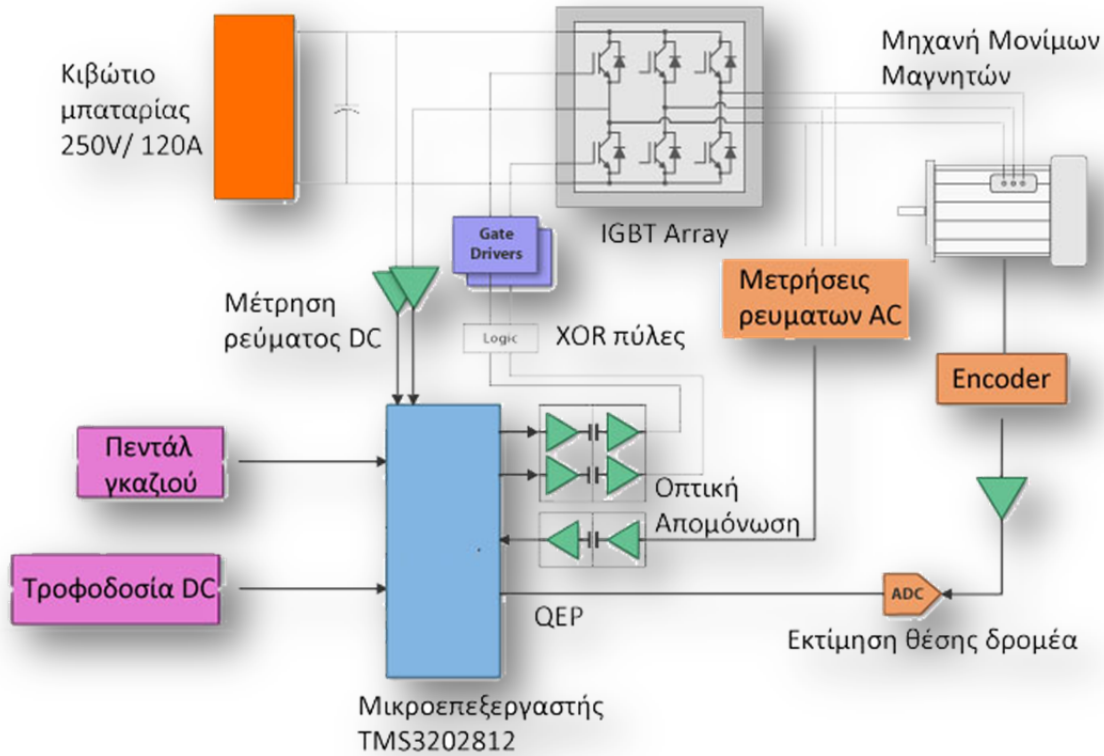
**Πίνακας 1.1** Αξιολόγηση κινητήρων ηλεκτρικών οχημάτων [1.3]

Συνοψίζοντας τα παραπάνω οι ΣΜΜΜ μπορούν να εμφανίσουν εξαιρετικά υψηλή απόδοση λειτουργίας και μεγάλη πυκνότητα ισχύος και γιαυτό ενδείκνυται η χρήση τους σε ηλεκτρικά οχήματα. Συνεπώς κρίνεται σκόπιμο να παρουσιαστούν διεξοδικότερα τα χαρακτηριστικά και οι δυνατότητες τους και γιαυτό θα αναλυθούν σε βάθος στα επόμενα κεφάλαια της εργασίας.

### 1.5.2 Μετατροπείς ισχύος και συστήματα οδήγησης

Η επανάσταση στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης έρχεται βέβαια όταν δίνεται η δυνατότητα για ακριβή και αυτόματο έλεγχο των ηλεκτρικών κινητήρων ώστε να πετυχαίνεται η επιθυμητή απόκριση και συμπεριφορά. Αρχικά επιχειρήθηκε να γίνει έλεγχος των ηλεκτρικών μηχανών με απλά μηχανικά ή ηλεκτρικά συστήματα χωρίς όμως ικανοποιητικά αποτελέσματα. Την δυνατότητα για την ανάπτυξη συστημάτων ελέγχου δίνεται από μια σημαντική εφεύρεση του William Shockley το 1947, το γνωστό σε όλους transistor. Το transistor λοιπόν ανοίγει το δρόμο για την ραγδαία ανάπτυξη των συστημάτων ελέγχου. Μάλιστα η ανάγκη για διαχείριση μεγαλύτερων ποσών ηλεκτρικής ισχύος καθώς και η ανάγκη για απόκριση σε μεγαλύτερες διακοπτικές συχνότητες οδηγούν στην εφεύρεση καινούργιων ημιαγωγών στοιχείων όπως Thyristor, Mosfet, SCR,

GTO και IGBT. Έτσι αναπτύσσεται ένα νέο και ραγδαία εξελισσόμενο πεδίο στην επιστήμη του ηλεκτρολόγου μηχανικού, τα ηλεκτρονικά ισχύος.



**Σχήμα 1.9:** Μετατροπέας ισχύος και περιφερειακά συστήματα ελέγχου κινητηρίου συστήματος [1.27].

Επομένως με την εξέλιξη των ηλεκτρονικών ισχύος δίνεται η δυνατότητα στους μηχανικούς την δυνατότητα δημιουργίας προηγμένων διατάξεων ελέγχου και ανάπτυξη πολύπλοκων αλγορίθμων. Με την χρήση των μετατροπέων ισχύος δίνεται η δυνατότητα τροφοδοσίας των κινητήρων με τάσεις μεταβλητού πλάτους και συχνότητας, γεγονός που καθιστά δυνατό τον πλήρη έλεγχο του κινητήρα. Παράλληλα εξελίσσονται συνεχώς διάφορες τεχνικές ελέγχου οι οποίες επιτρέπουν την κατάλληλη οδήγηση του μετατροπέα ισχύος μέσω ηλεκτρονικών συστημάτων. Πλέον κάθε σύγχρονο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης υψηλής απόδοσης συνοδεύεται από τον κατάλληλο μετατροπέα ισχύος και το κατάλληλο υλικό και λογισμικό έλεγχο.

### 1.5.3 Μπαταρίες και συστήματα αποθήκευσης ενέργειας ηλεκτρικών οχημάτων

Τα Συστήματα Αποθήκευσης Ενέργειας των ηλεκτρικών οχημάτων αποτελούν την αχίλλειο πτέρνα στην ανάπτυξη και εδραίωση τους ως βασικό παράγοντα μετακίνησης στη βιομηχανία σήμερα. Ως βασικός τεχνολογικός παράγοντας που αποτελεί διαχρονικά τροχοπέδη στην διάδοση του ηλεκτρικού αυτοκινήτου είναι η μικρή εμβέλεια κίνησης, και η δυσκολία αποθήκευσης αρκετής ενέργειας σε συσσωρευτές αποδεκτού κόστους. Το Σχ. 1.10 απεικονίζει τη διαφορά πυκνότητας ενέργειας του αποθηκευτικού συστήματος,

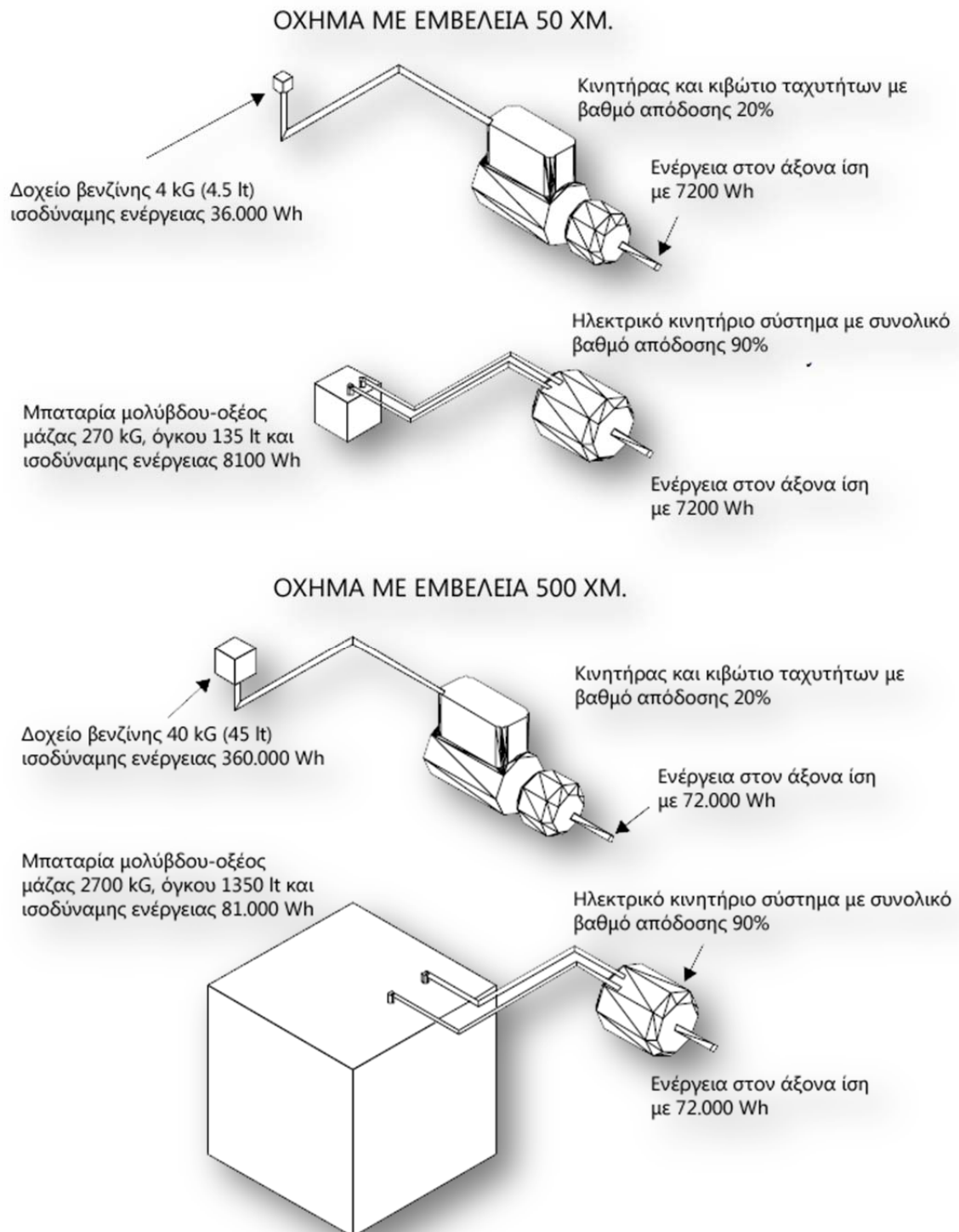
συμβατικού οχήματος σε σύγκριση με το ηλεκτρικό όχημα. Αν και το ηλεκτρικό όχημα έχει σημαντικό προβάδισμα στην αξιοποίηση του διαθέσιμου ενεργειακού αποθέματος, λόγω του συνολικού υψηλού βαθμού απόδοσης, τα υγρά καύσιμα δίνουν άλλη διάσταση στην εμβέλεια, με την σημερινή τεχνολογική στάθμη.

Ακόμη και σήμερα το κόστος της μπαταρίας (ή εναλλακτικά της κυψέλης καυσίμου/υπερπυκνωτών) είναι σημαντικά υψηλότερο από αυτό του κινητήρα και γιαυτό ο βαθμός αξιοποίησης της αποθηκευμένης ενέργειας γίνεται πρώτη προτεραιότητα στη σχεδίαση και υλοποίηση όλου του κινητηρίου συστήματος. Ωστόσο οι εξελίξεις των τελευταίων ετών στην τεχνολογία των συσσωρευτών είναι σημαντικές και η έρευνα συνεχίζεται ώστε να αυξηθεί η χωρητικότητα των μέσων αποθήκευσης ενέργειας, με ταυτόχρονη μείωση του βάρους και του κόστους τους. Η σταδιακή βελτίωση της πυκνότητας ενέργειας στις μονάδες αποθήκευσης προβλέπεται να επηρεάσει σημαντικά τις σημερινές στρατηγικές σχεδίασης του λοιπού κινητηρίου συστήματος, το οποίο προς το παρόν είναι προσανατολισμένο γύρω από τη βέλτιστη αξιοποίηση της ενέργειας, παραμερίζοντας έτσι την επίδοση προς χάρη της απόδοσης.

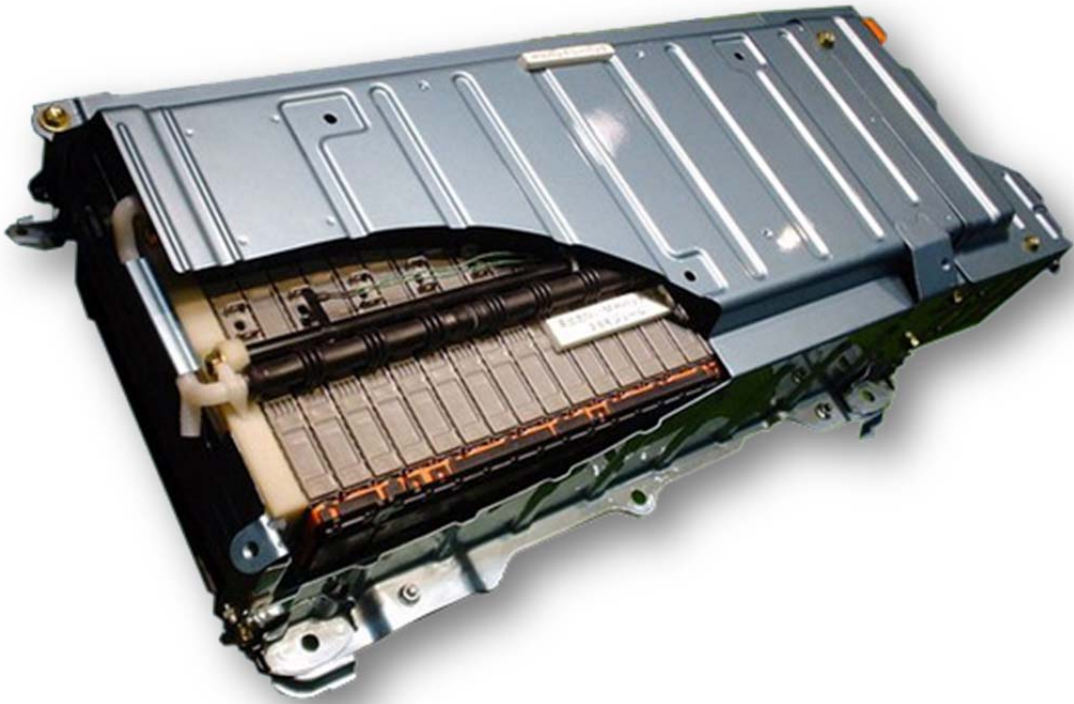
#### *1.5.3.1 Λειτουργικά χαρακτηριστικά μπαταριών*

Χαρακτηριστικά που απασχολούν στη διαστασιολόγηση και στην επιλογή τεχνολογίας υλικών είναι κυρίως η **πυκνότητα ισχύος** και η **πυκνότητα ενέργειας**, ως προς βάρος και όγκο, το κόστος και η ασφάλεια που προσφέρουν οι διάφορες τεχνολογίες. Σε αυτή την υποενοότητα αναλύονται περαιτέρω τα χαρακτηριστικά αυτά και εν συνεχεία, δίνονται συγκεντρωμένα χαρακτηριστικά των μπαταριών της σημερινής τεχνολογικής στάθμης.

Ένα ηλεκτρικό όχημα απαιτεί αυξημένη **πυκνότητα ισχύος** από το σύστημα μπαταρίας προκειμένου να μπορεί να αντλήσει ισχύ άμεσα, ώστε να επιτρέψει επιτάχυνση (πρόωση) ή επιβράδυνση (αναγεννητική πέδηση). Η κίνηση ενός οχήματος χαρακτηρίζεται από έντονα μεταβατικά φαινόμενα, όπου απαιτείται ανάπτυξη σημαντικής ισχύος (>40kW), η τάξη μεγέθους της οποίας είναι τουλάχιστον 5-10πλάσια από αυτή που απαιτείται σε ένα μέσο νοικοκυριό σε πλήρες φορτίο (8kVA). Κατά κανόνα μάλιστα το σύστημα πέδησης ενός συμβατικού οχήματος (δισκόφρενα) είναι περίπου τέσσερις φορές ισχυρότερο από αυτό της πρόωσης (βενζινοκινητήρας), δηλαδή ένα αυτοκίνητο με κινητήρα 100 ίππων έχει ικανότητα πέδησης περίπου 400 ίππους, υποδηλώνοντας για τα αντίστοιχα ηλεκτρικά οχήματα πως η αναγεννητική πέδηση είναι ιδιαίτερα απαιτητική από άποψης ικανότητας απόθεσης της ενέργειας πίσω στο σύστημα μπαταρίας. Η αυξημένη πυκνότητα ισχύος μιας μπαταρίας είναι άμεσα συνδεδεμένη με την **εσωτερική της αντίσταση** και κατ' επέκταση επιτρέπει, εκτός από την ταχεία εκφόρτιση (πρόωση) και την ταχεία φόρτιση, αξιοποιώντας με αυτό τον τρόπο τα δυναμικά φαινόμενα κατά την αναγεννητική πέδηση, χωρίς την ανάγκη σπατάλης ενέργειας, η οποία λόγω τάξης μεγέθους ισχύος, δεν μπορεί να επιστραφεί στο σύστημα αποθήκευσης και αποβάλλεται ως θερμότητα.



**Σχήμα 1.10:** Σύγκριση πυκνότητας ενέργειας ως προς βάρος και όγκο, δοχείου βενζίνης και συστήματος μπαταρίας μολύβδου οξέος για εφαρμογή επιβατικού οχήματος [1.16].



**Σχήμα 1.11:** Διαμόρφωση συστήματος μπαταρίας οχήματος [1.26].

Το δεύτερο χαρακτηριστικό του συστήματος μπαταρίας ηλεκτρικής κίνησης είναι η **πυκνότητα ενέργειας**. Η πυκνότητα ενέργειας καθορίζει τον όγκο και το βάρος της μπαταρίας, που είναι απαραίτητα προκειμένου να αποθηκευτεί συγκεκριμένη ποσότητα ενέργειας. Κατά τη σχεδίαση των στοιχείων μπαταρίας, υπάρχουν περιορισμοί σύμφωνα με τους οποίους πρέπει να γίνει συμβιβασμός μεταξύ πυκνότητας ισχύος, πυκνότητας ενέργειας που προσφέρει η κάθε τεχνολογία. Με τη σημερινή τεχνολογική στάθμη επιτρέπεται ένας αρκετά καλός συμβιβασμός μεταξύ αυτών των χαρακτηριστικών, που επιτρέπει την ανάπτυξη ηλεκτρικών οχημάτων, ως βιώσιμων ανταγωνιστικών προϊόντων. Ωστόσο το κόστος, δεν είναι καθόλου αμελητέα παράμετρος ως προς τη βιωσιμότητα του ηλεκτρικού οχήματος, όπου ακόμα και σε ορίζοντα παραγωγής μεγάλης κλίμακας, είναι εξαιρετικά δύσκολο οι σημερινές αυτοκινητοβιομηχανίες να παράξουν ένα ηλεκτρικό όχημα, ανταγωνιστικό ως προς το αντίστοιχο θερμικό, μόνο και μόνο λόγω του υψηλού κόστους της μπαταρίας.

Κύριο μειονέκτημα της μπαταρίας ως μέσου αποθήκευσης ενέργειας για οχήματα, σε σύγκριση με τις κυψέλες καυσίμου, είναι η μη ικανότητα ανεξάρτητης διαστασιολόγησης της πυκνότητας ενέργειας και της πυκνότητας ισχύος, καθώς η ίδια η συσκευή που φέρει την ενέργεια, ευθύνεται και για την αποδιδόμενη ισχύ (modular). Για παράδειγμα, ένα σύστημα μπαταρίας, βάρους 90 κιλών, διαθέτει ικανότητα ισχύος 40kW, και ικανότητα αποθήκευσης ενέργειας 12kWh. Εφόσον επιθυμείται η μείωση της ενέργειας σε 6 kWh, επειδή έτσι αποφασίστηκε κατά την προκαταρκτική σχεδίαση, αυτό συνεπάγεται υποχρεωτική μείωση και της ικανότητας ισχύος στο μισό, δηλαδή στα 20kW.



Εντελώς αντίστοιχα η διαστασιολόγηση της ισχύος θα έχει αντίκτυπο στην αποθηκευμένη ενέργεια. Αντίθετα, η κυψέλες καυσίμου είναι συσκευές που διαστασιολογούνται ως προς την επιθυμητή ισχύ, ενώ η διαστασιολόγηση της ενέργειας γίνεται μέσω της φιάλης καυσίμου, δίνοντας ευελιξία στο σχεδιασμό και το κόστος. Εντούτοις η κυψέλες καυσίμου έχουν άλλα, πολύ σοβαρότερα μειονεκτήματα, σε σύγκριση με τις μπαταρίες, που τις καθιστούν λιγότερο προτιμητέες για ηλεκτρική πρόωση οχημάτων σήμερα.

### *1.5.3.2 Ασφάλεια ηλεκτρικών οχημάτων και συστήματα μπαταρίας*

Το θέμα της ασφάλειας που προσφέρει η ύπαρξη μπαταρίας στο ηλεκτρικό όχημα είναι πρωταρχικής σημασίας. Το θέμα της ασφάλειας εστιάζεται στην ανάπτυξη τεχνικών και συστημάτων για την αποφυγή του κινδύνου ηλεκτροπληξίας λόγω υψηλής τάσης, του κινδύνου έκρηξης/πυρκαγιάς/υψηλής θερμοκρασίας λόγω της μεγάλης ποσότητας ενέργειας και της κακής οδικής συμπεριφοράς του οχήματος λόγω του μεγάλου βάρους του συστήματος μπαταρίας. Η τοποθέτηση του συστήματος μπαταρίας γίνεται κατά προτίμηση στο κατώτερο δυνατό τμήμα του οχήματος, όπως φαίνεται και στο σχ. 1.12. Αυτό εξασφαλίζει αποδεκτή οδική συμπεριφορά του οχήματος, μετατοπίζοντας όσο το δυνατόν πιο χαμηλά το κέντρο βάρους του οχήματος.

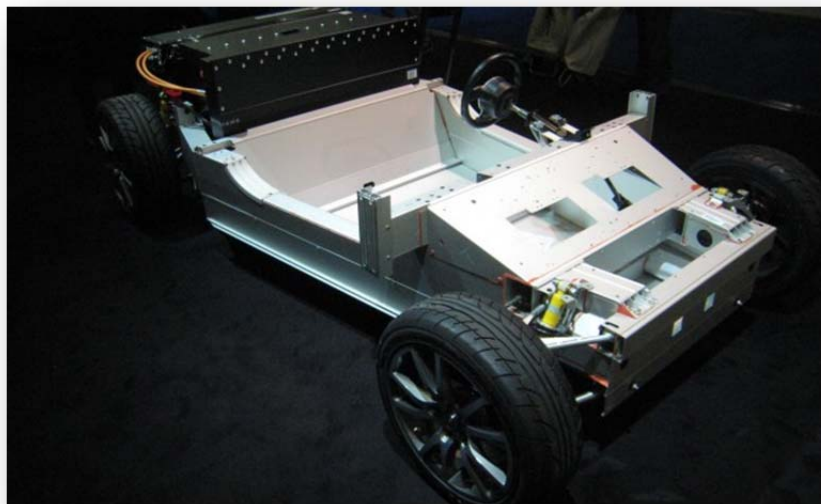
Η ύπαρξη υψηλής τάσης, η οποία σε ένα σύστημα μπαταρίας μπορεί να πάρει τιμές ιδιαίτερα επικίνδυνες για τη ζωή του ανθρώπου, απαιτεί ειδική φροντίδα κατά το σχεδιασμό. Συνήθως τα συστήματα μπαταρίας οχημάτων διαθέτουν διακόπτες απομόνωσης, τόσο μεταξύ μπαταρίας και μετατροπέα όσο και μεταξύ ομάδων στοιχείων μπαταρίας, ώστε να είναι εύκολη η άμεση υποβίβαση της τάσης, διακόπτοντας τις συνδέσεις μεταξύ των ομάδων, σε περίπτωση ατυχήματος ή ανάγκης. Συνήθως τα ρελέ ομαδοποίησης, συγκρατούνται μεταξύ άλλων και από αισθητήρες πλευρικής επιτάχυνσης, που προβλέπουν την ακανόνιστη συμπεριφορά του οχήματος και διακόπτουν πριν το όχημα συγκρουστεί. Οι ακροδέκτες του συστήματος μπαταρίας δεν είναι συνδεδεμένοι σε κανένα μέρος του οχήματος, όπως γινόταν παραδοσιακά στα συμβατικά οχήματα. Έτσι όλο το κινητήριο σύστημα δεν έχει κανένα κοινό σημείο αναφοράς τάσης με το πλαίσιο του οχήματος.

Ιδιαίτερα σοβαρό είναι το θέμα της θερμικής ασφάλειας, λόγω της μεγάλης ποσότητας ενέργειας που είναι αποθηκευμένη στο σύστημα μπαταρίας. Ένα ποσό ενέργειας της τάξης των 10-20 kWh είναι ικανό να αναπτύξει υψηλές θερμοκρασίες και να προκαλέσει τήξη των μηχανικών μερών και μετάλλων που το περιβάλλουν, ακόμα και του πατώματος του οχήματος, με άμεσο κίνδυνο των επιβατών και των γύρω παρευρισκόμενων. Τα στοιχεία μπαταριών οχημάτων, εξοπλίζονται με ιδιαίτερα ανθεκτικό περίβλημα ώστε σε περίπτωση ατυχήματος να είναι δύσκολη η βραχυκύκλωση λόγω αγωγής των στοιχείων μεταξύ τους, κατά τρόπο που δεν παρεμβάλλεται ρελέ προστασίας. Επιπλέον ο διαχωρισμός των στοιχείων σε ομάδες επιτρέπει, εκτός της κατάτμησης και την απομόνωση σε μικρότερες ενεργειακές ομάδες, όπου ακόμα και αν μια ομάδα καταστραφεί λόγω βραχυκυκλώματος, αποτρέπεται το ενδεχόμενο αλυσιδωτής καταστροφής. Συνήθως η ομαδοποίηση των μπαταριών ως προς τάση

συνδυάζεται με την ενεργειακή ομαδοποίηση, οδηγώντας σε διακριτές στο χώρο και γαλβανικά απομονωτικές ομάδες, μέσα στο ενιαίο περίβλημα του συστήματος.



**Σχήμα 1.12:** Τοποθέτηση συστήματος μπαταρίας στο δάπεδο του ηλεκτρικού MiEV που αναπτύχθηκε σε συνεργασία της Peugeot και Mitsubishi [1.23].



**Σχήμα 1.13:** Η μπαταρία του ηλεκτρικού οχήματος Tesla Roadster, που βρίσκεται στο πίσω μέρος του αυτοκινήτου, καταλαμβάνει τόσο μεγάλο ποσοστό της συνολικής μάζας του (>400kg), που δίκαια αποκαλείται από πολλούς ως «κινούμενη μπαταρία με ρόδες». [1.17]

Τέλος πολλοί κατασκευαστές σχεδιάζουν υδρόψυκτα κελύφη, όχι μόνο για την ψύξη του συστήματος αλλά και για την αποτελεσματικότερη αντιμετώπιση ενδεχομένου βραχυκυκλώματος.

### *1.5.3.3 Τεχνολογίες μπαταριών και σύγκριση χαρακτηριστικών*

Υπάρχει πληθώρα υλικών και ηλεκτρολυτών που μπορούν να συνδυαστούν για το σχηματισμό μιας μπαταρίας. Παρόλαυτα, μόνον ένας σχετικά μικρός αριθμός τέτοιων συνδυασμών έχουν εξελιχθεί σε εμπορικά διαθέσιμες επαναφορτιζόμενες μπαταρίες. Μεταξύ αυτών περιλαμβάνονται οι μολύβδου οξέος (LeadAcid), νικελίου σιδήρου, νικελίου καδμίου (NiCd), νικελίου υδριδίου μετάλλου (NiMH), λιθίου πολυμερούς (LiPo) και λιθίου σιδήρου (LiFePO<sub>4</sub>), νατρίου θείου (NaS) και νατρίου μεταλλικού χλωριδίου. Υπάρχουν επίσης πιο πρόσφατες εξελίξεις με μπαταρίες που μπορούν να επαναφορτιστούν μηχανικά. Σε αυτή την κατηγορία ανήκουν οι αλουμινίου-αέρα και οι ψευδαργύρου-αέρα (Zn-air) [1.14].

Ο πίνακας 1.2α και 1.2β περιλαμβάνει τα χαρακτηριστικά επίδοσης καθώς και το στάδιο ανάπτυξης της κάθε τεχνολογίας προκειμένου να γίνει σύγκριση μεταξύ των διαφορετικών τύπων μπαταριών.

Στη συνέχεια γίνεται σύντομη αναφορά σε δύο είδη τεχνολογιών μπαταρίας λιθίου, τις μπαταρίες ιόντων-λιθίου και τις μπαταρίες λιθίου-αέρα. Η πρώτη τεχνολογία είναι η επικρατέστερη σημερινή διαθέσιμη τεχνολογία, ενώ η δεύτερη αποτελεί μια πολλά υποσχόμενη λύση για τα επόμενα χρόνια.

	Ενέργεια	Ισχύς	Κόστος	Χρόνος ζωής	Ασφάλεια	Στάδιο εξέλιξης	Σχόλια
<b>Μολύβδου οξέως</b>	Εξαφρετικά περιορισμένη ενεργειακή πυκνότητα	Πολύ περιορισμένη πυκνότητα ισχύος	Πολύ χαμηλό κόστος	Επαρκής για χρήση σε συμβατικά αυτοκίνητα, αλλά όχι κατάλληλη για ηλεκτροκίνηση	δοκιμασμένη ασφάλεια. Οι περιβαλλοντικές επιπτώσεις του μολύβδου μετριάζονται λόγω ύπαρξης εκτεταμένης υποδομής ανακύκλωσης του.	Πολύ ώριμη τεχνολογία, ευρεία εμπορική χρήση	Γνώριμη τεχνολογία με δοκιμασμένη αξιοπιστία και ασφάλεια και χαμηλό κόστος.
<b>Νικελίου Καδμίου</b>	Πολύ περιορισμένη ενεργειακή πυκνότητα	Περιορισμένη πυκνότητα ισχύος	Σχετικά υψηλό κόστος με μικρό περιθώριο περαιτέρω μείωσης	ικανοποιητική διάρκεια ζωής	Εγνωσμένης αξιοπιστίας και ασφάλειας (χρήση σε ηλεκτρονικές συσκευές). Το κάδμιο είναι τοξικό	Πολύ ώριμη τεχνολογία, Ευρεία εμπορική χρήση	Φαινόμενο μνήμης. Έχουν εγκαταλειφθεί, αφού υπερούν έναντι των NiMH και των Li-Ion
<b>NiMH</b>	Περιορισμένη ενεργειακή πυκνότητα	Περιορισμένη πυκνότητα ισχύος	Περιορισμένες προοπτικές για μείωση κόστους	Αποδεδειγμένη αντοχή και ικανοποιητικός χρόνος ζωής	Καλό ιστορικό ασφάλειας	Ευρεία εμπορική χρήση	Ωριμη τεχνολογία με πολύ μικρά περιθώρια περαιτέρω βελτίωσης σε θέματα ενέργειας, ισχύος και κόστους
<b>Ψευδαργύρου-αέρα (Zn-Air)</b>	Υψηλή ενεργειακή πυκνότητα	Περιορισμένη πυκνότητα ισχύος	Χαμηλό κόστος (λόγω του περιορισμένου κόστους του ψευδαργύρου)	Άγνωστος	προσφέρει μεγάλη ασφάλεια κατά τη χρήση, αποθήκευση και	Σε στάδιο εμπορευματοποίησης	Επαναφορτίζονται μηχανικά με αντικατάσταση του Zn στην άνοδο. Η ηλεκτρική επαναφόρτιση βρίσκεται σε πειραματικό στάδιο
<b>NaNiCl (Zebra)</b>	υψηλή ενεργειακή πυκνότητα	Περιορισμένη πυκνότητα ισχύος	μέτριο κόστος,	Μικρός χρόνος ζωής (lowcycellife)	Χαρακτηρίζεται από ασφάλεια κατά τη χρήση	Στάδιο πολιτικής εφαρμογής	Απαιτούνται υψηλές θερμοκρασίες (270°C) για την ορθή λειτουργία τους

Πίνακας 1.2α Ποιοτική σύγκριση τεχνολογιών μπαταριών σημερινής στάθμης τεχνολογίας[1.16]

	Ενέργεια	Ισχύς	Κόστος	Χρόνος ζωής	Ασφάλεια	Στάδιο εξέλιξης	Σχόλια
$\text{LiCoO}_2$ /Γραφίτης (LCO)	Καλή ενεργειακή πυκνότητα	Καλή πυκνότητα ισχύος	Υψηλό: το κόστος του κοβαλτίου δυσχεραίνει την περαιτέρω μείωση του κόστους	ικανοποιητικός για εφαρμογές ηλεκτρονικών συσκευών, αλλά ανεπαρκής για ηλεκτροκίνητα οχήματα	Χαμηλή προς μέτρια ασφάλεια. Τα προβλήματα ανεξέλεγκτων θερμικών αντιδράσεων καθιστούν απαγορευτική τη χρήση σε ηλεκτρικά οχήματα	Ευρεία εμπορική χρήση	Η πιο δημοφιλής χημεία για εφαρμογές φορτηγών ηλεκτρονικών συσκευών. Όχι κατάλληλη για ηλεκτρικά οχήματα
$\text{Li(Ni}_{0.85}\text{Co}_{0.1}\text{Al}_{0.05})\text{O}_2$ /Γραφίτης (LCO)	Καλή ενεργειακή πυκνότητα	Καλή πυκνότητα ισχύος	μέτριο κόστος. Δύσκολη η περαιτέρω μείωση λόγω παρουσίας κοβαλτίου και νικελίου	ικανοποιητική διάρκεια ζωής	Μέτρια ασφάλεια: τα βασισμένα σε νικέλιο ηλεκτρόδια είναι θερμικά ασταθή και η για υψηλές στάθμες φόρτισης	Πιλοτική εφαρμογή	Παρόμοιες χημείες αναπτύσσονται προκειμένου να αντιμετωπιστούν τα προβλήματα ασφάλειας και κόστους
$\text{LiFePO}_4$ /Γραφίτης (LFP)	Μέτρια ενεργειακή πυκνότητα	Καλή πυκνότητα ισχύος	Χαμηλό κόστος: μια από τις πιο οικονομικές χημείες των Li-Ion μπαταριών λόγω χαμηλού κόστους του σιδήρου	ικανοποιητική αντοχή και διάρκεια ζωής. Δυνατότητα λειτουργίας και σε ακραίες τιμές της στάθμης φόρτισης, χωρίς να φθίνει η ικανότητα της	Μέτρια προς καλή: το $\text{LiFePO}_4$ στην κάθοδο εμφανίζει σταθερότητα και δεν απελευθερώνει οξυγόνο, αλλά ο γραφίτης στην άνοδο αντιδρά με τον ηλεκτρολύτη	Σε πρώιμο στάδιο η εμπορική του χρήση	Θεωρείται μια από τις πιο πολλά υποσχόμενες χημείες, εξαιτίας εξελίξεων σε θέματα κόστους ασφάλειας και διάρκειας ζωής
$\text{Li(Ni}_{1/3}\text{Co}_{1/3}\text{Mn}_{1/3})\text{O}_2$ Γραφίτης (NCM)	Μέτρια προς καλή ενεργειακή πυκνότητα	Μέτρια πυκνότητα ισχύος	Μέτριο κόστος: περιορισμένες δυνατότητες περαιτέρω μείωσης λόγω χρήσης κοβαλτίου και νικελίου	Μικρή διάρκεια ζωής	Μέτρια ασφάλεια: τα βασισμένα σε νικέλιο ηλεκτρόδια είναι θερμικά ασταθή και η απόδοσή τους φθίνει για υψηλές στάθμες φόρτισης	Πιλοτική εφαρμογή	Παρόμοια χαρακτηριστικά με τις NCA μπαταρίες, αλλά πιο οικονομικές. Χαρακτηρίζονται από υψηλή τιμή τάσης
$\text{LiMn}_2\text{O}_4$ /Γραφίτης (LMS)	Μέτρια ενεργειακή πυκνότητα	Μέτρια πυκνότητα ισχύος	Μέτριο	Μέτριο με προσοπτικές βελτιώσεις. Πολύ καλή αντοχή στη χρήση, όχι τόσο καλή διάρκεια ζωής	Καλή. Το ηλεκτρόδιο από μαγγάνιο είναι πιθανόν ασφαλές	Σε στάδιο ανάπτυξης	Το μαγγάνιο διαλύεται στον ηλεκτρολύτη, υφίσταται αναγωγή στην άνοδο μειώνοντας την επίδοση της μπαταρίας
$\text{LiMn 1.5 Ni 0.5 O4 /Li4Ti5O12}$ (MNS)	Μέτρια ενεργειακή πυκνότητα	καλή πυκνότητα ισχύος	Μέτριο	άγνωστο	Εξαιρετική	Ερευνητικό στάδιο	ελτιδοφόρα τεχνολογία που αντιμετωπίζει τις παθολογίες των LMS μπαταριών
$\text{Li}_{1.2}\text{Mn}_{0.8}\text{Ni}_{0.2}\text{O}_2$ /Γραφίτης (MNI)	Εξαιρετική ενεργειακή πυκνότητα	Εξαιρετική πυκνότητα ισχύος	Μέτριο	άγνωστο	Εξαιρετική	Ερευνητικό στάδιο	Αποτελεί τη χημεία με τη μεγαλύτερη χωρητικότητα αναπτύχθηκε στο εργ. Argonne)

- Μπαταρίες Ιόντων Λιθίου (*Li-Ion*)

Οι μπαταρίες ιόντων λιθίου είναι λιγότερο δραστικές χημικά σε σύγκριση με μπαταρίες μεταλλικού λιθίου. Η χημική τους σταθερότητα εγγυάται μεγαλύτερη ασφάλεια, καθώς και αυξημένο κύκλο ζωής. Λόγω των παραπάνω χαρακτηριστικών, οι μπαταρίες ιόντων λιθίου προτιμώνται για χρήση σε ηλεκτρικά αυτοκίνητα, παρά την ελαφρώς χαμηλότερη πυκνότητα ενέργειας σε σύγκριση με τις μπαταρίες μετάλλου-λιθίου. Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματά τους είναι τα εξής:

- Μεγάλη ειδική ενέργεια και ενεργειακή πυκνότητα
- Χαμηλή αυτοεκφόρτιση
- Μεγάλος χρόνος ζωής
- Δε χρειάζονται συντήρηση
- Αρκετά μεγάλο εύρος θερμοκρασιών λειτουργίας
- Ικανές να δώσουν αρκετά μεγάλα ρεύματα (*high rate capability*)
- Δυνατότητα να κατασκευαστούν σε μεγέθη πολύ μικρά και μορφές πολύ λεπτές.

Βεβαίως έχουν και αδύναμα σημεία, όπως:

- Σχετικά υψηλό αρχικό κόστος
- Απαιτούν σύστημα εποπτείας, προκειμένου να αποφευχθεί η υπερφόρτιση ή η υπερεκφόρτιση καθώς και η επικίνδυνα μεγάλη άνοδος θερμοκρασίας.

Κάποια από τα παραπάνω μειονεκτήματα αντιμετωπίζονται με όλο και μεγαλύτερη επιτυχία. Το κόστος μειώνεται συνεχώς. Κάποιες μπαταρίες ιόντων λιθίου, ειδικά αυτές με πολυμερή, μπορούν να λειτουργούν με απλοποιημένα κυκλώματα προστασίας. Επίσης η ισχύς εξόδου τους έχει αυξηθεί σημαντικά, χάρη και στη χρήση νέων υλικών καθόδου.

Χημεία	Τάση (V)	Θερμοκρασία λειτουργίας	Ειδική Ενέργεια (Wh/kg)	Ενεργειακή πυκνότητα (Wh/L)	Πλήθος κύκλων λειτουργίας	Ισχύς
LiCoO <sub>2</sub>	3,6	-20/60	140-190	360 – 500	800-1200	μικρή
NCA	3,5	-20/60	220-240	500 – 630	800-1200	μικρή
NCM	3,7	-20/60	100-150	230 – 400	500-700	μετρια
LiMn <sub>2</sub> O <sub>4</sub>	3,7	-20/60	130-150	300 – 320	500-700	μεγάλη
LiFePO <sub>4</sub>	3,3	-30/70	100-140	250 – 380	>1000	Πολύ μεγάλη

Πίνακας 1.3 Ποσοτική σύγκριση τεχνολογιών μπαταριών ιόντων λιθίου [1.13]

- Μπαταρίες Λιθίου – Αέρα (*Lithium-Air Batteries*)

Η εταιρία IBM φιλοδοξεί να αναπτύξει μια πολλά υποσχόμενη αλλά και αμφιλεγόμενη τεχνολογία που χρησιμοποιεί ενεργειακά πυκνό αλλά εξαιρετικά εύφλεκτο μεταλλικό λίθιο, η οποία θα είναι σε θέση να αποθηκεύει δεκαπλάσια ποσότητα ενέργειας σε σχέση με τις ιόντων λιθίου. Το μεταλλικό λίθιο θα αντιδρά με το οξυγόνο που θα παρέχεται από τον ατμοσφαιρικό αέρα. Το αποτέλεσμα θα είναι μια ελαφριά, ισχυρή επαναφορτιζόμενη μπαταρία που θα μπορεί να χρησιμοποιηθεί τόσο σε εφαρμογές αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας όσο και για σκοπούς ηλεκτρικής κίνησης.

Οι μπαταρίες μεταλλικού λιθίου – αέρα (Li-air batteries) χαρακτηρίζονται από ειδική ενέργεια μεγαλύτερη από 5000 Wh/Kg. Δηλαδή 10 φορές περισσότερη ενέργεια από τις σημερινές μπαταρίες ιόντων λιθίου. Η υπεροχή τους οφείλεται στο ότι δε συμπεριλαμβάνουν εντός του στοιχείου (cell) και δεύτερο αντιδρών στοιχείο. Τουναντίον οι μπαταρίες αυτές χρησιμοποιούν το οξυγόνο του εισερχόμενου ατμοσφαιρικού αέρα ως κάθοδο γεγονός που τις καθιστά ελαφρές και συμπαγείς.

Μία από τις κύριες προκλήσεις που η τεχνολογία αυτή αντιμετωπίζει είναι το γεγονός ότι ο ατμοσφαιρικός αέρας δεν περιλαμβάνει μόνον οξυγόνο αλλά μεταξύ άλλων και υγρασία. Όταν το μεταλλικό λίθιο έρχεται σε επαφή με νερό, προκαλείται εκρηκτική αντίδραση. Συνεπώς για τις μπαταρίες αυτές θα απαιτείται η παρουσία προστατευτικών μεμβρανών οι οποίες θα κατακρατούν το νερό επιτρέποντας μόνον στο οξυγόνο να εισέλθει εντός του στοιχείου.



**Σχήμα 1.13:** *Αριστερά:* Η φωτογραφία αυτή καταδεικνύει και ποσοτικοποιεί την υπεροχή των Li-air μπαταριών, έναντι των Li-Ion και των lead-acid μπαταριών [1.12]-[1.13].

*Δεξιά:* Πειραματική μπαταρία λιθίου-αέρα που έχει αναπτυχθεί από ερευνητές του MIT. Η είσοδος και η έξοδος στα άκρα της, εξασφαλίζουν την απαιτούμενη ροή αέρα, ώστε να παρέχεται το απαραίτητο οξυγόνο για τη λειτουργία της.

#### 1.5.3.4 Νάνο-τεχνολογία και μπαταρίες ιόντων-λιθίου υψηλής πυκνότητας ισχύος

Οι εφαρμογές ηλεκτροκίνησης απαιτούν αυξημένη πυκνότητα και ενέργειας και ισχύος. Η χρήση νάνο-σωματιδίων ως υλικών για τα ηλεκτρόδια των μπαταριών επιτρέπει την δημιουργία στοιχείων που συνδυάζουν μεγάλη πυκνότητα ισχύος

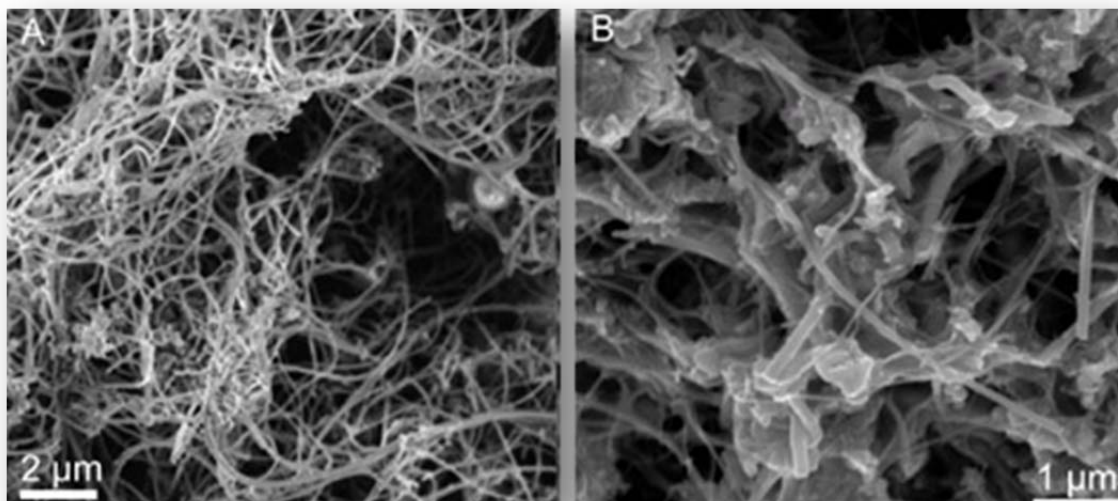
Κύρια πλεονεκτήματα χρήσης νάνο-σωματιδίων είναι τα εξής:

- Επιτρέπουν την πραγματοποίηση αντιδράσεων στα ηλεκτρόδια που δεν θα ήταν δυνατές αν οι διαστάσεις των σωματιδίων ήταν αισθητά μεγαλύτερες
- Το μήκος διάχυσης για τα ιόντα λιθίου μειώνεται σημαντικά το οποίο αυξάνει σημαντικά το ρυθμό εισαγωγής/εξαγωγής του λιθίου προς και από τα ηλεκτρόδια. (ο χρόνος διάχυσης μειώνεται με το τετράγωνο της διάστασης των σωματιδίων).

- Η μεταφορά των ηλεκτρονίων εντός του σωματιδίου βελτιώνεται
- Η ποσότητα του υλικού που είναι σε επαφή με τον ηλεκτρολύτη αυξάνεται. Αυτό διευκολύνει τη μεταφορά των ιόντων λιθίου δια μέσου της διεπαφής ηλεκτροδίου και ηλεκτρολύτη, το οποίο συνεπάγεται μικρότερη σύνθετη αντίσταση, αυξάνοντας σημαντικά την πυκνότητα ισχύος.

Ωστόσο η χρήση τους χαρακτηρίζεται και από τα εξής **μειονεκτήματα**:

- Η διαδικασία σύνθεσης νάνο-σωματιδίων ενέχει δυσκολίες.
- Η αύξηση της επιφάνειας διεπαφής μεταξύ ηλεκτροδίου και ηλεκτρολύτη μπορεί να αυξήσει της παράπλευρες αντιδράσεις που πραγματοποιούνται στη διεπαφή (σχηματισμός διεπαφής μεταξύ ηλεκτροδίου και ηλεκτρολύτη), με αποτέλεσμα την απώλεια χωρητικότητας.
- Η πυκνότητα των νάνο-σωματιδίων είναι μικρότερη σε σύγκριση με τα μικρό-σωματίδια της ίδιας σύνθεσης. Αυτό συνεπάγεται μειωμένη ενεργειακή πυκνότητα.



**Σχήμα 1.14:** Ηλεκτρόδιο από νάνο-ίνες πυριτίου [1.13]

Στο σχ. 1.14 απεικονίζεται στιγμιότυπο από ηλεκτρονικό μικροσκόπιο όπου φαίνονται οι νάνο-ίνες του ηλεκτροδίου τεχνολογίας nanophosphates. Ένα ηλεκτρόδιο με τέτοια δομή χαρακτηρίζεται από πολύ μεγάλο εμβαδόν διεπιφάνειας ηλεκτροδίου/ηλεκτρολύτη. Κατ' αυτόν τον τρόπο, τα ιόντα λιθίου που φιλοξενούνται στη δομή του ηλεκτροδίου, αποκτούν πιο εύκολα πρόσβαση στον ηλεκτρολύτη. Αυτό επιτρέπει πολύ μεγάλες τιμές ειδικής ισχύος.

Σύμφωνα με τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα αυτά η πυκνότητα ενέργειας και πυκνότητα ισχύος είναι αμοιβαίως αντιμαχόμενες ποσότητες. Οι βιομηχανίες διαφοροποιούν τις τεχνολογίες στοιχείων που προορίζονται για εφαρμογές που απαιτούν υψηλή πυκνότητα ενέργειας, από αυτές που απαιτούν υψηλή πυκνότητα ισχύος, ενώ φυσικά υπάρχουν ενδιάμεσες λύσεις, που βελτιστοποιούν τις δύο ποσότητες (σχ. 1.15).





**Σχήμα 1.15:** Πλήρης γκάμα στοιχείων nano-phosphate της εταιρίας Saft®, από μεγάλης πυκνότητας ισχύος αριστερά προς μεγάλης πυκνότητας ενέργειας δεξιά [1.26]

Είναι επιτακτική η ανάγκη ανάπτυξης επαναφορτιζόμενων μπαταριών λιθίου με μεγαλύτερη χωρητικότητα ενέργειας και μεγαλύτερο χρόνο ζωής για εφαρμογές σε κινητές ηλεκτρονικές συσκευές, ηλεκτρικά οχήματα και εμφυτεύσιμες ιατρικές συσκευές. Η ικανότητα αποθήκευσης ηλεκτρικού φορτίου μιας μπαταρίας Li-ion περιορίζεται από την ποσότητα του λιθίου που μπορεί να κατακρατηθεί στο ηλεκτρόδιο ανόδου της, το οποίο συνήθως κατασκευάζεται από άνθρακα. Ως πιθανός αντικαταστάτης, το πυρίτιο αποτελεί ελκυστικό υλικό για μπαταρίες λιθίου γιατί έχει χαμηλό δυναμικό εκφόρτισης και την υψηλότερη γνωστή θεωρητική χωρητικότητα φορτίου ( $4200 \text{ mAh g}^{-1}$ ). Η τιμή αυτή είναι τουλάχιστον δεκαπλάσια σε σχέση με αυτή των ανόδων από γραφίτη που χρησιμοποιείται στις περισσότερες Li-ion μπαταρίες. Δηλαδή, το πυρίτιο αποθηκεύει περί τις 10 φορές περισσότερα ιόντα λιθίου σε σχέση με το γραφίτη. Αυτό σημαίνει πολύ μεγαλύτερη τιμή ενεργειακής πυκνότητας. Εν τούτοις, οι άνοδοι από πυρίτιο έχουν περιορισμένη εφαρμογή διότι ο όγκος του πυριτίου μεταβάλλεται κατά 400% στη διάρκεια του κύκλου εισαγωγής και εξαγωγής του λιθίου. Συγκεκριμένα, το πυρίτιο διαστέλλεται όταν, κατά τη φόρτιση, απορροφά τα θετικά φορτισμένα άτομα λιθίου και συστέλλεται, κατά την εκφόρτιση, όταν το λίθιο εξέρχεται της ανόδου. Αυτός ο κύκλος διαστολής-συστολής καταπονεί το υλικό, προκαλώντας την κωνιορτοποίηση του πυριτίου και προκαλώντας επιδείνωση της επίδοσης της μπαταρίας (απομείωση της χωρητικότητας).

Ωστόσο, τα μειονεκτήματα αυτά φαίνονται να μπορούν να υπερνικηθούν χρησιμοποιώντας ηλεκτρόδια από νάνο-ίνες. Οι συγκεκριμένες νάνο-δομές πυριτίου εμφανίζουν τα εξής πλεονεκτήματα:

- είναι σε θέση να υφίσταται τις μεγάλες εντάσεις που ασκούνται λόγω διαστολής – συστολής χωρίς να κονιορτοποιούνται,
- έχουν καλή ηλεκτρική αγωγιμότητα
- η μεγάλη τιμή του λόγου επιφάνειας προς όγκο που χαρακτηρίζει τις νάνο-ίνες επιτρέπει την ταχεία φόρτιση και εκφόρτιση.
- Λόγω της ώριμης και δοκιμασμένης υποδομής της βιομηχανίας πυριτίου, αυτή η νέα τεχνολογία θα μπορούσε γρήγορα να αξιοποιηθεί στην παραγωγή εμπορικών εφαρμογών.

Σε εργαστηριακές δοκιμές, προσεγγίστηκε η θεωρητική τιμή της χωρητικότητας για την άνοδο του πυριτίου ( $4200 \text{ mAh g}^{-1}$ ) ενώ η χωρητικότητα εκφόρτισης διατηρήθηκε κοντά στο 75% της μέγιστης τιμής, παρουσιάζοντας μικρό βαθμό απομείωσης στη διάρκεια των αλληπάλληλων κύκλων φόρτισης - εκφόρτισης. Η άνοδος αποτελείται από υπόστρωμα ανοξείδωτου χάλυβα πάνω στο οποίο εναποτίθενται νάνο-ίνες πυριτίου. Το γεγονός αυτό εξασφαλίζει και άριστη ηλεκτρική διασύνδεση, δηλαδή μικρές ωμικές απώλειες.

#### 1.5.3.5 Σύστημα διαχείρισης μπαταριών (BMS)

Τα ηλεκτρικά οχήματα απαιτούν συνεχώς επιτάχυνση ή επιβράδυνση μέσω του κινητηρίου συστήματος. Αυτό μεταφράζεται από την πλευρά της μπαταρίας ως έντονος ρυθμός εκφόρτισης ή φόρτισης αντίστοιχα. Η μπαταρία του ηλεκτρικού οχήματος θα πρέπει να μπορεί να ανταπεξέλθει στις πολύ γρήγορες φορτίσεις και εκφορτίσεις με εύλογο βαθμό απόδοσης και κυρίως χωρίς να πλήττεται ο χρόνος ζωής της. Αυτό καθιστά απαραίτητη την ύπαρξη συστήματος διαχείρισης της μπαταρίας (BMS) το οποίο να αποτρέπει από απαγορευτικού ρυθμούς φόρτισης/εκφόρτισης αλλά και από απαγορευτικό επίπεδο φόρτισης/εκφόρτισης (Stage of Charge – *SoC*).

Αναλυτικότερα το BMS επιτελεί τις παρακάτω λειτουργίες:

- Συλλέγει πληροφορίες από αισθητήρες για τα μεγέθη της τάσης, του ρεύματος και της θερμοκρασίας.
- Μέσα από επεξεργασία των μετρούμενων αυτών μεγεθών, προσδιορίζει χρήσιμα μεγέθη όπως το *SoC*, τη διαθέσιμη ενέργεια, την εναπομένουσα εμβέλεια του ηλεκτρικού οχήματος για τις δεδομένες συνθήκες οδήγησης και το δεδομένο *SoC*.
- Μεταφέρει τις πληροφορίες της μπαταρίας μέσω διαύλου επικοινωνίας προς τα υπόλοιπα τμήματα.
- Ελέγχει το φορτιστή προκειμένου να διασφαλιστεί βέλτιστη φόρτιση της μπαταρίας.
- Φροντίζει για την εξισορροπημένη φόρτιση όλων των στοιχείων που απαρτίζουν τη συστοιχία. Κατά αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται η βέλτιστη επίδοση της μπαταρίας. Η

εξισορρόπηση φόρτισης είναι απαραίτητη διότι με την πάροδο του χρόνου κάποια στοιχεία τείνουν να εκφορτίζονται περισσότερο.

- Αποτρέπει την υπερφόρτιση και υπερεκφόρτιση της μπαταρίας και άλλες καταστάσεις που μπορούν να θέσουν σε κίνδυνο τον εξοπλισμό ή το χρήστη.
- Επιτελεί θερμική διαχείριση παρακολουθώντας τη θερμοκρασία κάθε στοιχείου της μπαταρίας τόσο κατά τη φόρτιση όσο και κατά την εκφόρτιση.
- Εξασφαλίζει τη διεπαφή της μπαταρίας με τον κεντρικό ελεγκτή του οχήματος. Κατά αυτόν τον τρόπο το BMS μπορεί να επικοινωνεί με τα υπόλοιπα συστήματα του οχήματος (π.χ. με το αντικλεπτικό σύστημα το οποίο θα αποσυνδέει την μπαταρία σε περίπτωση απόπειρας κλοπής).



**Σχήμα 1.16:** Σύστημα εποπτείας σε συστήματα μπαταριών ιόντων λιθίου [1.27]

Έχοντας δώσει μια συνοπτική περιγραφή των υποσυστημάτων που απαρτίζουν το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης το ενδιαφέρον της εργασίας επικεντρώνεται στην τεχνολογία μηχανών μονίμων μαγνητών, που θα αποτελέσουν και το κύριο αντικείμενο διερεύνησης αυτής της εργασίας.

## 1.6 ΗΛΕΚΤΡΙΚΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Κύριο πλεονέκτημα των ΣΜΜΜ αποτελεί το γεγονός ότι διαθέτουν μόνιμα διεγερμένο πεδίο που προκαλούν οι μόνιμοι μαγνήτες, τοποθετημένοι στο δρομέα. Αυτό έχει σαν επακόλουθο να μην απαιτείται δαπάνη ενέργειας σε τυλίγματα διέγερσης, όπως γίνεται στις μηχανές τυλιγμένου δρομέα, ή στον κλωβό στις μηχανές επαγωγής. Έτσι ο βαθμός απόδοσης βελτιώνεται σημαντικά, καθότι απουσιάζουν οι απώλειες χαλκού στα τυλίγματα ή στον κλωβό δρομέα προκειμένου να ιδρυθεί το πεδίο [1], [2].

Διάφορες τοπολογίες ΣΜΜΜ επινοήθηκαν προκειμένου να προσαρμόσουν τα χαρακτηριστικά τους για τη συγκεκριμένη εφαρμογή στην οποία προορίζονταν. Έτσι οι ΣΜΜΜ μπορούν να ταξινομηθούν βάσει των γεωμετρικών τους αλλά και βάσει των κατασκευαστικών τους χαρακτηριστικών στις εξής γενικές κατηγορίες:

- Μηχανές επιφανειακών ή εσωτερικών μονίμων μαγνητών, ανάλογα με το αν οι μόνιμοι μαγνήτες είναι τοποθετημένοι στην επιφάνεια του πυρήνα του δρομέα, ή θαμμένοι στο εσωτερικό του.

- Μηχανές εσωτερικού ή εξωτερικού δρομέα

Οι πρωτοεμφανιζόμενες ΣΜΜΜ έφεραν μόνιμους μαγνήτες κολλημένους ή βιδωτούς πάνω στο σώμα του δρομέα, που αποτελείτο από συμπαγή μαλακό σίδηρο. Αν και η συμπεριφορά τους ήταν αρκετά καλή όταν τροφοδοτούνταν από ημιτονικές πηγές και το κόστος τους αρκετά μικρό, παρουσίαζαν σοβαρά μειονεκτήματα που σχετιζόμενα κυρίως με την επίδοση αλλά κυρίως με το βαθμό απόδοσης, όταν αυτές οδηγούνταν από μη ημιτονικές πηγές, (αντιστροφέας), λόγω της αύξησης των διαφευγουσών απωλειών στο συμπαγή πυρήνα και τους μόνιμους μαγνήτες.

Καθότι στις ΣΜΜΜ υπάρχει αδυναμία επαρκούς ψύξης του δρομέα, στόχος είναι η διαφύλαξη των μαγνητών σε όσο το δυνατόν χαμηλότερη θερμοκρασία για αποφυγή απομαγνητισμού τους. Οι νεότερες μηχανές μονίμων μαγνητών φέρουν ελασματοποιημένο πυρήνα και στο δρομέα, εκτός από το στάτη και μέσα σε αυτόν έχουν τοποθετηθεί εσωτερικά οι μόνιμοι μαγνήτες. Αυτό επιτρέπει τη μείωση των δινορρευμάτων στο δρομέα και στους μόνιμους μαγνήτες κατά την οδήγηση από αντιστροφή για εφαρμογές κίνησης. Με αυτό τον τρόπο μειώνεται σημαντικά η θερμότητα που παράγεται στο δρομέα και βελτιώνεται η συμπεριφορά στην οδήγηση με διακοπτικά στοιχεία. Επιπλέον οι μόνιμοι μαγνήτες προστατεύονται από υπερθέρμανση και έχουν πολύ καλύτερη αντοχή στις φυγόκεντρες δυνάμεις επειδή δεν συσσωρεύονται τάσεις που τείνουν να τους ραγίσουν, όπως στην περίπτωση των επιφανειακών μαγνητών.

Παρόλαυτα, ακόμα και στις πιο εξελιγμένες γεωμετρίες μηχανών μονίμων μαγνητών στην παγκόσμια βιβλιογραφία παρατηρούνται κάποια σημαντικά μειονεκτήματα σε σχέση με άλλων τύπων μηχανές, μειονεκτήματα τα οποία κάνουν πολλούς σκεπτικούς ως προς το κατά πόσο αξίζει η επένδυση στην τεχνολογία ΣΜΜΜ. Πιο συγκεκριμένα, καθότι η διέγερση είναι σταθερή και μέγιστη και δεν γίνεται να ρυθμιστεί η μαγνητική ροή που επιβάλλουν οι μόνιμοι μαγνήτες στο μαγνητικό κύκλωμα στάτη-δρομέα έχει σαν αποτέλεσμα τη:

- **μεγιστοποίηση των απωλειών πυρήνα (κυρίως στο στάτη).**

Το πρώτο πρόβλημα οδηγεί σε λειτουργία με μειωμένο βαθμό απόδοσης ως εξής: σε συνθήκες χαμηλού φορτίου (μικρής ροπής σε σχέση με την ονομαστική) και ταυτόχρονα σε μεγάλη ταχύτητα περιστροφής, η συνολική ισχύς είναι μικρή, όμως οι απώλειες πυρήνα είναι ονομαστικές. Αυτό συνεπάγεται οι απώλειες πυρήνα να είναι πολύ μεγάλες σαν ποσοστό ως προς την τρέχουσα μικρή ισχύ και ο βαθμός απόδοσης να είναι ιδιαίτερα χαμηλός. Κατ' επέκταση οι απώλειες πυρήνα, που προσεγγίζονται ως πλήρες πολυώνυμο δευτέρου βαθμού, πρακτικά αυξάνονται με το τετράγωνο της ταχύτητας περιστροφής και είναι επίσης ανάλογες με το τετράγωνο του πλάτους της τάσης που επάγεται στα τυλίγματα. Εφόσον επιθυμείται μεγάλη ταχύτητα περιστροφής αυτές θα αναπτύσσονται

χωρίς να υπάρχει η δυνατότητα υποδιέγερσης και οι θερμικές απώλειες θα είναι εξαιρετικά υψηλές. Συνεπώς η ηλεκτρική μηχανή αδυνατεί να περιστραφεί σε μεγάλες ταχύτητες λόγω των υψηλών απωλειών πυρήνα που δημιουργούνται από το πολύ ισχυρό και ακλόνητο πεδίο των μονίμων μαγνητών.

- **μη ευέλικτη μεταβολή της αντιηλεκτρεγερτικής δύναμης (αντιΗΕΔ)**

Σε ένα κινητήριο σύστημα, η μονάδα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας (μπαταρία, κυψέλη υδρογόνου ή οτιδήποτε παρόμοιο) έχει ένα δεδομένο επίπεδο συνεχούς τάσης. Αυτό το επίπεδο τάσης είναι και το μέγιστο που μπορεί να εφαρμοστεί από τον αντιστροφέα στα τυλίγματα της μηχανής. Συνεπώς η μηχανή μπορεί να περιστραφεί μέχρι τέτοια ταχύτητα στην οποία η αντιΗΕΔ της είναι περίπου ίδια με το επίπεδο συνεχούς τάσης στην μονάδα αποθήκευσης. Προκειμένου να υπάρχει ευελιξία σε ταχύτητα η μηχανή και ο αντιστροφέας θα πρέπει να λειτουργούν σε εξαιρετικά υψηλή τάση ενώ ο αντιστροφέας θα πρέπει να παρουσιάζει πολύ μεγάλο συντελεστή διαμόρφωσης που χειροτερεύει εξαιρετικά το βαθμό απόδοσής του.

- **Ροπή ευθυγράμμισης**

Η ροπή ευθυγράμμισης οφείλεται στην επιθυμία του μαγνητικού κυκλώματος να βρεθεί στην κατάσταση ελάχιστης μαγνητικής αντίστασης, με αποτέλεσμα να προσπαθεί να ευθυγραμμίσει το δρομέα ως προς το στάτη σε συγκεκριμένες θέσεις. Προκειμένου ο δρομέας να εκτραπεί από εκείνες τις θέσεις χρειάζεται ανάπτυξη μηχανικής ροπής, επιπλέον της ροπής τριβών, η οποία έχει εναλλασσόμενη τιμή και δημιουργεί κυμάτωση ροπής, ανεπιθύμητες δονήσεις, αυξημένο θόρυβο και φθορά μηχανικών εδράσεων και μερών μετάδοσης.

Τα παραπάνω προβλήματα λύνονται εν μέρει κάνοντας χρήση διαφόρων τεχνικών όπως οι έκτυποι πόλοι, οι οποίοι εμφανίζονται σε εξελιγμένες τοπολογίες μηχανών μονίμων μαγνητών και μειώνουν σημαντικά τη ροπή ευθυγράμμισης. Αυτή η πιο ομαλή μετάβαση του πεδίου κατά την περιστροφή του δρομέα έχει αποτέλεσμα τη σημαντική μείωση των απωλειών υστέρησης στο στάτη αλλά και την ανάπτυξη ημιτονικής ΗΕΔ, που ενδείκνυται για οδήγηση σε συνδεσμολογία αστέρα. Ωστόσο επειδή το θέμα των έκτυπων πόλων οδηγεί σε σημαντική μείωση της ονομαστικής ροπής, στη βελτιστοποίηση της γεωμετρίας κρίσιμο ρόλο παίζει το ποσοστό εκτυπότητας που θα χρησιμοποιηθεί.

Σε ότι αφορά τις τεχνικές μείωσης των απωλειών πυρήνα για δεδομένη τεχνολογία υλικών (πχ πάχος και υλικό κατασκευής μαγνητικής λαμαρίνας στάτη) είναι οι εξής δύο:

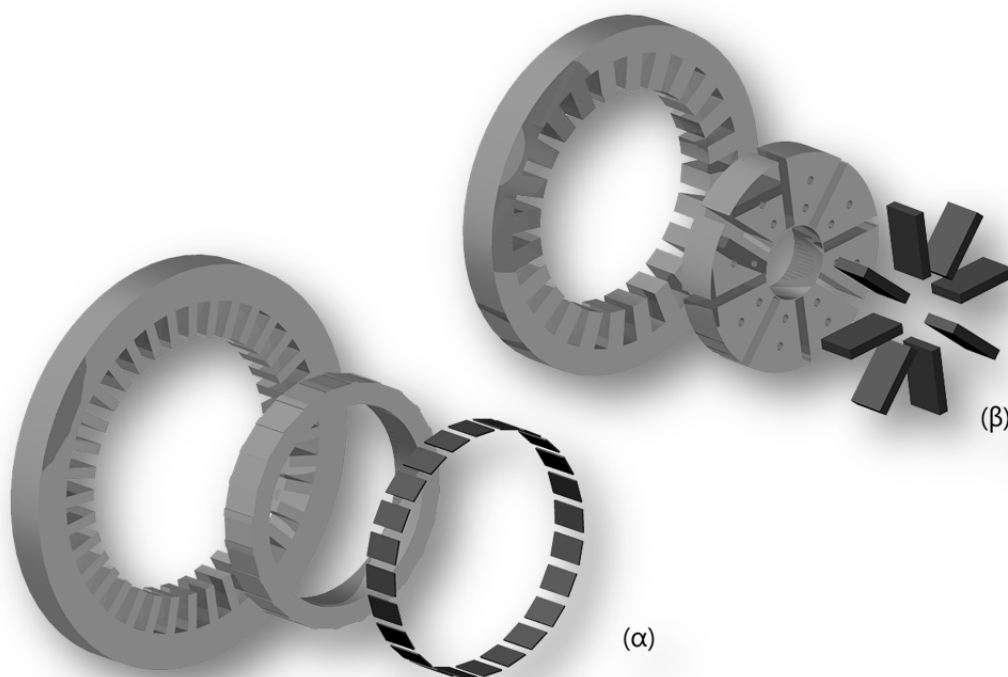
- Τεχνικές βελτιστοποίησης της κυματομορφής της αντιΗΕΔ που προκαλεί το σχήμα του δρομέα, όπως είναι οι έκτυποι πόλοι ώστε το πεδίο να περιέχει όσο το δυνατόν αρμονικές κοντά στη θεμελιώδη συχνότητα.
- Τεχνικές εξασθένισης πεδίου (field weakening) όπου με κατάλληλη εφαρμογή ρευμάτων στάτη γίνεται καταστολή του πεδίου του δρομέα. Με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνεται, ελάττωση των απωλειών πυρήνα εις βάρος των απωλειών χαλκού, που σε κάποιες συνθήκες λειτουργίας είναι αρκετά αποδοτικός τρόπος.

Αναλόγως της διαμόρφωσης του δρομέα οι σύγχρονοι κινητήρες χωρίς τύλιγμα πεδίου κατηγοριοποιούνται σε κινητήρες με έκτυπους πόλους, κινητήρες χωρίς εκτυπότητα και κινητήρες μαγνητικής αντίδρασης. Οι επιφανειακοί μόνιμοι μαγνήτες δεν προκαλούν εκτυπότητα γιατί έχουν επιτρεπτότητα παρόμοια με αυτή του αέρα. Οι δρομείς με μαγνήτες στο σώμα τους παρουσιάζουν εκτυπότητα και αντίστοιχη ροπή εκτυπότητας, η οποία χρησιμεύει στην επέκταση της λειτουργίας σταθερής ισχύος σε μεγαλύτερες ταχύτητες.

Οι κινητήρες μόνιμων μαγνητών περιλαμβάνουν ανάλογα με το είδος του στάτη τους σε σύγχρονους κινητήρες και σε κινητήρες συνεχούς ρεύματος συλλέκτη (Brushless Direct Current). Ο στάτης του σύγχρονου κινητήρα έχει διανεμημένο τύλιγμα με συνέπεια το μαγνητικό πεδίο του στάτη να παρουσιάζει ημιτονοειδή κατανομή στο διάκενο με μικρό περιεχόμενο αρμονικών συνιστωσών.

### 1.6.1 Μηχανές επιφανειακών και εσωτερικών μαγνητών

Αναλόγως της γεωμετρικής διαμόρφωσης του δρομέα και της τοποθέτησης των μαγνητών, η σχεδιαζόμενη ηλεκτρική μηχανή μπορεί να παρουσιάζει ένα ή περισσότερα πλεονεκτικά χαρακτηριστικά, όπως μείωση των απωλειών, υψηλή πυκνωση της μαγνητικής ροής (flux accumulation), μείωση της αντίδρασης τυμπάνου ή υψηλότερη μηχανική συνοχή και ταχύτητα λειτουργίας.



Σχήμα 1.17: Διαμόρφωση μαγνητικού κυκλώματος μηχανών (α) επιφανειακών και (β) εσωτερικών μόνιμων μαγνητών.

Στα σχήματα 1.17α και 1.17β παρουσιάζονται μερικές από τις δυνατές γεωμετρίες δρομέα που έχουν κατά καιρούς προταθεί, κατηγοριοποιημένες σε γεωμετρίες επιφανειακών και εσωτερικών στο δρομέα μαγνητών.

Η διαμόρφωση των εσωτερικών μαγνητών προσφέρεται για συγκέντρωση ροής και υψηλή πυκνότητα ισχύος. Ο λόγος είναι ότι σε αυτή την περίπτωση αξιοποιείται πολύ μεγάλο μέρος του όγκου του δρομέα για τοποθέτηση μαγνητών και έτσι μπορεί να επιτευχθεί υψηλή μέση μαγνητική επαγωγή διακένου και αυξημένη δυνατότητα παροχής ροπής και ισχύος. Μία άλλη προσέγγιση αναφέρεται στην δυνατότητα χρήσης μαγνητών με χαμηλό ενεργειακό περιεχόμενο και κόστος. Ο δρομέας εσωτερικών μαγνητών παρουσιάζει υψηλή μηχανική συνοχή και καθίσταται έτσι δυνατή η περιστροφή του σε υψηλή γωνιακή ταχύτητα. Η τοποθέτηση των μαγνητών στο εσωτερικό προσδίδει επίσης υψηλό λόγο ροπής προς αδράνεια στο δρομέα. Επιπρόσθετα, οι δρομείς εσωτερικών μαγνητών παρουσιάζουν γενικά εκτυπότητα και επομένως τη δυνατότητα παραγωγής ροπής αντίδρασης. Από την άλλη μεριά, η δυνατότητα της μαγνητικής ροής να μετακινείται κατά την εφαπτομενική διεύθυνση έχει ως αποτέλεσμα αυξημένες απώλειες πυρήνα λόγω δινορρευμάτων, ιδιαίτερα κατά την λειτουργία υπό φορτίο. Για αυτό το λόγο κρίνεται σκόπιμη η κατασκευή του πυρήνα του δρομέα από ελασματοποιημένο και όχι από συμπαγή σίδηρο, κάτι που αυξάνεται σημαντικά το κόστος κατασκευής.

Επιπλέον ο κλειστός δρόμος της μαγνητικής ροής στο δρομέα εσωτερικών μαγνητών οδηγεί μέρη του πυρήνα του σε κορεσμό, με αποτέλεσμα να μην αξιοποιείται αποδοτικά μέρος της μαγνητεγερτικής δύναμης του μαγνήτη για την παραγωγή ροπής. Τέλος, είναι απαραίτητη η σχεδίαση της γεωμετρίας με τρόπο ώστε να περιορίζεται η σκέδαση της μαγνητικής ροής.

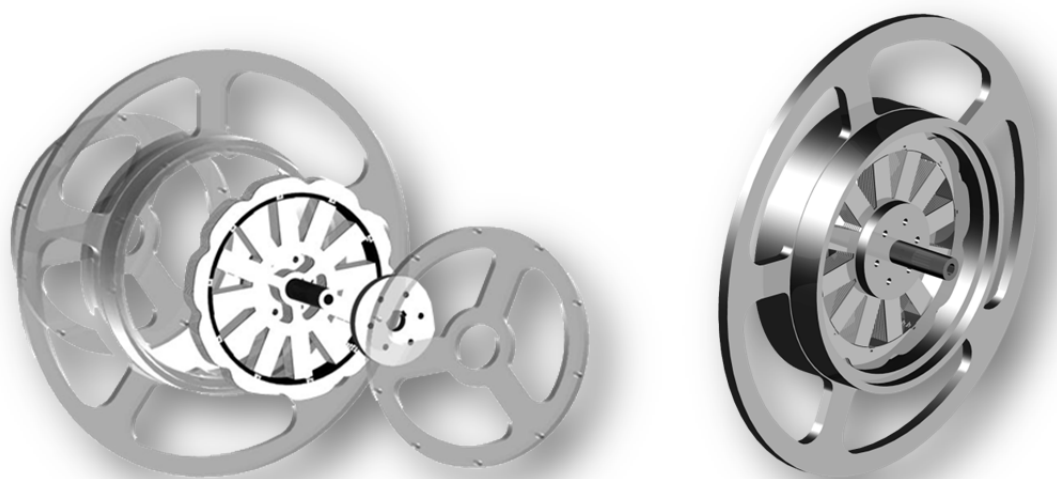
Η τοποθέτηση των μονίμων μαγνητών στην επιφάνεια του δρομέα παρουσιάζει μικρή αντίδραση τυμπάνου, γιατί η μαγνητική επιδεκτικότητα των μαγνητών είναι παρόμοια με αυτή του αέρα. Αναλόγως της διαμόρφωσης, ο δρομέας δύναται να παρουσιάζει εκτυπότητα και ροπή μαγνητικής αντίδρασης. Επιπλέον, η μαγνητική ροή παραμένει σχεδόν σταθερή σε φορά και μέτρο στον όγκο του σιδήρου του δρομέα. Χωρίς μεταβολή της μαγνητικής ροής δεν υπάρχουν απώλειες πυρήνα στο δρομέα και κατά συνέπεια μπορεί να χρησιμοποιηθεί ακόμα και συμπαγής σίδηρος χαμηλού κόστους για την κατασκευή του. Στην περίπτωση εσωτερικού δρομέα επιφανειακών μαγνητών και υψηλής ταχύτητας περιστροφής, ασκούνται φυγόκεντρες δυνάμεις στους μαγνήτες αυξάνοντας τις απαιτήσεις μηχανικής στήριξής τους. Ένα άλλο αρνητικό χαρακτηριστικό αυτής της γεωμετρικής διαμόρφωσης δρομέα είναι η απευθείας έκθεση των επιφανειακών μαγνητών στο πεδίο απομαγνήτισης προερχόμενο από το στάτη. Είναι επομένως αναγκαίο να διασφαλιστεί ότι σε καμιά περίπτωση δεν θα απομαγνητιστεί ο μαγνήτης, κάτι το οποίο γίνεται μέσω πεδιακής ανάλυσης κατά τη φάση του σχεδιασμού.

### *1.6.2 Μηχανές εσωτερικού και εξωτερικού δρομέα*

Η τοποθέτηση ηλεκτρικών μηχανών στο εσωτερικό των τροχών σε οχήματα έχει δείξει ιδιαίτερα καλές προοπτικές σήμερα καθότι μειώνει τις απώλειες μετάδοσης τόσο

κατά την πρόωση όσο και κατά την αναγεννητική πέδηση. Κατά τη σχεδίαση κινητήρων-τροχών (συναπαντώμενοι στη βιβλιογραφία ως Hub Motors ή Wheel Motors) απαιτεί ιδιαίτερη σχεδίαση καθότι δεν εμπλέκεται σχέση μετάδοσης. Οι απαιτήσεις ροπής θα πρέπει να υπολογισθούν με ακρίβεια ώστε να επιτρέπεται στο όχημα να πραγματοποιεί εκκίνηση σε ανηφορικούς δρόμους και ταυτόχρονα να επιτυγχάνεται η επιθυμητή τελική ταχύτητα.

Ο εξωτερικός δρομέας πλεονεκτεί ως προς το γεγονός ότι η φυγόκεντρος δύναμη τείνει να συγκρατήσει τους μαγνήτες στη θέση τους. Επίσης, η υψηλή ροπή αδράνειας οδηγεί στην μείωση των δονήσεων λόγω εξομάλυνσης των αρμονικών ροπής. Η δυνατότητα ενσωμάτωσης του κινητήρα στον τροχό του οχήματος είναι ένα ακόμη στοιχείο που λαμβάνεται θετικά υπόψη. Οι δυσκολίες μιας τέτοιας διαμόρφωσης συνίστανται σε θέματα ψύξης και στον μειωμένο χώρο για αύλακες στον σάτιη.



**Σχήμα 1.18:** Παράδειγμα κινητήρα-τροχού, εξωτερικού δρομέα, αποτελεί ο κινητήρας του πρότυπου οχήματος «Γυρφόρος» του ΕΜΠ

Ο ηλεκτρικός κινητήρας μόνιμων μαγνητών χρησιμοποιήθηκε ευρέως τις τελευταίες δεκαετίες λόγω των σημαντικότερων πλεονεκτημάτων του, έναντι των άλλων ηλεκτρικών μηχανών, για διάφορες εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Ο ηλεκτροκινητήρας γενικότερα παραμένει μία από τις τελειότερες μηχανές μετατροπής κάποιας μορφής ενέργειας σε κινητική λόγω της πολύ μεγάλης απόδοσής του. Έτσι λοιπόν το ζήτημα που θα απασχολήσει τους επιστήμονες είναι ο τρόπος που θα επιτευχθούν βέλτιστες διαμορφώσεις αλλά και συνθήκες λειτουργίας, που θα βοηθήσουν στην, προσαρμοσμένη στο πρόβλημα, λύση.



## 1.7 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1.1] K. Laskaris and A. Kladas, “Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.
- [1.2] K. Laskaris and A. Kladas, “Permanent Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 3776-3783, no. 9, Sep. 2011.
- [1.3] W. Soong and N. Ertugrul, “Field weakening performance of interior permanent-magnet motors”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, no. 5, pp. 1251-1258, Sep./Oct. 2002.
- [1.4] F. Caricchi, F. Crescimbin, F. Mezzetti and E. Santini, “Multistage axial-flux PM machine for wheel direct drive”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, no. 4, pp. 882-888, Jul./Aug. 1996.
- [1.5] A. Refaie, “Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, no. 1, pp. 107-121, Jan. 2010.
- [1.6] T.M. Jahns, “Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 4, pp.681-689, July/Aug. 1986.
- [1.7] K. Laskaris and A. Kladas, “High performance traction motor design and construction for small passenger electric car”, *Proceedings of the XVIV International Conference on Electrical Machines*, Rome, Italy, 6-9 September 2010, Paper ID 1428.
- [1.8] Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen, Valeria Hrabovcova, “Design of Rotating Electrical Machines”, *John Wiley & Sons Ltd.*, 2008.
- [1.9] Emadi, Ali, “Energy-Efficient Electric Motors, Third Edition, Revised and Expanded”, *CRC Press*, 2004.
- [1.10] Miller, T.J.E, “Switched Reluctance Motors and Their Control”, *Oxford University Press*, 1993.
- [1.11] Min Chen & Gabriel A. Rincon-Mora, “Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I-V Performance”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, VOL. 21, NO.2, June 2006.
- [1.12] Suleiman Abu-Sharkh, Dennis Doerffel, “Rapidtest and non-linear model characterization of solid-state lithium-ion batteries”, *Journal of Power Sources*, December 2003.
- [1.13] Michael Knauff, Jeffrey McLaughlin, Dr. Chris Dafis, Dr. Dagmar Niebur, Dr. Pritpal Singh, Dr Harry Kwatny, Dr. Chika Nwankpa, “Simulink Model of a Lithium-Ion Battery for the Hybrid Power System Testbed”, *from their work at NAVSEA*, Philadelphia.
- [1.14] Stephan Buller, “Impedance-based Simulation Models for Energy Storage Devices in Advanced Automotive Applications”. *Dissertation published in February 2003*. Chapter 2
- [1.15] Matthieu Dubarry, Bor Yann Liaw, “Identify capacity fading mechanism in a commercial LiFePO4 cell”, *Journal of Power Sources*, Elsevier.
- [1.16] James Larminie, John Lowry “Electric Vehicle Technology Explained”, *John Wiley and Sons*, 2003
- [1.17] Κωνσταντίνος Λάσκαρης, «Μοντελοποίηση τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα για εφαρμογές ηλεκτρικού αυτοκινήτου», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Ιούλιος 2002.
- [1.18] Ευφροσύνη Θεοδώρου, «Σχεδίαση και πειραματική επιβεβαίωση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτροκίνησης», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Ιούνιος 2011.
- [1.19] Αναστάσιος Γ. Βήχος, «Σχεδίαση και βελτιστοποίηση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτροκίνησης», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Ιούνιος 2009.

- [1.20] Δημήτριος Γ. Ποταμιάς, «Ανάπτυξη Δυναμικού Μοντέλου Μπαταριών Λιθίου για Εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Ιούλιος 2010.
- [1.21] Πολιούδης Δ. Εμμανουήλ, «Ανάπτυξη Δυναμικού Μοντέλου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών για Εφαρμογή Ηλεκτροκίνησης», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Μάρτιος 2010.
- [1.22] Ευάγγελος Λ. Λαναράς, «Θερμική Ανάλυση Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών». Διπλωματική εργασία, Αθήνα, Μάρτιος 2011.
- [1.23] Electro-Standards, <http://www.electrostandards.com>
- [1.24] Rocky Mountain Institute, <http://www.rmi.org/>
- [1.25] Tesla Motors, [www.teslamotors.com](http://www.teslamotors.com)
- [1.26] Saft Batteries, [www.saftbatteries.com](http://www.saftbatteries.com)
- [1.27] BMI Batteries, [www.bmi-energy.com](http://www.bmi-energy.com)
- [1.28] Texas Instruments, [www.ti.com](http://www.ti.com)
- [1.29] Toyota, [www.toyota.com](http://www.toyota.com)
- [1.30] Audi, [www.audi.com](http://www.audi.com)

## Προκαταρκτική σχεδίαση μηχανών μονίμων μαγνητών

### 2.1 ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

Η πρόβλεψη της επίδοσης στη σχεδίαση κινητηρίου συστήματος οχήματος είναι ιδιαίτερα σημαντική. Ο υπολογιστής σήμερα βοηθά στην ακριβή αναπαράσταση των απωλειών και δυνάμεων που απαιτούνται, επιτρέποντας τον πειραματισμό με διάφορα μεγέθη διαστασιολόγησης όπως είναι η ισχύς του κινητήρα, το μέγεθος και τα ειδικά χαρακτηριστικά της μπαταρίας ως προς τον τρόπο που επιδρούν στην επίδοση και στην αυτονομία του ηλεκτρικού οχήματος.

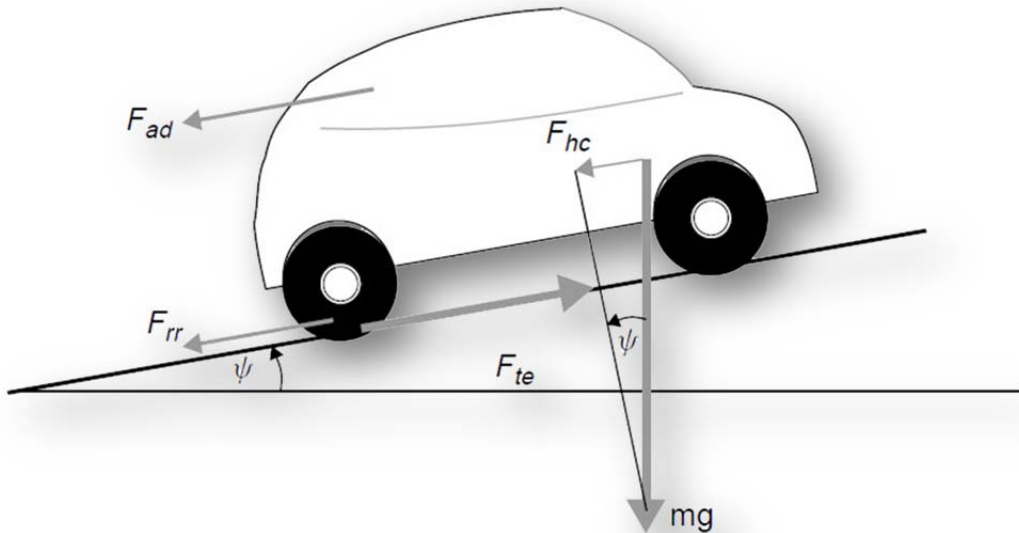
Το πρώτο βήμα στη μοντελοποίηση του κινητηρίου συστήματος είναι η κατάστρωση μιας εξίσωσης που περιγράφει τη δύναμη πρόωσης, βάρους και τριβών, όπως φαίνονται στο σχ. 2.1.

Η μοντελοποίηση γίνεται θεωρώντας ότι το υπό μελέτη όχημα έχει μάζα  $m$ , ταχύτητα  $v$  και η κλίση της ανηφόρας στην οποία κινείται έχει γωνία  $\psi$ . Η δύναμη πρόωσης του οχήματος πρέπει να πληροί τις παρακάτω συνθήκες :

- να υπερνικά την αντίσταση κύλισης
- να υπερνικά τις δυνάμεις αεροδυναμικών τριβών
- να παρέχει ικανή δύναμη που να υπερνικά τη συνιστώσα του βάρους που αντιτίθεται στην πρόωση
- να έχει την ικανότητα να επιταχύνει το όχημα κατά βούληση.

#### 2.1.1 Αντίσταση κύλισης οχήματος

Η αντίσταση κύλισης αποδίδεται κυρίως στην αντίσταση των ελαστικών κατά την κύλιση. Η τριβή στα έδρανα ολίσθησης και στα μέρη μετάδοσης παίζει επίσης το ρόλο της. Η αντίσταση κύλισης η οποία είναι πρακτικά σταθερή ως προς την ταχύτητα του οχήματος, είναι ανάλογη του βάρους του.



Σχήμα 2.1: Αναπαράσταση δυνάμεων που επενεργούν κατά την πρόωση του οχήματος [2.6]

Η εξίσωση αντίστασης κύλισης όπως απεικονίζεται στο σχ. 2.2 είναι η εξής:

$$F_{rr} = \mu_{rr} \cdot m \cdot g \quad , N \quad (2.1)$$

Όπου  $\mu_{rr}$  είναι ο συντελεστής αντίστασης κύλισης. Κύριοι παράγοντες που επηρεάζουν το συντελεστή  $\mu_{rr}$  είναι ο τύπος και η πίεση του ελαστικού. Η αντίσταση κύλισης μειώνεται δραστικά με την αύξηση της πίεσης των ελαστικών, ωστόσο μειώνεται σημαντικά η ποιότητα κύλισης του οχήματος λόγω της αύξησης των κραδασμών. Ο συντελεστής  $\mu_{rr}$  μπορεί να βρεθεί πειραματικά εκλύοντας ένα όχημα με σταθερή και πολύ χαμηλή ταχύτητα και μετρώντας τη δύναμη έλξης. Τυπικές τιμές του  $\mu_{rr}$  είναι μεταξύ 0.015 για συμβατικά ελαστικά έως και 0.005 για λάστιχα ειδικού τύπου κατασκευασμένα για ηλεκτρικά οχήματα.

### 2.1.2 Αεροδυναμική αντίσταση

Οι αεροδυναμική αντίσταση οφείλεται στην τριβή του οχήματος με τον αέρα, καθώς κινείται με ταχύτητα. Σε αυτή τη συνάρτηση, η μετωπική επιφάνεια καθώς και προεξοχές, όπως οι καθρέπτες, αεραγωγοί, αεροτομές και άλλοι παρόμοιοι παράγοντες επηρεάζουν σημαντικά την τιμή της.

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_d \cdot v^2 \quad , N \quad (2.2)$$

όπου  $\rho$  είναι η πυκνότητα του αέρα,  $A$  η μετωπική επιφάνεια, και  $v$  η ταχύτητα του οχήματος.

Ο συντελεστής  $C_d$  λέγεται συντελεστής οπισθέλκουσας δύναμης. Ο συντελεστής αυτός μπορεί να μειωθεί με τον κατάλληλο σχεδιασμό του αμαξώματος. Τυπική τιμή του συντελεστή  $C_d$  για ένα μέσο οικογενειακό αυτοκίνητο είναι 0,3, αλλά μερικά ηλεκτρικά οχήματα επιτυγχάνουν τιμές έως και 0.19. Η ικανότητα μείωσης του συντελεστή  $C_d$  είναι ακόμα μεγαλύτερη στα ηλεκτρικά οχήματα καθώς υπάρχει μεγάλη ευελιξία στην χωροθέτηση των διαφόρων υποσυστημάτων και απαιτείται λιγότερη ψύξη που μεταφράζεται ως μειωμένη ροή αέρα κάτω από το αμάξι σε σύγκριση με τα συμβατικά οχήματα. Ωστόσο σε οχήματα όπως οι μοτοσυκλέτες και τα λεωφορεία είναι αναπόφευκτη η σημαντική αύξηση του συντελεστή  $C_d$  (τυπική τιμή είναι περίπου 0,7).

Η πυκνότητα του αέρα  $\rho$  μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία, το υψόμετρο και την υγρασία. Ωστόσο τιμές γύρω στο  $1.25\text{kg/m}^3$  είναι λογική θεώρηση στις περισσότερες περιπτώσεις. Όλες οι τιμές αναφέρονται στο SI, δηλαδή  $\text{m}^2$  για το  $A$ ,  $\text{m/s}$  για το  $v$  όπου η δύναμη  $F_{ad}$  που προκύπτει δίνεται σε Newton.

### 2.1.3 Δύναμη του βάρους

Η δύναμη  $F_{hc}$  που απαιτείται προκειμένου να μπορεί το όχημα να ανέβει κάποια ανηφοριά είναι η πιο εύκολη και ευθεία στον τρόπο υπολογισμού της. Πρακτικά η δύναμη αυτή ισούται με τη συνιστώσα του βάρους του οχήματος που έχει διεύθυνση παράλληλη στην νοητή ευθεία του δρόμου που κινείται το όχημα. Αναλύοντας με πολύ απλό τρόπο το διάνυσμα του βάρους σε δύο επιμέρους διανύσματα, ένα κάθετο και ένα οριζόντιο στη διεύθυνση μετακίνησης προκύπτει η σχέση:

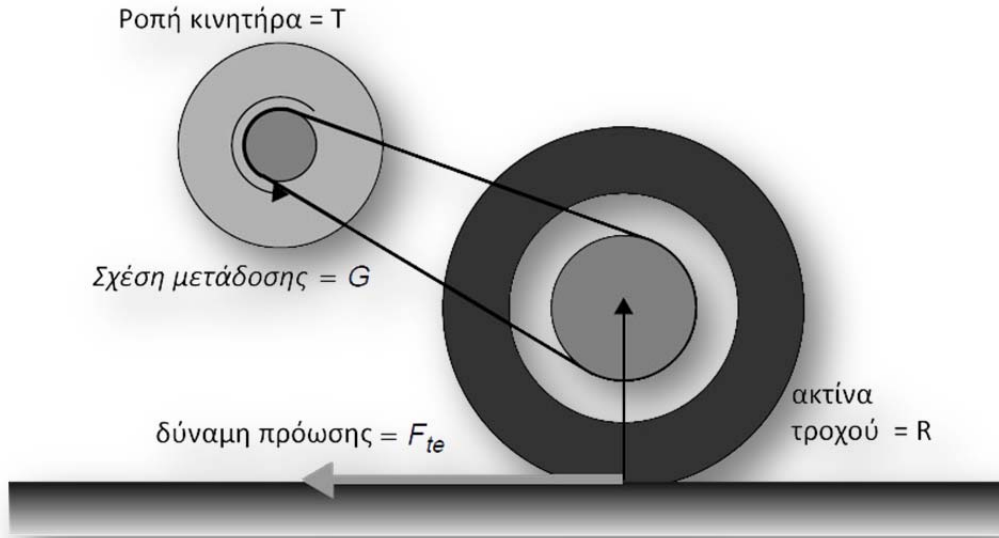
$$F_{hc} = m \cdot g \cdot \sin(\psi) \quad , N \quad (2.3)$$

### 2.1.4 Δύναμη επιτάχυνσης

Είναι ξεκάθαρο ότι απαιτείται μια επιπλέον δύναμη προκειμένου να είναι δυνατή η επιτάχυνση του οχήματος, όπως φαίνεται στο σχ. 2.2. Αυτή η δύναμη θα προκαλέσει ευθύγραμμη επιτάχυνση στο όχημα και δίνεται από τον γνωστό δεύτερο νόμο του Νεύτωνα.

$$F_{ia} = m \cdot a \quad (2.4)$$

Ωστόσο για την καλύτερη δυνατή έκφραση της δύναμης που απαιτείται προκειμένου να επιταχύνει ένα όχημα θα πρέπει να ληφθεί υπόψη και η δύναμη που απαιτείται για την περιστροφική επιτάχυνση των μερών που έχουν ροπή αδράνειας. Κατ' αυτόν τον τρόπο πρέπει να γίνει ένας διαχωρισμός μεταξύ ευθύγραμμης επιτάχυνσης και περιστροφικής επιτάχυνσης. Κύριο θέμα εδώ αποτελεί ο ηλεκτρικός κινητήρας, όχι τόσο λόγω της μεγάλης ροπής αδράνειας, αλλά λόγω της υψηλής ταχύτητας περιστροφής που αναπτύσσει.



Σχήμα 2.2: Αναπαράσταση της συνολικής σχέσης μετάδοσης του οχήματος [2.6]

Σύμφωνα με το σχήμα 2.3 η ροπή στον άξονα του τροχού  $T_a$  θα ισούται με :

$$T = F_{te} \cdot R \quad , Nm \quad (2.5)$$

Όπου  $R$  είναι η ακτίνα του ελαστικού και  $F_{te}$  είναι η δύναμη πρόωσης που ασκεί το κινητήριο σύστημα. Αν θεωρηθεί ο συντελεστής σχέσης μετάδοσης  $G$  υπολογιζόμενος από τον άξονα του κινητήρα έως τον άξονα του τροχού, τότε προκύπτει ότι :

$$T = \frac{F_{te} \cdot R}{G} \Rightarrow F_{te} = \frac{G \cdot T}{R} \quad , N \quad (2.6)$$

Αυτή η σχέση θα χρησιμοποιηθεί στην τελική έκφραση της επίδοσης του οχήματος. Ακόμα ισχύει ότι:

$$\omega_w = \frac{v}{R} \quad , rad/sec \quad (2.7)$$

Οπότε η ταχύτητα του άξονα του κινητήρα θα είναι :

$$\omega_m = G \cdot \frac{v}{R} \quad , rad/sec \quad (2.8)$$

Και η γωνιακή επιτάχυνση του κινητήρα αντίστοιχα θα είναι :

$$\dot{\omega}_m = \frac{a}{R} \quad , \text{rad/sec}^2 \quad (2.9)$$

Η ροπή που απαιτείται προκειμένου να επιτευχθεί αυτή η γωνιακή επιτάχυνση είναι ίση με:

$$T_m = I \cdot G \cdot \frac{a}{R} \quad , Nm \quad (2.10)$$

Όπου  $I$  είναι η ροπή αδράνειας του δρομέα του κινητήρα. Η δύναμη στους τροχούς που απαιτείται προκειμένου να επιτευχθεί η αντίστοιχη γωνιακή επιτάχυνση προκύπτει από το συνδυασμό των παραπάνω εξισώσεων :

$$F_{\omega\alpha} = I \cdot \alpha \cdot \frac{G^2}{R^2} \quad , N \quad (2.11)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι σε αυτές τις απλές εξισώσεις έχει γίνει η παραδοχή ότι το σύστημα μετάδοσης έχει βαθμός απόδοσης 100% και ότι δεν επιβαρύνει με επιπλέον απώλειες. Στη συνέχεια προκειμένου να συμπεριληφθεί ο βαθμός απόδοσης της μετάδοσης στην έκφραση 2.11 εισάγεται ο συντελεστής απόδοσης  $n_g$ . Η σχέση 2.11 τροποποιείται με αυτό τον τρόπο :

$$F_{\omega\alpha} = I \cdot \alpha \cdot \frac{G^2}{n_g \cdot R^2} \quad , N \quad (2.12)$$

### 2.1.5 Συνολική δύναμη πρόωσης

Σύμφωνα με τα παραπάνω η συνολική δύναμη πρόωσης υπολογίζεται από το άθροισμα όλων των συνιστωσών που περιγράφηκαν:

$$F_{te} = F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} + F_{la} + F_{\omega\alpha} \quad , N \quad (2.13)$$

- Όπου:
- $F_{rr}$  είναι η αντίσταση κύλισης (2.13)
  - $F_{ad}$  η οπισθέλκουσα δύναμη από αεροδυναμικές τριβές (2.14)
  - $F_{hc}$  η δύναμη της συνιστώσας του βάρους (2.15)
  - $F_{la}$  η δύναμη ευθύγραμμης επιτάχυνσης (2.16)
  - $F_{\omega\alpha}$  η δύναμη περιστροφικής επιτάχυνσης του δρομέα (2.24)

Σημειώτέον ότι οι δυνάμεις  $F_{la}$  και  $F_{\omega\alpha}$  θα έχουν αρνητικό πρόσημο όταν το όχημα επιβραδύνει την ταχύτητά του ενώ η δύναμη  $F_{hc}$  θα είναι αρνητική όταν το όχημα οδηγείται σε κατηφορικό δρόμο.

## 2.2 ΙΔΙΑΙΤΕΡΟΤΗΤΕΣ ΤΩΝ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ-ΤΡΟΧΩΝ

Η χρήση κινητήρα τροχού στο ηλεκτρικό όχημα έχει ιδιαίτερο ενδιαφέρον σήμερα καθώς ελαχιστοποιούνται οι απώλειες μετάδοσης τόσο κατά την πρόωση όσο και κατά την αναγεννητική πέδηση. Διάφοροι τύποι συστημάτων πρόωσης έχουν προταθεί κατά καιρούς. Οι μηχανές επαγωγής προτιμώνται για την αξιοπιστία τους, ευκολία στην κατασκευή, καθώς επίσης και για την ευελιξία περιστροφής σε μεγάλες ταχύτητες, παρέχοντας υψηλή πυκνότητα ισχύος.

Οι μηχανές μονίμων μαγνητών παρουσιάζουν μειωμένες απώλειες καθώς δεν χρειάζεται ρεύμα διέγερσης στο δρομέα. Πιο συγκεκριμένα οι μηχανές εσωτερικών μαγνητών επιτρέπουν ιδιαίτερα μεγάλο βαθμό απόδοσης και γιαυτό προτιμώνται για ηλεκτρική κίνηση, χρησιμοποιώντας κατάλληλες στρατηγικές ελέγχου. Ένα σημαντικό μειονέκτημα των μηχανών εσωτερικών μαγνητών είναι η σχετικά μεγάλη κυμάτωση ροπής, η οποία εξαρτάται άμεσα από το σχήμα δοντιών του στάτη, την κλίση των αυλακών καθώς και τις διάφορες τεχνικές ελέγχου. Επιπλέον η λειτουργία σε υψηλές ταχύτητες ενέχει δυσκολίες προκειμένου να επιτευχθεί η απαραίτητη εξασθένιση πεδίου. Παρόλαυτα η ελαφριά και συμπαγής κατασκευή δρομέα και η αξιοπιστία που προσφέρει σε μεγάλες ταχύτητες περιστροφής την καθιστούν εξαιρετική επιλογή για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης.

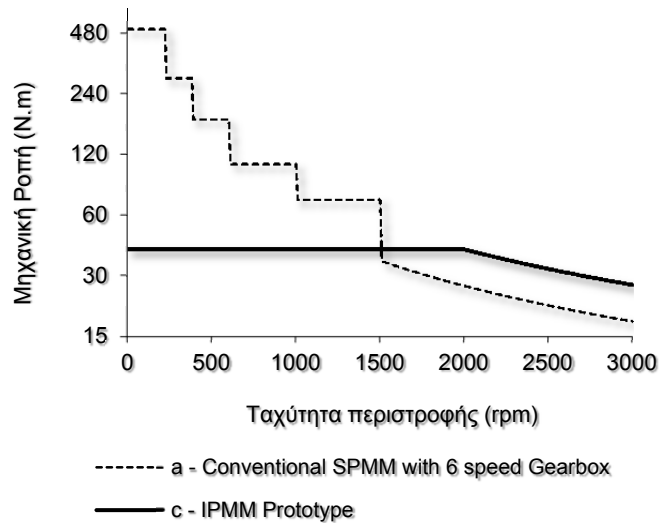
Οι δυσκολίες στην αποθήκευση ηλεκτρικής ενέργειας αποτελούν ένα σοβαρό μειονέκτημα προκειμένου να εδραιωθεί το ηλεκτρικό όχημα στην αγορά ακόμα και σήμερα. Για αυτό το λόγο ο βαθμός απόδοσης του συστήματος είναι κύρια προτεραιότητα, καθώς το κόστος της αποθήκευσης της ενέργειας είναι σημαντικά υψηλότερο απ' ότι αυτό της κατασκευής του κινητήρα, και επηρεάζει σημαντικά τη διαδικασία σχεδίασης και κατασκευής του ηλεκτρικού οχήματος.

Κατά τη σχεδίαση κινητήρα τροχού πρέπει να ληφθούν υπόψη οι απαιτήσεις ροπής και ταχύτητας καθώς δεν εμπλέκεται κιβώτιο μετάδοσης. Οι απαιτήσεις ροπής πρέπει να υπολογιστούν με ακρίβεια προκειμένου να επιτρέψουν το όχημα να μπορεί να κινείται σε απότομες ανηφοριές.

Η έλλειψη κιβωτίου μετάδοσης απαιτεί αυξημένη ροπή από τον κινητήρα τροχό, σε χαμηλή ταχύτητα, οδηγώντας στην ανάπτυξη στρατηγικών ελέγχου σταθερής ισχύος (constant power control). Γενικότερα αυτό μπορεί να επιτευχθεί κάνοντας χρήση τεχνικών ελέγχου εξασθένισης πεδίου. Στις μηχανές επαγωγής αλλά και στις σύγχρονες μηχανές ξένης διέγερσης, οι απώλειες πυρήνα και χαλκού μπορούν να ισοκαταμεριστούν στις συνθήκες υψηλών ταχυτήτων οδήγησης, οδηγώντας σε εφικτή λειτουργία με αποδεκτό βαθμό απόδοσης. Στις μηχανές μονίμων μαγνητών ωστόσο, ιδιαίτερα στην περίπτωση επιφανειακών μαγνητών, αυτό είναι εξαιρετικά δύσκολο. Ιδιαίτερα όμως οι μηχανές εσωτερικών μαγνητών έχουν μια έμφυτη ικανότητα εξασθένισης πεδίου κατά τη φόρτιση, καθιστώντας τις πιο κατάλληλες για τέτοιου είδους εφαρμογές.



Σε μια τυπική εφαρμογή ηλεκτρικού οχήματος ο τροχός στρέφεται περίπου 1000-1500 ΣΑΛ και η αντίστοιχη απαίτηση ροπής ανά τροχό (για όχημα με κίνηση σε δύο τροχούς) είναι της τάξης των 50Nm.



**Σχήμα 2.3:** Αναπαράσταση δυνάμεων που επενεργούν κατά την πρόωση του οχήματος [2.1]

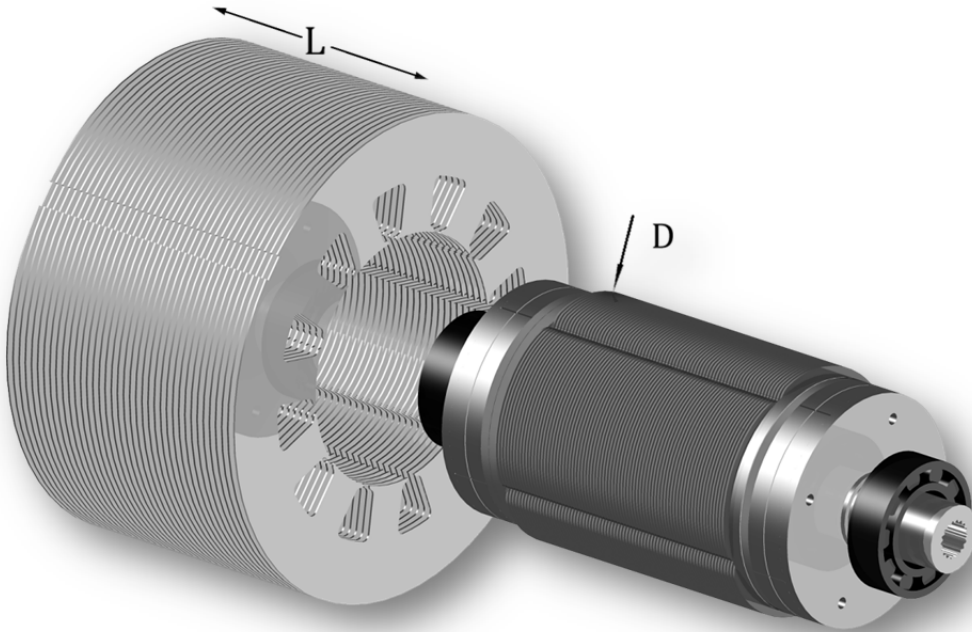
Στο σχ. 2.4 φαίνεται η μεταβολή της ροπής συναρτήσει της ταχύτητας στην περίπτωση μηχανής τροχού επιφανειακών μαγνητών, με και χωρίς τη χρήση κιβωτίου ταχυτήτων και στην περίπτωση μηχανής τροχού εσωτερικών μαγνητών, χωρίς τη χρήση κιβωτίου ταχυτήτων. Σε αυτό το σχήμα φαίνεται το ξεκάθαρο προβάδισμα που παρουσιάζει η χρήση κιβωτίου ταχυτήτων, ιδιαίτερα στις χαμηλές ταχύτητες, συγκρινόμενο με την απευθείας ζεύξη του κινητήρα στον τροχό.

### 2.3 ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Οι σημερινές μέθοδοι σχεδίασης του κινητήρα ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης επιτρέπουν εξαιρετικά λεπτομερή αναπαράσταση των χαρακτηριστικών του που συνεπάγεται μεγάλης ακρίβειας σχεδίαση. Βασικό εργαλείο σε αυτές τις μεθόδους είναι η ανάλυση με χρήση πεπερασμένων στοιχείων (Finite Element Analysis) *FEA*, η οποία θα περιγραφεί εκτενώς στο επόμενο κεφάλαιο. Στο παρόν κεφάλαιο εξετάζεται η σχεδίαση σε πιο πρώιμο επίπεδο, πριν τη χρήση των πεπερασμένων στοιχείων, η οποία λαμβάνει υπόψη τις προδιαγραφές του συστήματος κίνησης και προσδιορίζει τη γεωμετρία του διακένου, χωρίς τη λεπτομερή διαμόρφωση του κινητήρα.

Με την έννοια διαστασιολόγηση του διακένου του κινητήρα εννοούμε τις προκαταρκτικές διαστάσεις του κυλίνδρου που ορίζει το μέσον του διακένου, ανάμεσα σε στάτη και δρομέα, το οποίο ορίζεται από τις μεταβλητές  $D$  και  $L$  που αντιστοιχούν στη διάμετρο του δρομέα αυξημένη κατά το κενό μεταξύ δρομέα-στάτη και στο ενεργό μήκος της μηχανής. Οι μεταβλητές  $D$  και  $L$  φαίνονται στο σχήμα 2.4.

Αυτή η διαστασιολόγηση γίνεται με βάση ορισμένες τυπικές τιμές βασικών μαγνητικών, ηλεκτρικών και θερμικών μεγεθών. Παρακάτω παρουσιάζονται αυτά τα μεγέθη και οι βασικές σχέσεις υπολογισμού τους στην περίπτωση του τριφασικού κινητήρα, ενώ στο σχήμα 2.1 σημειώνονται οι βασικές διαστάσεις της γεωμετρίας ενός κινητήρα.



**Σχήμα 2.4:** Διαστασιολόγηση διακένου (προσδιορισμός των παραμέτρων  $D$  και  $L$ ) κατά την προκαταρκτική σχεδίαση.

### 2.3.1 Πάχος διακένου

Το πάχος του διακένου είναι πρωτεύουσας σημασίας για την επίτευξη των επιθυμητών χαρακτηριστικών λειτουργίας μιας ηλεκτρικής μηχανής. Γενική αρχή είναι ότι το διάκενο πρέπει να έχει το μικρότερο δυνατό πάχος, το οποίο καθορίζεται από την ακρίβεια κατασκευής και την δυνατότητα μηχανικής στήριξης δρομέα και στάτη. Οι δυνάμεις για δεδομένη κατασκευή μεγιστοποιούνται όταν το πάχος του διακένου είναι ελάχιστο, οπότε είναι επιθυμητό το πάχος διακένου να είναι το ελάχιστο δυνατό. Εκτός από το θέμα της κατασκευαστικής ακρίβειας του πυρήνα και της τοποθέτησης των μονίμων μαγνητών, στις ΣΜΜΜ είναι ιδιαίτερα σημαντικό το θέμα της εκκεντρότητας, το οποίο τείνει να τρέψει τον δρομέα προς την πλευρά όπου παρατηρείται η κατασκευαστική ασυμμετρία (την πλευρά ως προς το στάτη που ελαχιστοποιείται ασύμμετρα το διάκενο), όπου η συνισταμένη δύναμη έλξης ως προς τον άξονα συμμετρίας, παύει να είναι μηδενική και παίρνει ανεξέλεγκτα μεγάλη τιμή, με αποτέλεσμα ο δρομέας να κολλάει στο στάτη.

### 2.3.2 Ειδική μαγνητική φόρτιση

Η ειδική μαγνητική φόρτιση,  $\bar{B}$  συνδέει τον αριθμό πόλων  $p$  με τη μαγνητική ροή ανά πόλο  $\Phi$  και είναι:

$$\bar{B} = \frac{p \cdot \Phi}{\pi \cdot D \cdot L} \quad (2.14)$$

Όπου  $D$  η διάμετρος του διακένου και  $L$  το αξονικό μήκος του ενεργού μέρους της μηχανής. Το μέγεθος αυτό λαμβάνει συνήθως τιμές από 0.4T ως 0.7T ενώ σε ειδικές μηχανές μεγάλης απαίτησης πυκνότητας ροπής, όπου πρωτεύοντα ρόλο παίζει η επίδοση σε στατική λειτουργία, μπορεί να ξεπεράσει και το 1T. Το άνω όριο συνήθως τίθεται από το φαινόμενο του κορεσμού του σιδηρομαγνητικού υλικού στα δόντια του στάτη. Η 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.

### 2.3.3 Ειδική ηλεκτρική φόρτιση

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

$$ac = \frac{3 \cdot 2 \cdot N_s \cdot I}{\pi \cdot D} \quad (2.15)$$

Τυπικές τιμές ηλεκτρικής φόρτισης σύγχρονων μηχανών είναι από 15000 AE/m ως 45000AE/m. Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση καθορίζει από κοινού με την ειδική μαγνητική φόρτιση την ικανότητα παραγωγής ροπής μιας δεδομένης μηχανής. Όσο αφορά τις απώλειες, η ηλεκτρική φόρτιση συνδέεται με τις απώλειες χαλκού της μηχανής.

Τα δύο παραπάνω μεγέθη συνδέονται με τη λεγόμενη σχέση εξόδου της ηλεκτρικής μηχανής, η οποία δίνει μια εκτίμηση της ροπής ή της ισχύος εξόδου. Για την εύρεση αυτής της σχέσης λαμβάνεται υπόψη ότι:

- Η ενεργός τιμή της επαγόμενης τάσης,  $E$ , δίνεται από τη σχέση:

$$E = 4,44 \cdot k_w \cdot f \cdot N_s \cdot \Phi \quad (2.16)$$

Όπου  $k_w$  ο συντελεστής τυλίγματος,  $f$  η ηλεκτρική συχνότητα,  $N_s$  ο συνολικός αριθμός ελιγμάτων ανά φάση και  $\Phi$  η θεμελιώδης μαγνητική ροή ανά πόλο.

- Η φαινόμενη ισχύς της μηχανής δίνεται από τη σχέση:

$$S = 3 \cdot E \cdot I \quad (2.17)$$

Όπου I το φασικό ρεύμα.

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

$$n = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (2.18)$$

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

$$S = 1,11 \cdot k_w \cdot \pi^2 \cdot \bar{B} \cdot ac \cdot D^2 \cdot L \cdot n \quad (2.19)$$

Όπως φαίνεται από αυτή τη σχέση, η ισχύς εξόδου της μηχανής είναι ανάλογη του τετραγώνου της διαμέτρου του διακένου και ανάλογη του αξονικού μήκους του ενεργού μέρους του πυρήνα. Έτσι λοιπόν, κατά τη σχεδίαση ενός κινητήρα η μιας γεννήτριας πρέπει να προσδιοριστεί ο πιο συμφέρων συνδυασμός ειδικής ηλεκτρικής και μαγνητικής φόρτισης, διαστάσεων διακένου και ταχύτητας περιστροφής ώστε να ληφθεί η επιθυμητή ισχύς στην έξοδο χωρίς να θυσιαστούν άλλα χαρακτηριστικά της μηχανής, όπως για παράδειγμα η απόδοση, το κόστος κατασκευής και το συνολικό βάρος.

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

$$\eta = \frac{P_{εξ}}{P_{εξ} + P_{απωλ}} \rightarrow \frac{x^{3.5}}{x^{3.5} + K \cdot x^2} \rightarrow \frac{1}{1 + \frac{K}{x^{1.5}}} \quad (2.20)$$

Η εξίσωση (2.20) δείχνει ότι η απόδοση αυξάνει με αύξηση στις γραμμικές διαστάσεις. Αυτό δικαιολογεί εν μέρει γιατί κινητήρες με ισχύ μικρότερη του ενός  $kW$  έχουν απόδοση της τάξης του 60%, ενώ γεννήτριες μεγάλης ισχύος έχουν απόδοση πάνω από 97%.

#### 2.3.4 Οριακή τάση διακένου

Η οριακή τάση διακένου  $\sigma_{max}$  αποτελεί βασικό μέγεθος της μηχανικής αντοχής της μηχανής και δεν πρέπει να ξεπερνά την τιμή των  $10 \text{ tn/cm}^2$ . Το μέγεθος αυτό ορίζεται ως η φυγόκεντρος δύναμη του δρομέα ανά μονάδα επιφανείας.

Η φυγόκεντρος δύναμη δίνεται από τη σχέση:

$$F = m \cdot \omega_{rm} \cdot R \quad (2.21)$$

Όπου  $m$  η μάζα του δρομέα,  $\omega_{rm}$  η μηχανική γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του και  $R$  η ακτίνα του. Έτσι η οριακή τάση διακένου υπολογίζεται :

$$\sigma_{max} = \frac{m \cdot \omega_{rm}}{2 \cdot \pi \cdot L} \quad (2.22)$$

### 2.3.5 Πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος

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

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

### 2.3.6 Προσδιορισμός ηλεκτρομαγνητικής ροπής

Ο προσδιορισμός της ελάχιστης επιφάνειας του διακένου γίνεται λαμβάνοντας υπ' όψιν την μέγιστη επιθυμητή ροπή διακένου. Θεωρείται ότι για την παραγωγή της μέγιστης ροπής η ηλεκτρική γωνία των πεδίων στάτη και δρομέα είναι  $90$  ηλεκτρικές μοίρες. Αρχικά υπολογίζεται η μέση επαπτομενική πίεση διακένου ως εξής:

$$P_t = \frac{1}{\pi \cdot D \cdot \mu_0} \cdot \oint \bar{B}_n \cdot \bar{B}_t \cdot dl \quad (2.23)$$

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

Αφού υπολογιστεί η επαπτομενική πίεση, χρησιμοποιείται η ακόλουθη σχέση για την εύρεση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής:

$$T_{el} = \frac{\pi \cdot P_t \cdot D^2 \cdot L}{2} \quad (2.24)$$

### 2.3.7 Αναλογία διαστάσεων $D$ και $L$

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

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

Στη βιβλιογραφία προσδιορίζονται ορισμένες αναλογίες που πρέπει να έχει μια μηχανή ώστε να χαρακτηρίζεται από υψηλή επίδοση, απόδοση ή 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 :

$$\tau = \frac{\pi \cdot D}{p} \quad (2.25)$$

Στον πίνακα 2.1 παρατίθενται οι περιοχές τιμών του λόγου  $L/\tau$ , η κάθε μια από τις οποίες παρουσιάζει διαφορετικά χαρακτηριστικά.

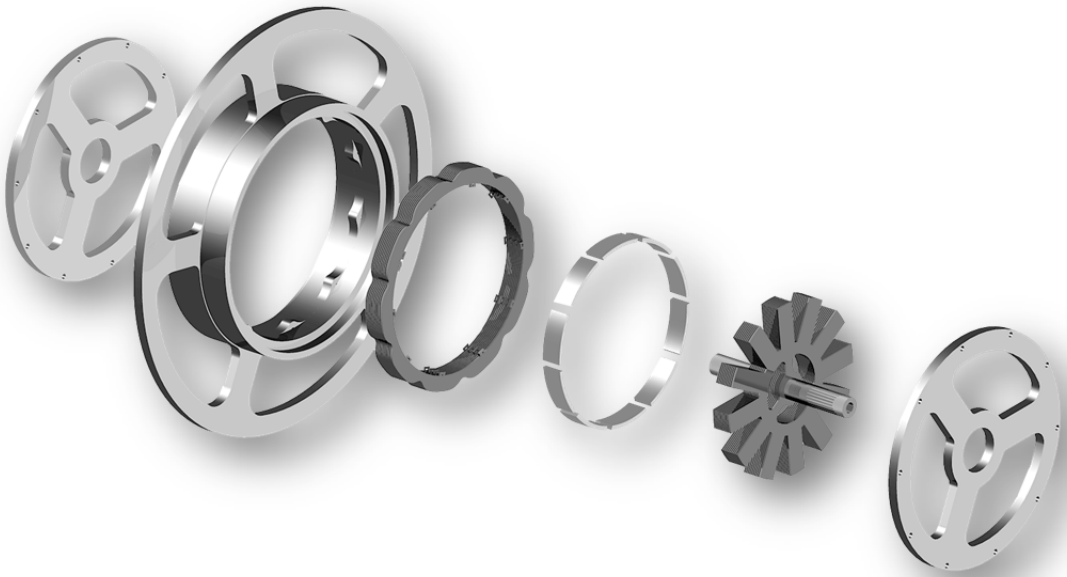
$L/\tau$	Χαρακτηριστικό ηλεκτρικής μηχανής
1.0	Ισορροπημένη σχεδίαση
1.0 - 1.5	Υψηλός συντελεστής ισχύος
1.5	Υψηλή απόδοση
1.5 - 2.0	Ελάχιστο κόστος

Πίνακας 2.1 Περιοχές τιμών του λόγου  $L/\tau$  [2.9]

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

#### 2.4 ΕΦΑΡΜΟΓΗ 1: ΠΡΟΚΑΤΑΡΚΤΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΤΡΟΧΟΥ ΙΣΧΥΟΣ 120W

Στην παράγραφο 2.1 περιγράφηκε ο τρόπος που προσδιορίζεται η συνολική δύναμη πρόωσης βάσει των προδιαγραφών κύλισης του οχήματος. Εν συνεχεία, προσδιορίζοντας τη δύναμη αυτή, προκύπτει, βάσει της ακτίνας τροχού η απαιτούμενη ροπή που απαιτείται από το κινητήριο σύστημα. Η ροπή και η ταχύτητα αποτελούν τις προδιαγραφές για τη δεύτερη φάση της προκαταρκτικής σχεδίασης, που είναι η διαστασιολόγηση διακένου ( $D$  και  $L$ ) όπως αναπτύχθηκε στην παράγραφο 2.3. Σε αυτό το σημείο εφαρμόζεται η μεθοδολογία αυτή προκειμένου να προσδιοριστούν τα πρωταρχικά γεωμετρικά χαρακτηριστικά ενός κινητήρα μικρής ισχύος (120W) για μικρό πρότυπο όχημα εξοικονόμησης ενέργειας.



**Σχήμα 2.5:** *Κινητήρας τροχός του πρότυπου οχήματος εξοικονόμησης ενέργειας «Πυρφόρος»*

Το πρότυπο όχημα εξοικονόμησης ενέργειας «Πυρφόρος» θα κληθεί να διανύσει στον πανευρωπαϊκό διαγωνισμό Shell Eco-Marathon®, απόσταση 25.5 χιλιομέτρων σε πίστα χωρίς κλίση. Μετά την εκκίνηση, οι κανονισμοί θέτουν ως μικρότερη δυνατή μέση ταχύτητα κίνησης του οχήματος τα 30km/h, προκειμένου να συμπληρωθούν 8 γύροι σε μέγιστο χρόνο 51 λεπτά. Στην προσπάθεια να ελαχιστοποιηθεί η απαιτούμενη ισχύς για κίνηση, το όχημα θα οδηγηθεί στο μεγαλύτερο μέρος της διαδρομής με τη μικρότερη δυνατή ταχύτητα. Επομένως, η σχεδίαση του κινητήρα προσανατολίζεται σε

ελαχιστοποίηση των απωλειών σε μια μικρή περιοχή ισχύος εξόδου και ταχύτητας περιστροφής.

Ο κινητήρας που προτείνεται είναι τύπου κινητήρας-τροχός. Η απευθείας ζεύξη στον τροχό ελαχιστοποιεί τις απώλειες μετάδοσης και δίνει ένα πλεονέκτημα στον περιορισμό της απώλειας ισχύος στα μηχανικά μέρη. Για αυτόν το λόγο η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής των τροχών ταυτίζεται με την γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα. Ο κινητήρας τροχός συνήθως φέρει εξωτερικό δρομέα, συνεπώς τα τυλίγματα του στάτη βρίσκονται στο εσωτερικό, όπως φαίνεται στο σχ. 2.2. Αυτή η διάταξη διευκολύνει στην κατασκευή του δρομέα και στην τοποθέτηση των μονίμων μαγνητών, ωστόσο εισάγει κάποιους περιορισμούς σχετικά με το διαθέσιμο εμβαδόν για τα τυλίγματα του στάτη, καθώς και την ψύξη τους.

Συγκεντρωτικά, οι προδιαγραφές προκαταρκτικής σχεδίασης που προκύπτουν από τις απαιτήσεις της εφαρμογής και τους κανονισμούς του διαγωνισμού σχηματίζουν τον παρακάτω πίνακα βάσει του οποίου ακολουθεί ο σχεδιασμός.

Χαρακτηριστικό	Ποσότητα
Ονομαστική ισχύς	122 W
Ονομαστική ροπή	3.7 Nm
Μέγιστη ροπή	11 Nm
Ονομαστική ταχύτητα περιστροφής	313 ΣΑΛ
Μέγιστη ταχύτητα περιστροφής	400 ΣΑΛ
Ονομαστική φασική ενεργός τάση	20 V
Βαθμός απόδοσης στην ονομαστική λειτουργία	> 90%
Τοπολογία	Εξωτερικού δρομέα
Μέγιστες διαστάσεις (διάμετρος x αξονικό μήκος)	45 cm x 10 cm

**Πίνακας 2.2** Προδιαγραφές και χαρακτηριστικά κινητήρα-τροχού

#### 2.4.1 Προσδιορισμός ροπής και ταχύτητας

Αντικαθιστώντας τις τιμές της ταχύτητας και ακτίνας τροχού προκύπτει ότι :

$$\omega_{rm} = \frac{\bar{v}}{3,6 \cdot R_w} = \frac{30}{3,6 \cdot 0,254} = 32,8 \text{ rad/sec} \quad (2.26)$$

όπου  $\omega_{rm}$  η ονομαστική γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα σε rad/sec,  $v$  η μέση ταχύτητα του οχήματος σε m/sec και  $R_w$  η ακτίνα του κινητήριου τροχού σε m.

Η δύναμη ασκείται αντίθετα στην κίνηση του οχήματος κατά την κύλιση του σε οριζόντιο επίπεδο έχει δύο συνιστώσες: την αεροδυναμική δύναμη οπισθέλκουσας  $F_{ad}$  και την αντίσταση κύλισης  $F_{rr}$ . Η αεροδυναμική οπισθέλκουσα δύναμη οφείλεται κατά κύριο λόγο στην πίεση που δέχεται το όχημα από τον αέρα κατά την κίνησή του. Με βάση τα αεροδυναμικά χαρακτηριστικά του αμαξώματος ο αεροδυναμικός συντελεστής θεωρείται 0,21, ενώ τυπικές τιμές για ειδικά σχεδιασμένα αμαξώματα κυμαίνεται στο διάστημα 0,2 ως 0,3. Η αντίσταση κύλισης οφείλεται κατά κύριο λόγο στην παραμόρφωση του ελαστικού κατά την επαφή του με το οδόστρωμα. Ο συντελεστής αντίστασης κύλισης



θεωρείται ίσος με 0,008 και τυπικές τιμές είναι 0,013 ως 0,018 , ενώ χαρακτηριστικό είναι ότι μειώνεται με την αύξηση της πίεσης του τροχού. Η συνολική δύναμη οπισθέλκουσας κατά την κίνηση του οχήματος σε ονομαστική ταχύτητα υπολογίζεται ως εξής:

$$F_{te} = \mu_{rr} \cdot m \cdot g + \frac{\rho \cdot c_d \cdot A \cdot v^2}{2} = 12,2 \text{ N} \quad (2.27)$$

όπου  $\mu_{rr}$  ο συντελεστής αντίστασης κύλισης,  $m$  η συνολική μάζα οχήματος και οδηγού σε kg,  $c_d$  ο αεροδυναμικός συντελεστής του οχήματος,  $A$  η μετωπική επιφάνεια του οχήματος σε  $m^2$ ,  $v$  η μέση ταχύτητα σε m/sec,  $\rho$  η πυκνότητα του αέρα σε  $Kg/m^3$ . Η μετωπική επιφάνεια εκτιμάται ότι είναι 0.5  $m^2$ . Το συνολικό βάρος του αυτοκινήτου ανέρχεται κατά μέγιστο σε 100Kg. Η πυκνότητα του αέρα είναι ίση με 1.225  $Kg/m^3$ .

Η δύναμη που προκύπτει προσαυξάνεται κατά 20% ώστε να υπάρχει ένα περιθώριο ασφαλείας. Οι παράγοντες αβεβαιότητας του ονομαστικού φορτίου είναι οι μηχανικές τριβές που αναμένεται να υπάρξουν καθώς και τα τελικά χαρακτηριστικά του οχήματος. Στο σημείο αυτό σημειώνεται πως οι μηχανικές τριβές θα θεωρούνται συνιστώσα του φορτίου του ηλεκτρικού κινητήρα. Η ενσωμάτωσή του στον τροχό του οχήματος έχει ως αποτέλεσμα να μην χρειάζονται επιπρόσθετοι τριβείς για τον κινητήρα.

Έτσι, στη μόνιμη κατάσταση υπολογίζεται πως υπάρχει απαίτηση για ροπή στο διάκενο:

$$T_{el} = 120\% \cdot F_{te} \cdot R_w = 3,7 \text{ Nm} \quad (2.28)$$

Αντικαθιστώντας τις (2.26) και (2.28) προκύπτει η ισχύς μόνιμης κατάστασης (με μέση ταχύτητα 30 km/h):

$$P_{el} = T_{el} \cdot \omega_w = 122 \text{ Watt} \quad (2.29)$$

Για τη μεταβατική κατάσταση της εκκίνησης και της επιτάχυνσης του οχήματος εκτιμάται πως επαρκεί ανάπτυξη ροπής περίπου ίση με την τριπλάσια από την ονομαστική:

$$T_{max} = 10 \text{ Nm} \quad (2.30)$$

#### 2.4.2 Διαστασιολόγηση διακένου

Ο προσδιορισμός της ελάχιστης επιφάνειας του διακένου γίνεται λαμβάνοντας υπ' όψιν τις σχέσεις (2.23) και (2.24). Ως μέση επαγωγή διακένου λαμβάνεται η τιμή 0.5 T, ώστε να υπάρχουν μικρές απώλειες σιδήρου στον στάτη. Θεωρώντας ότι :

$$B_n = B_t = \frac{0,5 \cdot \sqrt{2}}{2} = 0,35 \text{ T} \quad (2.31)$$

Η μέση εφαπτομενική πίεση διακένου θα είναι:

$$P_t = \frac{0,35^2}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} = 97,5 \text{ kN/m}^2 \quad (2.32)$$

Τέλος, αντικαθιστώντας στη σχέση (2.14) , βρίσκουμε:

$$D^2 \cdot L = 24,2 \text{ cm}^3 \quad (2.33)$$

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

Η (2.33) οδηγεί σε οποιοδήποτε συνδυασμό  $D$  και  $L$  τα οποία την ικανοποιούν. Στον πίνακα φαίνονται μερικά από τα δυνατά ζεύγη τιμών ώστε ο κινητήρας να δύναται να παράγει τη μέγιστη απαιτούμενη ροπή.

$L(cm)$	$D(cm)$
0.5	7.0
1	4.9
1.5	4.0
2	3.5
2.5	3.1
3	2.8
3.5	2.6
4	2.5
4.5	2.3
5	2.2

**Πίνακας 2.3** Ζεύγη τιμών  $D$  και  $L$  σύμφωνα με τη σχέση (2.33)

Η τελική διαστασιολόγηση του διακένου προκύπτει έπειτα από την διενέργεια πεδιακής μελέτης και λαμβάνοντας υπόψη περιορισμούς που θέτει η κατασκευή του κινητήρα. Όπως διαπιστώνεται, για να κρατηθεί μικρή η πυκνότητα του ρεύματος στις αύλακες και για να υπάρχει χαμηλή πυκνότητα μαγνητικής ροή στα δόντια του στάτη, χρειάζεται περισσότερος χώρος για τα τυλίγματα και για τα δόντια του στάτη. Επιλέγεται η διάμετρος και το αξονικό μήκος διακένου να είναι μεγαλύτερα από αυτά που υπολογίστηκαν προηγουμένως. Η ανάγκη για μεγαλύτερες διαστάσεις διακένου είναι εμφανής, αφού σε σχεδίαση όπου έγιναν υπολογισμοί για διαστάσεις  $L=3 \text{ cm}$  ,  $D= 2.8 \text{ cm}$ , προκύπτει ότι μόνο για αύλακες χρειάζεται εμβαδό  $9540 \text{ mm}^2$  στο στάτη, ενώ η διαθέσιμη διατομή είναι  $616 \text{ mm}^2$  .

Έπειτα από δοκιμές, επιλέγεται το ζεύγος τιμών:

$$L = 3, \text{ cm } D = 15 \text{ cm} \quad (2.34)$$

Υπολογίζεται ότι ο λόγος  $L/\tau$  είναι ίσος με (2.25) :

$$\frac{L}{\tau} = \frac{L}{\frac{\pi \cdot D}{p}} = \frac{3 \cdot 10}{\pi \cdot 15} = 0,64 \quad (2.35)$$

Η χαμηλή τιμή του λόγου αυτού δικαιολογείται από τη μικρή ισχύ του κινητήρα όπως αποτυπώθηκε στον πίνακα 2.1. Το πλάτος του διακένου συμφέρει σε κάθε περίπτωση να είναι όσο μικρότερο γίνεται. Εκτιμάται ότι το ελάχιστο διάκενο που μπορεί να επιτευχθεί κατά την κατασκευή είναι:

$$g = 0,7 \text{ mm} \quad (2.36)$$

Η επιλογή ονομαστικής συχνότητας λειτουργίας και αριθμού πόλων σχετίζεται με την μηχανική ταχύτητα περιστροφής στη μόνιμη κατάσταση:

$$\omega_w = \frac{4 \cdot \pi \cdot f}{p} \quad , \quad \text{rad/sec} \quad (2.37)$$

,όπου  $p$  ο αριθμός των πόλων του κινητήρα,  $f$  η συχνότητα λειτουργίας.

Λύνοντας ως προς το λόγο  $p/f$ , προκύπτει η σχέση των πόλων με τη συχνότητα λειτουργίας:

$$p/f = 0,383 \text{ sec} \quad (2.38)$$

Οι απώλειες πυρήνα αυξάνονται αυξανόμενης της συχνότητας και επιλέγεται η λειτουργία του κινητήρα να παραμένει σε συχνότητα χαμηλότερη των 50 Hz με παράλληλη χρήση λαμαρίνας χαμηλών ειδικών απωλειών. Το κάτω όριο συχνότητας τίθεται για λόγους αξιοποίησης υλικού στα 20 Hz περίπου. Επίσης, με δεδομένο τον τρόπο κατασκευής του κινητήρα και τις προβλεπόμενες διαστάσεις, ο αριθμός των πόλων δεν μπορεί να είναι αρκετά μεγάλος. Ένα αποδεκτό ζεύγος τιμών ( $P, f$ ) είναι επομένως, 10 πόλοι και συχνότητα 26 Hz.

#### 2.4.3 Υπολογισμός ειδικών φορτίσεων

Η μέση ροή ανά πόλο υπολογίζεται από τον τύπο (2.39):

$$\Phi = \frac{B_{\text{μέσο}} \cdot \pi \cdot L \cdot D}{p} = \frac{0,5 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 15 \cdot 10^{-4}}{p} = 0,707 \text{ mWb} \quad (2.39)$$

Η rms τιμή της φασικής τάσης, που είναι ικανός να αναπτύξει ο μετατροπέας, δεδομένου συντελεστή διαμόρφωσης και επιπέδου τάσης DC που παρέχει η κυψέλη υδρογόνου είναι 20 V.

Ο παρακάτω τύπος δίνει τον αριθμό των σπειρών ανά φάση

$$N_i = \frac{e}{4,44 \cdot f \cdot p/2 \cdot \Phi} = \frac{20}{4,44 \cdot 26 \cdot 5 \cdot 0,707 \cdot 10^{-3}} = 49 \text{ σπειρες} \quad (2.40)$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος δίνεται από τη σχέση :

$$I_N = \frac{P_{el}}{3 \cdot e \cdot \cos\varphi} = \frac{122}{3 \cdot 20 \cdot 0,7} = 2,9 \text{ A} \quad (2.41)$$

, υπό την προϋπόθεση πως ο κινητήρας λειτουργεί με συντελεστή ισχύος 0,7 επαγωγικό.

Η μαγνητεγερτική δύναμη δίνεται από την παρακάτω σχέση :

$$ME\Delta = I_N \cdot N_i = 2,9 \cdot 49 = 142,1 \text{ AE} \quad (2.42)$$

Το αναγκαίο εμβαδόν αύλακας που θα δημιουργήσει την παραπάνω  $ME\Delta$  υπολογίζεται με κριτήριο τη μέγιστη πυκνότητα ρεύματος η οποία επιλέγεται να είναι ίση με  $J = 3 \text{ A/mm}^2$ , διότι με αυτό τον τρόπο διασφαλίζεται ότι οι απώλειες χαλκού θα είναι χαμηλές, και ότι δεν θα απαιτείται σύστημα ψύξης.

Συνεπώς, το πραγματικό εμβαδόν χαλκού υπολογίζεται ως εξής:

$$A_{cu} = \frac{ME\Delta}{J} = 47,4 \text{ mm}^2 \quad (2.43)$$

Θεωρώντας συντελεστή πληρότητας της αύλακας  $ff$ ,

$$ff = 0,6 \text{ mm}^2 \quad (2.44)$$

το συνολικό εμβαδόν αύλακας θα πρέπει να είναι :

$$A_{slot} = \frac{A_{cu}}{ff} = 79 \text{ mm}^2 \quad (2.45)$$

Στη συνέχεια υπολογίζεται το πλάτος  $\mu$  των δοντιών του στάτη. Το ελάχιστο πλάτος υποδεικνύεται από την απαίτηση η μέγιστη μαγνητική επαγωγή στο δόντι να μην θέτει τη λαμαρίνα σε κορεσμό, δηλαδή να περιοριστεί σε τιμές χαμηλότερες του 1,5Tesla. Κάνοντας την παραδοχή πως όλη η μαγνητική ροή, που επιβάλλεται από το μόνιμο μαγνήτη στο διάκενο εισέρει στα τρία δόντια ανά πόλο προκύπτει ότι :

$$\mu_{slot} = \frac{\Phi}{3 \cdot L \cdot B_{\mu\epsilon\sigma\omicron}} = \frac{0,707 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 0,03 \cdot 1,5} = 5,2 \text{ mm} \quad (2.46)$$

Τα 5.2mm αντιστοιχούν σε τόξο 6 μοιρών. Με δεδομένο όμως πως η μαγνητική ροή δεν κατανέμεται εξίσου και στα τρία δόντια του πόλου κατά τη λειτουργία του κινητήρα, η τιμή αυτή πρέπει να θεωρηθεί ως η ελάχιστη.

Όπως υπολογίστηκε παραπάνω, κάθε δόντι θα πρέπει να καταλαμβάνει τουλάχιστον 6 μοίρες τόξο στην περιφέρεια του διακένου. Λαμβάνοντας υπόψη ότι αντιστοιχούν τρία δόντια και τρεις αύλακες ανά πόλο, η κάθε αύλακα θα καταλαμβάνει 6 μοίρες περίπου στην περιφέρεια του διακένου. Σε σημεία του διακένου στα οποία καταλήγουν οι αύλακες, το διάκενο είναι αυξημένο και θεωρείται διπλάσιο του κανονικού. Το μέσο διάκενο υπολογίζεται ως εξής:

$$l_g = \frac{6 \cdot 1 + 6 \cdot 2}{12} = 1,5 \text{ mm} \quad (2.47)$$

$$5,2 \text{ mm} \leq 2\delta \leq 8,4 \text{ mm} \quad (2.48)$$

ειδική μαγνητική φόρτιση έχει καθοριστεί στην αρχή της υποενότητας ίση με :

$$B_{\mu\epsilon\sigma\omicron} = 0,5 \text{ T} \quad (2.49)$$

Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση υπολογίζεται ως εξής:

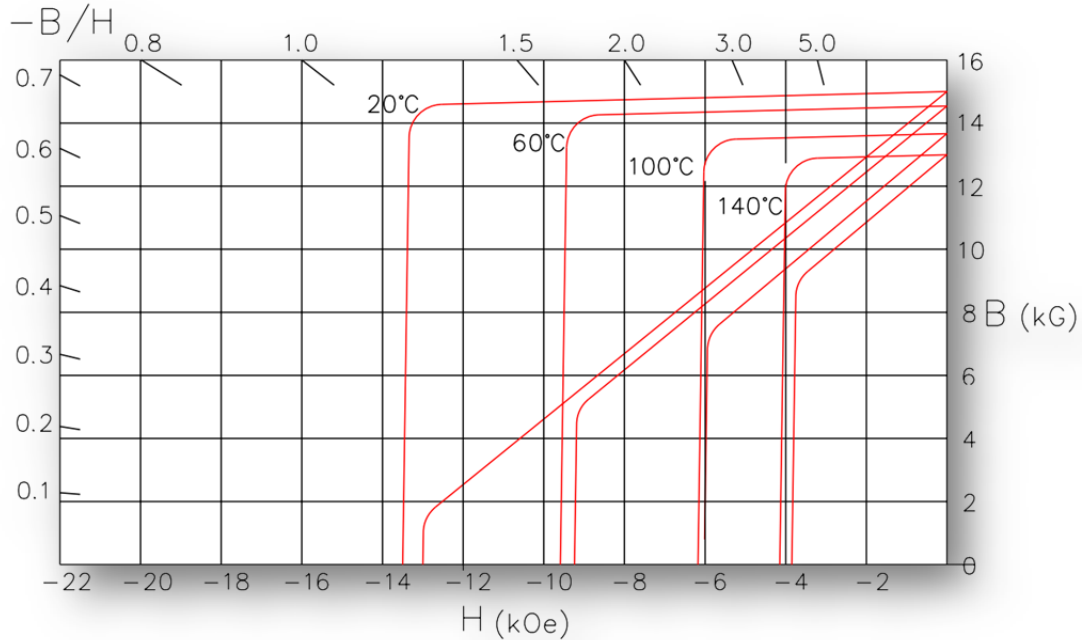
$$ac = \frac{3 \cdot 2 \cdot N_i \cdot p / 2 \cdot I_N}{\pi \cdot D} = \frac{3 \cdot 49 \cdot 10 \cdot 2,9}{\pi \cdot 0,15} = 9046 \text{ AE/m} \quad (2.50)$$

#### 2.4.4 Γεωμετρική διαμόρφωση μαγνήτη

Η γεωμετρική διαμόρφωση του δρομέα καθορίζεται από απαίτηση για χαμηλές απώλειες πυρήνα. Η τοπολογία δρομέα επιφανειακών μαγνητών παρουσιάζει σχεδόν αμελητέες απώλειες πυρήνα, καθώς η μεταβολή της μαγνητικής επαγωγής στο σώμα του σιδήρου υπόκειται σε ελάχιστονες βρόγχους υστέρησης. Στην ενότητα αυτή υπολογίζονται οι κατάλληλες διαστάσεις και ο τύπος του μόνιμου μαγνήτη. Οι μαγνήτες κράματος Νεοδυμίου – Σιδήρου – Βορίου (NdFeB) επιλέγονται ως υλικό, γιατί έχουν τη μεγαλύτερη πυκνότητα ενέργειας από τις υπόλοιπες εναλλακτικές του εμπορίου. Παρουσιάζουν μέτρια αντοχή στην αύξηση της θερμοκρασίας, αλλά στην συγκεκριμένη εφαρμογή υψηλής απόδοσης δεν αναμένονται υψηλές θερμοκρασίες.

Υπολογίζονται παρακάτω οι διαστάσεις που θα πρέπει να έχει μαγνήτης τύπου N45, ώστε να αξιοποιείται με τον καλύτερο δυνατό τρόπο. Η καλή του αξιοποίηση έγκειται στη

λειτουργία του σε περιοχή κοντά στο σημείο μέγιστης ενέργειας στην καμπύλη απομαγνήτισης. Η καμπύλη απομαγνήτισης των μαγνητών αυτών είναι σχεδόν ευθεία γραμμή, διευκολύνοντας τον υπολογισμό του σημείου που αποδίδουν τη μέγιστη ενέργεια, αρκεί να είναι γνωστά η παραμένουσα μαγνήτιση,  $B_r$ , και το μαγνητικό πεδίο επαναφοράς,  $H_c$ .



Σχήμα 2.6: Καμπύλη απομαγνήτισης μαγνητών N45

Ο μαγνήτης δίνει τη μέγιστη ενέργεια όταν  $B_d = 0.64$  T και  $H_d = 497$  kA/m. Αυτή θα πρέπει να είναι η πυκνότητα μαγνητικής ροής στην επιφάνεια του μαγνήτη κατά την ονομαστική λειτουργία του κινητήρα. Άρα, στο κενό φορτίο, η μαγνητική επαγωγή θα πρέπει να είναι λίγο αυξημένη, έστω  $B_0 = 0.7$  T.

Για επαλήθευση, λογαριάζεται μέσω της ειδικής ηλεκτρικής φόρτισης και της καμπύλης απομαγνήτισης ποια θα είναι η επιρροή του πεδίου του στάτη στη μαγνητική επαγωγή του μαγνήτη. Θεωρώντας την καμπύλη απομαγνήτισης ευθεία γραμμή, έχουμε την εξής εξίσωση περιγραφής της:

$$H(B) = 726 \cdot B - 929,3 \quad (2.51)$$

, όπου  $H$  σε kA/m και  $B$  σε Tesla.

Με χρήση της παραπάνω εξίσωσης συσχετισμού μαγνητεγερτικής δύναμης και πυκνότητας μαγνητικής ροής, συμπεραίνουμε ότι στην ονομαστική φόρτιση η πυκνότητα μαγνητικής ροής στην επιφάνεια του μαγνήτη μειώνεται κατά:

$$\Delta B = \frac{ac}{726} = \frac{9,046}{726} = 0,012 \text{ T} \quad (2.52)$$

Άρα ο μαγνήτης θα χρησιμοποιείται κοντά στο σημείο μέγιστης ενέργειας, με περιθώριο μικρής αύξησης της ενέργειάς του ακόμα και σε περίπτωση υπερφόρτισης.

Η μαγνητεγερτική δύναμη του μαγνήτη είναι σταθερή, ανεξαρτήτως αν είναι σε επαφή με κάποια επιφάνεια ή όχι. Για αυτό μπορούμε να γράψουμε:

$$B_0 = B_r \frac{l_r}{l_r + l_g} = 1,28 \frac{l_r}{l_r + 1,5} \quad (2.53)$$

, όπου  $l_r$  το ακτινικό μήκος του μαγνήτη σε mm,  $l_g$  το ακτινικό μήκος διακένου σε mm. Λύνοντας ως προς το ακτινικό μήκος  $l_r$ :

$$l_r = 1,8 \text{ mm} \quad (2.54)$$

Για τον υπολογισμό του μήκους τόξου του μαγνήτη χρησιμοποιείται η αρχή διατήρησης της μαγνητικής ροής:

$$\Phi = B_0 \cdot S_m \quad (2.55)$$

$$l_m = \frac{\Phi}{d \cdot B_0} = 33,5 \text{ mm} \quad (2.56)$$

Το μήκος του μαγνήτη συνεπώς θα είναι :

$$\varphi_m = \frac{360 \cdot l_m}{2\pi \cdot 75} = 25,6^\circ \quad (2.57)$$

Η γεωμετρία που προκύπτει από την προκαταρκτική σχεδίαση αποτελεί και την αφετηρία απ' όπου αναλαμβάνει η οριστική σχεδίαση με τη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων (*FEM*). Η τελική διαμόρφωση του κινητήρα προκύπτει έπειτα από προσομοίωση πολλών ενδιάμεσων γεωμετρικών διαμορφώσεων, οι οποίες αναλύονται στο επόμενο κεφάλαιο.

## 2.5 ΕΦΑΡΜΟΓΗ 2: ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΔΥΝΑΜΗΣ ΠΡΟΩΣΗΣ ΚΑΙ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΩΝ ΣΕ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΜΙΝΙ-BAN ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΠΡΟΣΩΠΙΚΟΥ

Χαρακτηριστικό μέγεθος	Τιμή
Τύπος οχήματος	Μίνι Βάν μεταφοράς προσωπικού
Απόβαρο	2200 kG
Ωφέλιμο φορτίο	Φορτίο 350 kG + 14 άτομα 75kG έκαστο = <b>1400 kG</b>
Διαστάσεις οχήματος	Υψηλή απόδοση
Εμβαδόν μετωπική επιφάνειας	Ενεργό εμβαδόν χωρίς καθρέπτες/τροχούς 4,84 m <sup>2</sup>
Σχέσεις κιβωτίου μετάδοσης	Προτιμητέες σχέσεις μετάδοσης (από 10:1 έως 7:1)
Διαστάσεις ελαστικών	195/65/R15
Ενδεικτικό βάρος ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος	500 kG
Εκτίμηση απώλειας βάρους εξ αιτίας αφαίρεσης υφιστάμενου συστήματος κίνησης	300 kG

**Πίνακας 2.4** Βασικά χαρακτηριστικά οχήματος Ford Transit

Η ακτίνα τροχού βάσει των διαστάσεων ελαστικών προκύπτει ως εξής

$$R_{\text{τροχού}} = 0,65 \cdot 195 + \frac{15 \cdot 25,4}{2} = 317 \text{ mm}$$

Οι συνήθεις σχέσεις μετάδοσης ταχύτητας που χρησιμοποιούνται για τέτοιου είδους εφαρμογές κυμαίνονται μεταξύ 10:1 και 7:1. Η επιλογή της μονής σχέσης μετάδοσης που θα αποτελέσει τη βέλτιστη επιλογή θα καθοριστεί από το συντελεστή αξιοποίησης ισχύος, όπως ακολουθεί σε επόμενη ενότητα. Συνεπώς σε αυτό το σημείο θα οριστεί ως μεταβλητή.

Οι διαθέσιμες σχέσεις μετάδοσης φαίνονται στους πίνακες 1.2 και 1.3 για δύο επιλογές ενδιάμεσης σχέσης μετάδοσης. Η ακτίνα του τροχού, η επιλογή της σχέσης μετάδοσης και η εφαρμογή των μαθηματικών σχέσεων 1.1 έως 1.11, προκειμένου να διατυπωθεί η συνολική δύναμη πρόωσης ορίζουν τις προδιαγραφές ροπής και ισχύος του ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος, καθώς και τις απαιτήσεις των επιμέρους υποσυστημάτων.



2.2L Diesel	Εσωτερική σχέση μετάδοσης	ενδιάμεση σχέση μετάδοσης	Συνολική σχέση μετάδοσης
1 <sup>η</sup> ταχύτητα	3,818	4,929	18,819
2 <sup>η</sup> ταχύτητα	2,150	4,929	10,597
3 <sup>η</sup> ταχύτητα	1,276	4,929	6,289
4 <sup>η</sup> ταχύτητα	0,868	4,929	4,278
5 <sup>η</sup> ταχύτητα	0,943	3,450	3,253
6 <sup>η</sup> ταχύτητα	0,789	3,450	2,722
όπισθεν	1,423	3,450	18,744

Πίνακας 2.5 Σχέση μετάδοσης με κοντό κιβώτιο

2.2L Diesel	Εσωτερική σχέση μετάδοσης	ενδιάμεση σχέση μετάδοσης	Συνολική σχέση μετάδοσης
1 <sup>η</sup> ταχύτητα	3,818	4,357	16,635
2 <sup>η</sup> ταχύτητα	2,150	4,357	9,368
3 <sup>η</sup> ταχύτητα	1,276	4,357	5,560
4 <sup>η</sup> ταχύτητα	0,868	4,357	3,782
5 <sup>η</sup> ταχύτητα	0,943	3,050	2,876
6 <sup>η</sup> ταχύτητα	0,789	3,050	2,406
όπισθεν	1,423	3,050	16,571

Πίνακας 2.6 Σχέση μετάδοσης με μακρύ κιβώτιο

Η αντίσταση κύλισης όπως προκύπτει από τη σχέση 2.1 θα είναι:

$$F_{rr} = 0,015 \cdot 3600 \cdot 9,81 = 529 \text{ N σε πλήρες φορτίο}$$

$$F_{rr} = 0,015 \cdot 2200 \cdot 9,81 = 323 \text{ N μόνο με οδηγό}$$

Η αντίστοιχη αεροδυναμική αντίσταση όπως προκύπτει από τη σχέση 2.2 θα παίρνει τη μορφή:

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \cdot 1,25 \cdot 0,5 \cdot 2,20 \cdot 2,20 \cdot \left(\frac{100}{3,6}\right)^2 = 1166 \text{ N}$$

### 2.5.1.1 Συνθήκες υπερφόρτισης (μεταβατικά υπερφόρτισης ροπής)

Το οχημα θα πρέπει να έχει τη δυνατότητα αναρρύχησης, από πλευράς προδιαγραφών ροπής, ακόμη και σε ανηφορικό δρόμο κλίσης έως και 20%. Αυτό μεταφράζεται σύμφωνα με την 2.3 ως εξής:

$$F_{hc\_overload} = 3600 \cdot 9,81 \cdot \sin(\arctan(0,2)) = 6925 \text{ N}$$

Σε αυτό το σημείο πρέπει να γίνει σαφές ότι η δύναμη  $F_{hc}$  δεν είναι δυνατόν να απαντηθεί σε υψηλές ταχύτητες και γιαυτό δεν θέτει προδιαγραφές ισχύος στο κινητήριο σύστημα, εφόσον το γινόμενο της δύναμης επί της ταχύτητας είναι σημαντικά μικρό. Εντούτοις αποτελεί το βασικό κριτήριο για την εύρεση της ελάχιστης απαιτούμενης ροπής.

Επιπλέον ακριβώς για τον παραπάνω λόγο δεν είναι δυνατόν να συνυπάρχουν ως αντιστάσεις στην κίνηση ταυτόχρονα, η δύναμη  $F_{hc}$  και  $F_{ad}$ . Ο παρακάτω πίνακας είναι πολύ σημαντικός στον τελικό προσδιορισμό της δύναμης πρόωσης και της ισχύος διότι αποτυπώνει για διάφορες λειτουργικές καταστάσεις τις τιμές τους. Ακόμα, η ροπή αδράνειας του κινητήρα θεωρείται μικρή σε σύγκριση με την αδρανειακή μάζα του οχήματος υπό πλήρες φορτίο και πρακτικά μπορεί να συμπαριληφθεί στη δύναμη που προκύπτει κατά την επιτάχυνση της μάζας του λεωφορείου. Τέλος, οι προδιαγραφές επιτάχυνσης που τίθενται στον παρακάτω πίνακα, υπερκαλύπτουν τις ελάχιστες τιμές που απαιτούνται προκειμένου το όχημα να είναι ικανοποιητικό σε επίδοση (επιτάχυνση). Σε κάθε περίπτωση, ο πίνακας 2.7 περιγράφει πλήρως τις ελάχιστες απαιτήσεις και προδιαγραφές που θα καθορίσουν τη φάση προκαταρκτικής σχεδίασης που ακολουθεί.

Η συνολική δύναμη πρόωσης για πολύ ανηφορικό δρόμο 20% προκύπτει από το άθροισμα της αντίστασης κύλισης και της συνιστώσας του βάρους:

$$F_{te\_overload} = 6925 + 529 = 7454 \text{ N}$$

Η ροπή στους τροχούς θα είναι:

$$T_{wh\_overload} = 7454 \cdot 0,317 = 2363 \text{ Nm}$$

### 2.5.1.2 Συνθήκες μόνιμης κατάστασης

Το κινητήριο σύστημα θα πρέπει να είναι σε θέση στη μόνιμη κατάσταση να αναπτύξει ροπή τέτοια ώστε το όχημα σε πλήρες φορτίο (βάρος) να μπορεί να κινηθεί σε ανηφορικό δρόμο κλίσης 7%. Αυτό δε σημαίνει πως το όχημα σε ροπή μόνιμης κατάστασης θα μπορεί να αναπτύξει πλήρη ταχύτητα, διότι ο περιορισμός ισχύος θα επέλθει ελαφρώς νωρίτερα. Έτσι λοιπόν, αυτή η συνθήκη αποσκοπεί στην εύρεση προδιαγραφής ροπής μόνιμης κατάστασης.

Η δύναμη συνιστώσας βάρους στη μόνιμη κατάσταση για κλίση 10% συνεπώς θα είναι:

$$F_{hc\_steady} = 3600 \cdot 9,81 \cdot \sin(\arctan(0,07)) = 2466 \text{ N}$$

Ενώ η συνολική δύναμη πρόωσης σε μόνιμη κατάσταση θα είναι:

$$F_{te\_steady} = 2466 + 529 + 1166 = 4161 \text{ N}$$

Η ροπή στους τροχούς θα είναι:

$$T_{wh\_steady} = 2466 \cdot 0,317 = 1319 \text{ Nm}$$

Η μεγιστη ταχύτητα τροχού για ταχύτη οχήματος 100χμ/ω, βάσει της ακτίνας τροχού θα είναι:

$$\omega_{max} = \frac{100}{3,6 \cdot 0,317} = 87 \text{ r/s}$$

$$n_{max} = \frac{60}{2 \cdot \pi} \cdot 87 = 831 \text{ ΣΑΛ}$$

Η ταχύτητα περιστροφής του τροχού οδηγεί σε ταχύτητα κινητήρα περίπου 8500 ΣΑΛ για σχέση μετάδοσης 10,5:1 (2<sup>η</sup> ταχύτητα, κοντό κιβώτιο) όπως φαίνεται στον πίνακα 1,2. Στο κεφ. 7 θα πραγματοποιηθεί ανάλυση ευαισθησίας της σχέση μετάδοσης ως προς το στόχο βελτιστοποίησης. Σε αυτό το σημείο ωστόσο θα επιλεγεί η σχέση **10,5:1**.

Σύμφωνα με τους παραπάνω υπολογισμούς προκύπτει ο πίνακας προδιαγραφών κίνησης που θα καθορίσει την περιοχή σταθερής ροπής/σταθερής ισχύος των επόμενων φάσεων σχεδιασμού.

Συνθήκη λειτουργίας	Ροπή στους τροχούς	Ροπή κινητήρα	Εύρος ταχύτητας	Χρόνικό διάστημα
Περιοχή προσωρινής υπερφόρτισης	2636 Nm	251Nm	0-40 χμ/ω	30 sec
Μέγιστη ροπή σε μόνιμη κατάσταση	1319 Nm	125 Nm	0-90 χμ/ω	∞
Μέγιστη ταχύτητα περιστροφής	1149 Nm	109 Nm	0-100 χμ/ω	∞
Συνθήκη βελτιστοποίησης (συνήθης κατάσταση λειτουργίας)	700 Nm	66 Nm	0-100 χμ/ω	∞

Πίνακας 2.7 Προδιαγραφές κίνησης (Με σχέση μετάδοσης 10,5:1)

## 2.6 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [2.1] K. Laskaris and A. Kladas, “Permanent Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 3776-3783, no. 9, Sep. 2011.
- [2.2] K. Laskaris and A. Kladas, “Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.
- [2.3] K. Laskaris, E. Theodorou, V. Papanikolaou and A. Kladas, “High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor design for Light Electric Vehicle Applications”, accepted for publication in the *Journal of Materials Science Forum*.
- [2.4] T.M. Jahns, “Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 4, pp.681-689, July/Aug. 1986.
- [2.5] M. A. Rahman, Qin Ruifeng, “A permanent magnet hysteresis hybrid synchronous motor for electric vehicles”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, no. 1, pp. 46-53, Feb. 1997.
- [2.6] James Larminie, John Lowry “Electric Vehicle Technology Explained”, *John Wiley and Sons, 2003*
- [2.7] Κωνσταντίνος Λάσκαρης, «Μοντελοποίηση τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα για εφαρμογές ηλεκτρικού αυτοκινήτου», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Ιούλιος 2002.
- [2.8] Ευφροσύνη Θεοδώρου, «Σχεδίαση και πειραματική επιβεβαίωση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτροκίνησης», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Ιούνιος 2011.
- [2.9] Αναστάσιος Γ. Βήχος, «Σχεδίαση και βελτιστοποίηση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτροκίνησης», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Ιούνιος 2009.
- [2.10] Δημήτριος Γ. Ποταμιάς, «Ανάπτυξη Δυναμικού Μοντέλου Μπαταριών Λιθίου για Εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Ιούλιος 2010.
- [2.11] Πολιούδης Δ. Εμμανουήλ, «Ανάπτυξη Δυναμικού Μοντέλου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών για Εφαρμογή Ηλεκτροκίνησης», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Μάρτιος 2010.
- [2.12] Ευάγγελος Λ. Λαναράς, «Θερμική Ανάλυση Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών». Διπλωματική εργασία, Αθήνα, Μάρτιος 2011.

## Οριστική σχεδίαση χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων (FEM)

### 3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Κατά την προκαταρκτική σχεδίαση μιας μηχανής προκύπτει η βασική κατασκευαστική διαμόρφωση, η οποία αποτελεί προσχέδιο για τη φάση της οριστικής σχεδίασης. Προκειμένου να επιτευχθεί λεπτομερής βελτιστοποίηση γεωμετρίας, η οριστική σχεδίαση πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων για την επίλυση των εξισώσεων του μαγνητικού πεδίου. Η ανάλυση αυτή μπορεί επιτρέπει εξαιρετικά λεπτομερειακή αναπαράσταση του μαγνητικού πεδίου θεωρώντας την πολυπλοκότητα της γεωμετρίας και τη μη γραμμική συμπεριφορά των μαγνητικών υλικών. Αποτέλεσμα της μεθοδολογίας αυτής είναι η κατανομή του μαγνητικού πεδίου στο μαγνητικό κύκλωμα της μηχανής και μέσω αυτής, με κατάλληλη μετεπεξεργασία των αποτελεσμάτων μπορούν να υπολογισθούν με ακρίβεια όλα τα λειτουργικά μεγέθη όπως, η ροπή, οι απώλειες και να εντοπιστούν οι περιοχές του πυρήνα που βρίσκονται σε κορεσμό.

Προκειμένου να επιτευχθεί βελτιστοποίηση της γεωμετρίας της μηχανής χρησιμοποιώντας διάφορα λειτουργικά και οικονομικά κριτήρια, η προτεινόμενη μεθοδολογία που βασίζεται στη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων ως τεχνικής ανάλυσης πρέπει να συνδυαστεί με κατάλληλες τεχνικές βελτιστοποίησης. Για τον λόγο αυτό απαιτείται η επαναληπτική επίλυση του προβλήματος με διαφορετικές γεωμετρικές παραμέτρους, η οποία διευκολύνεται σημαντικά μέσω της μεθοδολογίας παραμετροποιημένης σχεδίασης γεωμετρίας η οποία αναπτύχθηκε.

### 3.2 Η ΜΕΘΟΔΟΣ ΤΩΝ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ (ΜΠΣ)

Το μαγνητικό πρόβλημα μπορεί να διατυπωθεί υπό τη μορφή μιας διαφορικής εξίσωσης μίας άγνωστης μεταβλητής, ωστόσο είναι εφικτό να βρεθεί αναλυτική λύση, μόνο για προβλήματα απλής γεωμετρίας. Η επίλυση προβλημάτων σε πολύπλοκες γεωμετρίες που περιλαμβάνουν μη γραμμικά υλικά οδήγησε στην ανάπτυξη αριθμητικών μεθόδων επίλυσης. Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων (ΜΠΣ) επιτυγχάνει τη μετατροπή των διαφορικών

εξισώσεων με μερικές παραγώγους σε αλγεβρικές διακριτοποιώντας το συνεχές πρόβλημα σε ένα μεγάλο αριθμό περιοχών απλής γεωμετρίας. Κατά τη διαδικασία αυτή αντικαθίσταται η αρχική εξίσωση του πεδίου με το πρόβλημα στασιμότητας μίας συναρτησιακής που έχει διαστάσεις ενέργειας. Αν η αρχική γεωμετρία χωρισθεί σε αρκετά μεγάλο αριθμό τέτοιων υποπεριοχών, το υπολογιζόμενο μέγεθος μπορεί να προσεγγισθεί με την επιθυμητή ακρίβεια.

Η διακριτοποίηση του χώρου πραγματοποιείται συνήθως με τρίγωνα στην περίπτωση διδιάστατης γεωμετρίας, ή με τετράεδρα στην περίπτωση τρισδιάστατης γεωμετρίας, αντίστοιχα. Με αυτό τον τρόπο ένα συνεχές φυσικό πρόβλημα μετατρέπεται σε διακριτό, στο οποίο οι άγνωστοι απαρτίζονται από τις τιμές του πεδίου στις κορυφές των διαδοχικών τριγώνων ή τετραέδρων. Το πρόβλημα που προκύπτει με τη χρήση ΜΠΣ είναι ένα αλγεβρικό σύστημα εξισώσεων όπου οι τιμές του πεδίου στο εσωτερικό των στοιχείων (τρίγωνα ή τετράεδρα) μπορούν να υπολογισθούν χρησιμοποιώντας τις τιμές των αντίστοιχων κορυφών τους. Για την πραγματοποίηση των παραπάνω βημάτων, η ΜΠΣ εμπλέκει τους παρακάτω γνωστικούς τομείς:

- μέθοδοι μοντελοποίησης προκειμένου να καταστρωθούν οι διαφορικές εξισώσεις που περιγράφουν το εξεταζόμενο πρόβλημα.
- αριθμητικές μέθοδοι προκειμένου να διατυπωθούν και να επιλυθούν οι αλγεβρικές εξισώσεις.
- προγραμματισμός υπολογιστών για την αποδοτικότερη δυνατή εκτέλεση του κώδικα των εντολών.

Η επίλυση ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων απαιτεί ακριβή γνώση των τιμών του πεδίου μέσα στο μαγνητικό κύκλωμα. Κατά το παρελθόν η διαδικασία αυτή πραγματοποιείτο μέσω υιοθέτησης σημαντικών απλοποιήσεων και παραδοχών, έτσι ώστε να ληφθούν τα αντίστοιχα αποτελέσματα με το μικρότερο δυνατό υπολογιστικό κόστος. Αυτό οδηγούσε σε επίλυση προβλημάτων απλοποιημένης γεωμετρίας.

Η διαρκής αύξηση της επίδοσης των υπολογιστών, σε συνδυασμό με την εξέλιξη των αριθμητικών τεχνικών ανάλυσης των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων επέτρεψαν σταδιακά τη λεπτομερειακή ανάλυση του μαγνητικού πεδίου ηλεκτρικών μηχανών, με τη χρήση διαδεδομένων υπολογιστικών συστημάτων χαμηλού κόστους. Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων είναι μία από τις αριθμητικές τεχνικές που έχουν επικρατήσει στην πεδιακή ανάλυση λόγω της ιδιότητάς τους να θεωρούν υλικά με μη γραμμική συμπεριφορά, όπως ο πυρήνας σιδήρου, ενώ είναι πλέον δυνατή η εφαρμογή τους σε απλό προσωπικό υπολογιστή.

### 3.2.1 Μαγνητοστατικά Προβλήματα

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

$$\nabla \times H = J \quad (3.1)$$

και

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (3.2)$$

Όπου καταστατική εξίσωση μεταξύ  $\mathbf{B}$  και  $\mathbf{H}$  για κάθε υλικό (με εξαίρεση τους μόνιμους μαγνήτες μπορεί να γραφεί:

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} \quad (3.3)$$

Σε μη γραμμικά υλικά, όπως είναι ο μαλακός σίδηρος, η μαγνητική διαπερατότητα  $\mu$ , μπορεί να εκφρασθεί ως συνάρτηση του  $\mathbf{B}$ , ως εξής:

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H}(\mathbf{B}) \quad (3.4)$$

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

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{M} \quad (3.5)$$

Όπου  $\mathbf{M}$  είναι η μαγνήτιση του υλικού. Η εύρεση του μαγνητικού πεδίου σε κάθε σημείο του χώρου μπορεί να επιτευχθεί υπολογίζοντας το διανυσματικό δυναμικό  $\mathbf{A}$ . Αυτό ορίζεται με βάση τη μαγνητική επαγωγή, ως εξής:

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (3.6)$$

Σύμφωνα με τον ορισμό του  $\mathbf{A}$  στην (3.6) και μέσω της (3.4) η (3.1) μπορεί να διατυπωθεί:

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu(\mathbf{B})} \cdot \nabla \times \mathbf{A} \right) = \mathbf{J} \quad (3.7)$$

Για ένα γραμμικό ιστροπικό μέσο υιοθετώντας τη συνθήκη του Coulomb  $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$ , η εξίσωση αυτή παίρνει τη μορφή (εξίσωση Poisson) :

$$-\frac{1}{\mu} \cdot \nabla^2 \mathbf{A} = \mathbf{J} \quad (3.8)$$

Στη γενική περίπτωση, το διανυσματικό δυναμικό είναι ένα διάνυσμα τριών συνιστωσών. Στη θεώρηση καρτεσιανής γεωμετρίας δύο διαστάσεων όμως, οι δύο από αυτές τις τρεις συνιστώσες μπορούν να μηδενισθούν, και μεταβάλλεται μόνο η  $A_z$ . Το πλεονέκτημα της χρήσης του διανυσματικού δυναμικού είναι πως όλες οι συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούνται στο μαγνητοστατικό πεδίο συνδυάζονται σε μία εξίσωση μίας μεταβλητής. Εάν είναι γνωστό το  $\mathbf{A}$ , τότε τα  $\mathbf{B}$  και  $\mathbf{H}$  προκύπτουν από κατάλληλη επεξεργασία του  $\mathbf{A}$ . Η (3.8) έχει τη μορφή μιας ελλειπτικής μερικής διαφορικής εξίσωσης, για την επίλυση της οποίας έχει αναπτυχθεί μεγάλος αριθμός υπολογιστικών εργαλείων.

Στην εργασία αυτή τα προβλήματα που λύνονται θεωρούνται μαγνητοστατικά και επιλύονται με βάση την εξίσωση Poisson (3.8), ενώ τα δυναμικά φαινόμενα, όπως π.χ. η μεταβλητότητα του πεδίου κατά την περιστροφή του δρομέα, θεωρούνται ως διακριτές μαγνητοστατικές καταστάσεις, όπου γίνεται η παραδοχή πως σε εκείνες τις στιγμές το πεδίο είναι αμετάβλητο. Η ανάλυση των ΣΜΜΜ μπορεί να επιτευχθεί με βάση τη θεώρηση αυτή, εφόσον τα αναπτυσσόμενα δινορρεύματα είναι περιορισμένα και μπορούν να αμεληθούν. Σε αντίθετη περίπτωση, όπως π.χ. στις μηχανές επαγωγής, όπου είναι απαραίτητη η αναπαράσταση των δινορρευμάτων που επάγονται στο δρομέα, απαιτείται η επίλυση της εξίσωσης διάχυσης του μαγνητικού πεδίου, η οποία περιλαμβάνει και το όρο των δινορρευμάτων.

### 3.2.2 Οριακές συνθήκες

Οι συνήθεις τύποι οριακών συνθηκών που χρησιμοποιούνται είναι:

- **Οριακή συνθήκη Dirichlet:** επιβάλλεται η τιμή του δυναμικού  $A$ . Συνήθως στα εξωτερικά όρια των μαγνητικών κυκλωμάτων δηλώνεται φυσική συνθήκη Dirichlet  $A=0$ . Δηλώνοντας σε ένα μαγνητικό πρόβλημα  $A=0$  κατά μήκος ενός ορίου της γεωμετρίας, δεν επιτρέπεται στη μαγνητική ροή να διαπεράσει το όριο αυτό.
- **Οριακή συνθήκη Neumann:** ορίζεται η κάθετη παράγωγος του δυναμικού κατά μήκος του ορίου και συνήθως χρησιμοποιείται στα μαγνητικά προβλήματα στην περίπτωση συνοριακής επιφάνειας με υλικό πολύ μεγάλης διαπερατότητας.
- **Οριακή συνθήκη 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. Για παράδειγμα η σχέση:

$$\frac{\partial A}{\partial n} + c \cdot A = 0 \quad (3.9)$$

Επιτρέπει την αναπαράσταση γειτνίασης με αγωγίμο υλικό μικρού επιδερμικού φαινομένου.

- **Περιοδική:** Μια περιοδική οριακή συνθήκη συνδέει μεταξύ τους δύο όρια. Σε αυτό τον τύπο οριακής συνθήκης, οι οριακές τιμές στα αντίστοιχα σημεία των δύο ορίων ισούνται, όπως συμβαίνει πλευρικά στην αναπαράσταση δύο πόλων ηλεκτρικής μηχανής.
- **Αντιπεριοδική:** Μια αντιπεριοδική οριακή συνθήκη συνδέει επίσης δύο όρια μεταξύ τους, αλλά σε αυτή την περίπτωση τα αντίστοιχα σημεία έχουν μεγέθη ίσου μέτρου και αντιθέτου πρόσημου, όπως συμβαίνει πλευρικά στην αναπαράσταση ενός πόλου ηλεκτρικής μηχανής.

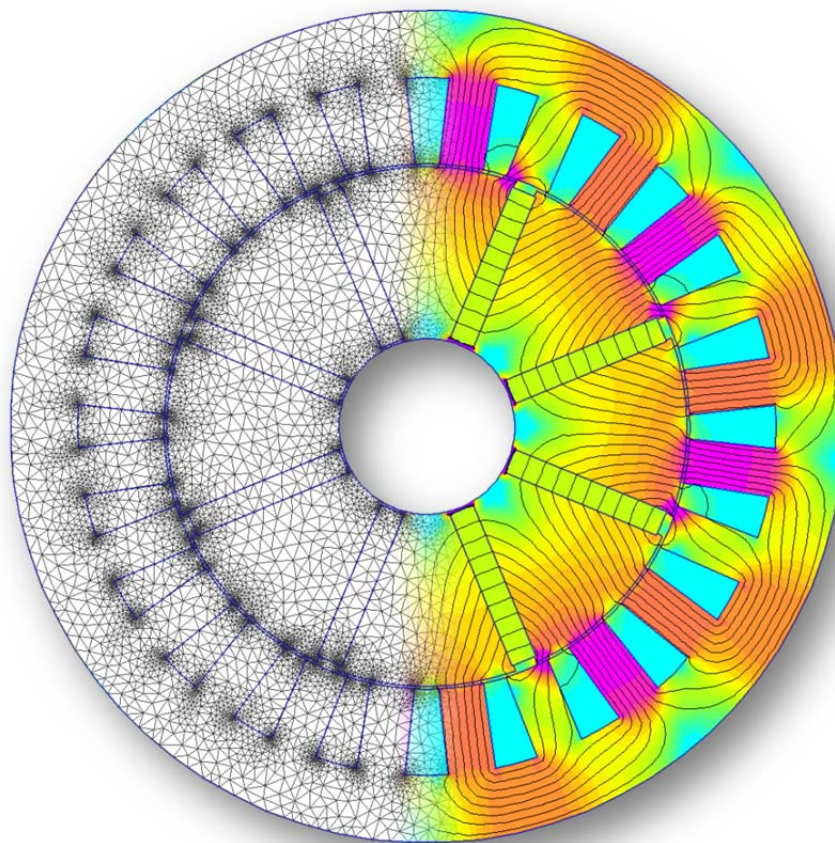


### 3.3 ΠΕΔΙΑΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΕ ΜΠΣ

Η μαγνητική επαγωγή στο διάκενο διαφοροποιείται με τη θέση του δρομέα και απαιτείται ή ανάλυση με ΜΠΣ να επαναληφθεί για διαφορετικές θέσεις του δρομέα σε μία ηλεκτρική περίοδο (2 πολικά βήματα). Η κατανομή του μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό του κινητήρα υπό πλήρες φορτίο φαίνεται στο σχ. 3.1. Στόχος είναι η επίτευξη βέλτιστης απόδοσης υπό συνθήκες υψηλού φορτίου, με κατάλληλη εκμετάλλευση της ικανότητας εξασθένησης του πεδίου διέγερσης λόγω των υψηλών ρευμάτων στάτη.

Ένα σημαντικό πλεονέκτημα των μηχανών εσωτερικών μαγνητών συγκρινόμενες με τις τυπικές διατάξεις επιφανειακών μαγνητών είναι η αρκετά μεγαλύτερη ροπή που μπορούν να αναπτύξουν, αντισταθμίζοντας έτσι ένα μειονέκτημα των κινητήρων τροχών, που είναι το αυξημένο μέγεθος και η χαμηλή πυκνότητα ισχύος λόγω των περιορισμών ταχύτητας.

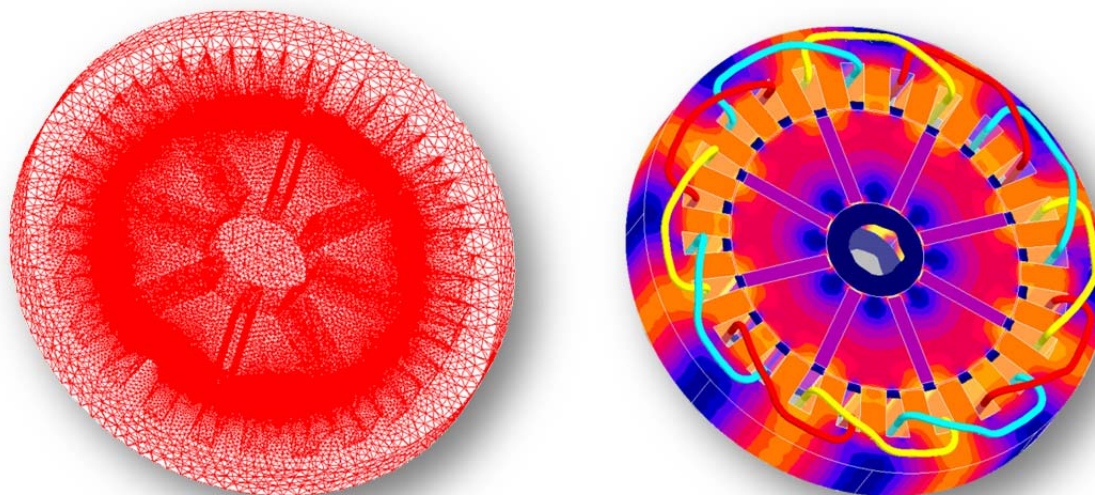
Αυτό επιτυγχάνεται με την τεχνική της συγκέντρωσης μαγνητικής ροής (field accumulation), όπως στην περίπτωση του οκταπολικού κινητήρα εσωτερικών μαγνητών που φαίνεται στο σχ. 3.1.



**Σχήμα 3.1:** *Αριστερά*: πλέγμα αποτελούμενο από 27.000 κόμβους - *Δεξιά*: κατανομή μαγνητικού πεδίου υπό πλήρες φορτίο

Στη συγκεκριμένη περίπτωση η προτεινόμενη τοπολογία εμπλέκει σημαντικότερη μαγνητική φόρτιση και μειωμένη σκέδαση κάνοντας χρήση ανοικτών δοντιών, επιτυγχάνοντας με αυτό τον τρόπο ιδιαίτερα υψηλό βαθμό απόδοσης στην περιοχή της πιο συχνά χρησιμοποιούμενης ταχύτητας. Προκειμένου να αναλυθεί η τοπολογία της μηχανής εσωτερικών μαγνητών χρησιμοποιήθηκε μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων δύο διαστάσεων, ώστε να προσδιοριστούν οι σχεδιαστικές παράμετροι, να μεγιστοποιηθεί ο βαθμός απόδοσης, η μηχανική ροπή και να ελαχιστοποιηθεί το μέγεθος.

Στην τρισδιάστατη αναπαράσταση του πεδίου το πρόβλημα αποκτά πολλαπλάσια πολυπλοκότητα και δεν είναι δυνατή η επίλυση πολλών στιγμιότυπων σε εύλογο χρονικό διάστημα (σχ. 3.2). Ο χρόνος επίλυσης του συγκεκριμένου στιγμιότυπου αυξάνεται από 20 δευτερόλεπτα για το 2D πρόβλημα σε 15 λεπτά περίπου, καθιστώντας το 3D μοντέλο ακατάλληλο για χρήση στη διαδικασία βελτιστοποίησης. Ωστόσο η αναπαράσταση αυτή επιτρέπει να ληφθούν υπόψη οι σκεδάσεις ροής που προκαλούν οι κεφαλές των τυλιγμάτων. Ειδικά στα μαγνητικά προβλήματα, η δισδιάστατη ανάλυση επιτρέπει εξαιρετικά καλή προσέγγιση και γιαυτό στη συνέχεια οι μεθοδολογίες που θα αναλυθούν θα βασίζονται σε μεθόδους πεπερασμένων στοιχείων δύο διαστάσεων.

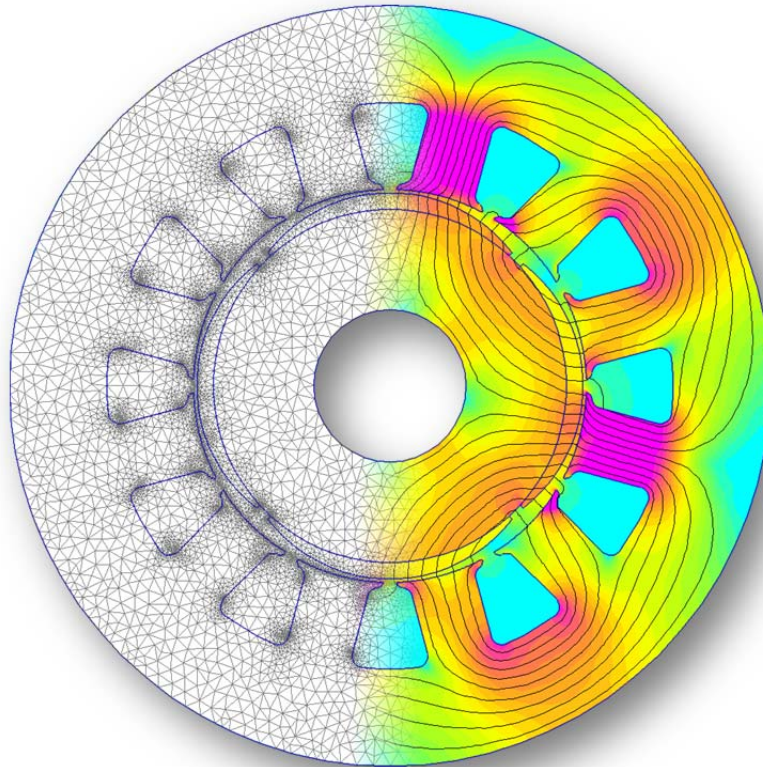


**Σχήμα 3.2:** Τρισδιάστατο πρόβλημα με χρήση μεθόδων πεπερασμένων στοιχείων

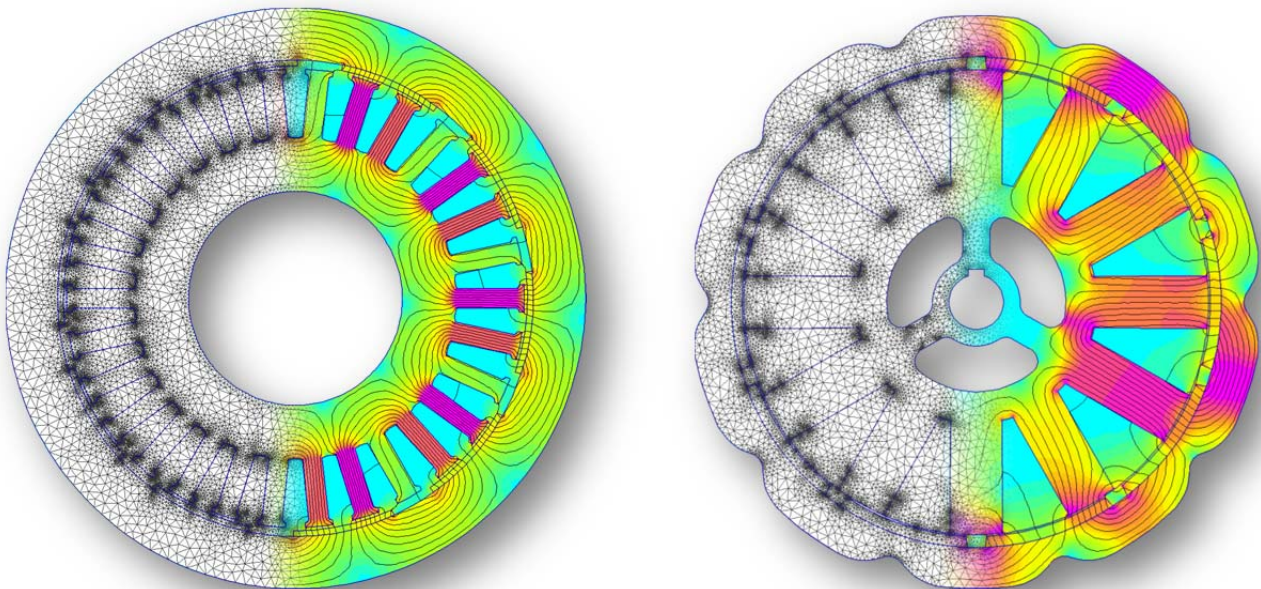
**Αριστερά:** Γλέγμα αποτελούμενο από 716.310 κόμβους

**Δεξιά:** Κατανομή μαγνητικού πεδίου

Στα σχ. 3.3, 3.4 και 3.5 παρουσιάζεται η κατανομή του μαγνητικού πεδίου, χρησιμοποιώντας την ΜΠΣ 2D, για τρεις εναλλακτικές διαμορφώσεις μηχανών επιφανειακών μαγνητών. Στο σχ. 3.3 οι επιφανειακοί μαγνήτες φέρουν βελτιστοποιημένο σχήμα, όπου η περίπτωση αναλύεται αναλυτικότερα στα επόμενα κεφάλαια. Τα σχ. 3.4 και 3.5 απεικονίζουν την κατανομή του μαγνητικού πεδίου σε δύο εναλλακτικές διαμορφώσεις εξωτερικού δρομέα, η μία με τύλιγμα πλήρους βήματος και η άλλη με τύλιγμα κλασματικού βήματος αντίστοιχα.



Σχήμα 3.3: Πλέγμα 17.500 κόμβων και κατανομή μαγνητικού πεδίου υπό πλήρες φορτίο



Σχήμα 3.4: *Αριστερά:* Πλέγμα 17.500 κόμβων και κατανομή μαγνητικού πεδίου υπό πλήρες φορτίο σε 10-πολικό κινητήρα, τυλίγματος πλήρους βήματος, εξωτερικού δρομέα  
*Δεξιά:* Πλέγμα 21.500 κόμβων και κατανομή μαγνητικού πεδίου υπό πλήρες φορτίο σε 10-πολικό κινητήρα, τυλίγματος κλασματικού βήματος 10/12, εξωτερικού δρομέα

### 3.4 ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΠΥΡΗΝΑ

Η ακριβής εκτίμηση των απωλειών πυρήνα είναι απαραίτητη προϋπόθεση για τον υπολογισμό της απόδοσης λειτουργίας ενός κινητήρα. Αυτό ισχύει ειδικότερα στην περίπτωση κινητήρων βελτιστοποιημένων ως προς την απόδοση γιατί σε αυτή την περίπτωση οι απώλειες πυρήνα τείνουν να έχουν συγκρίσιμο μέγεθος με τις απώλειες χαλκού, οπότε αποτελούν μια σημαντική συνιστώσα απωλειών. Οι μηχανές μονίμων μαγνητών είναι ένα τέτοιο παράδειγμα γιατί εμφανίζουν υψηλή απόδοση και μεγάλο ποσοστό απωλειών πυρήνα σε σχέση με τις ολικές, σε αντίθεση με τις μηχανές επαγωγής. Οι απώλειες πυρήνα αποτελούν τον καθοριστικότερο παράγοντα περιορισμού της ταχύτητας περιστροφής σε μια μηχανή μονίμων μαγνητών, θέτοντας την ανάγκη για ανάπτυξη τεχνικών εξασθένησης πεδίου ώστε να επιτευχθεί μεγάλο εύρος ταχυτήτων κίνησης, όπου θα γίνει εκτενής ανάλυση στο κεφ. 7 [3.5].

Όταν ένα μαγνητικό υλικό βρίσκεται μέσα σε χρονικά μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο, απορροφά ενέργεια (απώλειες πυρήνα) η οποία αυξάνει την θερμοκρασία του. Οι μηχανισμοί μετατροπής της ενέργειας του πεδίου σε θερμότητα μπορούν να διακριθούν σε απώλειες υστέρησης και σε απώλειες δινορρευμάτων. Στη συνέχεια γίνεται περιγραφή των μηχανισμών αυτών και ορισμένες τεχνικές μοντελοποίησής τους, που αναπτύχθηκαν για την εκτίμηση των συνολικών απωλειών πυρήνα στις ηλεκτρικές μηχανές.

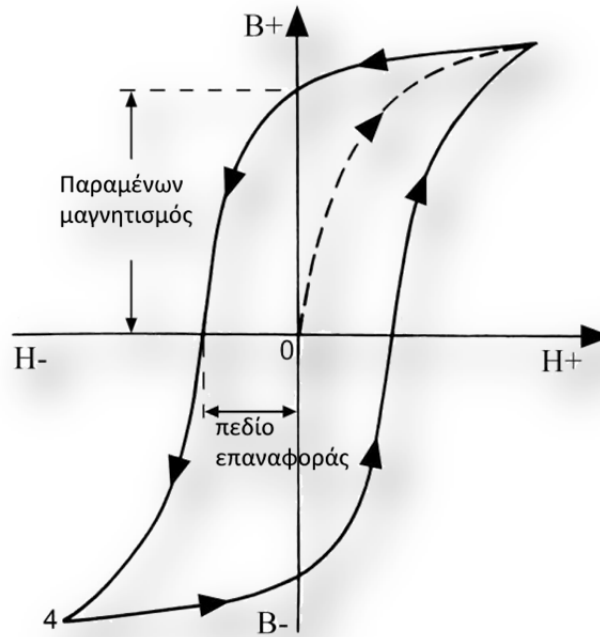
#### 3.4.1 Απώλειες υστέρησης

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:

$$w = \int_{B_2}^{B_2} H \cdot dB \quad , \quad J/m^3 \quad (3.10)$$

Τα μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά περιλαμβάνουν δομές με διαφορετική μαγνήτιση, οι οποίες μεταβάλλουν το μέγεθός τους υπό τη επίδραση εξωτερικού μαγνητικού πεδίου. Τα σύνορα των περιοχών αυτών κατά τη μετακίνησή τους συναντούν αντίσταση. Γι' αυτό το λόγο οι καμπύλες μαγνήτισης και απομαγνήτισης διαφέρουν, σχηματίζοντας τελικά τον βρόχο υστέρησης όπως φαίνεται στο σχήμα 3.5.

Υπολογίζοντας το παραπάνω ολοκλήρωμα για ένα πλήρη κύκλο μαγνήτισης και απομαγνήτισης προκύπτει ότι το υλικό απορροφά περισσότερη ενέργεια από όση αποδίδει. Η ενεργειακή διαφορά μετατρέπεται σε θερμότητα και ισούται με το εμβαδό 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.



Σχήμα 3.5: Βρόχος υστέρησης πυρήνα σιδήρου

Στην ειδική περίπτωση που η μαγνητική ροή μεταβάλλεται ημιτονοειδώς με συχνότητα  $f$ , χωρίς το σχηματισμό μικρότερων βρόχων, και με μέγιστη τιμή  $B_m$ , η ειδική απώλεια από υστέρηση δίνεται από την εμπειρική σχέση [3.3]-[3.5]:

$$p_h = k_h \cdot f \cdot B_m^x, \quad W/m^3 \quad (3.11)$$

, όπου  $k_h$  σταθερά που εξαρτάται από τη δομή του υλικού και  $x$ , η σταθερά του Steinmetz που κυμαίνεται μεταξύ των τιμών 1.8 και 2.2, ενώ συνήθως λαμβάνεται ως 2.

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

### 3.4.2 Απώλειες δινορρευμάτων

Η χρονική μεταβολή της μαγνητικής ροής επάγει ηλεκτρικό πεδίο στο σώμα του πυρήνα το οποίο προκαλεί ροή δινορρευμάτων που προσπαθούν να διατηρήσουν σταθερό το μαγνητικό πεδίο μέσα στο υλικό. Τα δινορρεύματα εμφανίζονται λόγω της αγωγιμότητας των σιδηρομαγνητικών υλικών και ρέουν κυκλικά σε επίπεδο κάθετο προς τη διεύθυνση της μεταβαλλόμενης μαγνητικής ροής. Ως συνέπεια, εμφανίζονται απώλειες Joule και μέρος της ενέργειας του πεδίου μετατρέπεται σε θερμότητα.

Η απώλεια από δινορρεύματα είναι προσεγγιστικά ανάλογη προς το τετράγωνο της συχνότητας, το τετράγωνο του πάχους του ελάσματος και το τετράγωνο της πυκνότητας της

ροής, ενώ είναι αντιστρόφως ανάλογη της ειδικής αντίστασης του υλικού. Στην περίπτωση που η μαγνητική ροή μεταβάλλεται ημιτονοειδώς μια ευρέως χρησιμοποιούμενη σχέση περιγραφής της ειδικής απώλειας από δινορρεύματα είναι η ακόλουθη:

$$p_e = k_e \cdot B^2 \cdot f^2, \quad W/m^3 \quad (3.12)$$

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

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

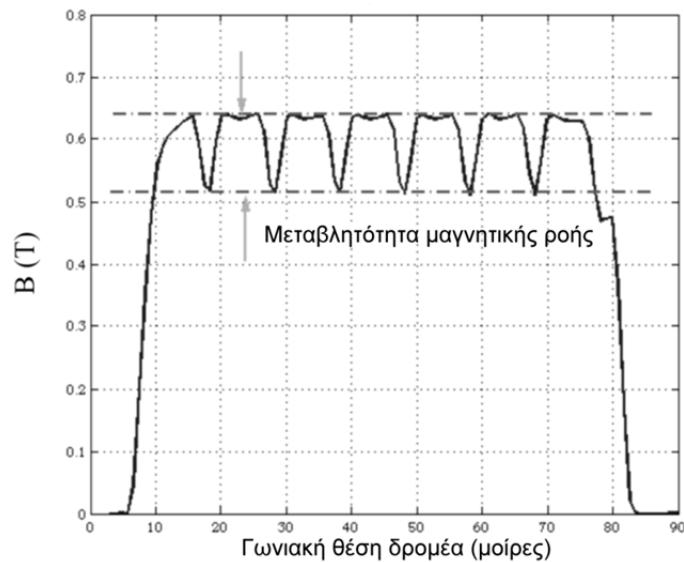
### 3.4.3 Μοντελοποίηση απωλειών πυρήνα

Οι απλές σχέσεις υπολογισμού των απωλειών πυρήνα, (3.11) και (3.12) έχουν περιορισμένη εφαρμογή και δεν ανταποκρίνονται πλήρως στις πραγματικές πεδιακές συνθήκες κατά τη λειτουργία ενός κινητήρα. Οι βασικοί λόγοι για αυτή την απόκλιση συνοψίζονται στις ακόλουθες παρατηρήσεις:

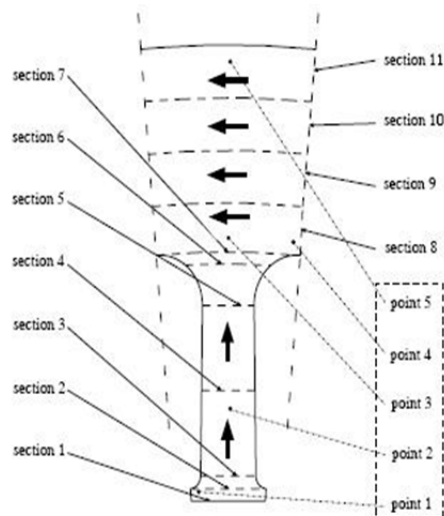
- Η μεταβολή του μέτρου της μαγνητικής επαγωγής δεν είναι πάντοτε ημιτονοειδής, και ειδικότερα στους κινητήρες με επιφανειακούς μόνιμους μαγνήτες [3.6]. Σε αυτούς, η μορφή της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο είναι τραπεζοειδής, έχοντας ως συνέπεια παρόμοια μεταβολή της επαγωγής στο σώμα του πυρήνα.
- Η μαγνητική επαγωγή περιέχει ανώτερες αρμονικές λόγω της γεωμετρίας του στάτη και του αρμονικού περιεχομένου της τάσεως τροφοδοσίας. Όσον αφορά τον στάτη, η εναλλαγή αύλακος και δοντιού επιφέρει τη δημιουργία ελασσόνων βρόχων υστέρησης και αντίστοιχες απώλειες υστέρησης. Οι απώλειες δινορρευμάτων παρουσιάζονται επίσης αυξημένες λόγω της εξάρτησής τους από το ρυθμό μεταβολής της μαγνητικής επαγωγής.
- Η περιστροφή του διανύσματος της μαγνητικής επαγωγής αποτελεί μια ακόμα αιτία απώλειας ισχύος [3.4]. Υπάρχουν περιοχές του στάτη όπου η μαγνητική επαγωγή εμφανίζει έντονη αλλαγή της κατεύθυνσης της. Οι περιοχές αυτές είναι κατά κύριο λόγο οι άκρες των δοντιών και το τμήμα της βάσης του δοντιού. Όπως φαίνεται στα σχήματα 3.7 και 3.8, ο γεωμετρικός τόπος που σχηματίζεται από το διάνυσμα της επαγωγής σε σημείο της περιοχής 3 είναι σχεδόν κυκλικός [3.4]. Επίσης, η επαγωγή στο σημείο 1 παρουσιάζει έντονη μεταβολή της διεύθυνσής της.

Η προσπάθεια για μοντελοποίηση των απωλειών αυτών έχει καταλήξει στην ύπαρξη διαφόρων μοντέλων περιγραφής τους, με ένα από τα πιο ευρέως χρησιμοποιούμενα να είναι το μοντέλο απωλειών Preisach όπως περιγράφεται εκτεταμένα στη βιβλιογραφία [3.6].

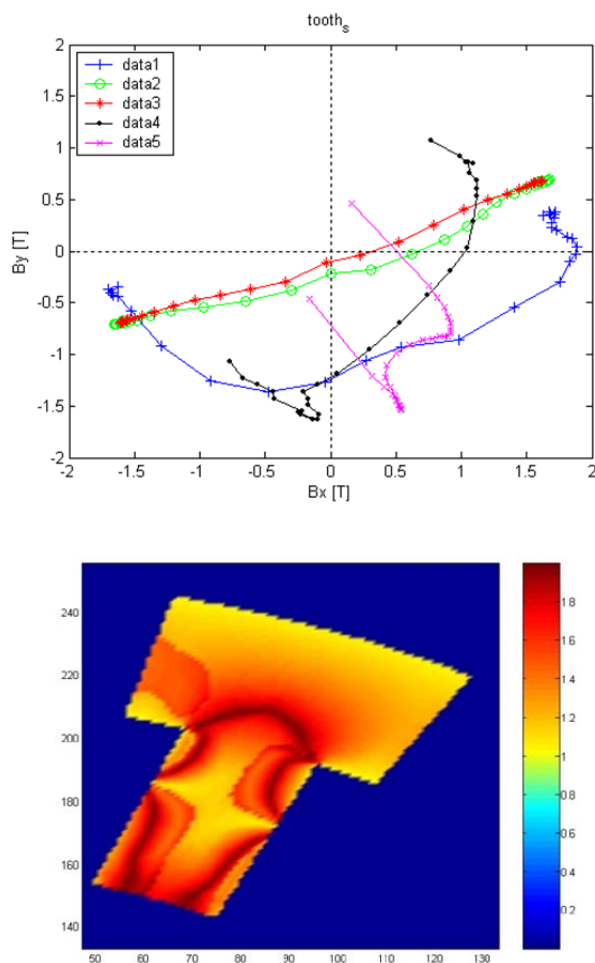
Συμπληρωματικά στην μοντελοποίηση των απωλειών πυρήνα κατά Preisach μελετώνται τεχνικές που λαμβάνουν υπ' όψιν τους την αλλαγή της κατεύθυνσης της μαγνητικής επαγωγής (rotational iron losses) [3.11], [3.12], χρησιμοποιώντας ως δεδομένο την δισδιάστατη πεδιακή κατανομή στο σώμα του πυρήνα όπως προκύπτει από την πεδιακή ανάλυση με πεπερασμένα στοιχεία. Μια προτεινόμενη μέθοδος είναι να θεωρηθεί ότι οι απώλειες σε κάθε σημείο έχουν δύο βασικές συνιστώσες που αντιστοιχούν στις ορθογώνιες συνιστώσες της μαγνητικής επαγωγής. Παρόλα αυτά, παρατηρείται και σε αυτή την περίπτωση απόκλιση των υπολογισμών από τα πειραματικά αποτελέσματα και για ακριβέστερη πρόβλεψη χρησιμοποιούνται συντελεστές διόρθωσης που εξαρτώνται από την φύση της χρονικής μεταβολής του πεδίου σε κάθε σημείο ή περιοχή του πυρήνα. Η εκτίμηση των απωλειών πυρήνα του στάτη είναι αρκετά ακριβής, κάνοντας εφαρμογή της μεθόδου των ορθογώνιων συνιστωσών (~ +3%), ενώ υποθέτοντας ότι η μαγνητική επαγωγή δεν αλλάζει διεύθυνση οι απώλειες υποεκτιμούνται αρκετά (~ -6%).



Σχήμα 3.6: Γραφική παράσταση μαγνητικής επαγωγής ενός πολικού βήματος



Σχήμα 3.7: Διάκριση περιοχών πυρήνα ανάλογα με τη διεύθυνση της μαγνητικής ροής



**Σχήμα 3.8:** Γεωμετρικός τόπος μεταβολής του διανύσματος της μαγνητικής επαγωγής στο στάτη

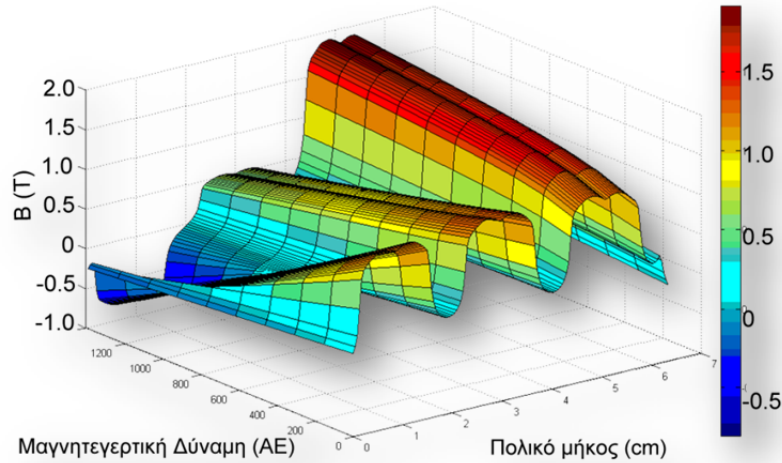
Για την ανάπτυξη μιας ακριβούς μεθόδου υπολογισμού των απωλειών πυρήνα είναι ανάγκη να συνυπολογισθούν όλοι οι παραπάνω παράγοντες πρόσθετων απωλειών και η ανάπτυξη ενός κατάλληλου μοντέλου. Σε αντίθετη περίπτωση, κάθε υπολογισμός που υποθέτει ημιτονοειδή μεταβολή της μαγνητικής επαγωγής ως προς μία μοναδική διεύθυνση οδηγεί σε υποεκτίμηση των απωλειών πυρήνα.

Ο ακριβής προσδιορισμός της απώλειας πυρήνα μέσω προσομοίωσης απαιτεί χρήση πολύπλοκων μοντέλων, που πολλές φορές στηρίζονται και σε εμπειρικές σχέσεις, σε συνδυασμό με χρονοβόρες διαδικασίες συλλογής δεδομένων, όπως πεδιακή ανάλυση με πεπερασμένα στοιχεία σε διακριτές χρονικές στιγμές της λειτουργίας του κινητήρα. Όταν πρόκειται να βελτιστοποιηθεί ένας κινητήρας με χρήση αλγορίθμου, τότε απαιτείται μεγάλος αριθμός επαναλήψεων των ανωτέρω υπολογισμών. Γι' αυτό το λόγο διερευνάται η εφαρμογή μοντέλων που στηρίζονται σε ορισμένα γεωμετρικά μεγέθη του πυρήνα και παρακάμπτουν την ανάγκη για επίλυση του πεδιακού προβλήματος.

Ένα από τα σημαντικότερα θέματα κατά την εκτίμηση απωλειών πυρήνα είναι η κατανομή του πεδίου στο διάκενο. Το θέμα αυτό γίνεται ιδιαίτερα κρίσιμο όταν πρόκειται για υψηλές ταχύτητες περιστροφής. Η μεταβολή της κατανομής του πεδίου στο διάκενο κατά τη φόρτιση φαίνεται στο σχ. 3.9 στην εφαρμογή οκταπολικής μηχανής.



Η μαγνητική ροή κυμαίνεται μέσα στον πυρήνα σιδήρου του δρομέα, καθώς αυτός μεταβαίνει από το ένα δόντι του στάτη στο επόμενο και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών πυρήνα με το ρεύμα στάτη. Οι απώλειες πυρήνα του δρομέα ωστόσο οφείλονται σε ελάχιστονες βρόχους υστέρησης (minor hysteresis loops) και γιαυτό είναι αρκετά μικρότερες σε σύγκριση με αυτές του στάτη. Ωστόσο παρόλο που οι ελάχιστονες βρόχοι υστέρησης έχουν σημαντικά μικρότερο εμβαδό από του πλήρεις, η υψηλότερη συχνότητα δημιουργεί σημαντικά μεταβλητότητα, όπως παρουσιάζεται εν συνεχεία.



Σχήμα 3.9: Χωρική κατανομή πεδίου στο διάκενο κατά τη φόρτιση για ένα πολικό βήμα

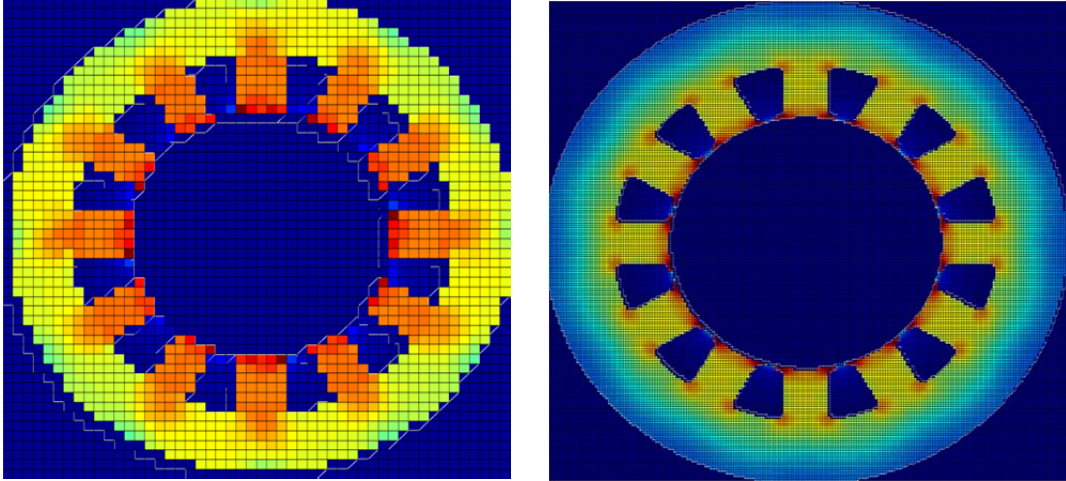
### 3.5 ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΕΚΤΙΜΗΣΗΣ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΠΥΡΗΝΑ

Η μεθοδολογία που υιοθετείται βασίζεται σε μια τροποποιημένη προτεινόμενη μεθοδολογία υπολογισμού απωλειών πυρήνα, η οποία παρουσιάζεται στις αναφορές [3.11] και [3.12].

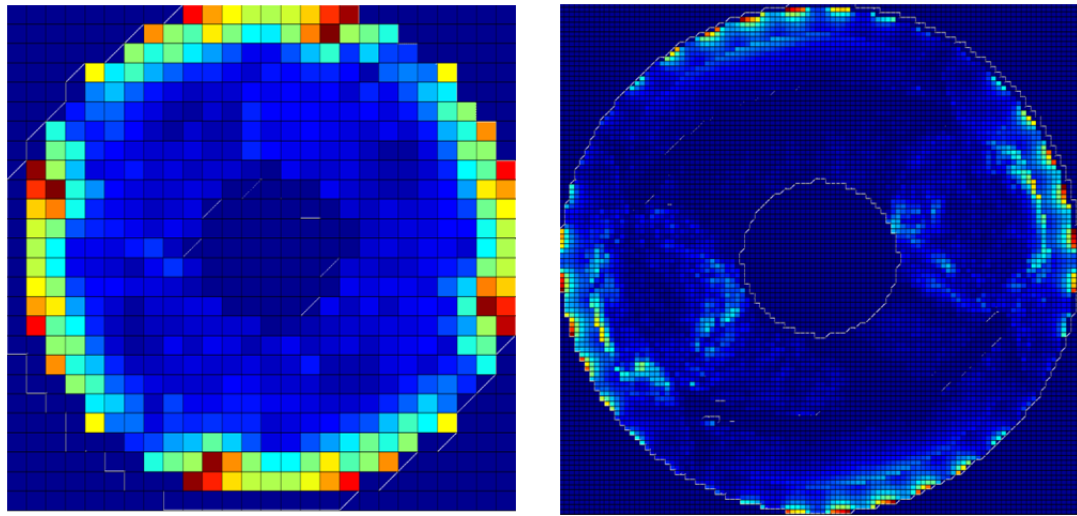
- Σύμφωνα με αυτήν η γεωμετρία διακριτοποιείται, τμηματοποιώντας το μαγνητικό κύκλωμα υπό ανάλυση σε στοιχειώδη τετράγωνα-στοιχεία, ανάλυσης **Res X Res**, όπως απεικονίζεται στο σχ. 3.10 και 3.11. Αυτά τα στοιχεία παρακολουθούνται ως προς τη μεταβλητότητα της μαγνητικής επαγωγής, στις συνιστώσες **x** και **y**.
- Τα στιγμιότυπα διανύσματος μαγνητικής επαγωγής του μαγνητικού κυκλώματος ( $B_{xi}$ ,  $B_{yi}$ ) αποθηκεύονται σε αντίστοιχους πίνακες.
- Ο δρομέας (ή ο στάτης) περιστρέφεται κατά  $\delta_s$ , η οποία είναι η ελάχιστη γωνία σύμφωνα με το θεώρημα του Nyquist (θεώρημα δειγματοληψίας Nyquist–Shannon–Kotelnikov), η οποία απαιτείται προκειμένου να περιγραφούν οι μεταβολές από τις υψηλής τάξης αρμονικές. Η  $\delta_s$  πρέπει να αντιστοιχεί σε μεταβολή της ηλεκτρικής συχνότητας (σε Hz) η οποία να είναι τουλάχιστον διπλάσια από τη μέγιστη συχνότητα μεταβλητότητας πεδίου, η οποία ενδιαφέρει στο πρόβλημα.
- Εν συνεχεία λαμβάνεται το επόμενο στιγμιότυπο διανύσματος μαγνητικής επαγωγής μαγνητικού κυκλώματος ( $B_{xi+1}$ ,  $B_{yi+1}$ ). Στο τέλος της διαδικασίας περιστροφής, οι

πίνακες  $B_x$  και  $B_y$  περιέχουν τη χρονική μεταβολή της μαγνητικής επαγωγής στις δύο κάθετες μεταξύ τους συνιστώσες.

- Κατόπιν, οι αντίστοιχες απώλειες υπολογίζονται ολοκληρώνοντας ως προς την επιφάνεια και ως προς το ενεργό μήκος της μηχανής, μέσω των μαθηματικών εκφράσεων (3.13) και (3.14) για τις απώλειες υστέρησης και διννορευμάτων αντίστοιχα.



Σχήμα 3.10: Κατάτμηση γεωμετρίας στάτη σε χαμηλή (64x64) και υψηλή ανάλυση (200x200).



Σχήμα 3.11: Κατάτμηση γεωμετρίας δρομέα σε χαμηλή (32x32) και υψηλή ανάλυση (100x100).

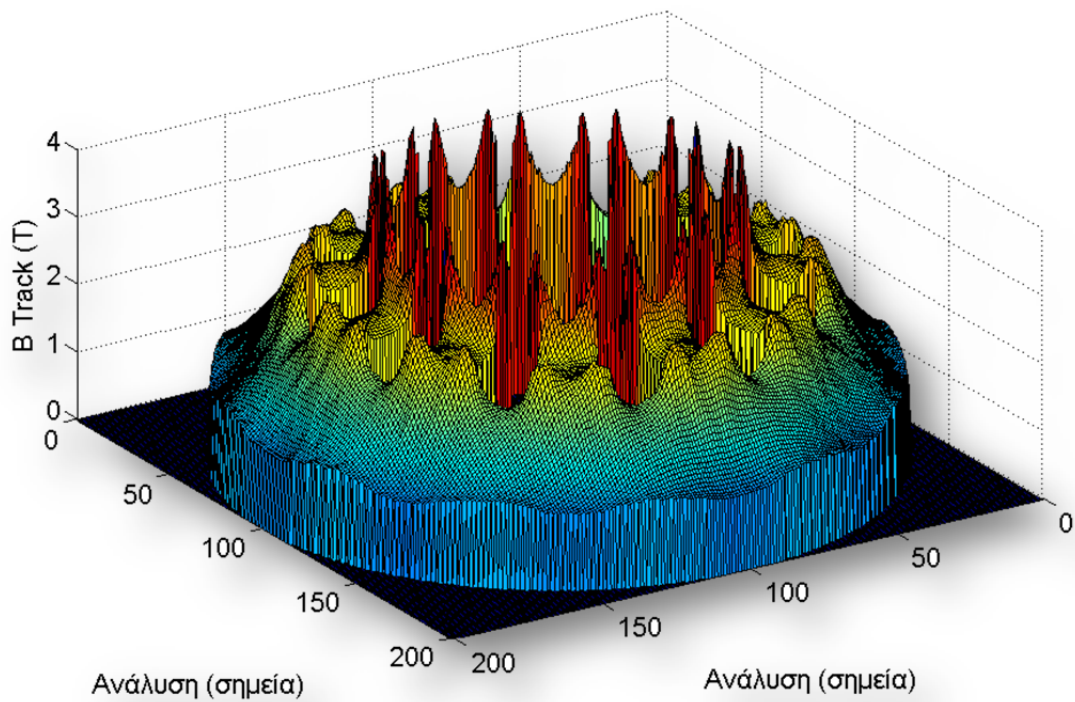
$$P_{ie} = \frac{l_{th}^2 \cdot k_e \cdot D}{2\pi^2} \int_{iron} \frac{1}{I} \cdot \sum_{i=1}^{I+1} \left\{ \left( \frac{B_x^{i+1} - B_x^i}{\Delta\tau} \right)^2 + \left( \frac{B_y^{i+1} - B_y^i}{\Delta\tau} \right)^2 \right\} dv \quad (3.13)$$

$$P_{ih} = \frac{k_h \cdot D}{T} \sum_{i=1}^I \Delta v_i \cdot \left( \sum_{j=1}^{N_{px}^i} (B_{ampl\_x}^{ij})^2 + \sum_{j=1}^{N_{py}^i} (B_{ampl\_y}^{ij})^2 \right) \quad (3.14)$$

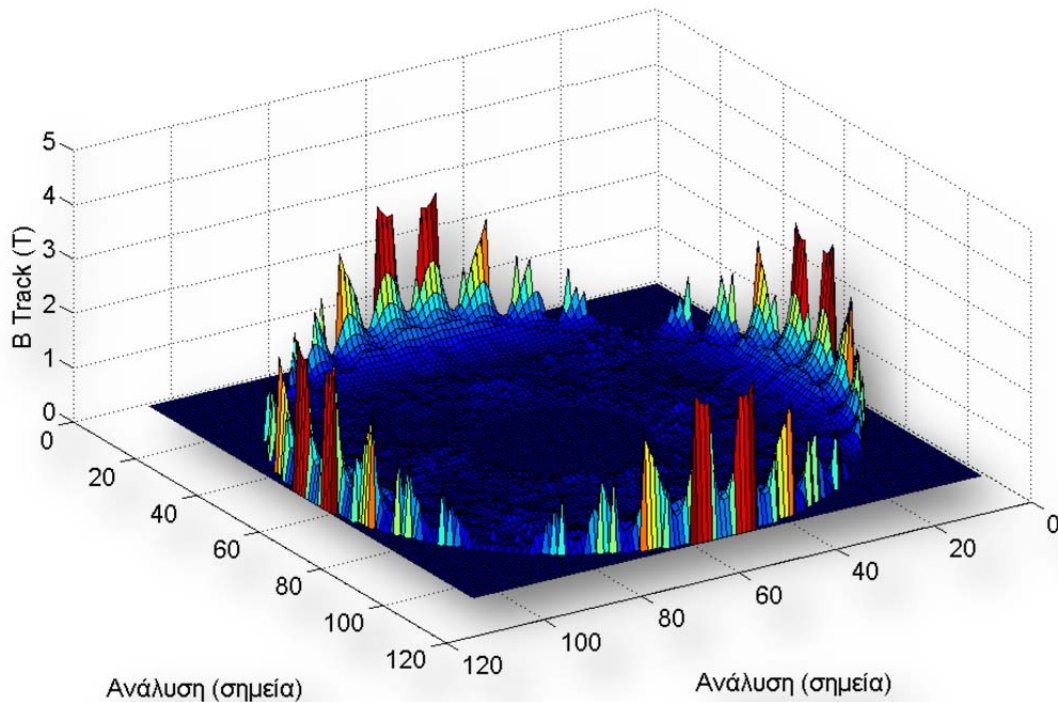
όπου  $l_{th}$  είναι το πάχος του ελασματοποιημένου πυρήνα,  $D$  η πυκνότητα του ελασματοποιημένου πυρήνα,  $N$  ο αριθμός των δειγμάτων που προκύπτουν ολισθαίνοντας κατά γωνία  $\delta_s$ ,  $\Delta t$  ο αντίστοιχος χρόνος που αντιστοιχεί στη γωνία  $\delta_s$ ,  $dv$  ο όγκος των στοιχείων. Τα  $B_x$  και  $B_y$  είναι η οριζόντια και κάθετη συνιστώσα της μαγνητικής επαγωγής αντίστοιχα, ενώ  $B_{amp_x}$  και  $B_{amp_y}$  είναι οι μέγιστες τιμές των ελάσσωνων βρόχων υστέρησης σε κάθε κυματομορφή σύμφωνα με τις  $B_x$  and  $B_y$ , ενώ  $N_{px}$  και  $N_{py}$  είναι το αντίστοιχο πλήθος των μέγιστων τιμών των κυματομορφών  $B_x$  and  $B_y$ . Τέλος τα  $K_e$  και  $K_h$  είναι σταθερές που προκύπτουν από πειραματικές μετρήσεις του υλικού σε διάταξη Epstein.

Η μέθοδος αυτή υπολογίζει τις απώλειες πυρήνα, οι οποίες προκαλούνται λόγω κυμάτωσης και περιστροφής του πεδίου στο μαγνητικό κύκλωμα και λαμβάνει υπόψη όλες τις χαμηλής τάξης αρμονικές, που εισάγονται λόγω εκτυπότητας δρομέα η στάτη, λόγω σχήματος μαγνήτων, ή αντίδρασης τυμπάνου κατά τη φόρτιση, ή λόγω της οποιασδήποτε κατά βούληση εφαρμογής ρευμάτων στάτη (πχ. Έλεγχος προσανατολισμού πεδίου). Συνεπώς είναι ευέλικτο μαθηματικό εργαλείο το οποίο χρησιμοποιείται στη συνέχεια προκειμένου να διεξαχθούν τα λειτουργικά χαρακτηριστικά των μηχανών που μελετώνται.

Ωστόσο, στη συγκεκριμένη εργασία δεν λαμβάνονται υπόψη οι απώλειες που εισάγονται από τις διακοπτικές συχνότητες, οι οποίες είναι ιδιαίτερα σημαντικές, παρά προσιδορίζονται μόνο πειραματικά στο κεφ. 6.



Σχήμα 3.12: Κατανομή συνολική μεταβλητότητας του πεδίου στο στάτη λαμβάνοντας υπόψη την περιστροφή του πεδίου.

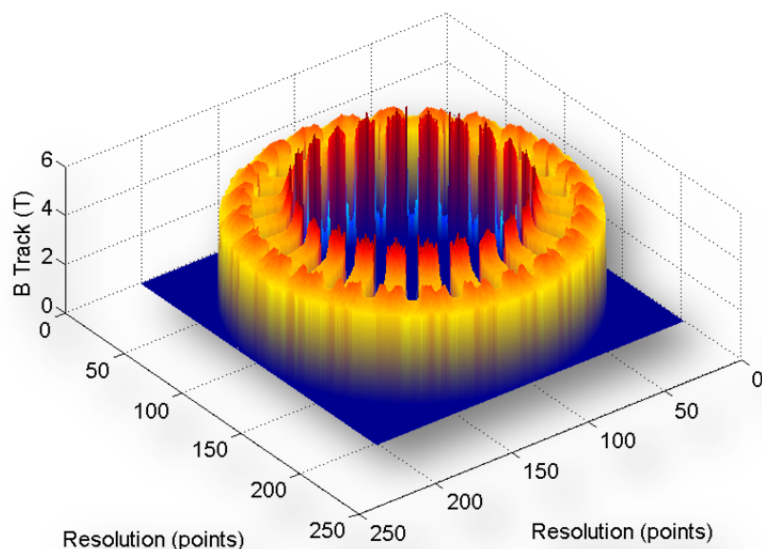


**Σχήμα 3.13:** Κατανομή μεταβλητότητας του πεδίου στο δρομέα, υπό κενό φορτίο, εξ αιτίας ελασσόνων βρόγχων υστέρησης, λαμβάνοντας υπόψη την περιστροφή του πεδίου.

Το σχ. 3.12 αναπαριστά την μεταβλητότητα του πεδίου στάτη, λαμβάνοντας υπόψη τις περιστροφικές απώλειες και τις υψηλής τάξης αρμονικές. Στην περίπτωση δρομέα, τα πράγματα είναι σημαντικά διαφοροποιημένα. Παρατηρείται πως στο σχ. 3.13 η μεταβλητότητα του πεδίου είναι αρκετά πιο περιορισμένη απ' ότι στον στάτη αντίστοιχα, 3.12. Συγκρίνοντας δε την κατανομή του σχ. 3.13 με την αντίστοιχη του σχ. 3.16 παρατηρείται πως η μεταβλητότητα του πεδίου στην περίπτωση των εγκαρσίων μαγνητών είναι τέσσερις φορές πιο αυξημένη, γεγονός που τεκμηριώνει τη σημαντική ύπαρξη απωλειών πυρήνα στο δρομέα, σε μηχανές εσωτερικών μαγνητών και την ανάγκη αντίστοιχα, για ελασματοποιημένο πυρήνα και στο δρομέα. Αξίζει να σημειωθεί επιπλέον πως στην περίπτωση των επιφανειακών μαγνητών, σύμφωνα με το σχ. 3.13, αναπτύσσονται απώλειες επάνω στους μαγνήτες, ενώ ο σίδηρος έχει σχεδόν σταθερή και αμετάβλητη μαγνητική επαγωγή στο εσωτερικό του δρομέα. Αντιθέτως, στην περίπτωση των εγκαρσίων μαγνητών, σχ. 3.16, η μεταβλητότητα του πεδίου στο σίδηρο προκαλεί το σημαντικό παράγοντα απωλειών ενώ οι μόνιμοι μαγνήτες έχουν πρακτικά σταθερή μαγνητική επαγωγή. Στο κεφάλαιο 6 αναλύονται ποσοτικοποιημένα οι εκτιμώμενες τιμές των απωλειών πυρήνα και συγκρίνονται με τις πειραματικές τιμές.

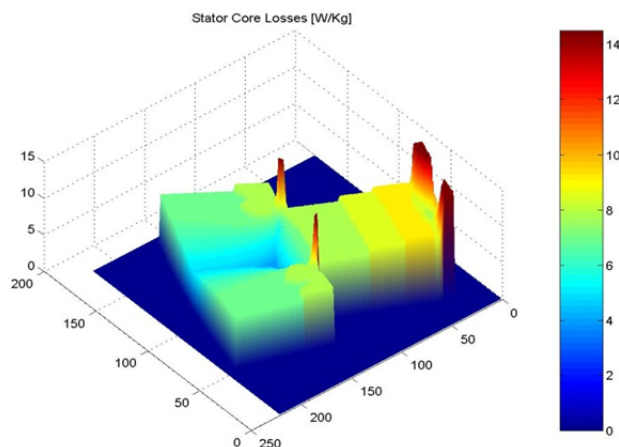
Στο σχ. 3.15 φαίνεται η κατανομή των απωλειών πυρήνα για ένα δόντι στάτη, , υπό κενό φορτίο, χωρίς να ληφθεί υπόψη η μεταβολή της μαγνητικής επαγωγής ως διάνυσμα, αλλά ως μέτρο. Σε αυτό το σχήμα φαίνεται η ιδιαίτερα αυξημένη τιμή των απωλειών στις περιοχές που

υπόκεινται σε μεγάλη μεταβλητότητα πεδίου, όπως είναι η περιοχή του δοντιού στάτη στο σημείο που συνορεύει με το διάκενο.

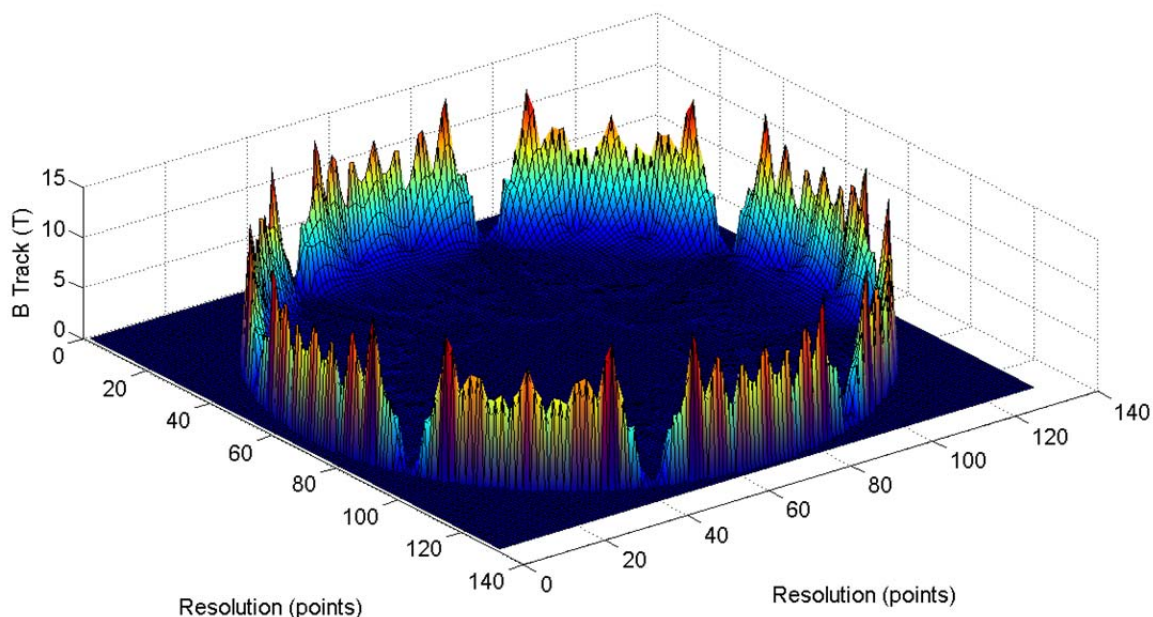


**Σχήμα 3.14:** Μεταβλητότητα του πεδίου στον πυρήνα του στάτη οκταπολικού κινητήρα εγκαρσίων μαγνητών.

Στο σχ. 3.9 απεικονίζεται η μεταβλητότητα του πεδίου κατά την εκτέλεση μιας πλήρους περιόδου του B μέσα στο σιδηρομαγνητικό υλικό (ένα πολικό βήμα). Σε αντίθεση με το σχ. 3.6 εδώ έχουν συμπεριληφθεί και οι απώλειες των ανώτερης τάξης αρμονικών, εξ αιτίας των ελασσόνων βρόχων υστέρησης ενώ λαμβάνεται υπόψη η μεταβλητότητα του διανύσματος της μαγνητικής επαγωγής προκειμένου να εκτιμηθούν και οι απώλειες εκ περιστροφής του πεδίου. Όπως είναι αναμενόμενο η κύρια διαφορά στην κατανομή των απωλειών θα εντοπίζεται στα σημεία όπου το πεδίο δεν αλλάζει μέτρο αλλά διεύθυνση και πιο συγκεκριμένα στο σημείο του σώματος του στάτη, ακριβώς στο τελείωμα του κάθε δοντιού.



**Σχήμα 3.15:** Κατανομή απωλειών πυρήνα σε ένα δόντι στάτη χωρίς να ληφθεί υπόψη η περιστροφή του πεδίου



**Σχήμα 3.16:** Μεταβλητότητα του πεδίου στον πυρήνα δρομέα λόγω ελασσόνων βρόχων υστέρησης σε οκταπολικό κινητήρα εγκαρσίων μαγνητών.

Έτσι είναι εμφανές πως τα σημεία του σώματος του στάτη στο τελείωμα του δοντιού θα αναπτύξουν αυξημένες απώλειες αφού η κατανομή είναι τελείως διαφοροποιημένη, διότι στην περίπτωση του σχ. 3.15. έχουν υποεκτιμηθεί σημαντικά οι απώλειες στις περιοχές όπου το πεδίο περιστρέφεται αλλά δεν αλλάζει μέτρο.

Στην περίπτωση του δρομέα οι απώλειες πυρήνα είναι αρκετά πιο δύσκολο να προσδιοριστούν διότι το πεδίο εκτελεί αποκλειστικά ελάσσονες βρόχους υστέρησης αφού ο μόνιμος μαγνήτης επιβάλλει ροή που μεταβάλλεται δύσκολα. Τα κύρια σημεία μεταβλητότητας και συνεπώς, ανάπτυξης απωλειών πυρήνα, είναι το εξωτερικό τμήμα πυρήνα σιδήρου ανάμεσα στους μόνιμους μαγνήτες. Στο σχ. 3.16 φαίνεται η μεταβλητότητα του πεδίου σε μια περίοδο συμβάντος (ένα πολικό βήμα).

Σε ότι αφορά τις απώλειες πυρήνα εν κενώ, στο στάτη, ενός κινητήρα εσωτερικών και ενός επιφανειακών μαγνητών συμπεραίνουμε ότι οι απώλειες στο στάτη έχουν παρόμοια τάξη μεγέθους. Στο κεφ. 7 θα γίνει ιδιαίτερη ανάλυση στα φαινόμενα που συσχετίζουν τη διαφοροποίηση απωλειών πυρήνα ως προς τη φόρτιση των μηχανών.

### 3.6 ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΩΜΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ ΤΥΛΙΓΜΑΤΟΣ

Ο προσδιορισμός των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του στάτη είναι σημαντικός προκειμένου να υπολογιστούν αναλυτικά οι τιμές των ρευμάτων και ωμικής αντίστασης για την εκάστοτε τοπολογία αύλακας και τυλίγματος.

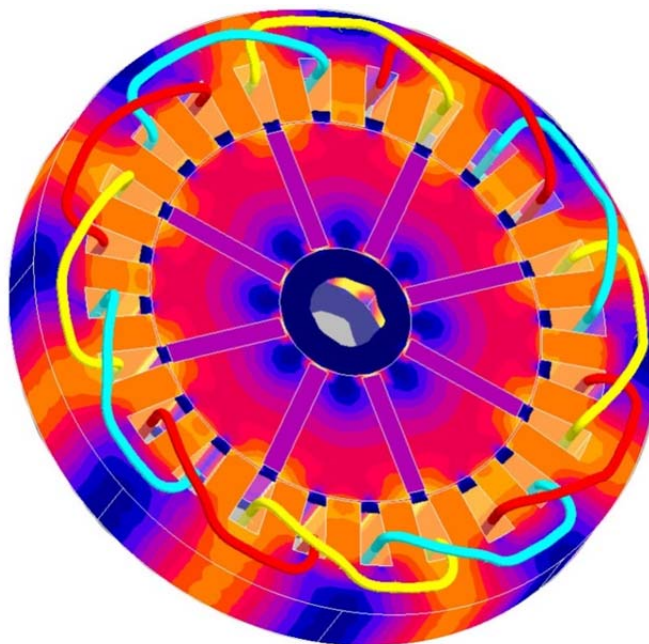
Ορίζουμε τα παρακάτω μεγέθη για την αναλυτική επεξήγηση των διαδικασιών.

- Αριθμός πόλων κινητήρα :  $p$
- Αριθμός σπειρών ανά πηνίο:  $N$
- Ενεργό μήκος κινητήρα :  $L$
- Εμβαδόν αύλακας στάτη:  $S_{slot}$
- Συντελεστής πληρότητας τυλίγματος :  $ff$

Συντελεστής πληρότητας  $ff$  ορίζεται ως το εμβαδόν της αύλακας που θα καταλάμβανε το τύλιγμα αν ήταν ιδανικά συμπιεσμένο, χωρίς κενά μέσα σε αυτήν, ως προς το εμβαδόν της αύλακας. Κάθε αύλακα του στάτη φέρει τύλιγμα το οποίο επιστρέφει περνώντας από κάποια γειτονική ή όχι αύλακα.

**Περίπτωση τυλιγμάτων πλήρους βήματος (full pitch windings).**

Σε αυτή την περίπτωση η αύλακα φέρει τύλιγμα μίας φάσης μόνο. Το τύλιγμα αυτό επιστρέφει τρεις αύλακες έπειτα, όπως φαίνεται στο σχήμα. Ο συντελεστής πληρότητας λαμβάνει τιμές από 0,4 έως 0,5 για μηχανές πλήρους βήματος. Σε μηχανές κλασματικού βήματος μη επικαλυπτόμενων ζωνών (non overlapping fractional windings) ο συντελεστής πληρότητας μπορεί να πάρει τιμές έως και 0.65, πάντοτε μιλώντας για συμβατικές τεχνικές περιέλιξης.



**Σχήμα 3.17:** Κατανομή τυλιγμάτων των τριών φάσεων για πλήρες βήμα

Καταυτόν τον τρόπο λοιπόν, αν η αύλακα έχει εμβαδόν  $S_{slot}$  mm<sup>2</sup>, τότε το ενεργό μέρος που κατασκευαστικά θα επιτευχθεί να καλύπτεται πλήρως από χαλκό θα είναι

$$S_{cu} = ff \cdot S_{slot} \quad (3.15)$$

Για συντελεστή πληρότητας  $ff = 0,55$  και  $S_{slot} = 500$  mm<sup>2</sup> το ενεργό εμβαδόν  $S_{cu}$  θα είναι 275 mm<sup>2</sup>. Έχοντας επιλέξει από το προηγούμενο βήμα τον αριθμό των σπειρών που απαιτούνται προκειμένου να επιτευχθεί το επιθυμητό επίπεδο τάσης, βάσει της προκαταρκτικής σχεδίασης, αυτό το εμβαδό πλέον  $S_{cu}$  μπορεί να διαιρεθεί με τον αριθμό των σπειρών ώστε να δώσει τη διατομή του κλώνου χαλκού που θα χρησιμοποιηθεί για την περιέλιξη.

$$S_{wire} = \frac{S_{cu}}{N} \quad (3.16)$$

Το μέσο μήκος μιας σπείρας είναι το μήκος που αν πολλαπλασιαστεί με τον αριθμό των σπειρών, δίνει το συνολικό μήκος χαλκού ενός πηνίου του στάτη. Το μέσο μήκος σπείρας ισούται με το διπλάσιο του ενεργού μήκους του κινητήρα συν το διπλάσιο του μήκους κεφαλής τυλίγματος. Στην περίπτωση του πλήρους βήματος το μήκος κεφαλής υπολογίζεται ως συνάρτηση των πόλων και της μέσης ακτίνας αύλακας.

Τα πηνία απέχουν το ένα από το άλλο 120 ηλεκτρικές μοίρες. Στην περίπτωση του οκταπολικού κινητήρα του σχ. 3.17 οι 120 ηλεκτρικές μοίρες αντιστοιχούν σε  $120/(p/2)$  δηλαδή σε 30 μοίρες. Το κάθε πηνίο διαμορφώνεται σχηματικά ώστε να μπορεί να επιτρέψει το επόμενο πηνίο να τοποθετηθεί ακριβώς με τον ίδιο τρόπο, όπως θα δειχθεί στο κεφ. 5. Συνεπώς ο συντελεστής πλέξης πηνίου είναι ένας συντελεστής μεγαλύτερος του 1 με τον οποίο πολλαπλασιάζεται το μήκος κεφαλής του πηνίου προκειμένου να δώσει το επιπλέον μήκος της κεφαλής λόγω της χωροταξικής διαμόρφωσης. Ο συντελεστής πλέξης πηνίου για πλήρες βήμα λαμβάνεται ίσος με  $olf = 1.2$ .

$$l_{ends} = \frac{2 \cdot \pi}{p} \cdot \overline{R_{slot}} \quad (3.17)$$

,όπου  $l_{ends}$  το μήκος μιας σπείρας εκτός ενεργού μήκους, δηλαδή στην κεφαλή του τυλίγματος φάσης,  $\overline{R_{slot}}$  η μέση ακτίνα της αύλακας κατά την περιστροφή της κεφαλής.

$$olf = 1.2 \quad (3.18)$$

Άρα το μέσο μήκος μιας σπείρας είναι ίσο με

$$\overline{l_w} = 2 \cdot olf \cdot \frac{2 \cdot \pi}{p} \cdot \overline{R_{slot}} + 2 \cdot L \quad (3.19)$$



Αφού βρεθεί το μέσο μήκος σπείρας, το συνολικό μήκος της περιέλιξης ισούται με

$$l_{w\_tot} = N \cdot \bar{l}_w \quad (3.20)$$

Και αντίστοιχα η συνολική αντίσταση για κάθε πηνίο είναι

$$R_{w\_tot} = \frac{\rho \cdot l_{w\_tot}}{S_{wire}} \quad (3.21)$$

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε η μέθοδος επίλυσης προβλημάτων μαγνητικού πεδίου με βάση τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων και αναπτύχθηκαν κατάλληλες τεχνικές υπολογισμού των διαφόρων κατηγοριών απωλειών σιδήρου που εμπλέκονται στα μαγνητικά κυκλώματα των ηλεκτρικών μηχανών μόνιμου μαγνήτη. Επιπλέον διατυπώθηκε αναλυτική έκφραση της αντίστασης τυλίγματος φάσης, βάσει παραμέτρων της γεωμετρίας του κινητήρα. Οι τεχνικές που αναπτύχθηκαν χρησιμοποιούνται στη συνέχεια για τον προσδιορισμό των απωλειών και του βαθμού απόδοσης των μελετώμενων γεωμετριών.

### 3.7 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [3.1] C. Cavallaro, A. O. D. Tommaso, and R. Miceli, “Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 4, pp. 1153–1160, Aug. 2005.
- [3.2] T. Ohnishi and N. Takahashi, “Optimal design of efficient IPM motor using finite element method”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp. 3537–3539, 2000.
- [3.3] K. Laskaris and A. Kladas, “Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.
- [3.4] K. Kim, S. Lim and D. Koo, “The shape design of permanent magnet for permanent magnet synchronous motor considering partial demagnetization”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 42, No. 10, Oct. 2006.
- [3.5] R. Moncada, J. Tapia and T. Jahns, “Analysis of Negative-Saliency Permanent-Magnet Machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, no. 1, pp. 122-127, Jan. 2010.
- [3.6] D.J. Sim, D.H. Cho, J.S. Chun, H. K. Jung, and T. K. Chung, “Efficiency optimization of interior permanent magnet synchronous motor using genetic algorithms”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 2, pp. 1880–1883, 1997.
- [3.7] F. Caricchi, F. Maradei, G. De Donato and F. Capponi, “ Axial-Flux Permanent-Magnet Generator for Induction Heating Gensets”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, no. 1, pp. 128-137, Jan. 2010.
- [3.8] Y. Li, T. Wang and Y. Lu, “Programmable Design of Magnet Shape for Permanent-Magnet Synchronous Motors With Sinusoidal Back EMF Waveforms”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, No. 9, Sep. 2008.
- [3.9] M. Fu and Y. Hsu, “An investigation on Influence of Magnet Arc Shaping Upon Back Electromotive Force Waveforms for Design of Permanent-Magnet Brushless Motors”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, No. 10, Oct. 2005.
- [3.10] L. Parsa, Lei Hao, “Interior Permanent Magnet Motors With Reduced Torque Pulsation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, no 2, Feb. 2008, pp. 602-609.

- [3.11] K. Yamazaki, Y. Fukushima, and M. Sato, "Loss analysis of permanent magnet motors with concentrated windings-variation of magnet eddy current loss due to stator and rotor shapes," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, no. 4, Jul./Aug. 2009.
- [3.12] K. Yamazaki, "Torque and efficiency calculation of an interior permanent magnet motor considering harmonic iron losses of both the stator and rotor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 3, pp. 1460–1463, May 2003

# Ολική βελτιστοποίηση γεωμετρίας κινητήρα

## 4.1 ΣΥΣΤΗΜΑΤΙΚΗ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ

### 4.1.1 Εισαγωγή

Η εύρεση της βέλτιστης λύσης μεταξύ πολλών εναλλακτικών, είναι κάτι που απασχολεί ιδιαίτερα, ειδικά όταν πρόκειται για εφαρμογή σχεδίασης. Πρακτικά οι δυνατές επιλογές είναι ουσιαστικά το σύνολο όλων των δυνατών συνδυασμών των μεταβλητών, οι οποίες περιγράφουν ένα φαινόμενο. Αντικείμενο βελτιστοποίησης αποτελούν διάφορα μεγέθη όπως το κόστος μιας κατασκευής, η επίδοση ενός συστήματος ή συνδυασμένα μεγέθη. Όταν τα μεγέθη αυτά μπορούν να ποσοτικοποιηθούν αποτελούν ένα κριτήριο ποιότητας, η τιμή του οποίου εξαρτάται από ένα σύνολο μεταβλητών. Οι τεχνικές βελτιστοποίησης αποσκοπούν στην εύρεση των τιμών των μεταβλητών αυτών που μεγιστοποιούν ή ελαχιστοποιούν το κριτήριο ποιότητας, ενώ ταυτόχρονα ικανοποιούν ένα σύνολο περιορισμών που τίθενται αναλόγως τη φύση του προβλήματος.

Η βελτιστοποίηση ενός προβλήματος εμπλέκει τα παρακάτω βασικά στοιχεία:

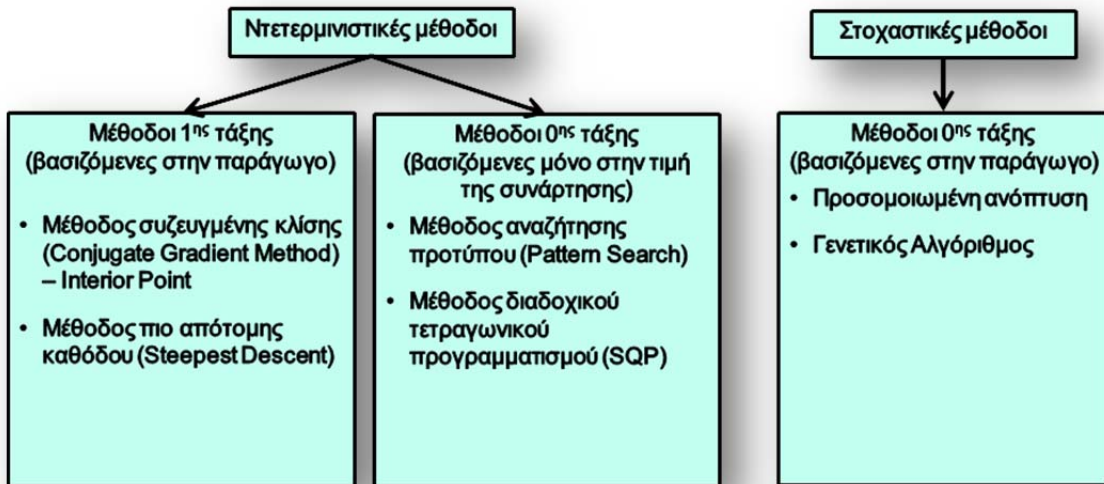
- ένα σύνολο παραμέτρων βελτιστοποίησης, συνεχών ή διακριτών.
- ένα σύνολο περιορισμών που ορίζει το σύνολο των δυνατών τιμών που μπορούν να πάρουν οι παράμετροι βελτιστοποίησης.
- μια αντικειμενική συνάρτηση (ή κριτήριο ποιότητας), η οποία συσχετίζει τις παραμέτρους με την τιμή του μεγέθους που ενδιαφέρει προς βελτιστοποίηση.

Η επίλυση ενός προβλήματος βελτιστοποίησης μπορεί να κατηγοριοποιηθεί σε δύο οικογένειες, την αναλυτική και την αριθμητική-επαναληπτική. Η αναλυτική λύση απαιτεί την επίλυση συστημάτων μη γραμμικών εξισώσεων ή συστημάτων μη γραμμικών εξισώσεων και ανισοτήτων, κάτι που είναι πρακτικά μη εφαρμόσιμο για τη συντριπτική πλειοψηφία των προβλημάτων. Η αριθμητική-επαναληπτική μέθοδος βασίζεται στην εκτέλεση ενός αλγορίθμου επίλυσης σχεδιασμένου για εκτέλεση σε υπολογιστή.

Χαρακτηριστικά ενός τέτοιου αλγορίθμου είναι τα εξής :

- Η ικανότητα σύγκλισης, η οποία εξασφαλίζει ότι η ακολουθία των διανυσμάτων κατάστασης τελικά προσεγγίζει μια τιμή, βάσει κριτηρίων
- Η ταχύτητα σύγκλισης, η οποία εκφράζει το πόσο γρήγορα η δημιουργούμενη ακολουθία προσεγγίζει τη λύση του προβλήματος.

Μια αριθμητική μέθοδος είναι συσχετισμένη με έναν αλγόριθμο εύρεσης ακρότατου, ο οποίος είναι επαναληπτικός διότι οι επαναλήψεις λαμβάνουν χώρα μετακινούμενες κατά μήκος μιας κατεύθυνσης ή ενός διανύσματος έρευνας κατά την διάρκεια μιας επανάληψης. Ένα κύριο χαρακτηριστικό που διαφοροποιεί τις αριθμητικές μεθόδους είναι ο τρόπος με τον οποίο προσδιορίζεται η κατεύθυνση έρευνας. Ένα άλλο χαρακτηριστικό των μεθόδων αυτών είναι το βήμα και ο τρόπος με τον οποίο αυτό προσδιορίζεται, όπου απαιτείται συνήθως η επίλυση ενός μονοδιάστατου προβλήματος βελτιστοποίησης πάνω στην επιλεγμένη κατεύθυνση έρευνας.



Σχήμα 4.1: Κατηγοριοποίηση μεθοδολογιών βελτιστοποίησης

Στις επόμενες υποενότητες αναλύεται η μεθοδολογία βελτιστοποίησης της γεωμετρίας του μαγνητικού κυκλώματος και αμέσως μετά η μεθοδολογία βελτιστοποίησης του σχήματος του επιφανειακού μόνιμου μαγνήτη.

#### 4.1.2 Ντετερμινιστικές και στοχαστικές αριθμητικές μέθοδοι βελτιστοποίησης

Οι ντετερμινιστικές αριθμητικές τεχνικές χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, αυτές που δεν χρησιμοποιούν την κλίση της αντικειμενικής συνάρτησης (*gradient-free*) και σε αυτές που τη χρησιμοποιούν ως πληροφορία (*gradient-based*). Οι πρώτες ονομάζονται και μέθοδοι μηδενικής τάξης, καθώς δεν γίνεται χρήση της παραγώγου της αντικειμενικής συνάρτησης για την εύρεση της κατεύθυνσης έρευνας και πρακτικά όλη η πληροφορία λαμβάνεται από τις τιμές της αντικειμενικής συνάρτησης. Οι αριθμητικές τεχνικές *gradient-based* λέγονται πρώτης τάξης και κάνουν χρήση της κλίσης της αντικειμενικής

συνάρτησης για τον προσδιορισμό της κατεύθυνσης έρευνας. Οι μέθοδοι *gradient-based* είναι οι πιο συχνά χρησιμοποιούμενες στα προβλήματα βελτιστοποίησης.

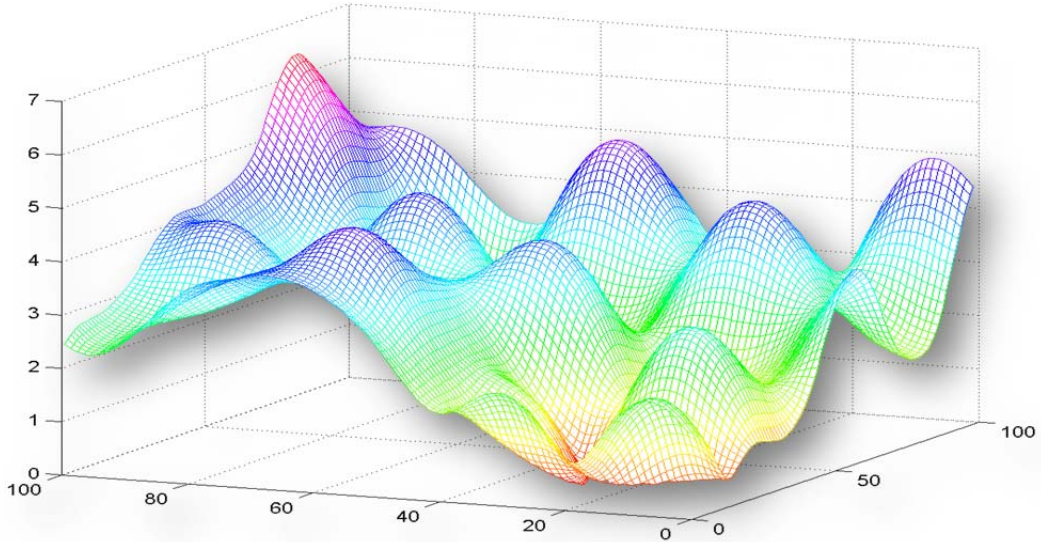
Στη σχεδίαση ενός κινητήρα, ο οποίος προσδιορίζεται από ένα σύνολο κατασκευαστικών παραμέτρων, είναι σημαντικό να μπορεί να προσδιοριστεί η ολικά βέλτιστη λύση, δηλαδή η συγκεκριμένη τιμή του συνόλου των παραμέτρων (διάλυση κατάστασης), που πληροί κατά βέλτιστο τρόπο τα κριτήρια της μεθόδου βελτιστοποίησης. Προκειμένου να διερευνηθεί το πρόβλημα κατά τρόπο ώστε να προκύψει το ολικό βέλτιστο, αναπτύχθηκαν στοχαστικές τεχνικές, οι οποίες δεν έχουν πολύπλοκο προγραμματισμό και δεν απαιτούν την πληροφορία της κλίσης της αντικειμενικής συνάρτησης. Συνήθως αυτές οι τεχνικές σαρώνουν το πεδίο ορισμού με ένα μεγάλο αριθμό επαναλήψεων, πράγμα το οποίο μπορεί να είναι αρκετά απαιτητικό από πλευράς υπολογιστικού κόστους.

Δύο από τις πιο διαδεδομένες στοχαστικές τεχνικές αναζήτησης ολικού βέλτιστου είναι οι μέθοδοι της προσομοιωμένης απόπτωσης (*simulated annealing*) και η μέθοδος των γενετικών αλγορίθμων (*GA*). Σε αντίθεση με τις μεθόδους της κλίσης που μπορεί να συγκλίνουν σε τοπικό ακρότατο με ντετερμινιστικό τρόπο, αυτές οι τεχνικές επιτρέπουν την αναζήτηση του ολικού ακρότατου αλλά απαιτούν περισσότερους υπολογισμούς και εμπειρεύουν στατιστική δικαιολόγηση. Σημαντικό μειονέκτημα των στοχαστικών μεθόδων είναι ότι απαιτείται η εμπειρική προσαρμογή τους στη φύση του προβλήματος που διερευνάται. Επίσης, η ύπαρξη του ολικού βέλτιστου δεν εξασφαλίζεται παρά μόνο για κυρτά προβλήματα. Όμως, οι τεχνικές αυτές συνήθως είναι απλές στην υλοποίηση και χρησιμοποιούνται λόγω του οικονομικού και ανταγωνιστικού ενδιαφέροντος που μπορεί να έχει μια τέτοια διερεύνηση.

Τέλος η πιο απαιτητική υπολογιστικά αλλά απλή και ασφαλής μέθοδος για την εύρεση του ολικού βέλτιστου ενός προβλήματος είναι η σάρωση όλου του πεδίου ορισμού του με εξαντλητική ακρίβεια και σύγκριση της τιμής της αντικειμενικής συνάρτησης. Ο χρόνος επίλυσης ωστόσο αυτής της μεθόδου είναι συνήθως μη αποδεκτός. Συνεπώς η λύση στο πρόβλημα της αναζήτησης του ολικού βέλτιστου τοποθετείται συνήθως ανάμεσα σε τεχνικές βελτιστοποίησης, οι οποίες συγκλίνουν γρήγορα αλλά δεν καταλήγουν εξασφαλισμένα στο ολικό βέλτιστο, και σε άλλες που ωθούν σε εκκινήσεις από διαφορετικά σημεία σάρωσης του πεδίου ορισμού.

#### 4.1.3 Τεχνικές αναζήτησης ολικού ακρότατου

Στο σχήμα 4.1 φαίνεται το γράφημα μιας αντικειμενικής συνάρτησης η οποία εμφανίζει τοπικά ακρότατα. Στις τυπικές τεχνικές εύρεσης ακρότατων τιμών της αντικειμενικής συνάρτησης, το τοπικό ακρότατο λειτουργεί ως πόλος έλξης για τη λύση. Προκειμένου μια τεχνική να μπορεί να ανιχνεύσει το ολικό ακρότατο θα πρέπει να ευνοεί και βήματα προς κατευθύνσεις όπου η τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης απομακρύνεται από το τοπικό ακρότατο. Αυτό θα πρέπει να επιτυγχάνεται χωρίς θυσία της δυνατότητας της μεθόδου να συγκλίνει, έστω σε ένα τοπικό βέλτιστο.



**Σχήμα 4.2:** Αντικειμενική συνάρτηση δύο μεταβλητών κατάστασης, που εμφανίζει τοπικά ακρότατα

Συνοψίζοντας τα παραπάνω, η μέθοδος ανεύρεσης ολικού ακρότατου πρέπει να ενθαρρύνει λύσεις οι οποίες θα ξεφύγουν από την έλξη του τοπικού. Υπάρχει βέβαια η πιθανότητα να απομακρυνθεί η ακολουθία της μεθόδου ακόμα και από την περιοχή γύρω από το ολικό ελάχιστο. Την τελική σύγκλιση στο ολικό ελάχιστο εξασφαλίζει ο μεγάλος αριθμός επαναλήψεων.

Συνοπτικά, οι αρχές στις οποίες θα πρέπει να στηριχθεί μια τεχνική εύρεσης ολικού ελαχίστου είναι οι εξής:

- Βραχυπρόθεσμες αυξήσεις στην τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης πρέπει να γίνονται ενίοτε αποδεκτές.
- Οι παραδοσιακές μέθοδοι σύγκλισης δεν είναι χρήσιμες αφού δεν επιτρέπουν αύξηση στην τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης.
- Χωρίς τη συνδρομή των μεθόδων κλίσεως, κάθε κατεύθυνση που καταλήγει σε μείωση της αντικειμενικής θα πρέπει να είναι εν δυνάμει αποδεκτή.
- Αφού η θέση του ολικού ελαχίστου δεν είναι εκ των προτέρων γνωστή, θα πρέπει η αναζήτηση να γίνει σε μια μεγάλη περιοχή, χωρίς κάποια προτίμηση.
- Μιας και η τιμή της συνάρτησης μπορεί να αυξηθεί σε κάποιο βήμα, θα πρέπει να υπάρχει ένας στοχαστικός τρόπος επιλογής της κατεύθυνσης έρευνας.
- Για να αποδώσει αποτελέσματα μια τέτοια μέθοδος χρειάζεται μεγάλος αριθμός επαναλήψεων. Οι πολλές επαναλήψεις είναι συνδεδεμένες με την απλότητα της τεχνικής.

- Η ορθότητα της λύσης μπορεί να διασφαλιστεί με βάση τον αριθμό των επαναλήψεων, αφού δεν υπάρχει κάποιος άλλος τρόπος διάκρισης ενός τοπικού ακρότατου από το ολικό.

Επαληθεύεται εδώ ότι η πλήρης σάρωση του πεδίου ορισμού ικανοποιεί όλα τα παραπάνω. Σε κάθε περίπτωση η κατάλληλη τεχνική είναι συνάρτηση της φύσης του επιλύμενου προβλήματος, των απαιτήσεων του χρήστη και των υπολογιστικών εργαλείων που διατίθενται.

## 4.2 ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΠΟΙΗΣΗ ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΟΣ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ

Το πρώτο βήμα πριν τη βελτιστοποίηση είναι η παραμετροποίηση των μεταβλητών που περιγράφουν όλα τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά πριν τη σχεδίαση μιας μηχανής. Κατά αυτόν τον τρόπο είναι δυνατή η πλήρης αναπαράσταση της γεωμετρίας της μηχανής λαμβάνοντας μόνο τις τιμές των μεταβλητών από έναν πίνακα.

Με τον όρο μεταβλητή εννοούμε μια ποσότητα, έναν μαθηματικό συμβολισμό που εκφράζει ένα φυσικό μέγεθος. Για παράδειγμα μια γεωμετρική διάσταση, μία γωνία ή η πυκνότητα ρεύματος σε μια αύλακα είναι φυσικά μεγέθη που μπορούν να περιγραφούν με χρήση μεταβλητών.

Ανεξάρτητες θα ονομάζουμε τις μεταβλητές που πρωταρχικά καθορίζουν τη σχεδίαση μιας τοπολογίας. Είναι τα ακλόνητα μεγέθη τα οποία ορίζουν την γεωμετρία του προβλήματος. Εξαρτημένες λέγονται οι μεταβλητές που μπορούν να γραφούν ως γραμμικός ή μη, συνδυασμός δύο ή περισσότερων ανεξάρτητων μεταβλητών. Για παράδειγμα, το πάχος του σώματος του στάτη μπορεί να οριστεί ως ποσοστό του πάχους του δοντιού στάτη, και να μεταβάλλεται δυναμικά με τη μεταβολή του πάχους δοντιού.

Οι μεταβλητές:

- Θα πρέπει να είναι τόσες ώστε να είναι δυνατόν να περιγραφεί κάθε λεπτομέρεια που δε θεωρείται αμελητέα στην τοπολογία. Όσο περισσότερες οι μεταβλητές, τόσο πιο λεπτομερής η αναπαράσταση γεωμετρίας.
- Θα πρέπει να είναι ακριβώς τόσες ώστε το πρόβλημα να περιέχει τόσες εξισώσεις όσους και αγνώστους και να μην υπάρχουν γραμμικώς εξαρτημένες εξισώσεις. Με πιο απλά λόγια, δεν θα πρέπει να ορίζονται μεταβλητές που υποδηλώνουν ένα μέγεθος, το οποίο να μπορεί να προκύψει από αναλυτική μαθηματική έκφραση μεταξύ άλλων μεταβλητών. Στην περίπτωση αυτή έχουμε εξαρτημένη μεταβλητή και δεν αρχικοποιείται προκειμένου να σχεδιαστεί η γεωμετρία αλλά δίνεται ως έκφραση άλλων πρωταρχικών μεταβλητών.

Στη συνέχεια θα γίνει αναφορά σε ανεξάρτητες μεταβλητές και σε εξαρτημένες. Οι ανεξάρτητες μεταβλητές είναι αυτές που πρωταρχικά καθορίζουν τη σχεδίαση και εξαρτημένες αυτές που μπορούν να γραφούν ως γραμμικός ή μη, συνδυασμός δύο ή περισσότερων ανεξάρτητων μεταβλητών.

Στη συνέχεια επιλέγονται ποιές από παραπάνω ανεξάρτητες μεταβλητές θα θεωρηθούν σταθερές (hard coded) και ποιές θα συνθέσουν το διάνυσμα μεταβλητών κατάστασης, το οποίο θα χρησιμοποιηθεί στους αλγορίθμους βελτιστοποίησης.

Πίνακας4.1α

ΑΝΕΞΑΡΤΗΤΕΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΕΣ	
<i>L</i>	ενεργό μήκος μηχανής
<i>p</i>	αριθμός πόλων
<i>spp</i>	αριθμός δοντιών ανά πόλο και φάση
<i>ph</i>	αριθμός φάσεων
<i>f</i>	θεμελιώδης συχνότητα ρευμάτων στάτη
<i>J</i>	πυκνότητα ρεύματος αύλακας
Δρομέας	
<i>gap</i>	ακτινικό μήκος διακένου
<i>rR</i>	εξωτερική ακτίνα δρομέα μαζί με το MM
<i>ryr</i>	ακτίνα κοιλότητας δρομέα
<i>mw</i>	ακτινικό μήκος μαγνήτη (πάχος)
<i>m2pp</i>	ποσοστό (%) εύρους γωνίας μαγνήτη ως προς γωνία πολικού βήματος.
Στάτης	
<i>so</i>	εξωτερική ακτίνα στάτη.
<i>t2sp</i>	σχετικό εύρος δοντιού στάτη (%) εκφρασμένο ως το ποσοστό γωνίας δοντιού ως προς την περίοδο δοντιού αύλακας στάτη.
<i>tt</i>	σχετικό εύρος πέλδλου του δοντιού στάτη (%) ως προς το εύρος εσωτερικής γωνίας της αύλακας αν τα δόντια ήταν ευθεία.
<i>N</i>	αριθμός σπειρών ανά πηνίο στάτη
<i>ff</i>	συντελεστής πληρότητας χαλκού στην αύλακα



Προφανώς υπάρχουν πολλοί συνδυασμοί για το ποιες μεταβλητές θα επιλεγούν ως ανεξάρτητες και ποιες ως εξαρτημένες, που απλά θα ακολουθούν μέσω μαθηματικών σχέσεων τις κύριες. Για παράδειγμα, κύριες μεταβλητές μπορούν να είναι η ακτίνα δρομέα  $rR$  και το πάχος του επιφανειακού μαγνήτη  $mw$ . Τότε η εξαρτημένη μεταβλητή ακτίνα σιδήρου δρομέα θα προκύπτει από τη διαφορά  $rr = rR - mw$ . Εναλλακτική παραμετροποίηση του προβλήματος θα ήταν να θεωρηθούν ανεξάρτητες μεταβλητές η ακτίνα σιδήρου δρομέα  $rr$  και το πάχος μαγνήτη  $mw$  οπότε η εξαρτημένη μεταβλητή θα ήταν η ολική ακτίνα δρομέα και θα εκφραζόταν από τη σχέση  $rR = rr + mw$ .

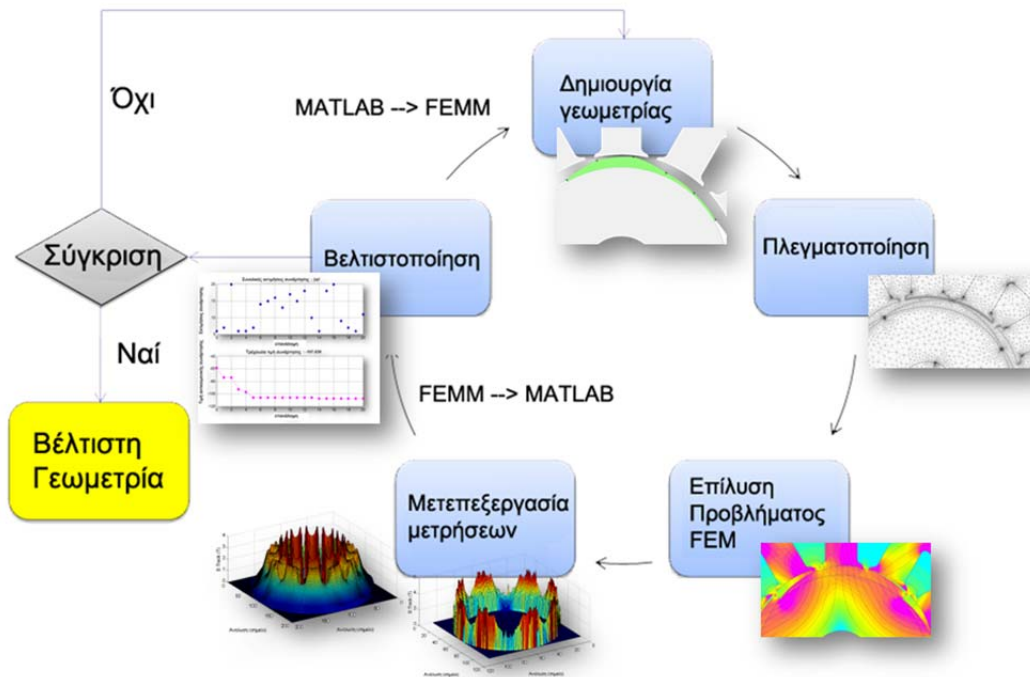
Ως ανεξάρτητες μεταβλητές ορίζονται οι μεταβλητές που έχουν μεγαλύτερη βαρύτητα ως κατασκευαστική πληροφορία. Όλες οι μεταβλητές εξηγούνται αναλυτικά στους πίνακες 4.1α και 4.1β. Η παρακάτω διαδικασία δίνει ένα πλήρες σύνολο μεταβλητών ικανό να περιγράψει οποιαδήποτε μηχανή επιφανειακών μαγνητών εσωτερικού δρομέα.

Πίνακας 4.1β

ΕΞΑΡΤΗΜΕΝΕΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΕΣ	
Δρομέας	
$rr$	εξωτερική ακτίνα πυρήνα δρομέα.
Στάτης	
$sr$	εσωτερική ακτίνα στάτη
$tw$	εύρος δοντιού σε mm
$tl$	μήκος δοντιού σε mm
$sR$	ακτίνα στάτη όπου τελειώνει το δόντι και αρχίζει το σώμα του στάτη
$ttw$	απόλυτο εύρος πέλδλου δοντιού στάτη σε μοίρες
$sy2tp$	σχετικό εύρος σώματος στάτη (%) εκφρασμένο ως ποσοστό εύρους δοντιού ως προς την περίοδο δοντιού αύλακας στάτη

### 4.3 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΓΕΩΜΕΤΡΙΑΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Προκειμένου να βελτιστοποιηθεί το μαγνητικό κύκλωμα μιας μηχανής μονίμων μαγνητών πρέπει να παραμετροποιηθεί η γεωμετρία ανάλογα με τη φύση του προβλήματος, τις ποσότητες που ενδιαφέρουν προς διερεύνηση και να καταστρωθεί κατάλληλη αντικειμενική συνάρτηση που να δίνει κατευθυντήρια γραμμή για την πρόοδο της εύρεσης του βέλτιστου.

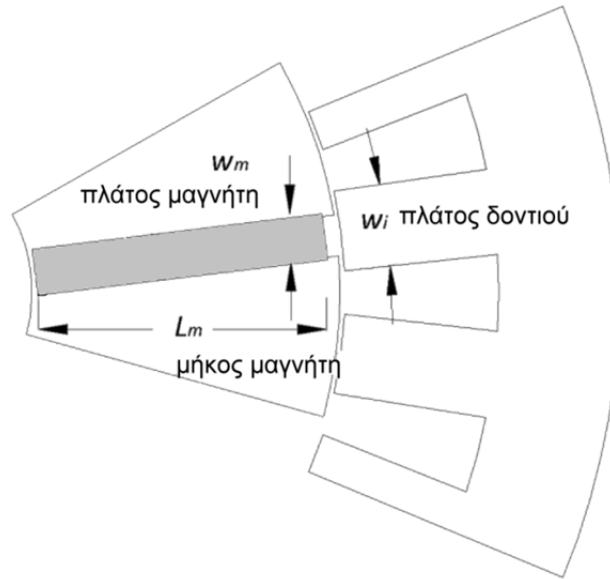


Σχήμα 4.3: Ροή διαδικασιών κατά τη βελτιστοποίηση

Στη συνέχεια παρατίθενται περιπτώσεις βελτιστοποίησης τριών διαφορετικών τοπολογιών μηχανών μονίμων μαγνητών, η πρώτη εσωτερικών μαγνητών, η δεύτερη επιφανειακών μαγνητών, η τρίτη επιφανειακών μαγνητών εξωτερικού δρομέα πλήρους βήματος και η τέταρτη επιφανειακών μαγνητών εξωτερικού δρομέα κλασματικού βήματος.

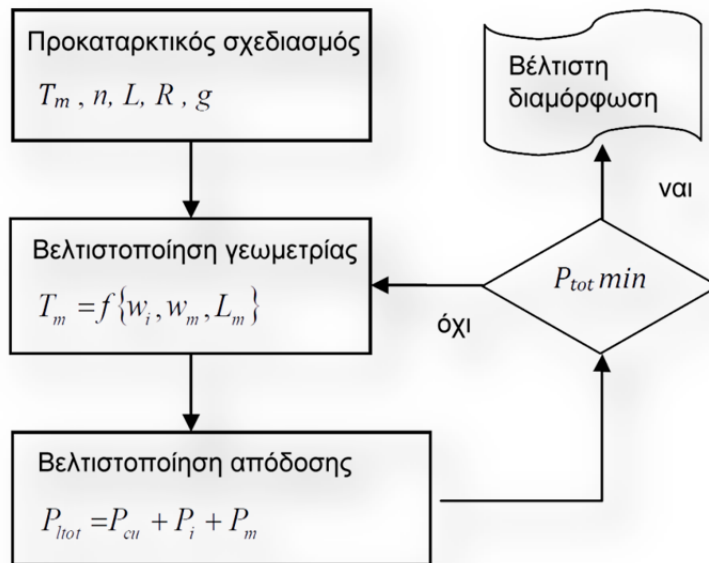
#### 4.3.1 Βελτιστοποίηση γεωμετρίας μαγνητικού κυκλώματος κινητήρα εσωτερικών μαγνητών

Ο εν λόγω κινητήρας εσωτερικών μαγνητών φέρει ίσια δόντια στο στάτη, προκειμένου να μειωθεί η σκέδαση της μαγνητικής ροής μεταξύ δοντιών, ενώ συγκεντρώνει το πεδίο μεταξύ γειτονικών μαγνητών, προκειμένου να επιτευχθεί μεγάλη τιμή επαγωγής στο διάκενο. Η επιλογή των μεταβλητών φαίνεται στο σχ. 4.4.



Σχήμα 4.4: Επιλογή μεταβλητών για βελτιστοποίηση γεωμετρίας σε ένα πολικό βήμα.

Ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης περιλαμβάνει δύο στάδια, όπως φαίνεται στο σχ. 4.5. Το πρώτο στάδιο (σχ. 4.5 Geometry optimization) λαμβάνει την αρχική γεωμετρία που προέκυψε από την προκαταρκτική σχεδίαση, βάσει των προδιαγραφών λειτουργίας της εφαρμογής και εκτιμά τη ροπή  $T_{calc}$  όπως φαίνεται στην 4.5.



Σχήμα 4.5: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου βελτιστοποίησης κινητήρα εσωτερικών μαγνητών

Η σύνθετη αντικειμενική συνάρτηση  $f$  (4.1) βελτιστοποιεί τη ροπή  $T_{spec}$  για δεδομένο όγκο μόνιμου μαγνήτη  $V_{spec}$  και αναζητά εν συνεχεία υπό σταθερό όγκο μαγνήτη τη βέλτιστη τιμή τη ροπής. Οι μεταβλητές βελτιστοποίησης των διαστάσεων του μαγνήτη και του δοντιού του στάτη  $w_i, w_m, L_m$ , οι οποίες φαίνονται στο σχ. 4.4, μεταβάλλονται προς την κατεύθυνση όπου μεγιστοποιείται η ροπή.

$$f = \alpha_1 \cdot f_1 \left( \frac{T_{calc} - T_{spec}^{max}}{V_{calc}} \right) + \alpha_2 \cdot (V_{calc} - V_{spec}) \quad (4.1)$$

$$T_{calc} = f_2(w_m, w_i, L_m, L_{max}) \quad (4.2)$$

Το δεύτερο βήμα του αλγορίθμου συγκρίνει το βαθμό απόδοσης του παρόντος στιγμιότυπου, σε σχέση με την απαιτούμενη τιμή και κινεί τις μεταβλητές ώστε να ελαχιστοποιείται η συνολική απώλεια ισχύος  $P_{L_{tot}}$  που φαίνεται στην 4.3. Κατά τη διάρκεια αυτού του βήματος, αν η απόδοση δεν πέφτει εντός προδιαγεγραμμένων ορίων που έχουν τεθεί αρχικά, τότε οι μεταβλητές μεταβάλλονται εκ νέου έτσι ώστε να βελτιωθεί η απόδοση. Εν συνεχεία το πρώτο βήμα που αφορά στη βελτιστοποίηση της ροπής ξαναεκτελείται.

$$P_{L_{tot}} = P_{cu} + P_i + P_m \quad (4.3)$$

$$P_{cu} \sim I^2 \quad P_i \sim B^2, \omega^2 \quad P_m \sim \omega \quad (4.4)$$

Το σχ. 4.4 απεικονίζει το πλέγμα που χρησιμοποιήθηκε κατά την δισδιάστατη μοντελοποίηση με τη ΜΠΣ, πάνω στην τελική βελτιστοποιημένη γεωμετρία, ενώ δεξιά αποτυπώνεται η κατανομή του μαγνητικού πεδίου σε πλήρες φορτίο. Σύμφωνα με τη βελτιστοποιημένη διαδικασία η μηχανή αποδίδει τη μέγιστη δυνατή ροπή και διατηρεί βαθμό απόδοσης μεγαλύτερο από 90% για περιοχή λειτουργίας 40-70Hz, που αντιστοιχούν σε περίπου 40-70 km/h.

#### 4.3.2 Βελτιστοποίηση γεωμετρίας μαγνητικού κυκλώματος κινητήρα εξωτερικού δρομέα πλήρους βήματος

Στο σημείο αυτό πραγματοποιείται βελτιστοποίηση γεωμετρίας Στην παράγραφο αυτή αναζητείται η μέγιστη απόδοση λειτουργίας του κινητήρα στο ονομαστικό φορτίο, ανεξαρτήτως κόστους και χωρίς τους περιορισμούς μεγέθους που ετέθησαν στις αρχικές προδιαγραφές. Η μέγιστη απόδοση λειτουργίας εξαρτάται από ένα πλήθος παραμέτρων, η ταυτόχρονη διερεύνηση των οποίων είναι αδύνατη λόγω απαιτήσεως χρόνου και υπολογιστικής ισχύος.

$$\eta = \frac{P_m}{P_m + P_{cu} + P_i + P_{m\ loss}} \quad (4.5)$$

$$P_{cu} \sim I^2 P_i \sim B^2, \omega^2 \quad P_m \sim \omega \quad (4.6)$$

$$T_{calc} = f_2(l_g, l_r) \quad (4.7)$$

Για αυτό το λόγο επιλέγεται να γίνει βελτιστοποίηση δύο μόνο παραμέτρων της γεωμετρίας, του αξονικού μήκους του κινητήρα,  $l_g$  και του ακτινικού μήκους του μαγνήτη,  $l_r$ . Τα όρια μεταβολής των παραμέτρων αυτών θεωρούνται ως εξής:

$$15 \text{ mm} \leq l_g \leq 60 \text{ mm} \quad (4.8)$$

$$1 \text{ mm} \leq l_r \leq 8 \text{ mm} \quad (4.9)$$

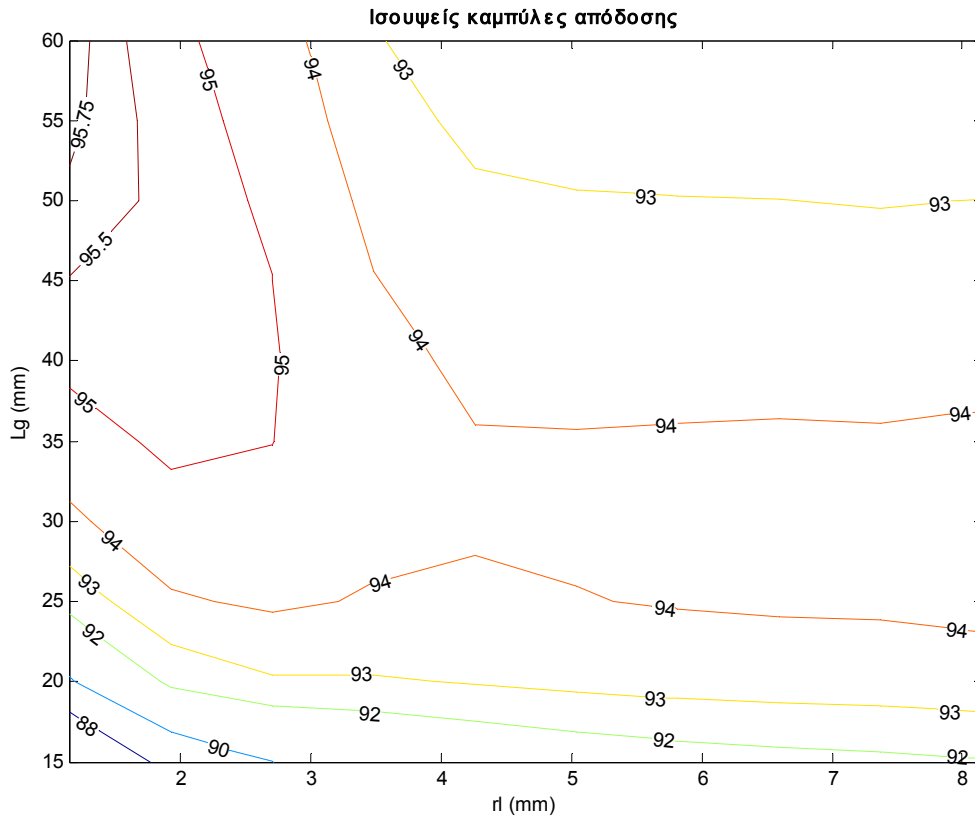
Για να υπάρχει δυνατότητα σύγκρισης των μεθόδων βελτιστοποίησης, ορίζεται ο μέγιστος αριθμός επαναλήψεων ως 100. Ο αριθμός αυτός επιλέγεται έτσι ώστε η επίλυση του προβλήματος βελτιστοποίησης να έχει χρονική διάρκεια περίπου 8 ωρών.

Το ζητούμενο της διερεύνησης αυτής είναι να εξαχθούν συμπεράσματα σχετικά με την καταλληλότητα τριών συστηματικών αλγορίθμων βελτιστοποίησης ως προς την χρήση τους σε συνεργασία με τη μέθοδο πεδιακής ανάλυσης με πεπερασμένα στοιχεία. Οι αλγόριθμοι που εξετάζονται είναι οι εξής:

- Πλήρης σάρωση του πεδίου ορισμού, που συνίσταται στον απλό υπολογισμό της τιμής της αντικειμενικής συνάρτησης σε όλη την έκταση του πεδίου ορισμού και σε προκαθορισμένες τιμές των παραμέτρων.
- Διαδοχικός γραμμικός προγραμματισμός, τεχνική η οποία επιχειρεί ντετερμινιστικά εύρεση ελαχίστου μιας αντικειμενικής συνάρτησης.
- Αλγόριθμος προσομοιωμένης απόπτυξης, στοχαστικός αλγόριθμος αναζήτησης του ολικού βέλτιστου δεδομένης αντικειμενικής συνάρτησης.

#### 4.3.2.1 Σάρωση πεδίου ορισμού

Αυτός ο τρόπος διερεύνησης θα δώσει τη γενική άποψη του πεδίου τιμών της απόδοσης όταν μεταβάλλονται οι δύο παράμετροι που ορίστηκαν προηγουμένως. Η υλοποίηση της μεθόδου συνίσταται σε διαδοχικό υπολογισμό της αποδόσεως στο ονομαστικό φορτίο για 100 ζεύγη τιμών των παραμέτρων βελτιστοποίησης, ομοιόμορφα κατανομημένων στο πεδίο ορισμού. Το αποτέλεσμα της εκτέλεσης της σάρωσης του πεδίου ορισμού του προβλήματος περιγράφεται στο σχ. 4.6.



**Σχήμα 4.6:** Βαθμός απόδοσης κινητήρα συναρτήσει των δύο μεταβλητών κατάστασης

Από το παραπάνω αποτέλεσμα φαίνεται ότι το μέγιστο πρέπει να βρίσκεται στο όριο του διαστήματος διερεύνησης. Η μέγιστη τιμή της απόδοσης που ανίχνευσε αυτή η μέθοδος ισούται με 95.88%. Έπειτα από παρατήρηση του πεδίου τιμών προκύπτει ότι η απόδοση αυξάνεται όταν μικραίνει το ακτινικό μήκος του μαγνήτη και αυξάνεται το αξονικό μήκος του κινητήρα. Αυτό είναι αναμενόμενο λόγω του ότι με αυτό τον τρόπο αυξάνεται ο λόγος  $L_g/\tau$  προς τιμές οι οποίες εμπειρικά δίνουν καλύτερη απόδοση. Αναφέρεται χαρακτηριστικά ότι, για κινητήρα μήκους 60 mm, ισχύει:

$$L_g/\tau = 1.28 \quad (4.10)$$

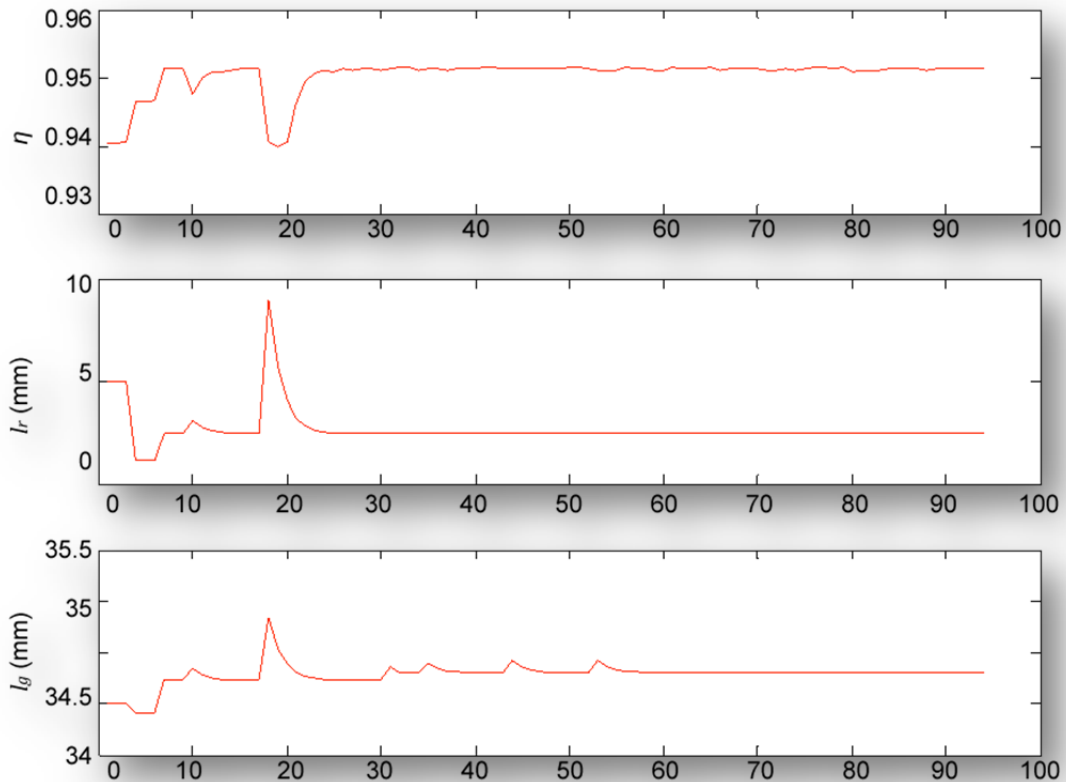
#### 4.3.2.2 Μη γραμμική βελτιστοποίηση με περιορισμούς, με χρήση Διαδοχικού Τετραγωνικού Προγραμματισμού (SQP)

Η μέθοδος του διαδοχικού τετραγωνικού προγραμματισμού για την επίλυση προβλημάτων βελτιστοποίηση είναι μια ντετερμινιστική μέθοδος εύρεσης τοπικού ελαχίστου, η οποία παρουσιάζει γενικά καλύτερα αποτελέσματα από τη μέθοδο της κλίσεως. Η μέθοδος αυτή υλοποιείται στην έτοιμη συνάρτηση βελτιστοποίησης με περιορισμούς, *fmincon*, του πακέτου λογισμικού MATLAB.

Για τη χρήση της `fmincon` απαιτείται ο ορισμός ενός σημείου εκκίνησης των επαναλήψεων και αυτό ορίζεται ως το εξής:

$$X_0 = [35 \text{ mm}, 5 \text{ mm}] \quad (4.11)$$

Στο σχήμα 4.7 παρουσιάζεται η πορεία που ακολούθησε η συνάρτηση `fmincon` κατά την αναζήτηση της βέλτιστης απόδοσης.

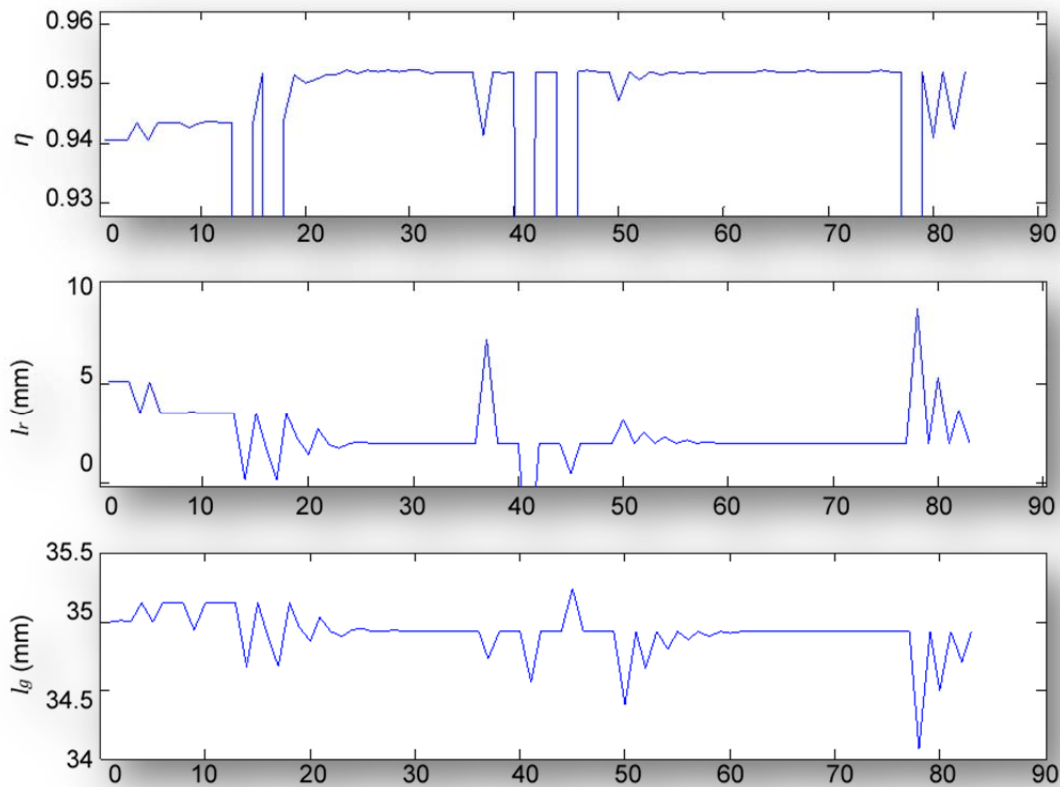


**Σχήμα 4.7:** Πορεία βελτιστοποίησης με `fmincon`

Η αναζήτηση του βέλτιστου καταλήγει σε μέγιστη απόδοση 95.16% και στις τελευταίες επαναλήψεις φαίνεται πως η αναζήτηση έχει εγκλωβιστεί σε περιοχή όπου φαίνεται να υπάρχει ένα τοπικό μέγιστο στη συνάρτηση.

#### 4.3.2.3 Βελτιστοποίηση με Προσομοιωμένη Ανόπτυση (Simulated Annealing)

Το συγκεκριμένο πρόγραμμα αναλαμβάνει την εφαρμογή της μεθόδου της προσομοιωμένης ανόπτυσης σε πρόβλημα χωρίς περιορισμούς. Η μετατροπή του παρόντος προβλήματος βελτιστοποίησης σε ισοδύναμο χωρίς περιορισμούς πραγματοποιείται με έμμεσο τρόπο. Συγκεκριμένα, ορίζεται ότι κάθε υπολογισμός της τιμής της απόδοσης για τιμές παραμέτρων που βρίσκονται έξω από το πεδίο ορισμού, θα καταλήγει σε τιμή απόδοσης 0%. Η πορεία της αναζήτησης της μέγιστης απόδοσης με την τεχνική αυτή απεικονίζεται στο σχήμα 4.8.



**Σχήμα 4.8:** Πορεία βελτιστοποίησης με Προσομοιωμένη Ανόπτυση

Η έρευνα με προσομοιωμένη ανόπτυση φαίνεται να ακολουθεί διαφορετική πορεία από τον ντετερμινιστικό αλγόριθμο της *fmincon*, ήδη από τις πρώτες επαναλήψεις. Ως μέγιστη τιμή εντοπίζεται η απόδοση 95.23 % ήδη από τον 31<sup>ο</sup> υπολογισμό της τιμής της αντικειμενικής συνάρτησης. Πιθανοί παράγοντες αποτυχίας της μεθόδου να προσεγγίσει περισσότερο το βέλτιστο θεωρούνται ο μικρός αριθμός επαναλήψεων και το μη συνεχές πεδίο τιμών της απόδοσης το οποίο χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση των περιορισμών του προβλήματος.

#### 4.4 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΓΕΩΜΕΤΡΙΑΣ ΜΟΝΙΜΟΥ ΜΑΓΝΗΤΗ

Η βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του σχήματος του μόνιμου μαγνήτη στις MMM αποτελεί ένα σημαντικό πεδίο διερεύνησης. Διάφορες μέθοδοι βελτιστοποίησης έχουν προταθεί πρόσφατα προκειμένου να προσδιοριστεί μία λύση βέλτιστου συμβιβασμού μεταξύ μέγιστης ροπής και απόδοσης. Εξ' αιτίας της σημαντικής υπολογιστικής απαίτησης του προβλήματος, τεχνικές παράλληλης επίλυσης έχουν εφαρμοστεί παρέχοντας μεγαλύτερες δυνατότητες.

Στη σύγχρονη βιβλιογραφία αποδεικνύεται πως οι τραπεζοειδείς μαγνήτες επιτρέπουν υψηλότερη ροπή αλλά αυξημένες απώλειες πυρήνα, οδηγώντας σε σχετικά μικρή πυκνότητα ισχύος [13], [15]-[21]. Από την άλλη, η ημιτονοειδής κατανομή του μαγνητικού πεδίου στο διάκενο αποδίδει μειωμένη ροπή λόγω της χαμηλότερης μέσης



επαγωγής στο διάκενο, αλλά υψηλότερη ικανότητα ταχύτητας λόγω των μειωμένων απωλειών πυρήνα. Υπό συγκεκριμένη στρατηγική βελτιστοποίησης η βέλτιστη γεωμετρία μαγνήτη βρίσκεται μεταξύ αυτών των δύο περιπτώσεων, τραπεζοειδούς και ημιτονοειδούς κατανομής μαγνητικού πεδίου στο διάκενο.

Προκειμένου να προσδιοριστούν οι βασικές διαστάσεις του κινητήρα πραγματοποιήθηκε προκαταρκτική σχεδίαση (κεφ. 2), όπως και στην περίπτωση της μηχανής εσωτερικών μαγνητών. Τέτοια ανάλυση επέτρεψε να προσδιοριστεί το ενεργό τμήμα της μηχανής κάνοντας χρήση του τανυστή του Maxwell στο διάκενο.

Χαρακτηριστικό	Τύπος	Ποσότητα
Τύπος κινητήρα	fixed	4-πόλοι, 3-φάσεις
Τροφοδοσία	fixed	3-φασικός αντιστροφέας
Εξωτερική διάμετρος στάτη	fixed	250 mm
Βάρος κινητήρα	fixed	65 kG
Ενεργό μήκος κινητήρα	fixed	150 mm
Ρεύμα φάσης υπό συνθήκη βελτιστοποίησης	fixed	50 A ( $2A/mm^2$ )
Ταχύτητα υπό συνθήκη βελτιστοποίησης	fixed	2250 rpm
Κατώφλι απόδοσης	fixed	> 90 %
Μέγιστη ισχύς απωλειών πυρήνα	fixed	1200 Watt
Εσωτερική ακτίνα στάτη	variable	Υπό βελτιστοποίηση
Ονομαστική μηχανική ροπή	variable	Υπό βελτιστοποίηση
Συντελεστής πυκνότητας ισχύος	variable	Υπό βελτιστοποίηση
Βαθμός απόδοσης υπό συνθήκη βελτιστοποίησης	variable	Υπό βελτιστοποίηση

**Πίνακας 4.2** Προδιαγραφές βελτιστοποίησης κινητήρα επιφανειακών μαγνητών

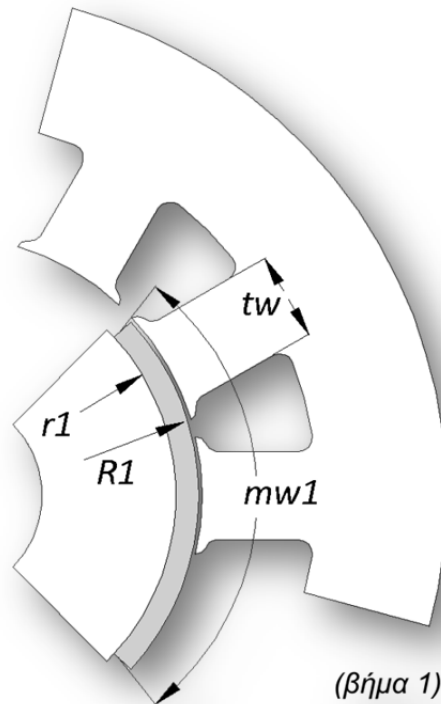
Εν συνεχεία προκειμένου να οριστικοποιηθεί και να βελτιστοποιηθεί η σχεδίαση έγινε χρήση μοντέλου ΠΣ δύο διαστάσεων (κεφ. 3). Πραγματοποιήθηκε ανάλυση ευαισθησίας προκειμένου να καθοριστούν κρίσιμες παράμετροι σχεδίασης, να μεγιστοποιηθεί ο βαθμός απόδοσης αλλά και να μειωθεί όσο το δυνατόν το μέγεθος του ενεργού τμήματος της μηχανής.

Η βελτιστοποίηση της γεωμετρίας επιτρέπει την εύρεση βέλτιστου συμβιβασμού μεταξύ δύο σημαντικών παραμέτρων που είναι η επίδοση και η απόδοση. Σύμφωνα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής, όπως φαίνονται στον πίνακα 4.2, η μηχανή πρέπει να παρέχει το μέγιστο βαθμό απόδοσης στην περιοχή λειτουργίας γύρω στις 2250ΣΑΛ, αποδίδοντας την πιο συχνά χρησιμοποιούμενη τιμή ροπής που είναι τα 50Nm. Στον πίνακα 4.2 φαίνονται επίσης όλοι οι περιορισμοί στο σχεδιασμό, σύμφωνα με το διαθέσιμο χώρο, βάρος, κατώφλι βαθμού απόδοσης κλπ.

Ο αλγόριθμος που περιγράφεται στη συνέχεια αποτελείται από τρία στάδια. Στο πρώτο βήμα ο κινητήρας βελτιστοποιείται χρησιμοποιώντας τυπικό σχήμα μαγνήτη σταθερού ακτινικού μήκους – τραπεζοειδής διαμόρφωση. Εν συνεχεία, το σχήμα του μαγνήτη βελτιστοποιείται έτσι ώστε η κατανομή του πεδίου στο διάκενο να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στην ημιτονοειδή. Τέλος το τρίτο βήμα, λαμβάνοντας ως περιορισμούς τις γεωμετρικές μόνιμου μαγνήτη που προέκυψαν από τα δύο πρώτα βήματα, διερευνά πλήρως τις πιθανές ενδιάμεσες γεωμετρικές μαγνήτη που θα μπορούσαν να συνδυάσουν

βέλτιστα χαρακτηριστικά απόδοσης και επίδοσης. Τα βήματα του αλγορίθμου περιγράφονται αναλυτικά στη συνέχεια.

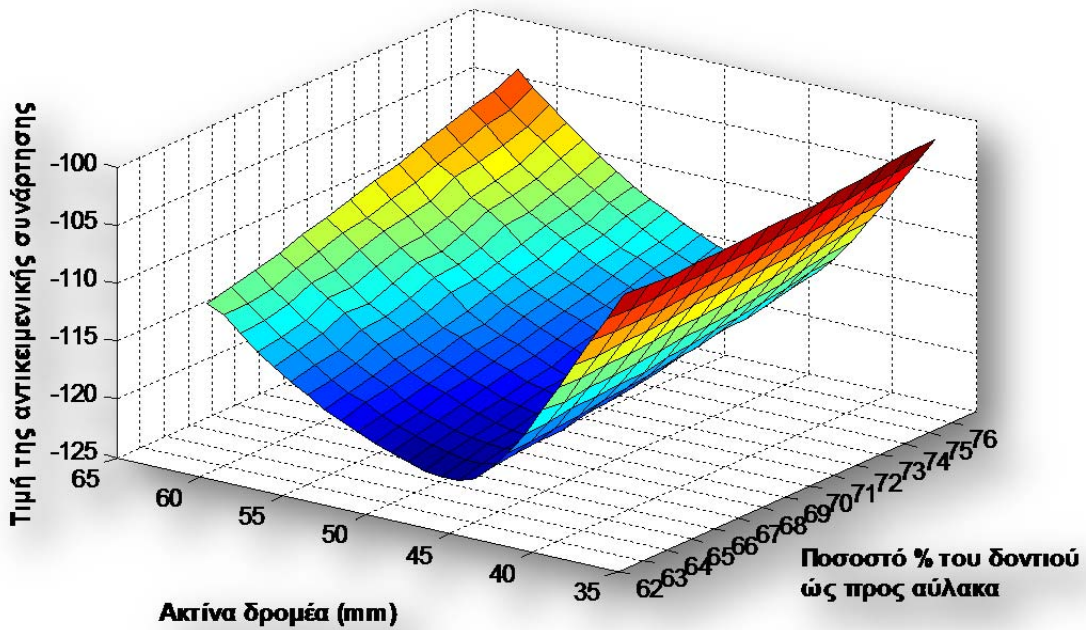
#### 4.4.1 Πρώτο στάδιο βελτιστοποίησης – βελτιστοποίηση με μόνιμο μαγνήτη σταθερού ακτινικού μήκους – τραπεζοειδής διαμόρφωση



**Σχήμα 4.9:** Μεταβλητές βελτιστοποίησης κινητήρα για τραπεζοειδή διαμόρφωση μαγνήτη

Στο πρώτο στάδιο αναλύεται η γεωμετρία που προέκυψε από την προκαταρκτική σχεδίαση. Η βασική γεωμετρία μοντελοποιείται σε 2D *FEM* προκειμένου να αναλυθούν με λεπτομέρεια χαρακτηριστικά όπως είναι η ροπή, ο βαθμός απόδοσης και οι απώλειες. Οι μεταβλητές βελτιστοποίησης του πρώτου σταδίου απεικονίζονται στο σχ. 4.9.

Σε αυτή τη διαδικασία η γεωμετρία αναλύεται ως προς το βαθμός απόδοσης γύρω από τις συνήθεις συνθήκες λειτουργίας (75Hz, 50Nm). Η υπολογισμένη ροπή και ο αντίστοιχος βαθμός απόδοσης σε αυτές τις συνθήκες λειτουργίας πολλαπλασιάζονται στη συνέχεια με πολλαπλασιαστές Lagrange, και συγκρίνονται με τις προδιαγεγραμμένες τιμές. Κατά τη διάρκεια αυτού του βήματος, αν ο βαθμός απόδοσης δεν πέφτει εντός συγκεκριμένων ορίων, οι μεταβλητές βελτιστοποίησης μεταβάλλονται έτσι ώστε να βελτιώνεται η απόδοση της μηχανής.



Σχήμα 4.10: Ανάλυση ευαισθησίας ως προς τις μεταβλητές  $s2$   $rR$  και  $rR$

Προκειμένου να διατυπωθεί μαθηματικά το πρόβλημα καταστρώθηκε μια σύνθετη αντικειμενική συνάρτηση  $f$  (4.12) η οποία εμπεριέχει όρους σχετιζόμενους με το σχήμα της γεωμετρίας του μαγνήτη, τη ροπή και την ταχύτητα και χρησιμοποιεί περιορισμούς σχετικά με τον ελάχιστο βαθμό απόδοσης που είναι αποδεκτός.

Το βήμα βελτιστοποίησης της ροπής επαναλαμβάνεται και σύμφωνα με τα προσαρμοσμένα βάρη της συνάρτησης βελτιστοποίησης.

$$f = \alpha_1 \cdot f_1 \left( \frac{T_{calc} - T_{spec}^{max}}{n_{calc}} \right) + \alpha_2 \cdot (n_{calc} - n_{spec}) \quad (4.12)$$

$$T_{calc} = f_1(tw, R1, r1, mw1) \quad (4.13)$$

$$90 \% \leq \eta \leq 95 \% \quad (4.14)$$

Η ροπή υπολογίζεται επιλύοντας το πρόβλημα με τη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων και επιστρέφοντας την τιμή για κάθε περίπτωση. Η  $n_{calc}$  της εξίσωσης 4.12 είναι η εκάστοτε ταχύτητα που επιτυγχάνεται μέχρι η ισχύς απωλειών πυρήνα να πάρει τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή της που είναι τα 1200W. Αυτή η τιμή υποδηλώνει τη μέγιστη ικανότητα της μη εξαναγκασμένης ψύξης του κινητήρα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

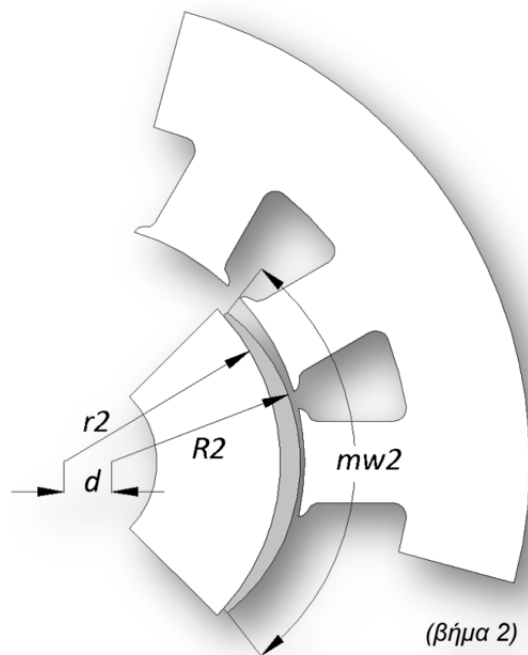
$$\eta = \frac{P_m}{P_m + P_{cu} + P_i + P_{m\ loss}} \quad (4.15)$$

$$P_{cu} \sim I^2 \quad P_i \sim \text{μοντέλο υπολογισμού} \quad P_m \sim \omega \quad (4.16)$$

Ο βαθμός απόδοσης υπολογίζεται βάσει της 4.15, ενώ οι επιμέρους απώλειες προσεγγίζονται σύμφωνα με την 4.16. Συγκεκριμένα για τις απώλειες πυρήνα γίνεται χρήση του αλγορίθμου που περιγράφηκε στο κεφ.3, όπου η κατανομή των απωλειών (μεταβλητότητα μαγνητικής επαγωγής) για τα δύο βήματα της βελτιστοποίησης φαίνονται στα σχ. 4.17 και 4.18.

#### 4.4.2 Δεύτερο στάδιο βελτιστοποίησης – βελτιστοποίηση με μόνιμο μαγνήτη μεταβλητού ακτινικού μήκους – ημιτονοειδής διαμόρφωση

Το δεύτερο στάδιο αποσκοπεί στη βελτίωση της μέγιστης ταχύτητας που μπορεί να επιτευχθεί, για δεδομένη ισχύ απωλειών πυρήνα 1200W, μειώνοντας τις απώλειες πυρήνα ως προς την ταχύτητα, κάνοντας κατάλληλη διαμόρφωση του σχήματος μαγνήτη ώστε η κατανομή του πεδίου στο διάκενο να προσεγγίζει όσο το δυνατόν ακριβέστερα την ημιτονική. Η γεωμετρία του υπόλοιπου μαγνητικού κυκλώματος παραμένει σταθερή, επειδή ανάλυση ευαισθησίας δείχνει ότι η σχεδίαση δεν επηρεάζεται σημαντικά από τη μεταβολή του σχήματος μαγνήτη.

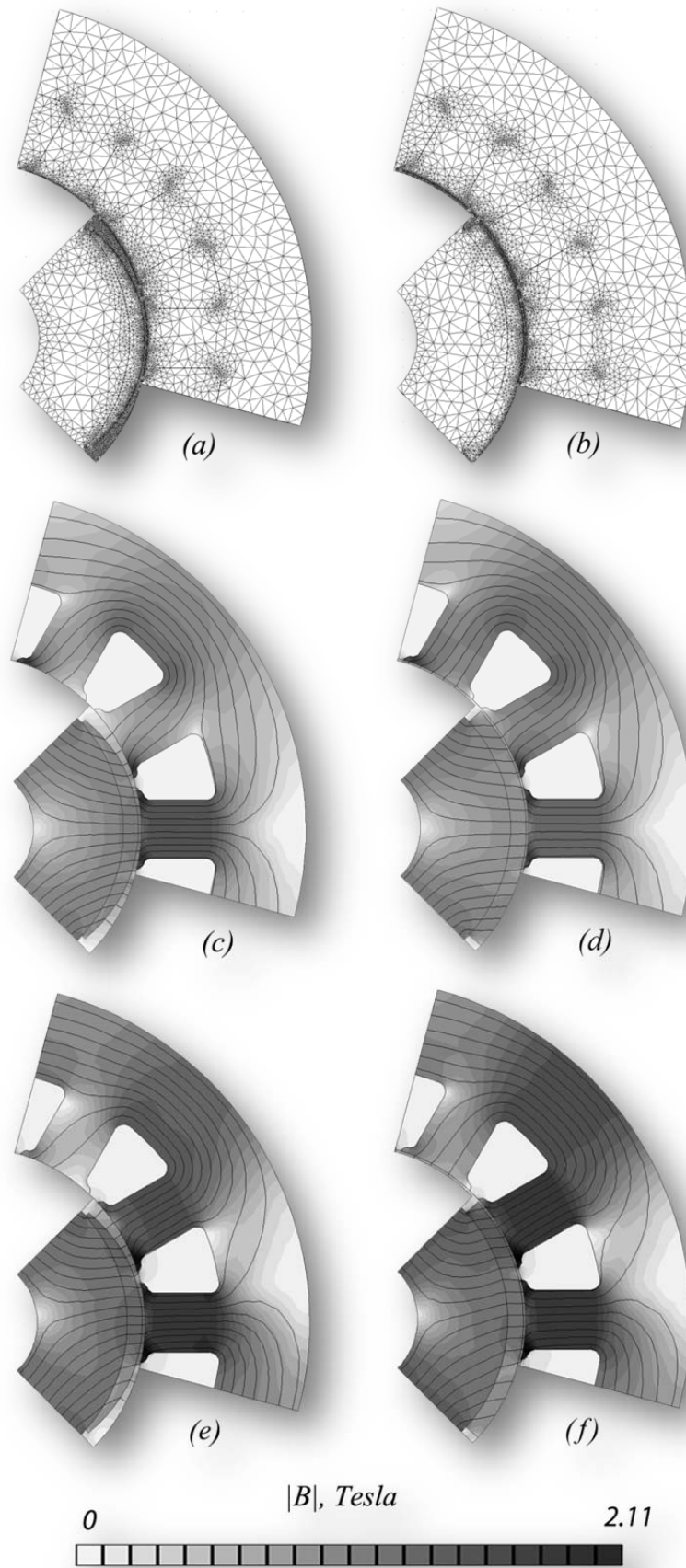


Σχήμα 4.11: Μεταβλητές βελτιστοποίησης σχήματος μαγνήτη – δεύτερο στάδιο

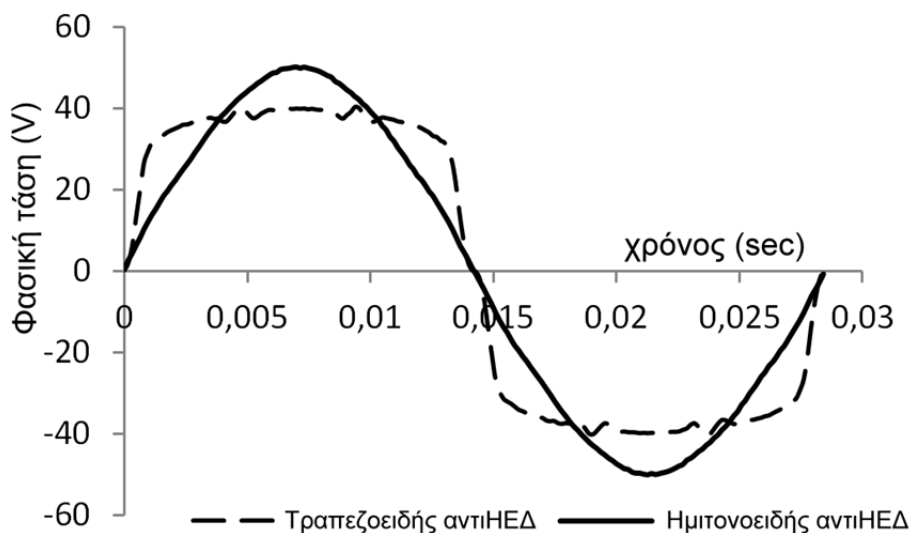
Στο σχήμα 4.12 φαίνεται το πλέγμα που χρησιμοποιήθηκε για την επίλυση του προβλήματος. Το πλέγμα στην περίπτωση του ημιτονικού δρομέα αποτελείται από 6,500 κόμβους ενώ στην περίπτωση του τραπεζοειδούς δρομέα από 5,500 κόμβους. Στο σχήμα 4.12c και 4.12d απεικονίζεται η κατανομή του μαγνητικού πεδίου σε κενό φορτίο για τις περιπτώσεις ημιτονοειδών και τραπεζοειδών μαγνητών, ενώ στο σχήμα 4.12e και 4.12f σε πλήρες φορτίο αντίστοιχα. Οι αντίστοιχες κυματομορφές ΗΕΔ, φαίνονται στο σχ. 4.13.

Η ημιτονοειδής κατανομή του πεδίου στο διάκενο είναι ομαλότερη κατά την περιστροφή του δρομέα το οποίο συνεπάγεται μειωμένες απώλειες λόγω μαγνητικής υστέρησης. Η αντίστοιχη φασματική ανάλυση στο σχ. 4.14 απεικονίζει ότι από άποψης απωλειών πυρήνα, η ημιτονοειδής ΗΕΔ επιβραβεύεται με χαμηλότερο συντελεστή απωλειών καθώς οι ανώτερης τάξης αρμονικές πρακτικά μπορεί να αμεληθούν. Από την άλλη, η τραπεζοειδής ΗΕΔ (σχ. 4.15) λόγω του σημαντικά αυξημένου αρμονικού περιεχομένου της θα οδηγήσει σε αυξημένες απώλειες, κυρίως σε λειτουργία υψηλών ταχυτήτων.

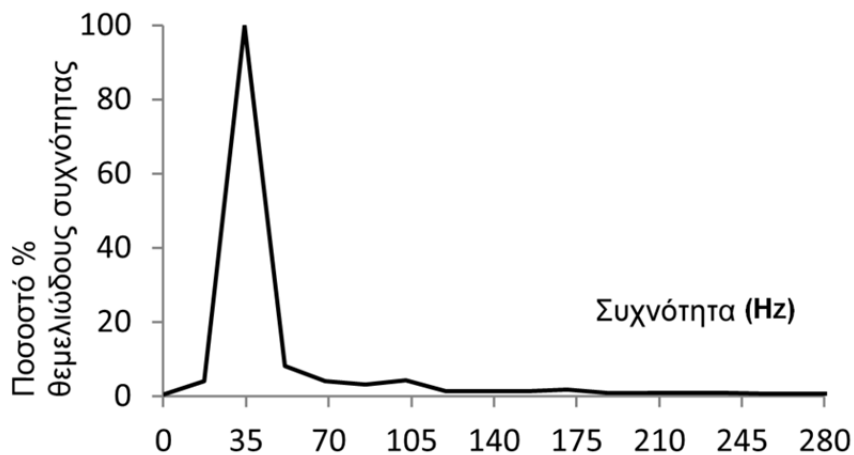
Η μέση επαγωγή στο διάκενο παραμένει ίδια στις δύο περιπτώσεις, χάρη στο διαφορετικό βαθμό μαγνήτισης που έχουν οι τραπεζοειδείς (N42SH) και οι ημιτονοειδείς (N45SH) μαγνήτες αντίστοιχα. Υπό πλήρες φορτίο η μηχανή ημιτονοειδούς ΗΕΔ παρουσιάζει ένα σημαντικό πλεονέκτημα, σε σχέση με την τραπεζοειδούς ΗΕΔ, διότι τα ρεύματα του στάτη προκαλούν λιγότερο κορεσμό καθώς η κατανομή του πεδίου είναι πιο ομοιόμορφη και δεν αλλάζει σημαντικά σε σχήμα.



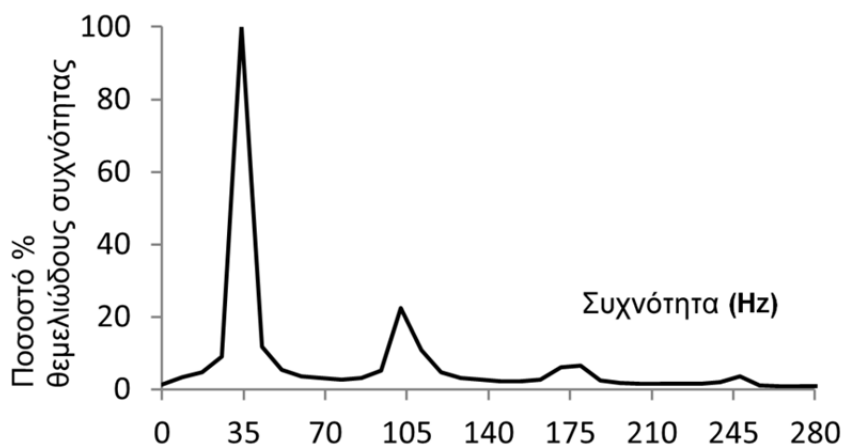
Σχήμα 4.12: Πλέγμα και κατανομή πεδίου στο εσωτερικό του κινητήρα



Σχήμα 4.13: ΗΕΔ για την περίπτωση των ημιτονοειδών και τραπεζοειδών μαγνητών

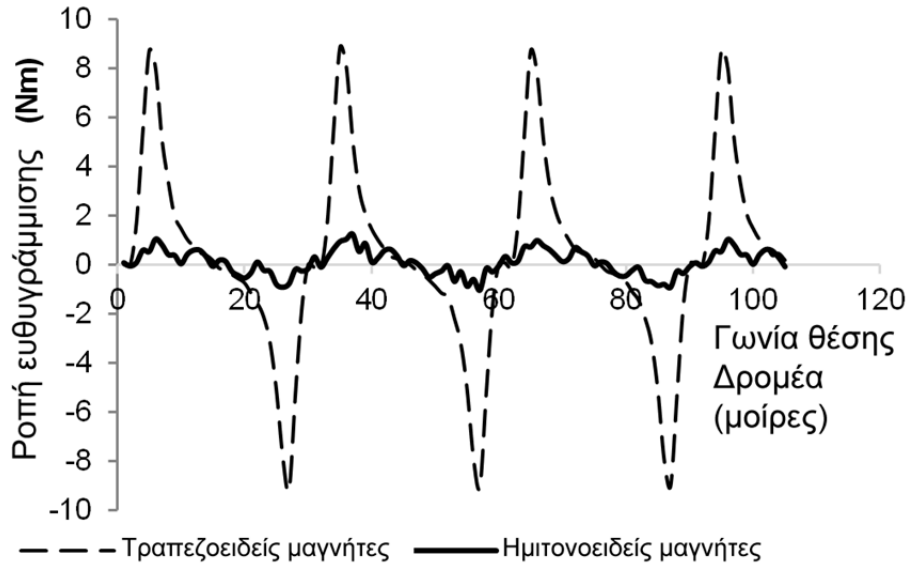


Σχήμα 4.14: Ανάλυση Fourier της ημιτονοειδούς ΗΕΔ



Σχήμα 4.15: Ανάλυση Fourier της τραπεζοειδούς ΗΕΔ

Η ανάλυση Fourier της ΗΕΔ των δύο περιπτώσεων δείχνει ότι το ποσοστό ανώτερων αρμονικών είναι 30% για την τραπεζοειδή κυματομορφή και 3% για την ημιτονοειδή κυματομορφή αντίστοιχα. Η επίπτωση των αρμονικών στις απώλειες πυρήνα μελετάται στο επόμενο κεφάλαιο.

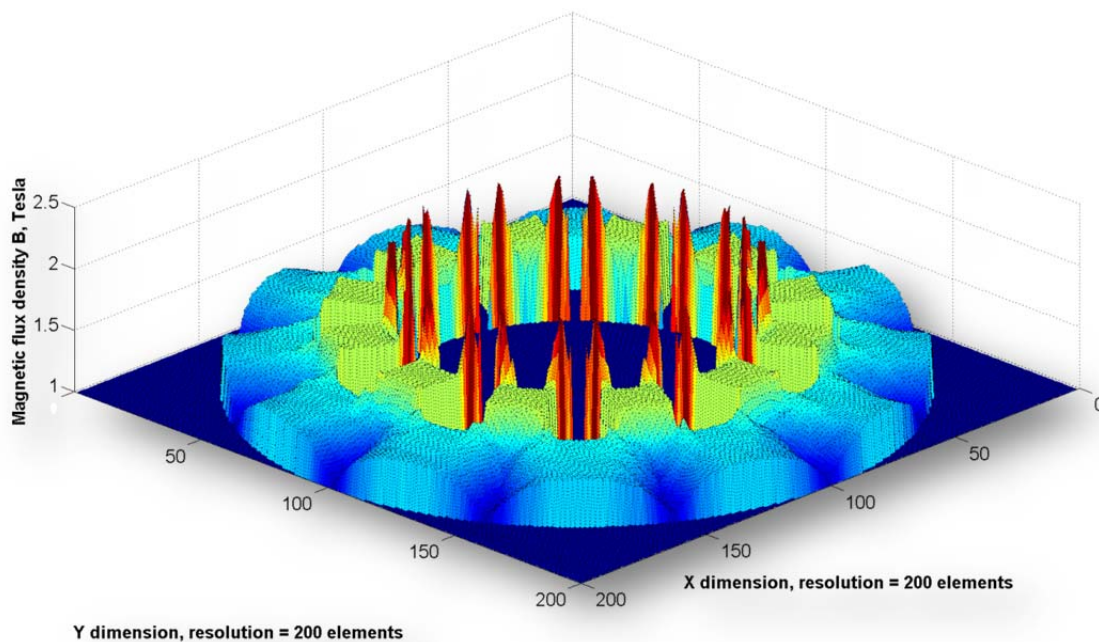


**Σχήμα 4.16:** Ροπή ευθυγράμμισης για τραπεζοειδή και ημιτονοειδή ΗΕΔ

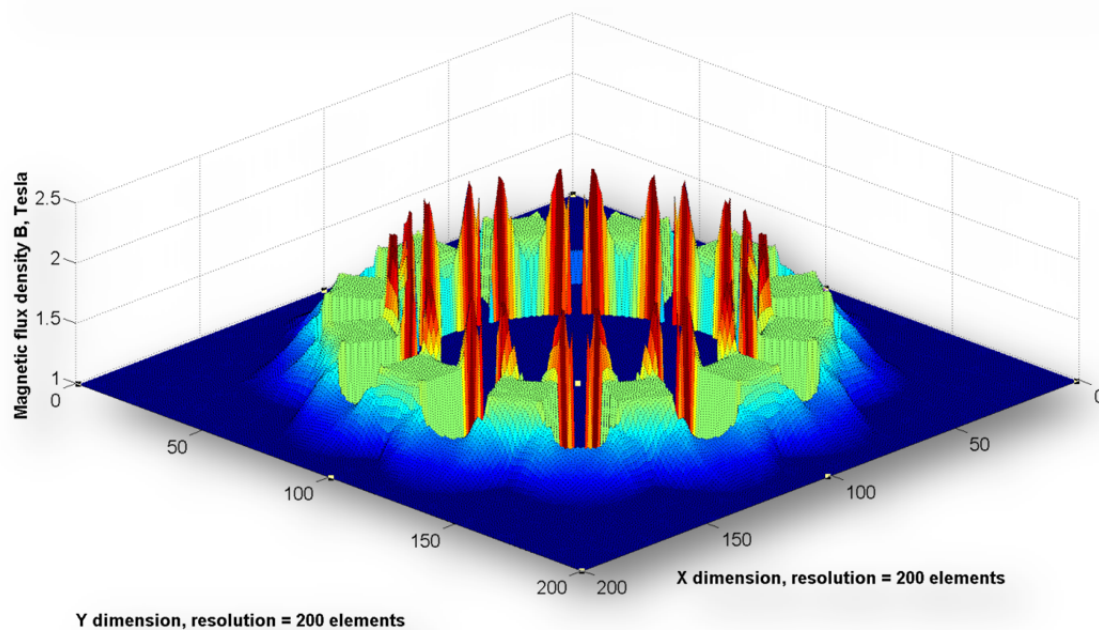
Η ροπή ευθυγράμμισης για τις δύο περιπτώσεις απεικονίζεται στο σχ. 4.16, όπου για άλλη μια φορά αναδεικνύεται το μεγάλο πλεονέκτημα της χρήσης ημιτονοειδών μαγνητών προκειμένου να μειωθεί η ροπή ευθυγράμμισης. Η ροπή ευθυγράμμισης παρατηρείται λόγω της μη ομαλής μετάβασης της μαγνητικής αντίστασης του μαγνητικού κυκλώματος κατά την περιστροφή του δρομέα. Με τη χρήση ημιτονοειδών μαγνητών η ροπή ευθυγράμμισης μειώθηκε κατά 8 φορές.

Τέλος στα σχ. 4.17 και 4.18 απεικονίζονται οι αντίστοιχες κατανομές μεταβλητότητας μαγνητικής επαγωγής για ταχύτητα 2250ΣΑΛ (75Hz) στην περίπτωση τραπεζοειδών και ημιτονοειδών μαγνητών. Τα δύο σχήματα έχουν κοινή διαβάθμιση στον άξονα των απωλειών, ώστε να απεικονισθεί η έντονη διαφορά που παρουσιάζεται κατά περίπτωση. Στο επόμενο κεφάλαιο παρουσιάζονται ποσοτικοποιημένες οι διαφορές και συγκρίνονται με τις πειραματικές τιμές, προκειμένου να επιβεβαιωθεί η καταλληλότητα του δρομέα ημιτονοειδών μαγνητών για εφαρμογή συστήματος μεταβλητών στροφών.





Σχήμα 4.17: Μεταβλητότητα του πεδίου του πυρήνα στάτη για τραπεζοειδή ΗΕΔ



Σχήμα 4.18: Μεταβλητότητα του πεδίου του πυρήνα στάτη για ημιτονοειδή ΗΕΔ

Ο κινητήρας που προκύπτει έπειτα από τα δύο στάδια βελτιστοποίησης περιγράφεται βάσει των παραμέτρων που κατέληξε ο αλγόριθμος στους πίνακες 4.3α και 4.3β.

Πινάκας 4.3α– Τιμές παραμέτρων βελτιστοποιημένης γεωμετρίας μαγνητικού κυκλώματος

ΑΝΕΞΑΡΤΗΤΕΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΕΣ	
<i>L</i>	150 mm
<i>p</i>	4
<i>spp</i>	1
<i>ph</i>	3
<i>f</i>	75 Hz
<i>J</i>	4 A/mm <sup>2</sup>
Δρομέας	
<i>gap</i>	0,65 mm
<i>rR</i>	64 mm
<i>ryr</i>	20 mm
<i>mw</i>	6,5 mm
<i>m2pp</i>	95 %
Στάτης	
<i>so</i>	125 mm
<i>t2sp</i>	55 %
<i>tt</i>	60 %
<i>N</i>	10 σπείρες
<i>ff</i>	0,52

Πινάκας 4.3β– Τιμές παραμέτρων βελτιστοποιημένης γεωμετρίας μαγνητικού κυκλώματος

ΕΞΑΡΤΗΜΕΝΕΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΕΣ	
Δρομέας	
<i>rr</i>	58,5 mm
Στάτης	
<i>sr</i>	64,65 mm
<i>tw</i>	21,8 mm
<i>tl</i>	28,05 mm
<i>sR</i>	92,7 mm
<i>ttw</i>	3.885 deg
<i>sy2tp</i>	1,5 x 21,8 = 32,7 mm

#### 4.4.3 Τρίτο στάδιο βελτιστοποίησης – Αναζήτηση ολικά βέλτιστου σχήματος μόνιμου μαγνήτη με διαδοχική αύξηση Vernier του πλήθους μεταβλητών κατάστασης

Στην υποενότητα αυτή αναπτύσσεται μια μεθοδολογία βελτιστοποίησης του σχήματος του μόνιμου μαγνήτη σε κινητήρες επιφανειακών μονίμων μαγνητών, με στόχο τη μεγιστοποίηση της πυκνότητας ισχύος υπό συνθήκες ελαχιστοποίησης των απωλειών πυρήνα. Το διάκενο καθώς και η γεωμετρία στάτη έχουν προκύψει βάσει ανάλυσης ευαισθησίας ενώ το υλικό του μόνιμου μαγνήτη που χρησιμοποιείται είναι κράμα Σιδήρου–Βορίου (NdFeB) υψηλής μαγνητικής επαγωγής. Το σχήμα των μονίμων

μαγνητών καθώς και οι εσωτερικές διαστάσεις του πυρήνα του δρομέα ορίζονται, όπως θα παρουσιαστεί στη συνέχεια, βάσει ειδικού αλγορίθμου βελτιστοποίησης, ο οποίος βασίζεται σε τεχνική μεταβλητών ορίων σε συνδυασμό με εξελικτική αύξηση Βερνιέ (Vernier) του πλήθους μεταβλητών κατάστασης.

Η συγκεκριμένη μεθοδολογία υιοθετεί σύνθετη αντικειμενική συνάρτηση η οποία περιλαμβάνει μόνο όρους που συσχετίζουν τη γεωμετρία του μαγνήτη με τη ροπή και τις απώλειες πυρήνα του κινητήρα. Κατ' αυτό τον τρόπο προκύπτει η γεωμετρία μόνιμου μαγνήτη εκείνη που συνδυάζει τέτοια λειτουργικά χαρακτηριστικά έτσι ώστε να μεγιστοποιείται το σύνθετο κριτήριο. Η μαθηματική ανάλυση του προβλήματος γίνεται με τη βοήθεια μοντέλου πεπερασμένων στοιχείων, δύο διαστάσεων.

#### 4.4.3.1 Κατάστρωση και επεξήγηση αντικειμενικής συνάρτησης

Η σύνθετη αντικειμενική συνάρτηση που χρησιμοποιείται αποτυπώνεται στην εξίσωση 4.17 και πρέπει να μεγιστοποιείται προκειμένου να προκύπτει βέλτιστη κατάσταση. Αξίζει να σημειωθεί ότι η σύνθετη αντικειμενική συνάρτηση της 4.17 είναι αδιάστατος αριθμός και μοιάζει εκ πρώτης όψης να συμπίπτει με τον ορισμό της απόδοσης. Ωστόσο καθώς λείπει ο όρος της μηχανικής ισχύος από τον παρονομαστή, διαφοροποιείται σημαντικά από αυτή. Όπου  $T_m$  η μηχανική ροπή,  $\omega_m$  η γωνιακή ταχύτητα, οι  $P_{cu}$ ,  $P_{core}$  και  $P_{mloss}$  οι απώλειες χαλκού πυρήνα και μηχανικών τριβών αντίστοιχα. Οι τιμές της ροπής  $T_m$  και των απωλειών πυρήνα  $P_{core}$  υπολογίζονται καλώντας το μοντέλο FEM και κάνοντας εν συνεχεία υπολογισμούς.

$$f(\bar{h}) = \frac{T_m(\bar{h}) \cdot \omega_{max}(\bar{h})}{P_{cu} + P_{mloss}(\bar{h}) + P_i(\bar{h})} \quad (4.17)$$

Πιο συγκεκριμένα οι απώλειες πυρήνα υπολογίζονται χρησιμοποιώντας τη μέθοδο η οποία περιγράφηκε στο κεφ. 3. Η μέθοδος ενός στιγμιότυπου δίνει έναν εύλογο συμβιβασμό μεταξύ υπολογιστικού φόρτου και ακρίβειας, που είναι ικανοποιητικός για τη συγκεκριμένη μεθοδολογία.

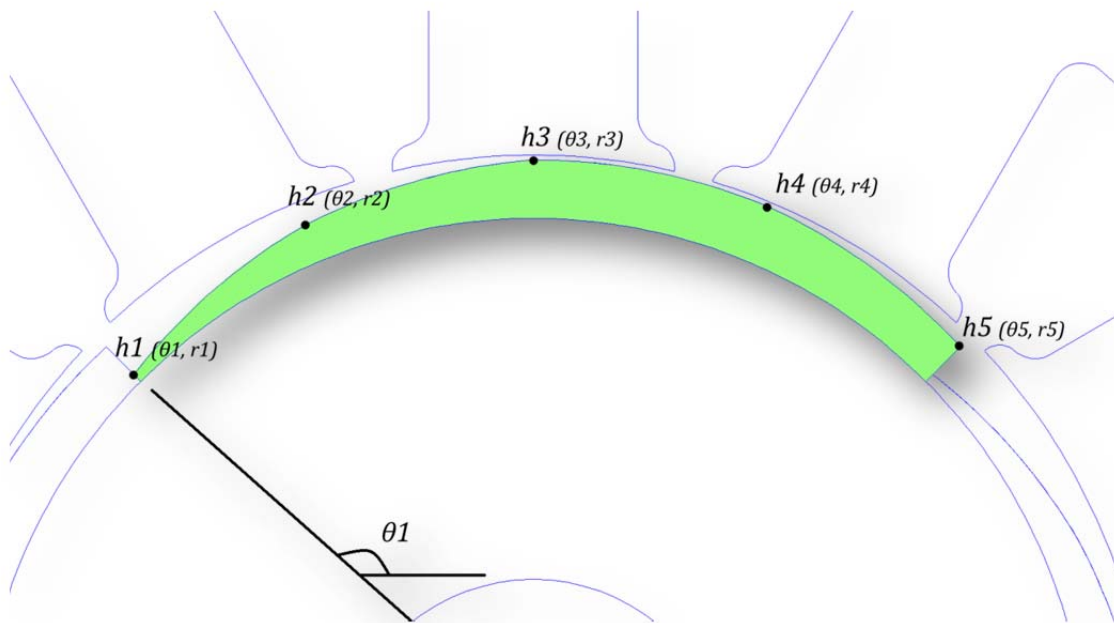
#### 4.4.3.2 Παραμετροποίηση του τυχαίου σχήματος μαγνήτη

Το μαγνητικό κύκλωμα του δρομέα είναι κυλινδρικό, ενώ η εξωτερική επιφάνεια του μόνιμου μαγνήτη ορίζεται από ένα διάνυσμα  $\bar{h}$  που φέρει τις μεταβλητές βελτιστοποίησης  $h(i)$ , όπου  $i = 1, 2, \dots, N$ , για συνολικά  $N$  ισαπέχουσες μεταβλητές πάνω σε ένα πολικό βήμα, όπως απεικονίζονται στο σχ. 4.19 για  $N = 5$ ,  $N = 9$  και  $N = 18$ , αντίστοιχα.

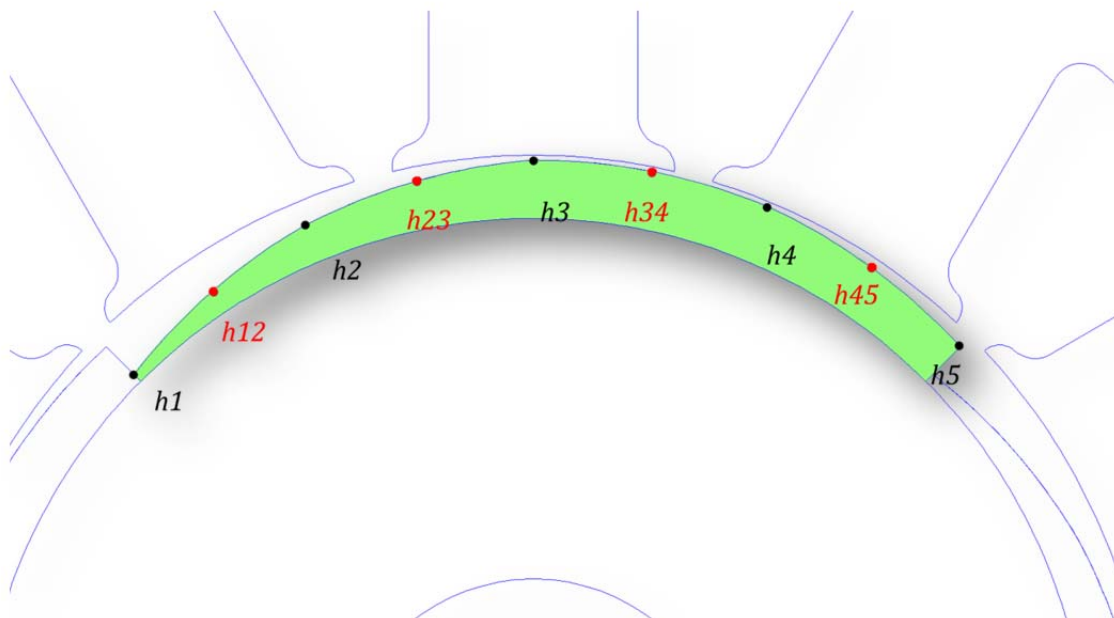
Παρόλο που η μεθοδολογία είναι γενικευμένη, προκειμένου να γίνει καλύτερα η περιγραφή του αλγορίθμου, γίνεται θεώρηση της μηχανής επιφανειακών μαγνητών ισχύος 63kW που περιγράφεται στην προηγούμενη υποενότητα, όπου επιχειρείται η βελτιστοποίηση του σχήματος μαγνήτη. Οι βασικές παράμετροι αρχικοποίησης δεν είναι

άλλες από τις παραμέτρους του πίνακα 1.3α και 1.3β της μηχανής, όπως προέκυψαν από τη βελτιστοποίηση των δύο πρώτων σταδίων.

$$0 \text{ mm} \leq h(i) \leq 6,5 \text{ mm} \quad (4.18)$$



Σχήμα 4.19: Ορισμός τυχαίου σχήματος μαγνήτη μέσω του διανύσματος κατάστασης  $\bar{h}$



Σχήμα 4.20: Γραμμική παρεμβολή  $N-1$  κόμβων ανάμεσα σε  $N$  ισαπέχοντες κόμβους

#### 4.4.3.3 Περιγραφή αλγορίθμου

Η περιγραφή του αλγορίθμου γίνεται με τη βοήθεια του διαγράμματος ροής του σχ. 4.21. Το πρόβλημα αρχικοποιείται θέτοντας τον αριθμό  $N_0$  αφετηρίας των κόμβων που ορίζουν τη γεωμετρία του μαγνήτη. Αυτός ο αριθμός  $N_0$  αποτελεί και τη διάσταση του αρχικού διάνυσματος κατάστασης  $\bar{h}_0$ . Παράλληλα αρχικοποιείται η ελάχιστη τιμή  $dh$  που μπορεί να μεταβληθεί κάθε μεταβλητή  $h(i)$ . Το αρχικό διάνυσμα  $\bar{h}_0$  περιέχει το αρχικό σχήμα μαγνήτη από όπου θα ξεκινήσει ο αλγόριθμος την αναζήτηση βέλτιστου.

Στη συνέχεια η διαδικασία εκτιμά τις απώλειες πυρήνα υπό κενό φορτίο και εν συνεχεία εφαρμόζει σταθερή τιμή πυκνότητας ρεύματος (μαγνητοστατικά)  $J = 2 \text{ A.mm}^{-2}$ . Η τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης (4.17) συγκρίνεται με την τιμή της προηγούμενης χρονικής στιγμής. Εάν η διαφορά τους δεν είναι μικρότερη από μια συγκεκριμένη ανοχή σύγκλισης  $conv\_tol$ ,

$$|F_t(\bar{h}) - F_{t-1}(\bar{h})| < conv\_tol \quad (4.19)$$

τότε ο αλγόριθμος συνεχίζει και εξελίσσει την τιμή  $\bar{h}_k$ . Εάν η σχέση 4.19 είναι αληθής, τότε τα περιθώρια σύγκλισης με το συγκεκριμένο αριθμό κόμβων  $N_k$  και το συγκεκριμένο βήμα  $dh_k$  έχουν εξαντληθεί, οπότε η τιμή του  $N_k$  πρέπει να αυξηθεί και η τιμή του  $dh_k$  να μειωθεί κατάλληλα, σύμφωνα με εξελικτική αύξηση του πληθυσμού κατά τεχνική Vernier. Το νέο διάνυσμα  $\bar{h}_{k+1}$  θα έχει διάσταση,

$$N_{k+1} = 2 \cdot N_k - 1 \quad (4.20)$$

του οποίου η τιμή αφετηρίας προκύπτει από γραμμική παρεμβολή στο τελευταίο διάνυσμα κατάστασης  $\bar{h}_k$ . Η διαδικασία γραμμικής παρεμβολής κόμβων, απεικονίζεται στο σχ. 4.18 και πραγματοποιείται ως εξής :

Έστω ο νέος κόμβος  $h_{12}$  παρεμβάλλεται μεταξύ των κόμβων  $h(1)$  και  $h(2)$ , όπως φαίνεται στο σχ. 4.20. Τότε οι πολικές του συντεταγμένες με πολύ απλό τρόπο θα προκύπτουν από τις εξισώσεις :

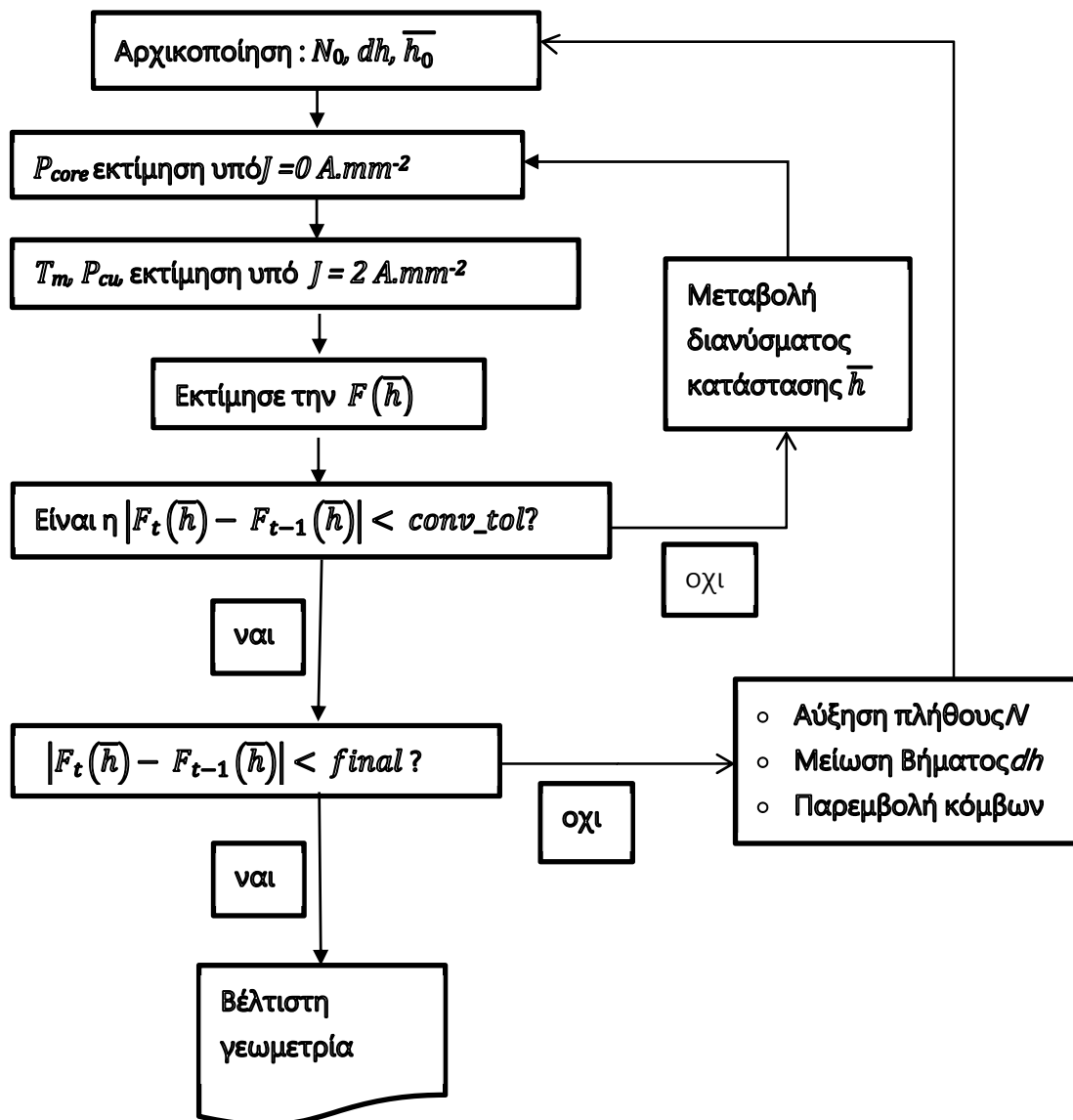
$$\theta_{12} = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \quad (4.21)$$

$$r_{12} = \frac{r_1 + r_2}{2} \quad (4.22)$$

Το ίδιο ισχύει για όλους τους κόμβους που παρεμβλήθηκαν. Η τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης του νέου συνόλου αυξημένων κόμβων ελέγχεται σύμφωνα με την 4.17 κ.ο.κ.

Κάθε φορά πριν γίνει προσαύξηση κόμβων η αντικειμενική συνάρτηση ελέγχεται μήπως έχει φτάσει το επιθυμητό όριο ολική σύγκλισης, οπότε η αντικειμενική συνάρτηση εξετάζεται ως προς μια ολική ανοχή σύγκλισης  $final$ ,

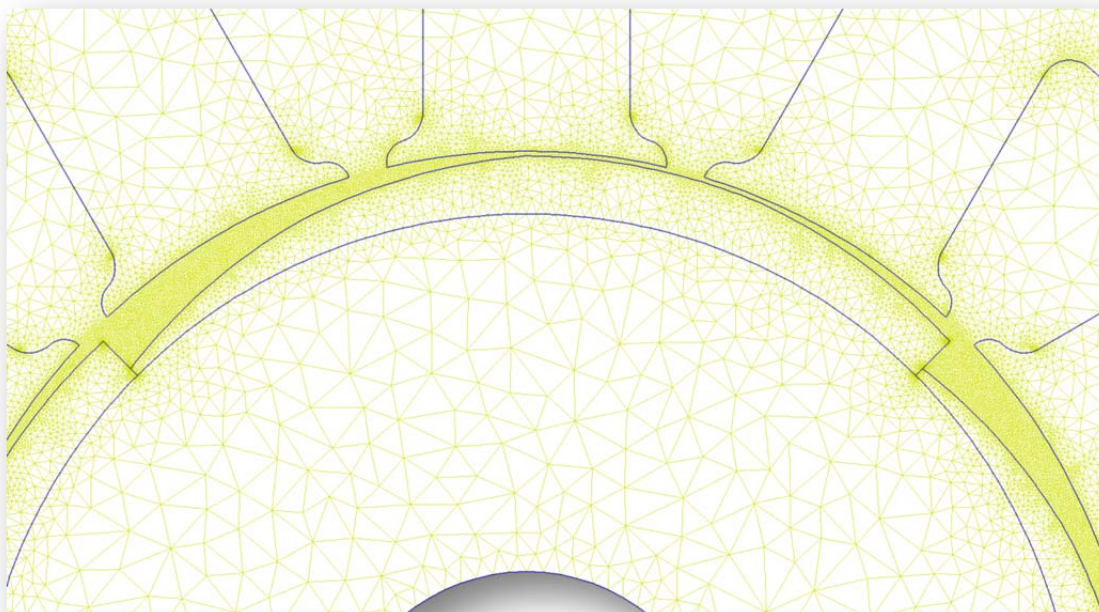
$$|F_t(\bar{h}) - F_{t-1}(\bar{h})| < final \quad (4.23)$$



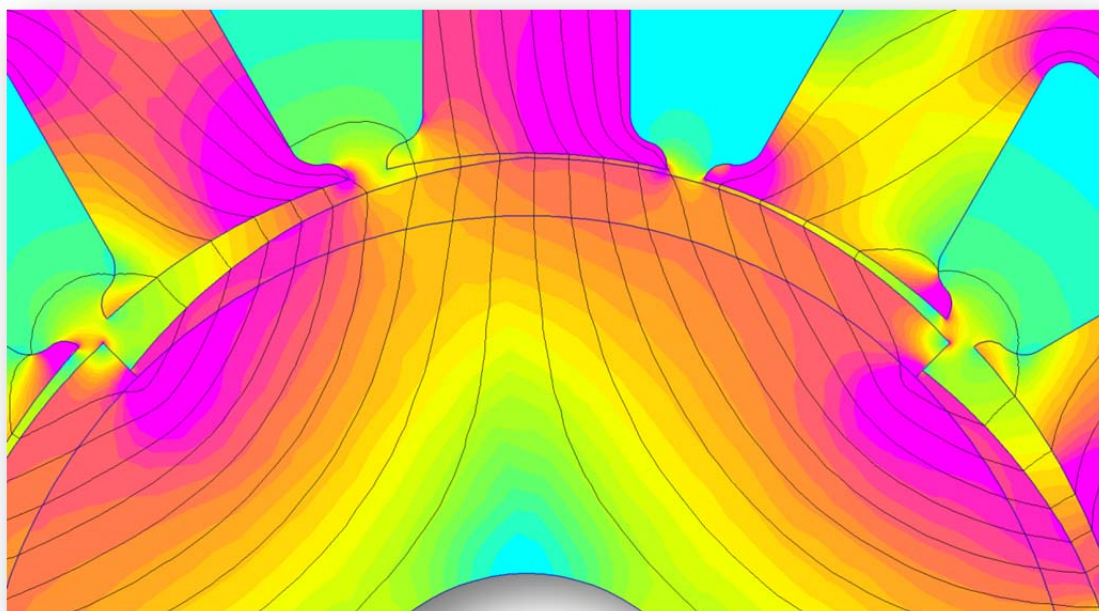
Σχήμα 4.21: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου βελτιστοποίησης

Το τελευταίο βήμα του αλγορίθμου τελειώνει με τη σύγκριση της εξίσωσης 4.23 όπου η αντικειμενική συνάρτηση θεωρείται ότι έχει συγκλίνει στη μέγιστη δυνατή τιμή και ότι δεν είναι δυνατή περαιτέρω αύξησή της, με την περαιτέρω αύξηση του πλήθους των κόμβων, σύμφωνα με την προδιαγεγραμμένη ανοχή σύγκλισης  $final$ .

Η καινοτομία που εισάγει η προτεινόμενη μεθοδολογία βελτιστοποίησης βασίζεται στη θεώρηση των απωλειών πυρήνα που εισάγουν οι αρμονικές του μόνιμου μαγνήτη στο διάκενο, οδηγώντας σε ένα σχήμα μαγνήτη που επιτρέπει υψηλή πυκνότητα ισχύος συνδυάζοντάς το με την ελαχιστοποίηση των απωλειών πυρήνα, για δεδομένο πάντοτε μέγεθος κινητήρα.



Σχήμα 4.22: Πλέγμα αποτελούμενο από 29.352 κόμβους



Σχήμα 4.23: Κατανομή μαγνητικού πεδίου στον κινητήρα υπό πλήρες φορτίο κατά τη διάρκεια αναζήτησης βέλτιστου με 5 κόμβους

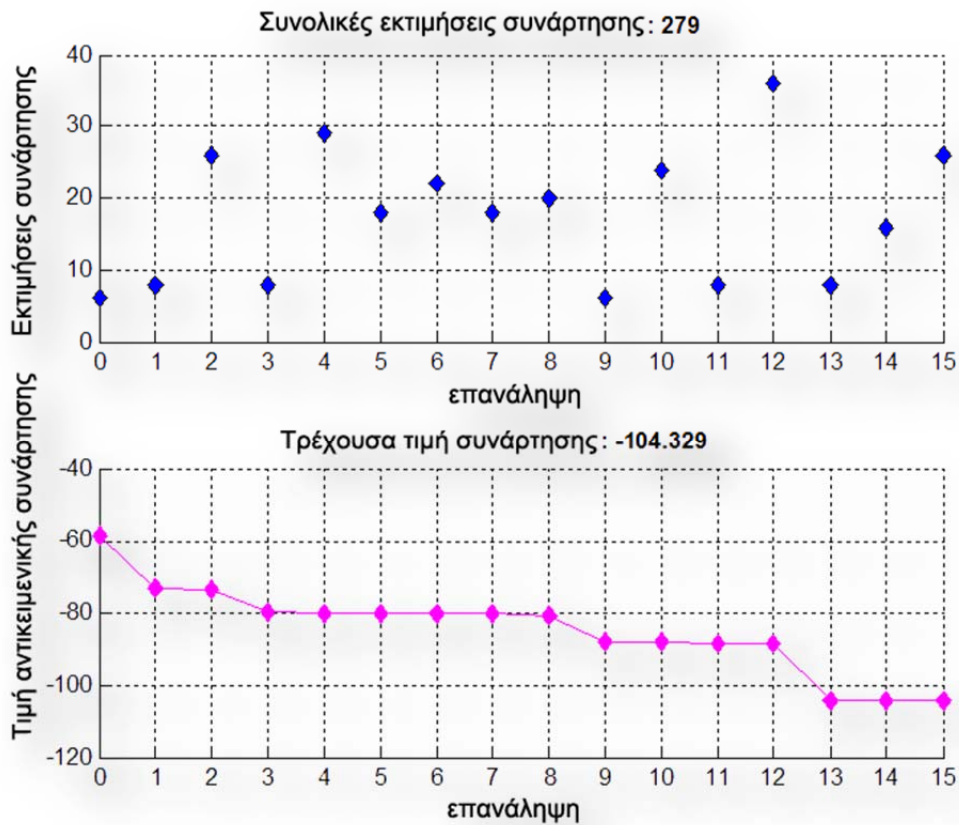
#### 4.5 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΘΟΔΩΝ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΓΕΩΜΕΤΡΙΑΣ ΜΑΓΝΗΤΗ

Η μέθοδος του διαδοχικού τετραγωνικού προγραμματισμού για την επίλυση προβλημάτων βελτιστοποίηση είναι μια ντετερμινιστική μέθοδος εύρεσης τοπικού ελαχίστου, η οποία παρουσιάζει γενικά καλύτερα αποτελέσματα από τη μέθοδο της κλίσεως. Η μέθοδος αυτή υλοποιείται στην συνάρτηση βελτιστοποίησης με περιορισμούς, *fmincon*, του πακέτου λογισμικού *MATLAB®*.

Για τη χρήση της *fmincon* απαιτείται ο ορισμός ενός σημείου εκκίνησης των επαναλήψεων και αυτό ορίζεται ως το εξής:

$$h_0 = [2 \ 6 \ 2] , \text{σε } mm \quad (4.24)$$

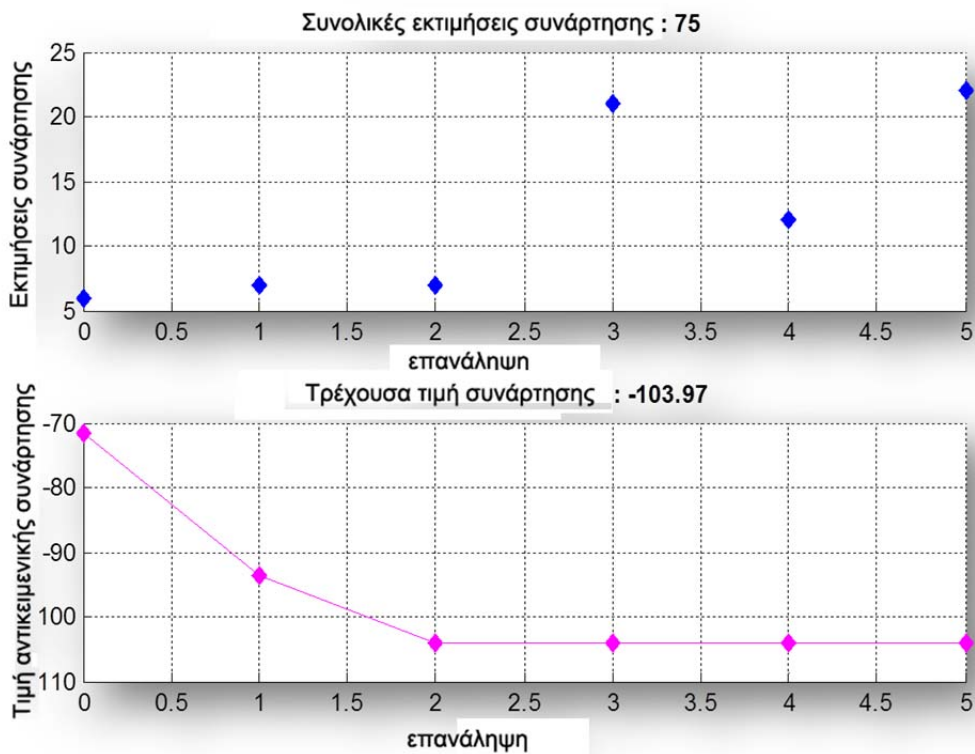
Στο σχήμα 4.24 παρουσιάζεται η πορεία που ακολούθησε η συνάρτηση *fmincon* κατά την αναζήτηση της βέλτιστης τιμής της σύνθετης αντικειμενικής συνάρτησης.



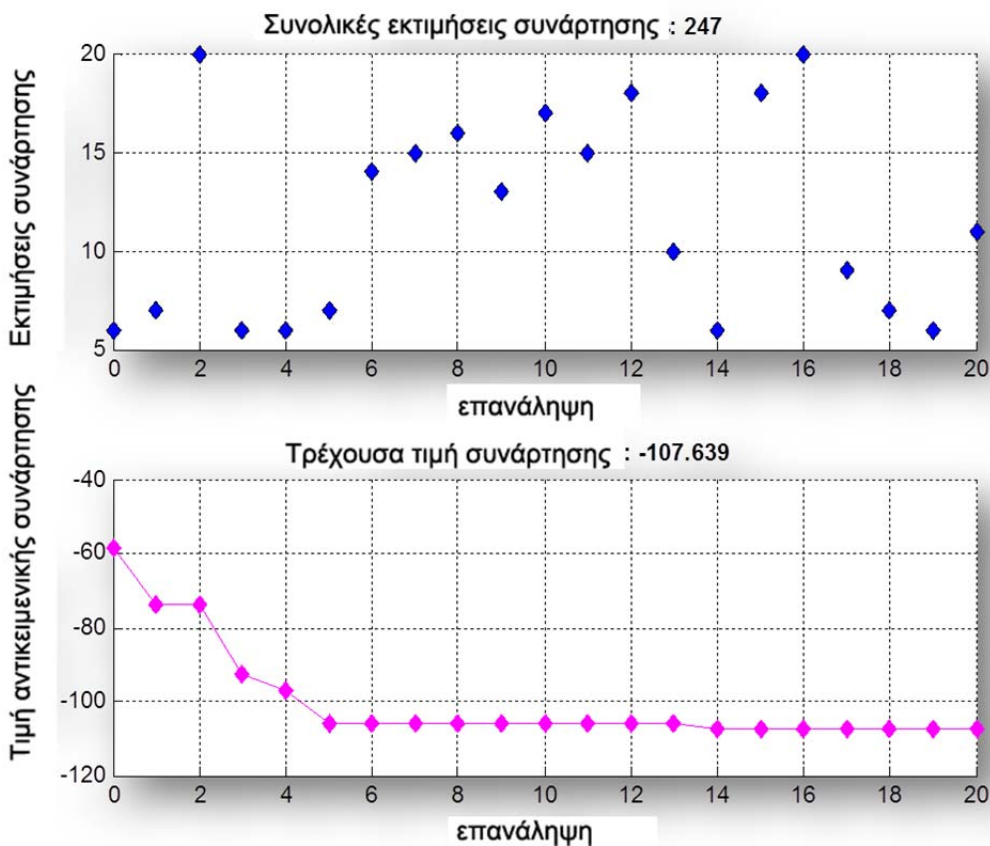
Σχήμα 4.24: Σύγκλιση αλγορίθμου Διαδοχικού Τετραγωνικού Προγραμματισμού - SQP

Η αναζήτηση του βέλτιστου καταλήγει σε τιμή  $f = -107$  και στις τελευταίες επαναλήψεις φαίνεται πως η αναζήτηση έχει συγκλίνει σε ένα τοπικό μέγιστο στη συνάρτηση.

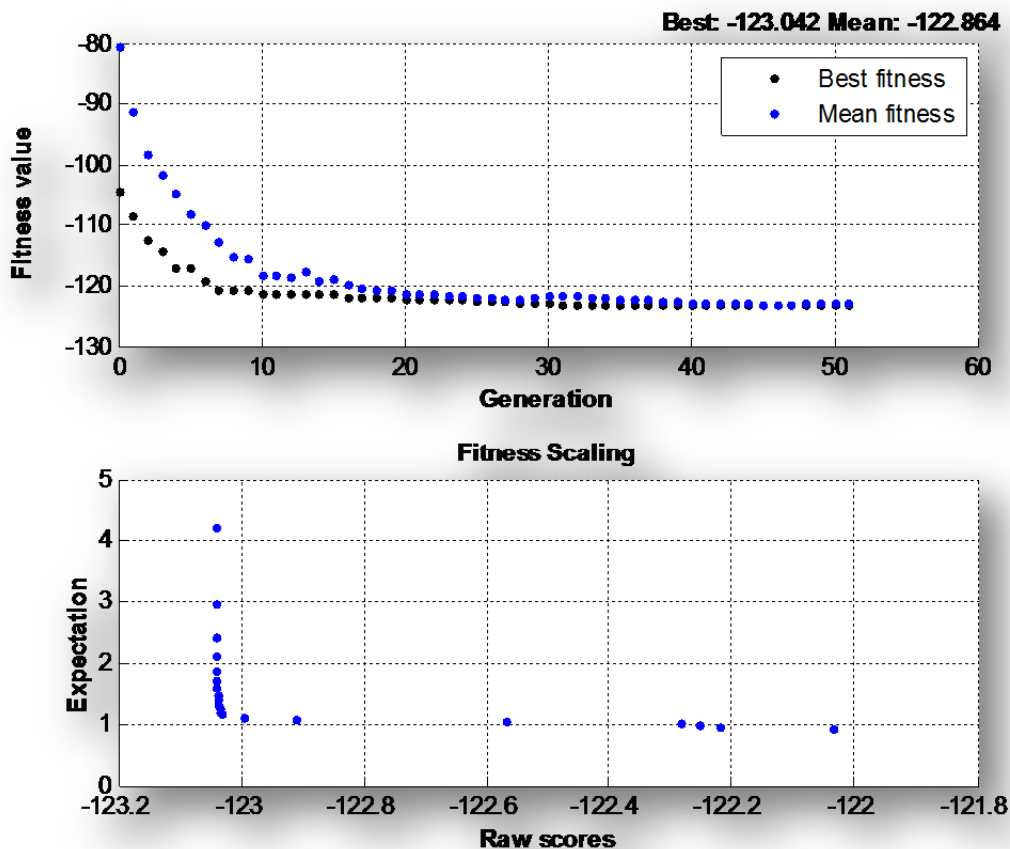




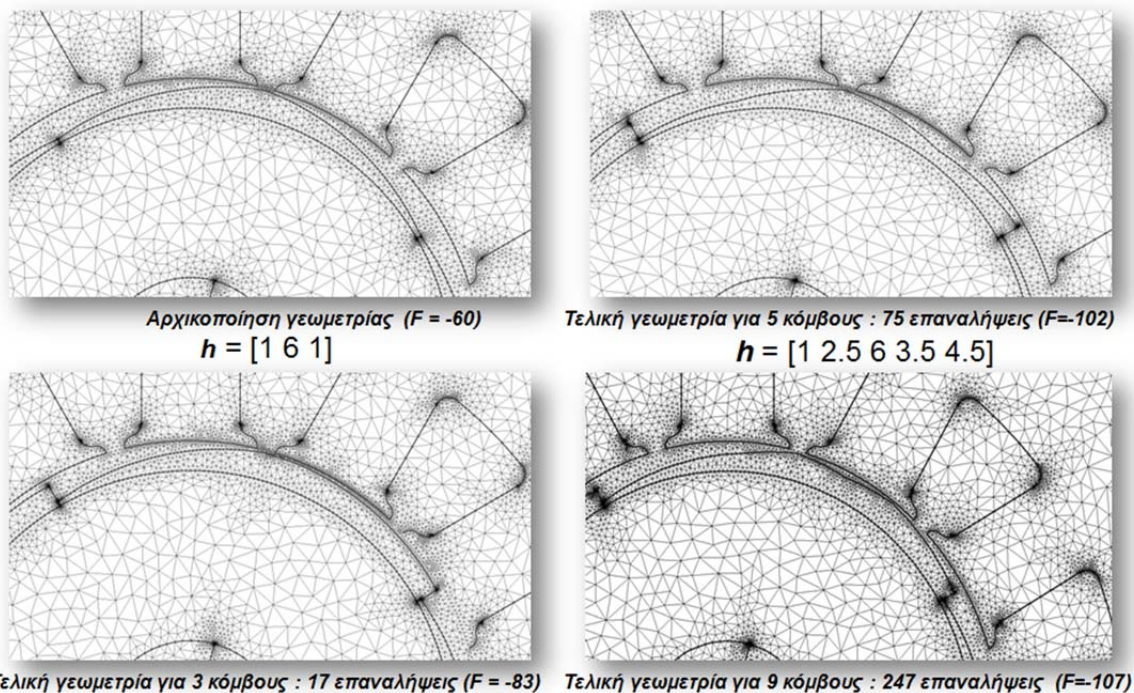
Σχήμα 4.25: Σύγκλιση αλγορίθμου Interior Point



Σχήμα 4.26: Σύγκλιση αλγορίθμου Active Set



Σχήμα 4.27: Σύγκλιση Γενετικού Αλγορίθμου- GA



Σχήμα 4.28: Εξελικτική αύξηση των μεταβλητών του διανύσματος κατάστασης με τεχνική Vernier για τη μέθοδο SQP

Στην παραπάνω μεθοδολογία ως διάκενο ορίζεται ή απόσταση του εσωτερικού του στάτη από το εξώτερο τμήμα του μόνιμου μαγνήτη του δρομέα. Συνεπώς κατά τη διαταραχή των κόμβων, μία μεταβολή που προκαλεί αιχμές στο εξωτερικό σχήμα του μαγνήτη, ενώ μπορεί να αυξήσει τον μαγνητικό όγκο και εκ πρώτης όψεως ταυτόχρονα και τη ροπή, εντούτοις θα αυξήσει το διάκενο και θα υποβιβάσει την τιμή της σύνθετης αντικειμενικής συνάρτησης. Συνεπώς η διαδικασία πιθανότατα να μην μπορεί να βρεθεί σε καταστάσεις που θα οδηγήσουν στην ανεύρεση και των υπολοίπων τοπικών ακρότατων. Λόγω αυτού του φαινομένου απαιτείται διαδικασία εκκίνησης του αλγορίθμου βελτιστοποίησης που αναζητεί το ακρότατο κάνοντας αφετηρία από πολλές αφετηρίες του πεδίου ορισμού.

Ο αλγόριθμος συγκλίνει σε ένα μη συμμετρικό σχήμα μόνιμου μαγνήτη, το οποίο είναι κατάλληλο μόνο για μία φορά περιστροφής. Αυτή η γεωμετρία μπορεί να δικαιολογηθεί καθώς συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των χαμηλής τάξης αρμονικών, μεγιστοποιώντας την ικανότητα ροπής ως προς τις απώλειες πυρήνα.

#### 4.6 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [4.1] K. Laskaris, A. Kladas, “Permanent magnet geometry optimization for surface PM motor with maximum power density by using a particular Vernier technique”, *Proceedings of the COMPUMAG 2011 Conference*, Sydney, Australia, 12-15 Jul 2011, Paper ID CMP-700
- [4.2] K. Laskaris and A. Kladas, “Permanent magnet shape optimization for high efficiency electric traction motors”, *Proceedings of the 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation CEFC2010*, Chicago, USA, 9-12 May 2010, Paper ID 1758
- [4.3] K. Laskaris and A. Kladas, “Permanent Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 3776-3783, no. 9, Sep. 2011.
- [4.4] K. Laskaris and A. Kladas, “Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.
- [4.5] K. Laskaris, E. Theodorou, V. Papanikolaou and A. Kladas, “High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor design for Light Electric Vehicle Applications”, accepted for publication in the *Journal of Materials Science Forum*.
- [4.6] A.J. Kolehmainen, “Optimal Dovetail Permanent Magnet Rotor Solutions for Various Pole Numbers”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, no. 1, pp. 70-77, Jan. 2010.
- [4.7] K. Atallah, D. Howe, P.H. Mellor, D.A. Stone, “Rotor Loss in Permanent Magnet Brushless AC Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, no 6, Nov/Dec 2000.
- [4.8] A. Pilippo, M. Hinkkanen and J. Luomi, “Analysis of an Adaptive Observer for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, no 2, Feb. 2008, pp. 570 – 576.
- [4.9] F. Morel, J.-M. Retif, Xuefang Lin-Shi; C. Valentin, “Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, no 2, pp. 501-511, Feb. 2008.
- [4.10] Lin Cheng-Kai, Liu Tian-Hua, Lo Chi-Hsun, “High performance sensorless IPMSM drive with a wide adjustable speed range”, *Industrial Electronics, IECON 2008 34th Annual Conference of IEEE*, pp. 1222 – 1227, 10-13 Nov. 2008.

- [4.11] D. Hanselman, “Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 41, no. 3, pp. 292-300, June 1994.
- [4.12] K. Yamazaki and H. Ishigami, “Rotor-Shape Optimization of Interior-Permanent-Magnet Motors to Reduce Harmonic Iron Losses”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, no. 1, pp. 61-69, Jan. 2010.
- [4.13] K. Laskaris and A. Kladas, “High Torque Internal Permanent Magnet Motor for Electric Traction Applications”, *Proceedings of the XVIII International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, 6-9 September 2008, Paper ID 1428.
- [4.14] Katsumi Yamazaki, “Torque and Efficiency Calculation of an Interior Permanent Magnet Motor Considering Harmonic Iron Losses of Both the Stator and Rotor”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, no 3, May 2003.
- [4.15] K. J. Tseng, S. B. Wee, “Analysis of Flux Distribution and Core Losses in Interior Permanent Magnet Motor”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, no 4, Dec 1999.
- [4.16] S. Chaithongsuk, N. Takorabet and F. Meibody-Tabar, “On the use of pulse width modulation method for elimination of flux density harmonics in the air gap of surface PM motors”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 3, Mar. 2009.
- [4.17] Ευφροσύνη Θεοδώρου, «Σχεδίαση και πειραματική επιβεβαίωση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτροκίνησης», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Ιούνιος 2011.
- [4.18] Αναστάσιος Γ. Βήχος, «Σχεδίαση και βελτιστοποίηση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτροκίνησης», διπλωματική εργασία, Αθήνα, Ιούνιος 2009.

## Κατασκευή μηχανών μονίμων μαγνητών

### 5.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σκοπός της τεχνολογίας κατασκευής μηχανών είναι η πραγματοποίηση όλων των προβλεπόμενων διαδικασιών που απαιτούνται, προκειμένου μια προσχεδιασμένη ιδέα διαμόρφωσης μηχανής να μετατραπεί σε πραγματικό δοκίμιο με την μέγιστη δυνατή ακρίβεια. Μερικές τέτοιες διαδικασίες περιλαμβάνουν την ακριβή κοπή του μαγνητικού πυρήνα, τις ανοχές συναρμογής μεταξύ μαγνητών και πυρήνα, την εκκεντρότητα του άξονα ως προς τα ρουλεμάν και τα καπάκια στήριξης του στάτη κ.α. Στην τεχνολογία κατασκευής μηχανών επίσης υπάρχουν διαδικασίες οι οποίες δεν συνδέονται άμεσα με τη σχεδίαση που έχει προηγηθεί, όμως εντούτοις επηρεάζουν σημαντικά αυτή. Τέτοιες είναι οι τεχνικές που εφαρμόζονται προκειμένου να λυθούν προβλήματα, όπως είναι π.χ. η συγκράτηση των επιφανειακών μαγνητών με χρήση δοντιών ή η διαδικασία συναρμολόγησης του δρομέα εσωτερικών μαγνητών. Τέλος όλα τα παραπάνω αποσκοπούν στην όσο το δυνατόν μικρότερη απόκλιση των σχεδιασμένων και προσομοιωμένων λειτουργικών χαρακτηριστικών από τα πειραματικά, τα οποία θα προκύψουν κατά τη μέτρηση στην πραγματικότητα.

### 5.2. ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΤΥΛΙΓΜΑΤΟΣ ΣΤΑΤΗ

#### 5.2.1. Αγωγοί τυλιγμάτων

Οι αγωγιμότητα των τυλιγμάτων των ηλεκτρικών μηχανών είναι ένα θέμα μείζονος σημασίας, καθώς εκεί αναπτύσσεται ένα σημαντικό μέρος της θερμοκρασίας, οι απώλειες χαλκού, που παίζει σημαντικό ρόλο σε όλες τις φάσεις σχεδίασης του κινητήρα. Τα χαρακτηριστικά που λαμβάνονται υπόψη όταν πρόκειται για επιλογή στοιχείου αγωγού τυλίγματος είναι τα εξής:

- Ειδική αγωγιμότητα
- Ολκιμότητα
- Βάρος
- Κόστος

Η ειδική αγωγιμότητα είναι καθοριστικός παράγοντας στην επιλογή υλικού για τα τυλίγματα των κινητήρων. Σύμφωνα με τον πίνακα 5.1 ο χαλκός είναι μακράν η πιο

συμφέρουσα λύση, συνδυάζοντας εξαιρετική αγωγιμότητα σε χαμηλό κόστος. Σε ειδικές εφαρμογές, όπου απαιτείται μειωμένο βάρος χρησιμοποιείται αγωγός από αλουμίνιο, το οποίο έχει υποδεέστερη αγωγιμότητα αλλά περίπου το ένα τρίτο του βάρους του χαλκού. Ωστόσο στις ηλεκτρικές μηχανές, οι αγωγοί τυλιγμάτων αποτελούν περίπου το 10-15% του συνολικού βάρους της κατασκευής, συνεπώς το ανταγωνιστικό πλεονέκτημα παρέχεται από το υλικό με τη μικρότερη ωμική αντίσταση ως προς όγκο κυρίως και δευτερευόντως ως προς βάρος. Συνεπώς το αλουμίνιο δεν απαντάται σε περιελίξεις στάτη, παρά μόνο σε κλωβούς δρομέων μηχανών επαγωγής, λόγω της ευκολίας στη χύτευση που οφείλεται στη χαμηλή θερμοκρασία τήξης του ή σε ειδικές κατασκευές.

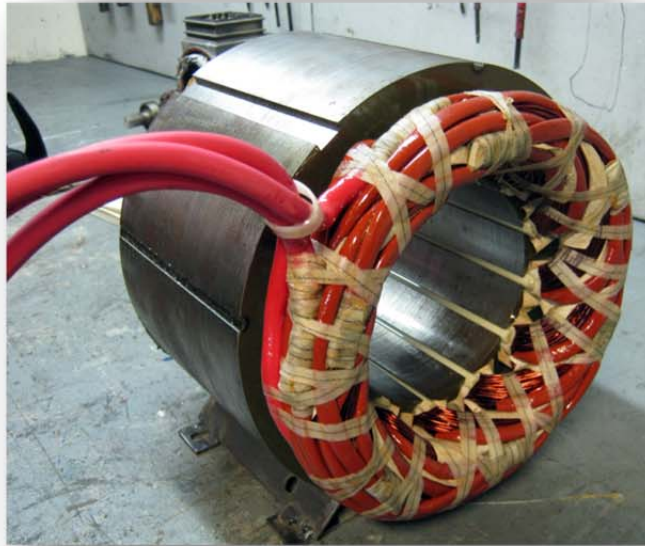
Μέταλλο	Ειδική αντίσταση $\rho$ ( $\Omega \text{ m}$ )	Θερμοκρασιακός συντελεστής ανά $^{\circ}\text{C}$	Αγωγιμότητα $\sigma$ ( $\Omega \text{ m}$ ) <sup>-1</sup>	Ειδικό Βάρος ( $\text{kg/m}^3$ )
Άργυρος	$1.59 \times 10^{-8}$	0.0061	$6.29 \times 10^7$	10490
Χαλκός	$1.68 \times 10^{-8}$	0.0068	$5.95 \times 10^7$	8930
Αλουμίνιο	$2.65 \times 10^{-8}$	0.00429	$3.77 \times 10^7$	2850
Βολφράμιο	$5.6 \times 10^{-8}$	0.0045	$1.79 \times 10^7$	19600
Σίδηρος	$9.71 \times 10^{-8}$	0.00651	$1.03 \times 10^7$	7700
Λευκόχρυσος	$10.6 \times 10^{-8}$	0.003927	$0.943 \times 10^7$	21500
Μόλυβδος	$22 \times 10^{-8}$		$0.45 \times 10^7$	11340
Μαγγάνιο	$48.2 \times 10^{-8}$	0.000002	$0.207 \times 10^7$	7350
Υδράργυρος	$98 \times 10^{-8}$	0.0009	$0.10 \times 10^7$	13593

**Πίνακας 5.1** Ειδικά χαρακτηριστικά μετάλλου

Το υλικό των αγωγών τυλιγμάτων θα πρέπει να είναι όλκιμο προκειμένου να μορφοποιείται εύκολα ώστε να επιτυγχάνεται υψηλός συντελεστής πληρότητας στις αύλακες. Ένα δύσκαμπτο υλικό αφήνει μεγάλα κενά ανάμεσα στις σπείρες και κάνει δύσκολή την πλέξη στις κεφαλές (μεγάλο μήκος κεφαλών).



**Σχήμα 5.1:** Διάταξη ελαχιστοποίησης μήκους κεφαλών σε περιέλιξη πλήρους βήματος



Σχήμα 5.2: Κατασκευή τυλίγματος πλήρους βήματος σε κινητήρα 63kW



**Σχήμα 5.3:** Κατασκευή τυλίγματος πλήρους βήματος σε κινητήρα 63kW



**Σχήμα 5.4:** Χρήση μπάρας χαλκού προκειμένου να αυξηθεί ο συντελεστής πληρότητας

### 5.2.2. Τυλίγματα πλήρους και κλασματικού βήματος [1], [2]

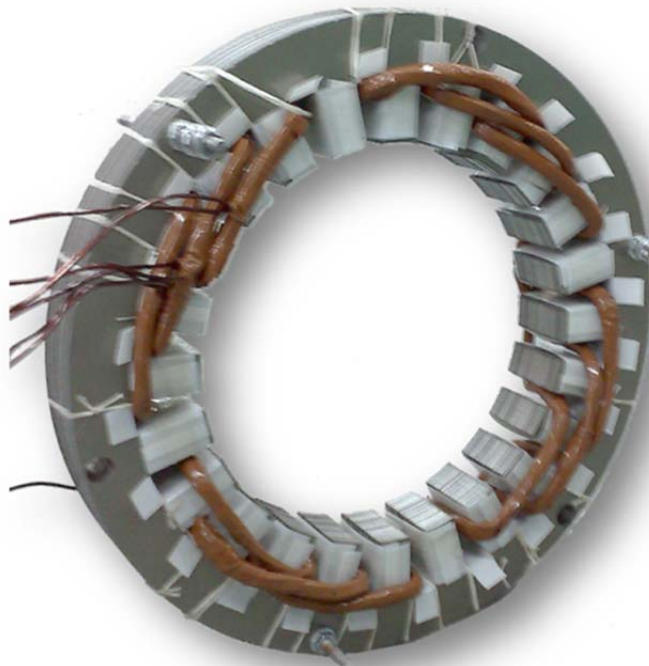
Όπως έγινε αναφορά στην προηγούμενη υποενότητα ο συντελεστής πληρότητας είναι μείζονος σημασίας σε ότι αφορά την επίδοση και απόδοση του κινητήρα, διότι επιδρά άμεσα στην ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων, σε μια δεδομένη γεωμετρία κινητήρα. Η χρήση εναλλακτικών διαμορφώσεων τυλίγματος, όπως η διαμόρφωση κλασματικού βήματος μη επικαλυπτόμενων κεφαλών (σχ. 5.5 δεξιά) μπορεί να εξασφαλίσει σημαντική βελτίωση του συντελεστή πληρότητας, σημαντική μείωση της ωμικής αντίστασης του τυλίγματος φάσης λόγω μειωμένου μήκους χαλκού κεφαλών και μείωση της ροής σκέδασης. Ωστόσο τα μειονεκτήματα της χρήσης κλασματικής αύλακας δεν είναι αμελητέα και γιαυτό το λόγο πρέπει να γίνεται σωστός σχεδιασμός προκειμένου να προσδιοριστεί ποιά διαμόρφωση τυλίγματος ενδείκνυται για την εκάστοτε εφαρμογή.





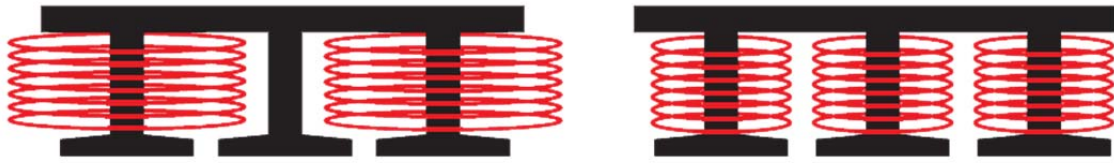
**Σχήμα 5.5:** Αριστερά: Στάτης δεκαπολικού κινητήρα πλήρους βήματος, συντελεστή πληρότητας 40% που χρησιμοποιήθηκε στον πρωτότυπο κινητήρα τροχό του οχήματος «Προμηθέας» 2009 του ΕΜΠ.

Δεξιά: Στάτης δεκαπολικού κινητήρα κλασματικού βήματος 10π/12δ, συντελεστή πληρότητας 70% που χρησιμοποιήθηκε στον πρωτότυπο κινητήρα τροχό του οχήματος «Γιρφόρος» 2011 του ΕΜΠ.



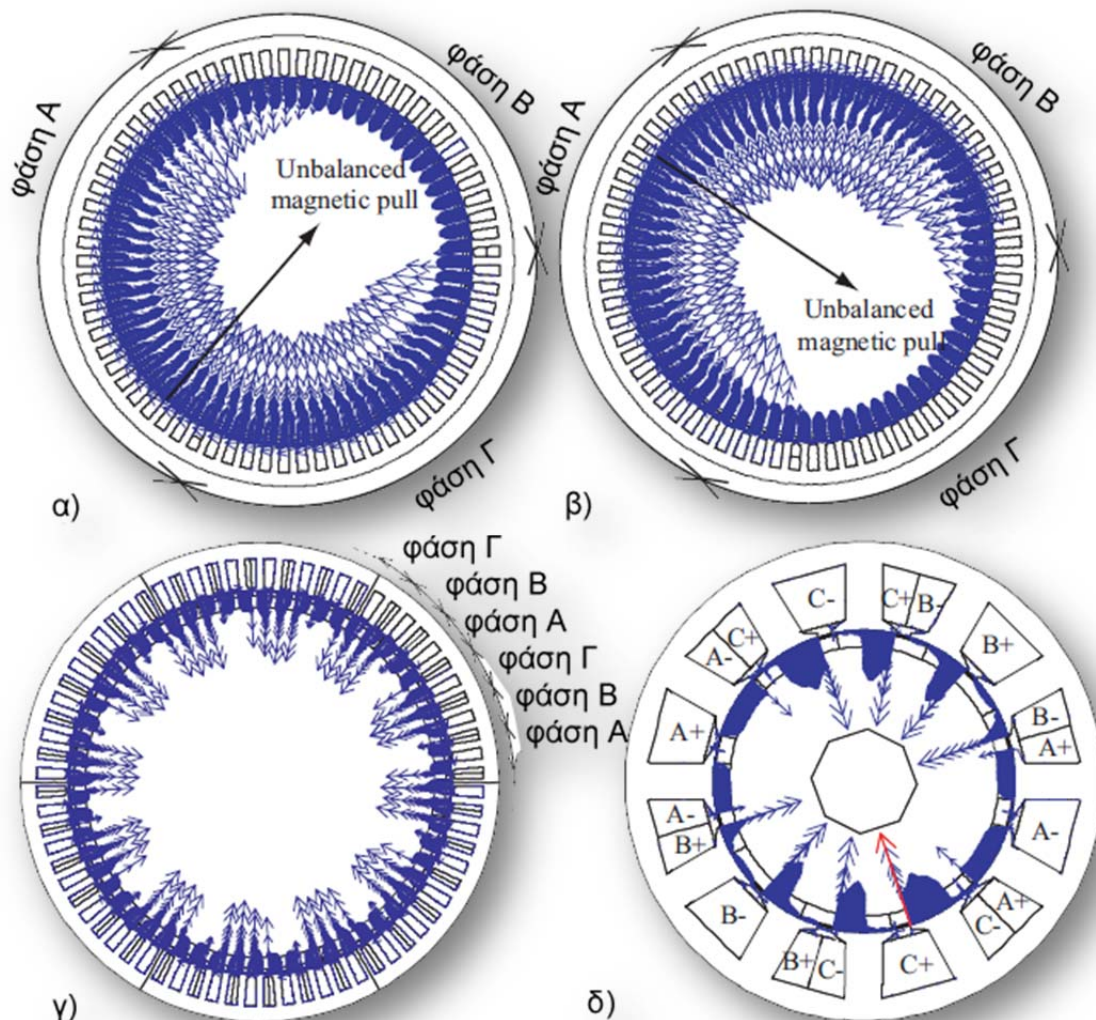
**Σχήμα 5.6:** Τύλιγμα πλήρους βήματος – κυματοειδής περιέλιξη σε πρωτότυπη μηχανή εγκαρσίων μαγνητών που κατασκευάστηκε στο ΕΜΠ στα πλαίσια της διατριβής

Τα τυλίγματα κλασματικής αύλακας χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, τα τυλίγματα μονής στρώσης (σχ. 5.7 αριστερά) και τα τυλίγματα διπλής στρώσης (σχ. 5.7 δεξιά).



Σχήμα 5.7: Ασύμμετρη ανάπτυξη ροπής γύρω από τον άξονα συμμετρίας εξαιτίας [2]

Ένας παράγοντας που θα πρέπει επίσης να ληφθεί υπόψη στο σημείο αυτό είναι η ασύμμετρη μαγνητικό έλξη. Αυτό συμβαίνει όταν οι μαγνητικές δυνάμεις δεν είναι συμμετρικά κατανομημένες στο διάκενο, με αποτέλεσμα το άθροισμα τους να οδηγεί σε δύναμη η οποία περιστρέφεται και παράγει θόρυβο και δόνηση στη μηχανή.



Σχήμα 5.8: Ασύμμετρη ανάπτυξη ροπής γύρω από τον άξονα συμμετρίας εξαιτίας [2]

$Q_s/p$	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40
6	0.866		0.866	0.5	0.866	0.5	0.866		0.866	0.5	0.866	0.5	0.866		0.866	0.5		0.5	0.866
9	0.617	0.866	0.945	0.866	0.866	0.617	0.328		0.328	0.866	0.866	0.945	0.866	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	0.886		0.927	0.945
48							$q=1$								0.866	0.857		0.905	0.933
51																0.866		0.88	0.901
54								$q=1$									0.866	0.854	0.877
57																		0.866	0.852
60									$q=1$										0.866

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

ΤΥΛΙΓΜΑ ΚΛΑΣΜΑΤΙΚΟΥ ΒΗΜΑΤΟΣ ΔΥΟ ΣΤΡΩΣΕΩΝ [2]

Πίνακας 5.2 Πίνακας θεμελιώδους συντελεστή τυλίγματος για συνδυασμούς πόλων και αυλακών

Qs/p	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30
6	0.866	0.866	0.866	0.5										
12	0.5	0.866	0.866	0.966	0.866	0.966	0.866	0.5						
18		0.5			0.866	0.902	0.945	0.945	0.902	0.966	0.958	0.966	0.966	0.5
24			0.5				0.866	0.866	0.966	0.958	0.874	0.936	0.951	
30				0.5					0.866	0.874				

ΤΥΛΙΓΜΑ ΚΛΑΣΜΑΤΙΚΟΥ ΒΗΜΑΤΟΣ ΜΙΑΣ ΣΤΡΩΣΗΣ [2]

Πίνακας 5.3 Πίνακας θεμελιώδους συντελεστή τυλίγματος για συνδυασμούς πόλων και αυλακών

### 5.3. ΥΛΙΚΑ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΠΥΡΗΝΑ ΣΙΔΗΡΟΥ

#### 5.3.1. Πυρήνας σιδήρου

Ο πυρήνας του στάτη ή του δρομέα κατασκευάζεται από σιδηρομαγνητικά υλικά. Η μεταβλητότητα της μαγνητικής ροής στον πυρήνα σε συνδυασμό με το κόστος των επιμέρους υλικών καθορίζουν την επιλογή χρησιμοποίησης λαμαρίνας ή συμπαγούς σιδήρου. Τα υλικά κατασκευής του πυρήνα θα πρέπει να εμφανίζουν τις ακόλουθες μαγνητικές και ηλεκτρικές ιδιότητες:

- Υψηλή μαγνητική επιδεκτικότητα και διαπερατότητα, για να έχει χαμηλή μαγνητική αντίδραση το μαγνητικό κύκλωμα.
- Υψηλή μαγνητική επαγωγή κορεσμού, ώστε να διέρχεται περισσότερη μαγνητική ροή ανά μονάδα όγκου, έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται ο όγκος και το βάρος της μηχανής.
- Μικρό εμβαδό βρόχου υστέρησης και μικρή ηλεκτρική αγωγιμότητα για μειωμένες ειδικές απώλειες καθώς έτσι επιτυγχάνεται υψηλή απόδοση και μικρή θερμοκρασιακή αύξηση κατά τη λειτουργία. Επίσης, μειώνονται οι απαιτήσεις απαγωγής θερμότητας και η μέθοδος ψύξης γίνεται απλούστερη και λιγότερο δαπανηρή. Συνεπώς η επιλογή υλικών χαμηλών απωλειών μειώνει το λειτουργικό κόστος της ηλεκτρικής μηχανής.

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

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

Υπάρχουν δύο τύποι ελασμάτων, με κατευθυνόμενους κόκκους ή χωρίς. Τα ελάσματα χωρίς κατευθυνόμενους κόκκους είναι ιστροπικά και χρησιμοποιούνται κατά κόρον στις περιστρεφόμενες ηλεκτρικές μηχανές. 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 κατά κύριο λόγο στην κατασκευή πυρήνων μετασχηματιστών και όταν απαντώνται υψηλές

συχρότητες. Τυπικές τιμές απωλειών σε αυτή την περίπτωση είναι 2.4 W/Kg σε 1.5 T, 50 Hz, για έλασμα πάχους 0.35 mm.

Για ειδικές εφαρμογές και υψηλές συχνότητες υπάρχουν και ελάσματα από κράμα Σιδήρου - Κοβαλτίου με την ονομασία "Permendur" . Αυτά παρουσιάζουν υψηλή μαγνητική διαπερατότητα και πολύ υψηλό σημείο κορεσμού. Χρησιμοποιούνται επίσης κράματα Σιδήρου - Νικελίου , "permalloy" , τα οποία εμφανίζουν πολύ υψηλή διαπερατότητα και μικρή τιμή πεδίου επαναφοράς, ενώ η μαγνητική επαγωγή κορεσμού τους είναι πολύ χαμηλή [8].

#### 5.3.1.1. Συγκράτηση ελασματοποιημένου σιδήρου

Τα κριτήρια καταλληλότητας των μεθόδων κοπής πυρήνα σιδήρου είναι κυρίως η ακρίβεια κοπής, η καταπόνηση που προκαλείται στον σίδηρο κατά την κοπή και κυρίως το κόστος. Κατά τη διαδικασία κοπής, ο σίδηρος καταπονείται τοπικά, είτε λόγω της τοπικής αύξησης της θερμοκρασίας (κοπή με laser), είτε λόγω της αύξησης της πίεσης (κοπή punching). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αλλοίωση της δομής του, η οποία συνεπάγεται και αύξηση του συντελεστή ειδικών απωλειών (w/kg) τοπικά. Παρόλο που η μάζα του σιδήρου που καταπονείται κατά την κοπή, είναι πολύ μικρή ως προς τη συνολική μάζα του, εντούτοις επειδή περιοχή κοπής είναι συνήθως περιοχή που εκτίθεται σε μεγάλες τιμές μαγνητικής επαγωγής και με μεγάλη μεταβλητότητα (όπως είναι το εσωτερικό τμήμα του πυρήνα του στάτη ή το εξωτερικό τμήμα του δρομέα) η τοπική αλλοίωση μπορεί να επιφέρει σημαντική αύξηση απωλειών πυρήνα. Εφόσον συμβεί τέτοια αλλοίωση η μέθοδος που ακολουθείται προκειμένου να αποκατασταθεί η δομή του σιδήρου λέγεται ανόπτυση (annealing), κατά την οποία τα κατατετημημένα πλέον τμήματα σιδήρου τοποθετούνται σε ειδικό φούρνο σε θερμοκρασία περίπου 800°C για χρονικό διάστημα περίπου οκτώ ωρών. Η διαδικασία αυτή αποκαθιστά την αρχική δομή του σιδήρου στις περιοχές όπου υπέστη καταπόνηση.



Σχήμα 5.9: Κοπή μαγνητικής λαμαρίνας με κοπτικό μηχανήμα CNC Laser CO<sub>2</sub>

Η μέθοδος κοπής laser είναι η πιο διαδεδομένη μέθοδος κοπής σιδήρου, η οποία συνδυάζει εξαιρετική ακρίβεια κοπής (0.1mm σε ελληνικά μηχανουργεία και 0.01mm στο εξωτερικό) και μικρή θερμική καταπόνηση. Κύριο πλεονέκτημά της είναι η δυνατότητα κοπής και τροποποίησης επί τόπου, χωρίς κανένα επιπλέον κόστος, οποιασδήποτε γεωμετρίας, γεγονός που καθιστά τη μέθοδο αυτή εξαιρετική στην περίπτωση που πρόκειται για ανάπτυξη προϊόντος, στο οποίο απαιτούνται συνεχείς τροποποιήσεις στο σχέδιο κοπής. Κύριο μειονέκτημα της μεθόδου είναι το υψηλό κόστος, το οποίο μάλιστα κυμαίνεται συνάρτηση του μήκους κοπής και της συνεκτικότητας της γεωμετρίας.

Η μέθοδος punching είναι μια μέθοδος κοπής η οποία ανοίγει οπή στο φύλλο σιδήρου, στο σχήμα της επιθυμητής γεωμετρίας, χρησιμοποιώντας μια μήτρα (καλούπι). Το μειονέκτημα της μεθόδου εδώ είναι το υψηλό κόστος κατασκευής της μήτρας, το οποίο δεν επιδέχεται καμία τροποποίηση εφόσον κατασκευαστεί. Εφόσον πρόκειται για τετελεσμένη σχεδίαση η μέθοδος επιτρέπει έως και τρεις φορές φθηνότερη κοπή από την αντίστοιχη του laser και γιαυτό το λόγο προτιμάται σε διαδικασία παραγωγής.

Σε αυτή την υποενότητα περιγράφεται η κατασκευαστική διαμόρφωση των δοκιμών που αναπτύχθηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια προκειμένου να επιβεβαιωθούν πειραματικά τα προσομοιωμένα λειτουργικά χαρακτηριστικά, όπως παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 3. Τα δοκίμια που κατασκευάστηκαν φαίνονται στο σχήμα 5.2. Οι κινητήρες 5.2α και 5.2β είναι εσωτερικού δρομέα ενώ οι κινητήρες 5.2γ και 5.2δ είναι εξωτερικού δρομέα. Στην συνέχεια γίνεται λεπτομερής περιγραφή της κατασκευαστικής διαμόρφωσης της κάθε μηχανής προκειμένου να αναλυθούν τα προβλήματα κατά περίπτωση.

## 5.4. ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ ΤΟΠΟΛΟΓΙΩΝ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥ ΚΑΙ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΚΟΥ ΜΑΓΝΗΤΗ

### 5.4.1. Μόνιμοι μαγνήτες

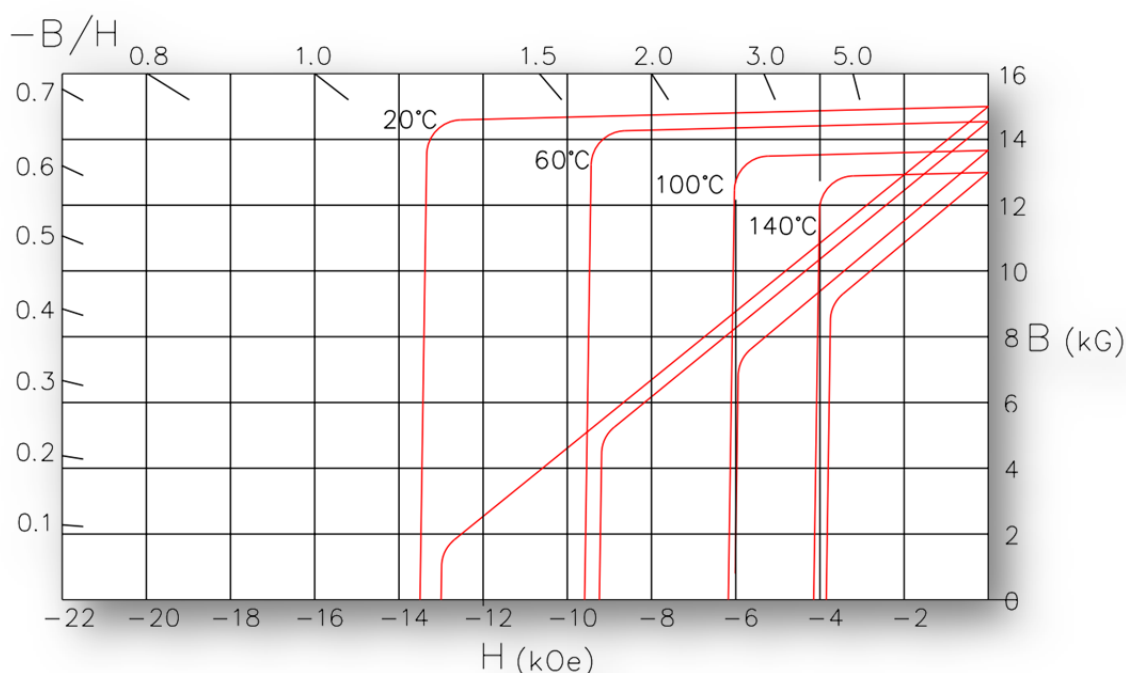
Οι μόνιμοι μαγνήτες χρησιμοποιούνται ως εναλλακτική πηγή πεδίου διέγερσης στις ηλεκτρικές μηχανές, αντικαθιστώντας το τύλιγμα πεδίου που τροφοδοτείται με DC ρεύμα. Ο μόνιμος μαγνήτης έχει αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια, η οποία διατηρείται αν δεν επιβληθεί πολύ ισχυρό μαγνητικό πεδίο αντίθετα σε αυτόν. Ο μόνιμος μαγνήτης δεν παρέχει ισχύ, αλλά την προϋπόθεση για ανάπτυξη ροπής, έχοντας ρόλο παρόμοιο με αυτόν του καταλύτη σε μια χημική αντίδραση, ενώ η ισχύς παρέχεται από το τύλιγμα του τυμπάνου της μηχανής. Στο σημείο αυτό σημειώνεται ότι και στην περίπτωση χρήσης τυλίγματος για τη δημιουργία του πεδίου διεγέρσεως, η ενέργεια του πεδίου αυτού διατηρείται. Το μειονέκτημα όμως είναι ότι υπάρχουν ωμικές απώλειες λόγω της πεπερασμένης αντίστασης των ελιγμάτων.

Συγκεντρωτικά, οι μόνιμοι μαγνήτες χρησιμοποιούνται στην κατασκευή ηλεκτρικών μηχανών προσφέροντας μειωμένες απώλειες, και καταργούν την ανάγκη για παροχή ρεύματος στο δρομέα μέσω ψηκτρών ή δακτυλίων.

Ένα μειονέκτημα που συνδέεται με τη χρήση μονίμων μαγνητών είναι η σταθερή τιμή της μαγνήτισης τους, με συνέπεια αδυναμία μεταβολής της διέγερσης. Σε ορισμένες

περιπτώσεις όμως, κρίνεται σκόπιμο να υπάρχει έλεγχος διέγερσης (field weakening). Επιπροσθέτως, υπάρχει κίνδυνος απομαγνήτισης των μονίμων μαγνητών λόγω επιβολής εξωτερικού πεδίου, πολύ υψηλής θερμοκρασίας ή έπειτα από έντονη μηχανική καταπόνηση. Παρόλα αυτά η χρήση τους διαδίδεται όλο και περισσότερο, ιδιαίτερα λόγω της ανακάλυψης του κράματος NdFeB που ήρθε να αντικαταστήσει το ακριβότερο, SmCo [4].

Οι μόνιμοι μαγνήτες είναι σκληρά σιδηρομαγνητικά υλικά και τείνουν να διατηρούν τη μαγνήτισή τους απουσία μαγνητικού πεδίου, όπως επίσης σε περίπτωση επιβολής ασθενούς μαγνητικού πεδίου αντίθετα στο δικό τους. Σε αντίθεση με το μαλακό σίδηρο για παράδειγμα, ο βρόχος υστέρησης ενός μόνιμου μαγνήτη έχει μεγάλο εύρος και αρκετά υψηλό πεδίο επαναφοράς. Σημαντική για τη σχεδίαση με μόνιμους μαγνήτες είναι η γνώση της καμπύλης απομαγνήτισης (σχ. 5.10).



**Σχήμα 5.10:** Καμπύλη απομαγνήτισης μαγνήτη N55

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



- *Ferrite (Κεραμικοί)*

Οι φερρίτες αποτελούνται από μία σύνθεση οξειδίου σιδήρου και ανθρακικού άλατος βαρίου. Αυτά τα υλικά είναι εύκολα διαθέσιμα και σε χαμηλό κόστος σε σύγκριση με άλλους τύπους και καθιστούν τους μαγνήτες φερρίτη εξαιρετικά χαμηλού κόστους. Οι φερρίτες κατασκευάζονται έπειτα από συμπίεση και συμπύκνωση και είναι ιδιαίτερα εύθραυστοι. Η θερμοκρασία κατασκευής είναι καθοριστική για την κατευθυντικότητα των μαγνητικών γραμμών. Οι τύπου 1 φερρίτες είναι ιστροπικοί με ομοιογενείς μαγνητικές ιδιότητες σε όλες τις κατευθύνσεις. Οι ανισότροποι μαγνήτες φερρίτη είναι μαγνητισμένοι στην κατεύθυνση της συμπίεσης. Η ανισότροπη μέθοδος αποδίδει το υψηλότερο ενεργειακό προϊόν ανάμεσα στις κατηγορίες κεραμικών μαγνητών μέχρι και 3.5 MGOe. Οι κεραμικοί μαγνήτες αποτελούν μια ισορροπημένη λύση συνδυάζοντας αποδεκτή ενέργεια, αντοχή στην απομαγνήτιση και χαμηλό κόστος και γιαυτό το λόγο είναι οι πιο διαδεδομένοι μαγνήτες σήμερα.

- *Alnico*

Οι μαγνήτες Alnico αποτελούνται από σύνθεση αργιλίου, νικελίου και κοβαλτίου ενώ προστίθενται και άλλα στοιχεία για να ενισχύσουν τις ιδιότητές τους. Οι μαγνήτες Alnico έχουν καλή θερμοκρασιακή σταθερότητα, αλλά απομαγνητίζονται εύκολα. Οι μαγνήτες Alnico παράγονται με τη μέθοδο της συμπίεσης. Η συμπίεση προσφέρει τα ανώτερα μηχανικά χαρακτηριστικά, η ενέργεια φτάνει μέχρι και τα 5.5 MGOe και επιτρέπει την κατασκευή περιεργων σχημάτων. Οι μαγνήτες Alnico έχουν αντικατασταθεί σήμερα σε πολλές εφαρμογές από τους μαγνήτες φερρίτη και σπάνιας γης.

- *Samarium Cobalt*

Το Σαμάριο-Κοβάλτιο είναι ένας τύπος υλικού μαγνητών σπάνιας γης, ιδιαίτερα ανθεκτικό στην οξείδωση και στην απομαγνήτιση σε σύγκριση με τους μαγνήτες Alnico και φερρίτη. Εισήχθη στην αγορά στη δεκαετία του '70, και χρησιμοποιείται μέχρι σήμερα. Οι μαγνήτες σαμαρίου-κοβαλτίου χωρίζονται σε δύο κύριες ομάδες: Sm1Co5 και Sm2Co17 (συνήθως αναφέρονται ως 1-5 και 2-17). Η ενέργεια για την ομάδα 1-5 κυμαίνεται από 15 έως 22 MGOe, ενώ για την 2-17 κυμαίνεται από 22 έως και 32 MGOe. Αυτοί οι μαγνήτες είναι οι ανθεκτικότεροι στη θερμοκρασία ανάμεσα σε όλους τους τύπους μαγνητών σπάνιας γης και μπορούν να αντέξουν σε θερμοκρασίες μέχρι 300°C. Οι μαγνήτες σαμαρίου-κοβαλτίου είναι εύθραυστοι και επιρρεπείς σε ραγίσματα και μπορούν να σπάσουν όταν εκτίθενται σε μεγάλη θερμική μεταβολή. Λόγω του υψηλού κόστους του σαμαρίου, μαγνήτες σαμαρίου-κοβαλτίου χρησιμοποιούνται για τις εφαρμογές όπου η εφαρμογή απαιτεί υψηλή θερμοκρασία ή/και αντοχή στη διάβρωση.

- *Neodymium Iron Boron*

Οι μαγνήτες νεοδυμίου είναι ένας ακόμα τύπος μαγνητών σπάνιας Γής. Αυτό το υλικό έχει τις παρόμοιες ιδιότητες με το Σαμάριο-Κοβάλτιο, όμως οξειδώνεται ευκολότερα και γενικά δεν έχει την ίδια αντοχή σε υψηλές θερμοκρασίες. Οι μαγνήτες NdFeB έχουν επίσης το υψηλότερο ενεργειακό προϊόν που πλησιάζει τα 50MGOe. Το υψηλό κόστος των μαγνητών νεοδυμίου τα καθιστούσε μέχρι πριν από λίγα χρόνια, επιλογή για ειδικές εφαρμογές μόνο. Αξίζει να αναφερθεί ότι το υψηλό κόστος οφείλεται επίσης στα δικαιώματα πνευματικής

ιδιοκτησίας των υπεύθυνων που ανέπτυξαν αυτού του τύπου μαγνήτη. Σήμερα (2011) το κόστος των μαγνητών νεοδυμίου έχει ελαττωθεί σημαντικά σε σύγκριση με την προηγούμενη δεκαετία, καθιστώντας τον ως βασική επιλογή στην κατασκευή μηχανών μόνιμου μαγνήτη. Ωστόσο το κόστος αυτό αναμένεται να επηρεάσει σημαντικά την εδραίωση ή μη, αυτών των μηχανών, ως την επικρατούσα τεχνολογία στα κινητήρια συστήματα.

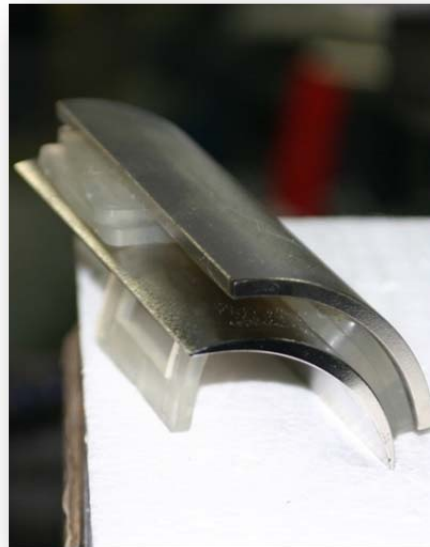
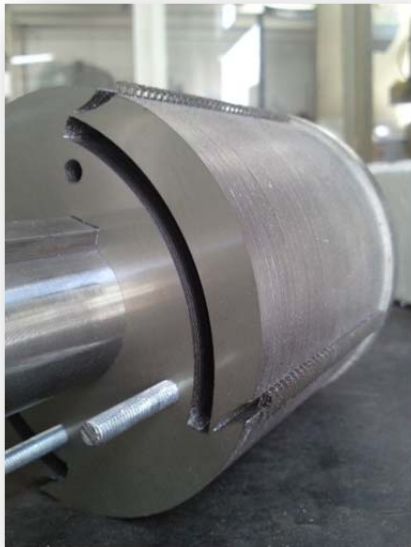
Οι μαγνήτες NdFeB είναι ιδιαίτερα ευάλωτοι στη διάβρωση. Οι επεξεργασίες επιφάνειας έχουν αναπτυχθεί επιτρέποντάς τους να χρησιμοποιηθούν στις περισσότερες εφαρμογές. Συνήθη υλικά επικάλυψης των μαγνητών είναι ο χρυσός, το νικέλιο, ο ψευδάργυρος και κασσίτερος και η επίστρωση εποξικής ρητίνης. Οι μαγνήτες Νεοδυμίου δεν πρέπει να χρησιμοποιούνται σε περιβάλλον που είναι εκτεθειμένο στα παρακάτω:

- Σε όξινο, αλκαλικό, ή οργανικό διαλύτη (εκτός αν πρόκειται να σφραγιστεί ερμητικά ο μαγνήτης)
- Σε νερό ή λάδι (εκτός αν πρόκειται να σφραγιστεί ερμητικά ο μαγνήτης) ειδάλλως η ζωή του μαγνήτη θα είναι εξαιρετικά περιορισμένη
- Σε ένα ηλεκτρικά αγώγιμο υγρό, όπως ένας ηλεκτρολύτης που περιέχει νερό
- σε ατμόσφαιρα που περιέχει υδρογόνο, ειδικά σε υψηλές θερμοκρασίες. Η υδρογόνωση του νεοδυμίου είναι μια διαδικασία όπου τα μόρια υδρογόνου αντιδρούν με το μαγνήτη και καταστρέφουν τη μηχανική του δομή.
- Το περιβάλλον που περιέχει διαβρωτικά αέρια, όπως CL, NH<sub>3</sub>, NO<sub>x</sub>, κ.λπ.
- Στην πορεία ραδιενεργών ακτινών

Καθώς ο μαγνήτης νεοδυμίου είναι εξαιρετικά ευάλωτος στην αντίδραση με υδρογόνο, νερό ή λάδι, δεν είναι δυνατόν να τοποθετηθεί εντός ψυκτικού μέσου. Αυτό δημιουργεί ένα σοβαρό θέμα στην εμβάπτιση του δρομέα σε ψυκτικό υγρό, σε αντίθεση με άλλες τεχνολογίες.

Τύπος μαγνήτη	Ενέργεια	Συνέχουσα δύναμη	Μηχανική αντοχή	Αντοχή σε θερμοκρασία	Αντοχή στη διάβρωση	Κόστος
Alnico	χαμηλή	χαμηλή	υψηλή	υψηλή	υψηλή	υψηλό
SmCo	υψηλή	υψηλή	πολύ μικρή	υψηλή	υψηλή	υψηλό
NdFeB	πολύ υψηλή	υψηλή	μικρή	χαμηλή	χαμηλή	υψηλό
Ferrite	μέτρια	υψηλή	μικρή	μέτρια	υψηλή	χαμηλό

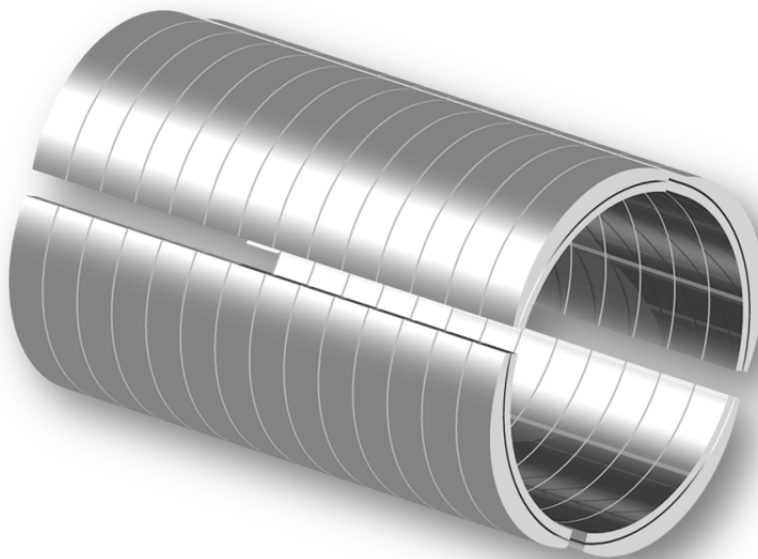
**Πίνακας 5.4** *Ειδικά χαρακτηριστικά τεχνολογιών μόνιμων μαγνητών [5]*



(α) Ελασματοποιημένος δρομέας

(β) Τραπεζοειδής και ημιτονοειδής μαγνήτης

Σχήμα 5.11: Υβριδικός δρομέας επιφανειακών και εσωτερικών μαγνητών με δόντια συγκράτησης



Σχήμα 5.12: Τμηματοποίηση μονίμων μαγνητών σε αξονική και ακτινική διεύθυνση για ελαχιστοποίηση των απωλειών από δινορρεύματα



**Σχήμα 5.13:** Διαμόρφωση κινητήρα τροχού εγκαρσίων μαγνητών εσωτερικού δρομέα

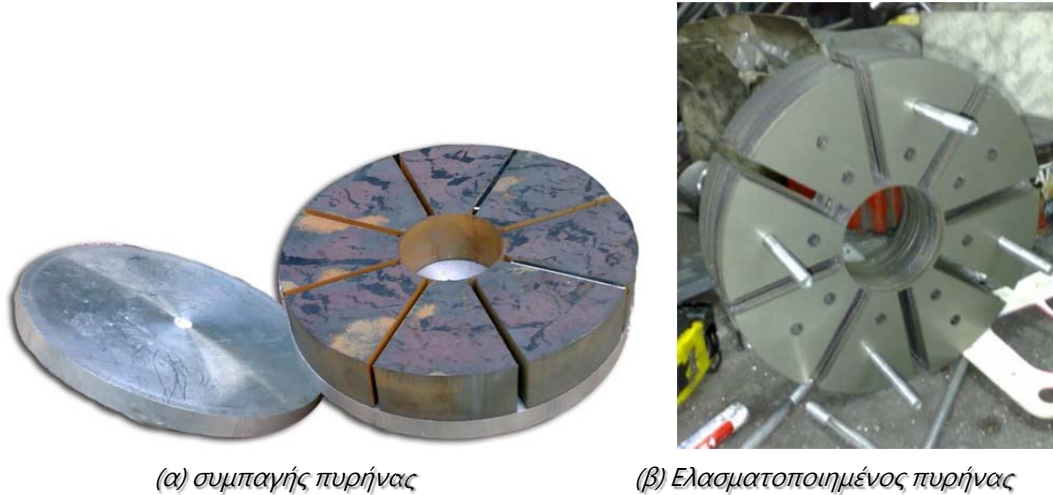


**Σχήμα 5.14:** Κατασκευαστική διαμόρφωση στάτη – σύσφιξη ελασμάτων υπό μικρή πίεση

Μετά τη διαδικασία κοπής, τα ελασματοποιημένα φύλλα σιδήρου ευθυγραμμίζονται με κατάλληλο εργαλείο και συμπιέζονται ελαφρά (σχ. 5.14) ώστε να επιτευχθεί αποδεκτός συντελεστής ελασματοποίησης. Τέλος η συγκράτηση των λαμαρινών γίνεται με κατάλληλη ρευστή κόλλα, η οποία εισχωρεί ανάμεσα στα φύλλα σιδήρου, αφήνοντας την εσωτερική και εξωτερική επιφάνεια του στάτη σχεδόν ανεπηρέαστες ως προς τη διάμετρο. Η περιέλιξη είναι κυματοειδής, πλήρους βήματος, επιτρέποντας σε τελική μορφή πληρότητα 40%.

Σε ότι αφορά το δρομέα κατασκευάστηκαν δύο δρομείς εγκαρσίων μονίμων μαγνητών, ένας με συμπαγή πυρήνα σιδήρου και ένας με ελασματοποιημένο (σχ. 5.15α και 5.15β αντίστοιχα). Κύριος λόγος ήταν η αστοχία του συμπαγούς δρομέα και η απομαγνήτιση των

μονίμων μαγνητών λόγω υπερθέρμανσης, κατά τη φόρτιση του κινητήρα. Κύριος λόγος, όπως περιγράφηκε και στην εισαγωγή είναι η μεταβλητότητα του πεδίου στο δρομέα, που δεν είναι διόλου αμελητέα και οδηγεί σε ανάπτυξη σημαντικών απωλειών λόγω δινορρευμάτων όταν η μηχανή βρεθεί σε συνθήκες φόρτισης.



**Σχήμα 5.15:** Κατασκευαστική διαμόρφωση δρομέα εγκάρσιων μαγνητών

Η κατασκευή ελασματοποιημένου δρομέα με ταυτόχρονη υιοθέτηση εσωτερικών μαγνητών δίνει σημαντικό πλεονέκτημα συγκράτησης των μαγνητών και προστασία από υπερθέρμανση που σχετίζεται είτε σε γεινίαση στον πυρήνα, είτε σε απευθείας ανάπτυξη θερμότητας επάνω στους μόνιμους μαγνήτες. Μειονεκτήματα είναι η έντονη εξασθένηση του πεδίου διέγερσης σε συνθήκες φορτίου (η οποία εφόσον δεν πρόκειται για ειδική οδήγηση, όπως θα περιγραφεί μετέπειτα αποτελεί μειονέκτημα) και κυρίως το εξαιρετικά υψηλό κατασκευαστικό κόστος σε σύγκριση με τον αντίστοιχο δρομέα συμπαγούς πυρήνα.



**Σχήμα 5.16:** Κατασκευή συμπαγούς δρομέα, καπακιών στήριξης και περιβλήματος



**Σχήμα 5.17:** Δοκίμο κινητήρα επιφανειακών μαγνητών ισχύος 63kW με εναλλάξιμους δρομείς, αποτελούμενους από τραπεζοειδείς και επιφανειακούς μαγνήτες

Επιπρόσθετα στην κατασκευή δρομέων (σχ. 5.17) ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσίασε η κατασκευή ενός υβριδικού δρομέα επιφανειακών και εσωτερικών μαγνητών (σχ.5.11β) κατά την οποία χρησιμοποιούνται δόντια συγκράτησης (5.11α) προκειμένου να συγκρατηθούν αποτελεσματικά οι μόνιμοι μαγνήτες, ενώ ταυτόχρονα η τοποθέτησή τους γίνεται επαναλήψιμη, καθώς οι θέσεις τους είναι προδιαγεγραμμένες από CNC κατεργασία. Όπως φαίνεται στη συνέχεια, ο ελασματοποιημένος δρομέας, με εξαίρεση του μεγάλου κόστους του, εμφανίζει εξαιρετικά πλεονεκτικότερη συμπεριφορά, ως προς την συγκράτηση των μαγνητών και στην εξάλειψη των διαφευγουσών απωλειών. Οι μόνιμοι μαγνήτες κατασκευάστηκαν έπειτα από βελτιστοποίηση (κεφ. 4) με ανοχή 0.1mm και είναι ανεκτικοί σε θερμοκρασίες έως και 120°C (5.11β). Η τελική κατασκευή (5.21) ζυγίζει 70 κιλά περίπου.

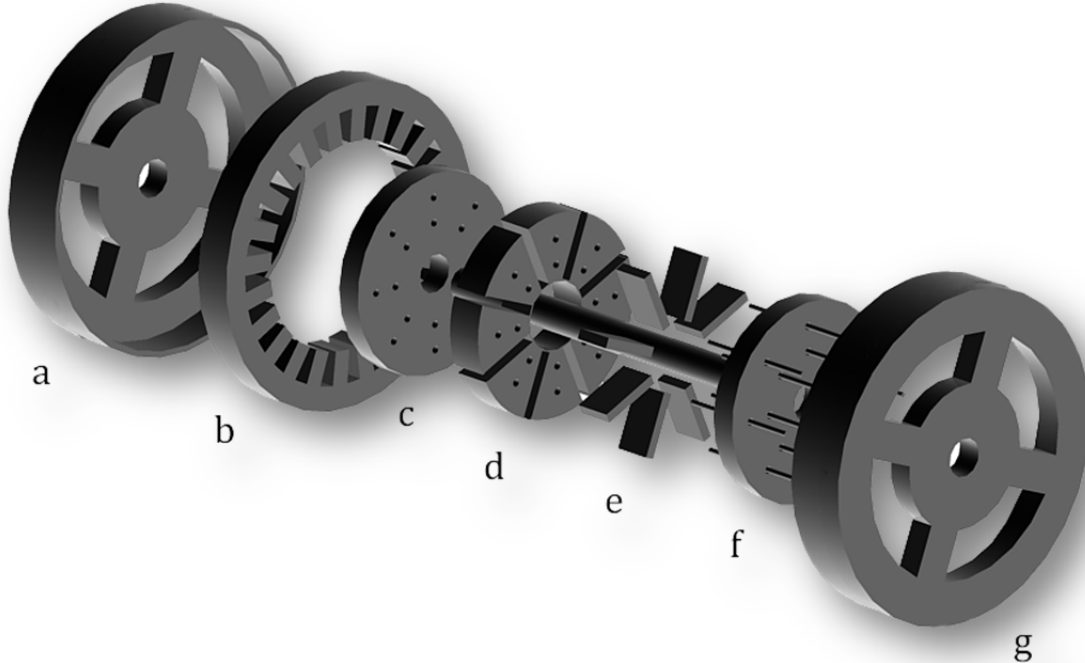
## 5.5. ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

Σε αυτό το σημείο παρατίθενται τα δοκίμια δύο από τους κινητήρες που κατασκευάστηκαν στα πλαίσια της διατριβής προκειμένου να επιβεβαιωθούν πειραματικά οι μεθοδολογίες σχεδίασης που παρουσιάστηκαν σε προηγούμενο κεφάλαιο και να αναδειχθούν οι κατασκευαστικές δυσκολίες και προκλήσεις.

### 5.5.1. Κινητήρας εγκαρσίων μαγνητών ισχύος 12.1 kW

Ο κινητήρας εγκαρσίων μαγνητών είναι μια ειδική περίπτωση κινητήρων εσωτερικών μαγνητών, όπου κύριο χαρακτηριστικό είναι η αυξημένη ικανότητα συγκέντρωσης πεδίου λόγω του μεγάλου εμβαδού μόνιμου μαγνήτη που μπορεί να αξιοποιηθεί σε μια τέτοια γεωμετρία. Στο σχ. 5.3 φαίνονται τα επιμέρους κατασκευασμένα τμήματα του κινητήρα πριν διαδικασία περιέλιξης.

Η διαμόρφωση του κινητήρα φαίνεται στο σχ.5.18. Ο δρομέας φέρει οκτώ πλακίδια μόνιμου μαγνήτη (*e*)τα οποία τοποθετούνται εσωτερικά του πυρήνα σιδήρου (*d*). Οι μαγνήτες είναι μαγνητισμένοι εναλλάξ και κάθετα στην μεγάλη τους επιφάνεια με τρόπο που οι όμοιοι πόλοι είναι αντικριστοί.



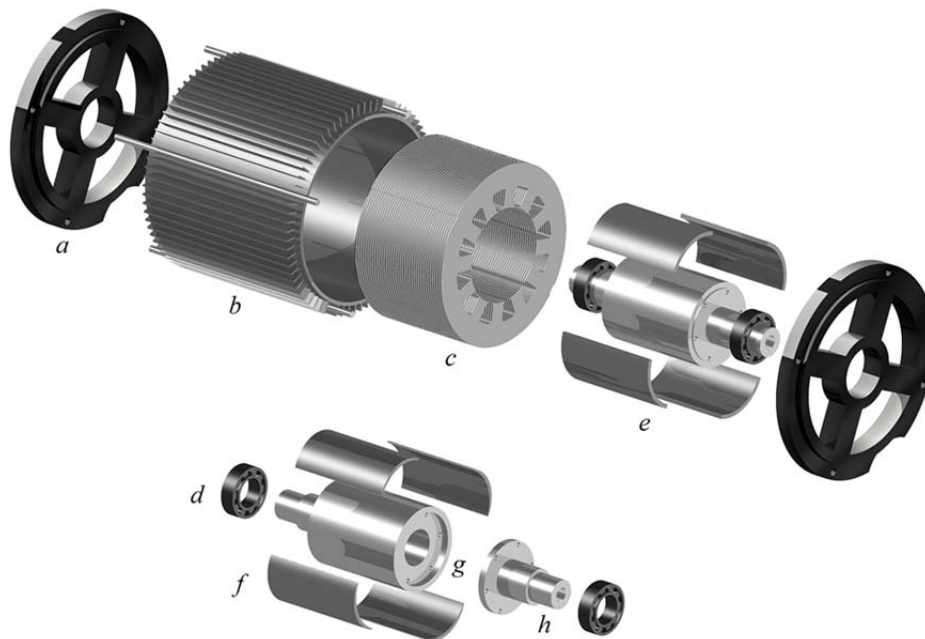
**Σχήμα 5.18:** Κινητήρας τροχός του πρότυπου οχήματος εξοικονόμησης ενέργειας «Πυρφόρος»

Ο στάτης αποτελείται από ελασματοποιημένο σίδηρο, μη κατευθυνόμενων κόκκων πάχους 0.5mm. Το διάκενο έχει διατηρηθεί μικρό (0.6mm). Ο πυρήνας του στάτη φέρει ίσια δόντια, χωρίς χρήση πέδινων, που επιτρέπουν μειωμένη σκέδαση ροής. Επιπλέον έχει χρησιμοποιηθεί ελασματοποιημένος πυρήνας σιδήρου προκειμένου να μειωθούν οι απώλειες από δινορρεύματα (σχ.5.4).

#### 5.5.2. Κινητήρας επιφανειακών και υβριδικών μαγνητών ισχύος 63 kW

Σε αυτό το σημείο αναλύεται η διαδικασία κατασκευής ενός κινητήρα πλήρους κλίμακας για εφαρμογή ηλεκτρικής κίνησης. Στο σχήμα 5.20 απεικονίζεται η κατασκευαστική διαμόρφωση του δοκιμίου. Το περίβλημα του κινητήρα (*b*) φέρει ψυκτήρες κατά το αξονικό του μήκος για μεγιστοποίηση της θερμικής απαγωγής. Ο κινητήρας φέρει δύο εναλλακτικούς δρομείς (*e*, *f*) οι οποίοι φέρουν αντίστοιχα τραπεζοειδείς και ημιτονοειδείς μόνιμους επιφανειακούς μαγνήτες. Ο πυρήνας σε αυτή την περίπτωση είναι συμπαγής και διαιρούμενος, ώστε να συνδυάζει μεγάλη μαγνητική διαπερατότητα (*g*) και υψηλή αντοχή (ατσάλι υπό κατεργασία σκλήρυνσης, το οποίο χάνει μέρος της μαγνητικής διαπερατότητας) (*h*). Τα έδρανα ολίσθησης είναι ειδικού τύπου ιδιαίτερα χαμηλών απωλειών, επιτρέποντας ταχύτητες περιστροφής έως και 14000ΣΑΛ. Τα καπάκια (*a*) στήριξης επιτρέπουν στο δρομέα να ισαπέχει από το στάτη με συνολική κατασκευαστική ανοχή 0.2mm στη διάμετρο. Το διάκενο διατηρείται αρκετά μικρό (0,7mm), ώστε η επίδοση να είναι ικανοποιητική και παράλληλα να

εξασφαλίζεται η απαραίτητη απόσταση ασφαλείας του δρομέα από το εσωτερικό του στάτη. Ο στάτης αποτελείται από ελασματοποιημένο πυρήνα σιδήρου, πάχους 0.5mm και φέρει τυλίγματα πλήρους βήματος στις δώδεκα αύλακες. Ο συντελεστής πληρότητας χαλκού είναι 52%.



**Σχήμα 5.19:** Κατασκευαστική διαμόρφωση κινητήρα 63kW για τραπεζοειδείς και ημιτονοειδείς μαγνήτες αντίστοιχα

Προκειμένου να επιτευχθεί μεγαλύτερος συντελεστής πληρότητας χρησιμοποιήθηκαν ειδικά καλούπια, τα οποία διαμόρφωσαν το σχήμα του χαλκού πριν από την τοποθέτηση στις αύλακες. Σκοπός δεν ήταν μόνο η επίτευξη μεγάλου συντελεστή πληρότητας αλλά και η μείωση του μήκους κεφαλών των τυλιγμάτων, προκειμένου να μειωθεί το συνολικό αξονικό μήκος της μηχανής. Η μείωση του μήκους κεφαλών επετεύχθη με κατάλληλη διαμόρφωση (χτύπημα με σφυρί από μαλακό καουτσούκ), πριν τη διαδικασία μόνωσης (φακαρόλα).

Η κατασκευή του δρομέα (σχ.5.11) ενός κινητήρα υψηλής ταχύτητας περιστροφής κατατάσσεται ως η πιο δύσκολη απ' όλες τις επιμέρους κατασκευαστικές διαδικασίες. Τα στρεφόμενα μέρη τείνουν να αποκολληθούν από το δρομέα (πχ. Μόνιμοι μαγνήτες). Η αποκόλληση των μαγνητών γίνεται πιο πιθανή, όσο αυξάνει η ταχύτητα περιστροφής, η θερμοκρασία του δρομέα και οι κραδασμοί λόγω έδρασης και (ελέγχου) κυμάτωσης ροπής. Οι διάφορες κόλλες (adhesive materials) μπορούν να εξασφαλίσουν ικανοποιητική συγκράτηση σε ταχύτητες μέχρι και 2000ΣΑΛ, όμως δημιουργούν ανομοιότητα διακένου, λόγω της τοποθέτησης με το χέρι, δεν έχουν ελαστικότητα, με αποτέλεσμα την άμεση κατάρρευση έπειτα από κραδασμούς και κυρίως η συγκράτηση εξασθενεί σε θερμοκρασίες πάνω από 70°C.





Σχήμα 5.20: Ολοκλήρωση της κατασκευής δοκιμίου κινητήρα επιφανειακών μαγνητών 63Kw



Σχήμα 5.21: 10πολικός κινητήρας κλασματικού βήματος πρωτότυπου οχήματος «Πυρφόρος» 2009



Σχήμα 5.22: Κινητήρας τροχός του πρότυπου οχήματος εξοικονόμησης ενέργειας «Πυρφόρος» 2011



Σχήμα 5.23: 10-πολικός κινητήρας κλασματικού βήματος πρωτότυπου οχήματος εξοικονόμησης ενέργειας «Πυρφόρος» του ΕΜΠ 2011

Σε αυτό το κεφάλαιο αναλύθηκε η κατασκευαστική διαμόρφωση των μηχανών μονίμων μαγνητών για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, όπου περιγράφηκαν οι διαδικασίες κατασκευής δοκιμών εναλλακτικών διαμορφώσεων τυλιγμάτων και τοπολογιών μονίμων μαγνητών.

Στο επόμενο κεφάλαιο αναλύονται οι μετρήσεις των δοκιμών αυτών και συγκρίνεται με τις προσομοιωμένες τιμές.

## 5.6. ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [5.1] A. Refaie, “Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, no. 1, pp. 107-121, Jan. 2010.
- [5.2] Florence Meier, PhD Thesis : “Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications”, Royal Institute of Technology, School of Electrical Engineering, Electrical Machines and Power Electronics, Stockholm 2008.
- [5.3] K. Laskaris and A. Kladas, “Permanent Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 3776-3783, no. 9, Sep. 2011.
- [5.4] K. Laskaris and A. Kladas, “Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.
- [5.5] K. Laskaris and A. Kladas, “High Torque Internal Permanent Magnet Motor for Electric Traction Applications”, *Proceedings of the XVIII International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, 6-9 September 2008, Paper ID 1428.
- [5.6] K. Atallah, D. Howe, P.H. Mellor, D.A. Stone, “Rotor Loss in Permanent Magnet Brushless AC Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, no 6, Nov/Dec 2000.
- [5.7] A. Pilippo, M. Hinkkanen and J. Luomi, “Analysis of an Adaptive Observer for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, no 2, Feb. 2008, pp. 570 – 576.
- [5.8] F. Morel, J.-M. Retif, Xuefang Lin-Shi; C. Valentin, “Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, no 2, pp. 501-511, Feb. 2008.
- [5.9] Lin Cheng-Kai, Liu Tian-Hua, Lo Chi-Hsun, “High performance sensorless IPMSM drive with a wide adjustable speed range”, *Industrial Electronics, IECON 2008 34th Annual Conference of IEEE*, pp. 1222 – 1227, 10-13 Nov. 2008.
- [5.10] S. Bolognani, L. Peretti and M. Zigliotto, “High Dynamic Electromechanical Conversion Model for PMSM Drives”, *Industrial Electronics Society, IECON 2007 33rd Annual Conference of the IEEE*, pp. 1003–1008, 5-8 Nov. 2007.
- [5.11] Y. Perriard, P. Ragot, M. Markovic, “Brushless DC Motor Optimization Process - Choice between Standard or Straight Tooth Shape”, *41st IEEE IAS Annual Meeting Conference Record*, vol. 1, October 2006.
- [5.12] L. Parsa, Lei Hao, “Interior Permanent Magnet Motors With Reduced Torque Pulsation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, no 2, Feb. 2008, pp. 602-609.
- [5.13] G. Ferretti, G. Magnani and P. Rocco, “Modeling, identification, and compensation of pulsating torque in permanent magnet AC motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, no. 6, Dec. 1998, pp. 912 – 920.

## Πειραματική επιβεβαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό συγκρίνονται τα προσομοιωμένα με τα μετρούμενα λειτουργικά χαρακτηριστικά δύο ηλεκτρικών μηχανών που κατασκευάστηκαν, ισχύος 12.1 kW και 63 kW αντίστοιχα, ενώ διερευνώνται πειραματικά οι διαφεύγουσες απώλειες της δεύτερης μηχανής σε περιπτώσεις δρομένων με συμπαγή σίδηρο και ελασματοποιημένο σιδηροπυρήνα, αντίστοιχα.

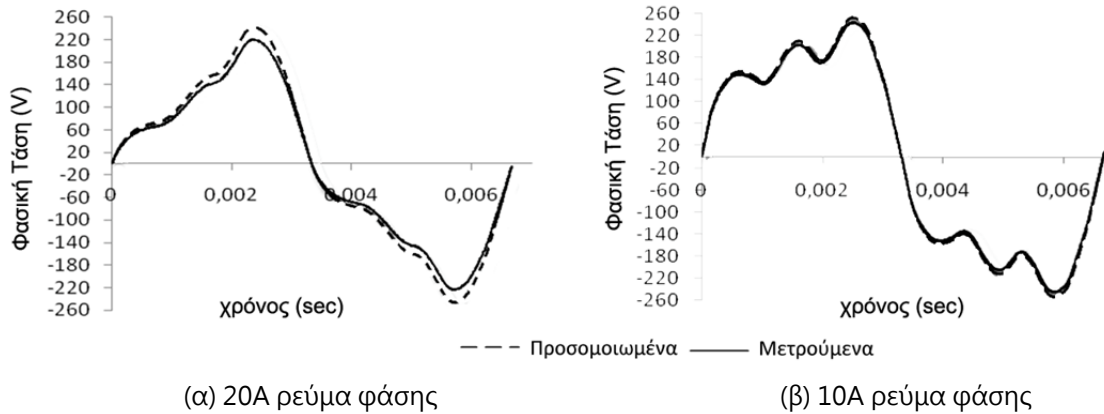
### 6.1 ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΓΚΑΡΣΙΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ 12.1 kW

Τα προσομοιωμένα αποτελέσματα επιβεβαιώθηκαν με μετρήσεις στα πρωτότυπα που αναπτύχθηκαν. Σε ένα πρώτο βήμα τα δοκίμια μετρήθηκαν ως γεννήτριες ώστε να εκτιμηθεί η ικανότητα παραγωγής ροπής του μαγνητικού κυκλώματος καθώς και η αντίστοιχη απόδοση. Στην πειραματική διάταξη (σχ. 6.1) χρησιμοποιήθηκε μια μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης, ισχύος 22 kW. Ο ελεγκτής συνεχούς ρεύματος που οδήγησε τη μηχανή συνεχούς είναι ένας μετατροπέας τεσσάρων τεταρτημορίων 420V/280A.



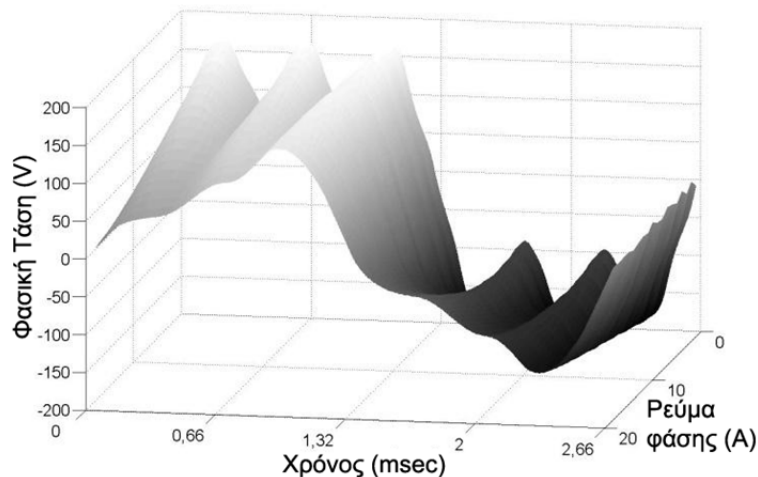
Σχήμα 6.1: Εργαστηριακή διάταξη μέτρησης μηχανής εσωτερικών μαγνητών

Η υπό μέτρηση μηχανή συνδέθηκε σε αστέρα πάνω σε συμμετρικό ωμικό μεταβλητό φορτίο. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν με τη βοήθεια πολυκάναλου προγραμματιζόμενου μετρητικού συστήματος το οποίο λάμβανε μετρήσεις για όλες τις φασικές τάσεις και φασικά ρεύματα με ρυθμό δειγματοληψίας 100 kSample/sec ώστε να μεγιστοποιηθεί η ακρίβεια μέτρησης.



**Σχήμα 6.2:** Φασική τάση στα 150 Hz για μεγάλο και μεσαίο φορτίο.

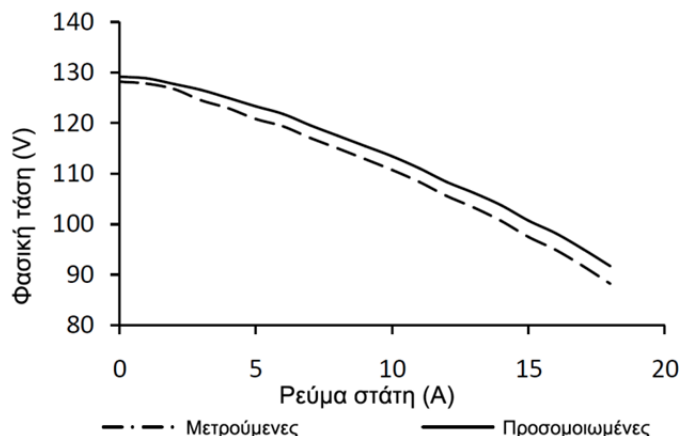
Η κυμάτωση τάσης, όπως φαίνεται στα σχήματα 6.2α και 6.2β οφείλεται κυρίως στις αρμονικές αυλάκων. Καθώς αυξάνεται η ένταση του ρεύματος των φάσεων το μαγνητικό πεδίο συσσωρεύεται στη μια πλευρά του πολικού βήματος, όπως επεξηγήθηκε πεδιακά στο τρίτο κεφάλαιο και αυτό μεταφέρεται κατά την περιστροφή της μηχανής, από το χώρο στο χρόνο, ως παραμόρφωση της κυματομορφής τάσης, με τη μορφή που έχει στα αντίστοιχα σχήματα 6.2α και 6.2β.



**Σχήμα 6.3:** Μετρούμενη μεταβολή της κυματομορφής της τάσης τροφοδοσίας ως προς τη φόρτιση

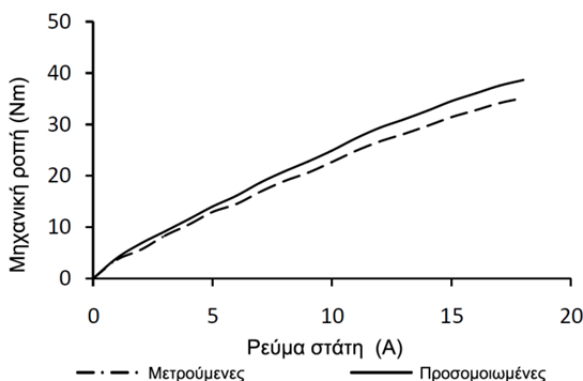
Στο σχήμα 6.3 φαίνεται η μείωση της ενεργού (rms) τιμής της φασικής τάσης ως προς το φασικό ρεύμα. Λόγω του κορεσμού του μαγνητικού κυκλώματος με τη φόρτιση, η συνολική

μαγνητική ροή ανά πόλο μειώνεται. Το σχήμα 6.4 απεικονίζει τις μετρούμενες τιμές της φασικής τάσης για όλες τις ενδιάμεσες τιμές ρεύματος, μεταξύ των 10 και 20Α.

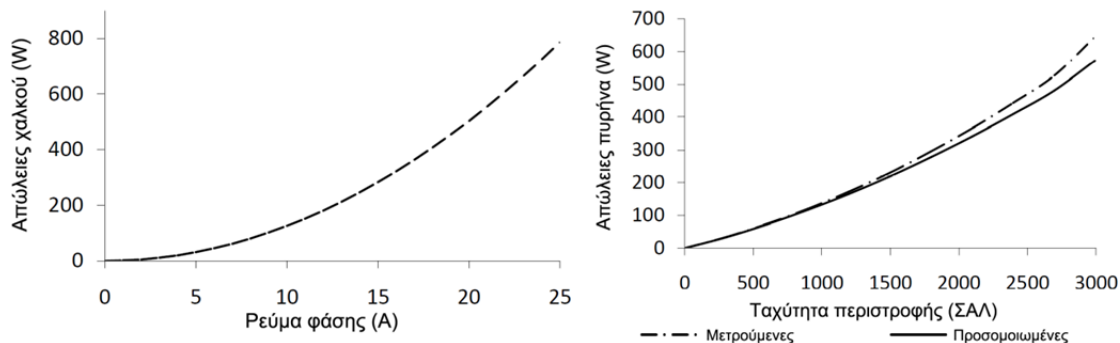


**Σχήμα 6.4:** Μεταβολή της RMS τιμής της τάσης τροφοδοσίας ως προς το ρεύμα φάσης

Στη συγκεκριμένη μηχανή είναι ανούσιο να αυξηθεί το ρεύμα στάτη περισσότερο από τα 22Α καθώς η φασική τάση παίρνει τιμές μικρότερες από το μισό της αντίστοιχης τάσης σε κενό φορτίο, οδηγώντας σε ασύμπτωτη της ηλεκτρικής ισχύος εξόδου. Επιπλέον αύξηση των ρευμάτων οδηγεί σε υπερβολικά μεγάλες απώλειες χαλκού και κατά συνέπεια σε μη αποδοτική λειτουργία της μηχανής.



**Σχήμα 6.5:** Μετρούμενη και προσομοιωμένη μηχανική ροπή



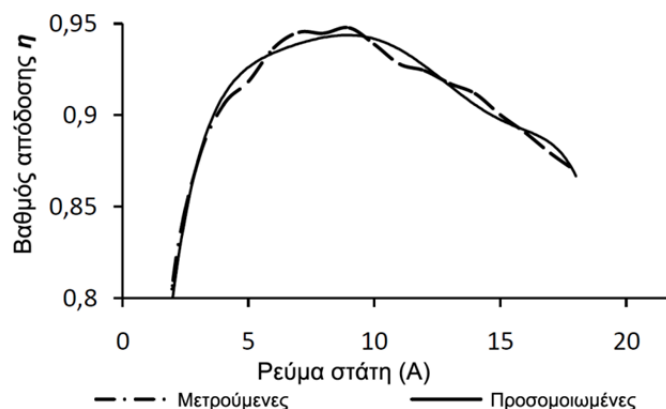
(α) Απώλειες χαλκού (β) Σύγκριση μετρούμενων και προσομοιωμένων απωλειών πυρήνα

**Σχήμα 6.6:** Απώλειες μηχανής εσωτερικών μαγνητών

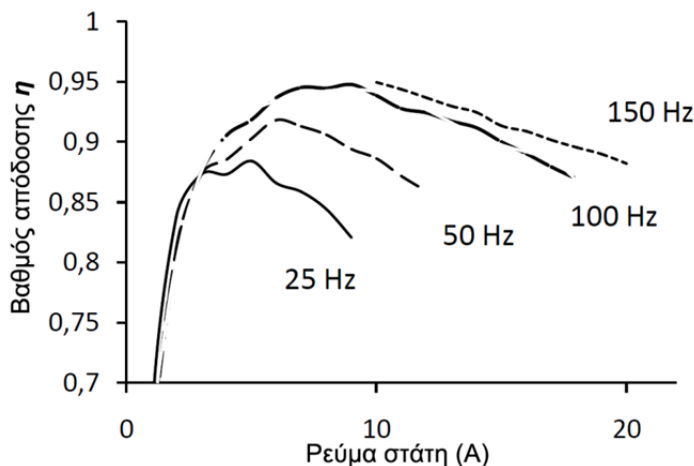
Στο σχήμα 6.5 απεικονίζεται η προσομοιωμένη και η μετρούμενη τιμή της μηχανικής ροπής σε συχνότητα 100Hz (1500ΣΑΛ). Σε αυτό το σχήμα φαίνεται πως το φαινόμενο κορεσμού είναι σχετικά μικρό καθώς η ροπή μεταβάλλεται γραμμικά ως προς το ρεύμα φόρτισης. Αυτό οφείλεται κυρίως στο μεγάλο όγκο εσωτερικών μαγνητών που χρησιμοποιήθηκε.

Οι απώλειες χαλκού υπολογίζονται μετρώντας την ανά φάση ωμική αντίσταση, η οποία είναι  $0.42\Omega \pm 0.01\Omega$ . Το σχήμα 6.6α απεικονίζει τις απώλειες χαλκού ως προς το ρεύμα φάσης. Στο σχήμα 6.6β φαίνονται οι προσομοιωμένες και μετρούμενες τιμές των απωλειών πυρήνα. Οι προσομοιωμένες τιμές έχουν πραγματοποιηθεί κάνοντας χρήση της μεθόδου που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3. Κατά τη διαδικασία μέτρησης ωστόσο οι μετρούμενες απώλειες περιέχουν από κοινού τις μηχανικές απώλειες μαζί με τις απώλειες πυρήνα. Προκειμένου να χωριστούν αυτές διερευνάται η μεταβλητότητα του κάθε είδους απωλειών ως προς την ταχύτητα περιστροφής: Οι μηχανικές απώλειες μεταβάλλονται περίπου γραμμικά ως προς την ταχύτητα περιστροφής ενώ οι απώλειες πυρήνα περίπου ως ένα πλήρες δευτέρης τάξης πολυώνυμο. Μετρώντας σε πολύ χαμηλή ταχύτητα οι απώλειες πυρήνα κατ' επέκταση μπορούν να θεωρηθούν αμελητέες, επιτρέποντας την απομόνωση των απωλειών τριβών. Εν συνεχεία, καθώς η ισχύς των τριβών μπορεί να προσδιοριστεί ως γραμμική συνάρτηση, η ισχύς απωλειών πυρήνα προκύπτει από την απ' ευθείας διαφορά των μετρούμενων τιμών από τις απώλειες τριβών.

Ο βαθμός απόδοσης είναι ιδιαίτερα υψηλός, ειδικά σε υψηλή ταχύτητα περιστροφής, λόγω της ισοροπημένης κατανομής απωλειών χαλκού και πυρήνα. Η μέγιστη τιμή της απόδοσης στα 100Hz είναι 94,7% ενώ στην ίδια ταχύτητα καθώς δεν αξιοποιείται κατάλληλα το μαγνητικό κύκλωμα η απόδοση μειώνεται σημαντικά. Κατά τη φόρτιση ο βαθμός απόδοσης μεγαλώνει μέχρι του σημείου όπου η ισχύς απωλειών χαλκού και πυρήνα εξισώνονται. Υψηλότερες τιμές ρευμάτων προκαλούν μείωση της απόδοσης. Στις 2600 ΣΑΛ και σε ονομαστικό ρεύμα 18Α, όπου θεωρούνται ονομαστικές τιμές, η συνολική ισχύς απωλειών χαλκού είναι 400W, ίση με την ισχύ απωλειών πυρήνα. Σε αυτό το σημείο λειτουργίας η ισχύς των τριβών είναι ίση με 63W. Αντίστοιχα σημεία βέλτιστου βαθμού απόδοσης παρατηρούνται για όλες τις ταχύτητες λειτουργίας, όπως φαίνεται και στο σχ. 6.8.

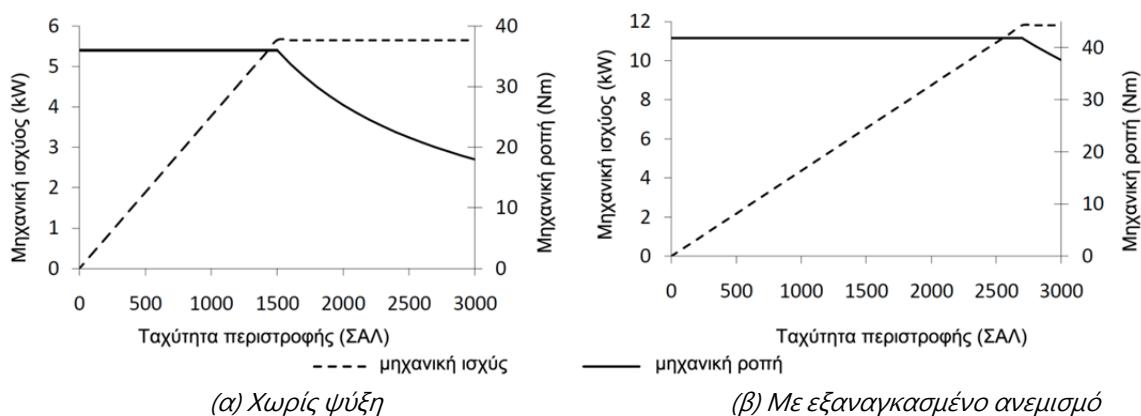


Σχήμα 6.7: Σύγκριση μετρημένου και προσομοιωμένου βαθμού απόδοσης στις 1500ΣΑΛ (100Hz)



**Σχήμα 6.8:** Μετρούμενος βαθμός απόδοσης συναρτήσεως του φορτίου για διάφορες ταχύτητες λειτουργίας.

Στην εικόνα 6.9α και 6.9β εμφανίζονται οι χαρακτηριστικές ροπής και ισχύος στην περίπτωση που η μηχανή ψύχεται με φυσικό ή εξαναγκασμένο ανεμισμό αντίστοιχα. Το προτέρημα της έκδοσης χωρίς εξαναγκασμένο ανεμισμό είναι ο μικρότερος όγκος της κατασκευής, η οποία έχει σημαντικά μειωμένο συνολικό μήκος, επιτρέποντας την χωροθέτηση στο εσωτερικό του τροχού ηλεκτρικών οχημάτων.



**Σχήμα 6.9:** Μετρούμενη μηχανική ισχύς και ροπή του δοκιμίου

**ΠΙΝΑΚΑΣ 6.1**

Quantity	Unit
Ονομαστική ισχύς, με ψύξη	5.8 kW
Ονομαστική ισχύς, χωρίς ψύξη	12.1 kW
Ροπή, συνεχής	36.5 Nm
Ροπή, μέγιστη, για 30 sec	41.0 Nm
Ονομαστικό ρεύμα φάσης	19 A
Μέγιστο ρεύμα φάσης	25 A
Εύρος ταχύτητας	0 - 2200 rpm
Μέγιστη ταχύτητα, για 30 sec	3000 rpm
Βαθμός απόδοσης %	88 - 95
Ολικό βάρος	12 kg



Στο σημείο αυτό επιβεβαιώθηκαν πειραματικά οι προσομοιώσεις κατά τη φάση σχεδίασης της μηχανής εσωτερικών μαγνητών ισχύος 12.1 kW μετρώντας αντίστοιχο δοκίμιο. Στον πίνακα 6.1 αποτυπώνονται τα σημαντικότερα λειτουργικά χαρακτηριστικά της.

Η πρωτοτυπία της συγκεκριμένης μηχανής βρίσκεται στο γεγονός ότι επιτρέπει υψηλό βαθμό απόδοσης στην πιο συνηθισμένη περιοχή λειτουργίας, χάρη στην κατάλληλη διαστασιολόγηση των μονίμων μαγνητών και διαμόρφωσης δρομέα και ταυτόχρονα διατηρείται το βάρος της συνολικής κατασκευής ιδιαίτερα χαμηλά (περίπου 12kg). Η πυκνότητα ισχύος (αναλογία ισχύος ανά κιλό) είναι ιδιαίτερα υψηλή (1kW/kg) αν ληφθεί υπόψιν η αργή ταχύτητα περιστροφής, που απαιτείται σε κινητήρες τροχούς, απ' ευθείας συζευγμένους με τον άξονα μετάδοσης.

## 6.2 ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΚΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ 63 kW

Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναπτύχθηκε μεθοδολογία σχεδίασης μηχανής υψηλής απόδοσης για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης. Σε αυτό το σημείο η μεθοδολογία αυτή επιβεβαιώνεται πειραματικά συγκρίνοντας δύο δοκίμια μηχανών, το ένα με μαγνήτες σταθερού ακτινικού μήκους (τραπεζοειδείς) και το άλλο με μαγνήτες βελτιστοποιημένου σχήματος. Μία τέτοια σύγκριση επιτρέπει την απομόνωση της συνεισφοράς των ανώτερης τάξης αρμονικών στην επίδοση και απόδοση του κκινητήρα.

Τα πειραματικά αποτελέσματα παρουσιάζονται με κατάλληλες μετρήσεις πάνω στην πρωτότυπη μηχανή που κατασκευάστηκε. Αξίζει να αναφερθεί ότι δεν παρατηρήθηκαν φαινόμενα απομαγνήτισης των μονίμων μαγνητών (MM), ακόμα και σε συνθήκες βραχυκύκλωσης.

Η μηχανή σε αυτό το σημείο μελετάται σε λειτουργία γεννήτριας ουτως ώστε να απομονωθούν οι χαμηλής τάξης αρμονικές από τις διακοπτικές στην επίδρασή τους πάνω στις απώλειες πυρήνα. Κατ' αυτό τον τρόπο προκύπτει μία αντικειμενική σύγκριση των δύο τοπολογιών δρομέων. Με αυτό τον τρόπο οι διαφορές που παρατηρούνται αποδίδονται αποκλειστικά στη συνεισφορά της βελτιστοποίησης του σχήματος μόνιμου μαγνήτη.

Η πρωτότυπη μηχανή, κάνοντας χρήση και των δύο δρομέων εναλλάξ τοποθετείται ομοαξονικά ως προς μία μηχανή συνεχούς ρεύματος, ξένης διέγερσης, ισχύος 150kW. Οι άξονες των δύο μηχανών συνδέονται μέσω συνδέσμου (κοπλερ) ώστε να μειωθούν στο ελάχιστο οι κραδασμοί λόγω μετάδοσης της ροπής. Η οδήγηση της μηχανής συνεχούς ρεύματος γίνεται μέσω ενός μετατροπέα τεσσάρων τεταρτημορίων +/- 420 V, 280 A.

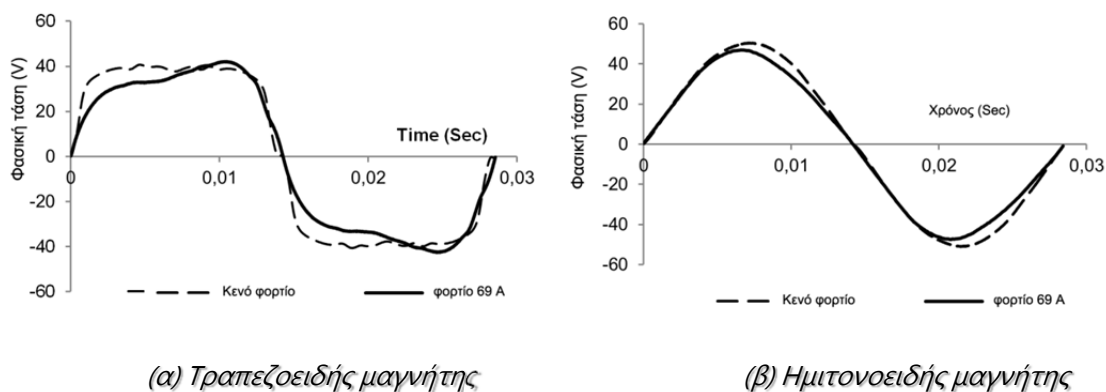
Προκειμένου να προσδιοριστούν τα λειτουργικά χαρακτηριστικά της μηχανής χρησιμοποιήθηκε μια πρωτότυπη υδρόψυκτη διάταξη αντιστάσεων υψηλής ισχύος 60kW (20kW ανά φάση). Εξ' αιτίας της ιδιαίτερα υψηλής ισχύος χρησιμοποιήθηκαν τρεις ανεξάρτητες δεξαμενές 30 λίτρων έκαστη, όπου προσέφεραν δυνατότητα μέτρησης σε φορτίο για χρονικό διάστημα περίπου 100 δευτερολέπτων. Κατόπιν το ζεστό νερό αντικαθίστατο από κρύο και το πείραμα συνεχιζόταν, προσδιρίζοντας με αυτό τον τρόπο τα διάφορα στιγμιότυπα λειτουργίας μόνιμης κατάστασης. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν και σε αυτό

το πείραμα χρησιμοποιώντας μετρητικό σύστημα προγραμματιζόμενης λογικής, όπου η πραγματική ισχύς προέκυπτε από το άθροισμα των μέσων τιμών των γινομένων των φασικών ρευμάτων με τις αντίστοιχες φασικές τάσεις στο χρόνο (ορισμός πραγματικής ισχύος), προκειμένου να ληφθούν υπόψιν οι κυματώσεις ρεύματος και τάσης και να μεγιστοποιηθεί η ακρίβεια μέτρησης.



**Σχήμα 6.10:** Πειραματική διάταξη μέτρησης κινητήρα επιφανειακών μαγνητών ισχύος 63kW

Τα φασικά ρεύματα κατά τη φόρτιση προκαλούν συσσώρευση μαγνητικού πεδίου που με τη σειρά του φέρνει σε κορεσμό τον πυρήνα σιδήρου όπως περιγράφηκε. Ως επακόλουθο της διαμόρφωσης του μαγνητικού κυκλώματος, η κυμάτωση τάσης, η οποία συνήθως οφείλεται στις αρμονικές αυλάκων, είναι ελάχιστα αντιληπτή. Καθώς αυξάνεται το ρεύμα στάτη, η μαγνητική ροή συσσωρεύεται στο ένα τμήμα του πολικού βήματος και αυτό μεταφράζεται από το χώρο (κατανομή πεδίου) στο χρόνο ως παραμόρφωση τάσης.

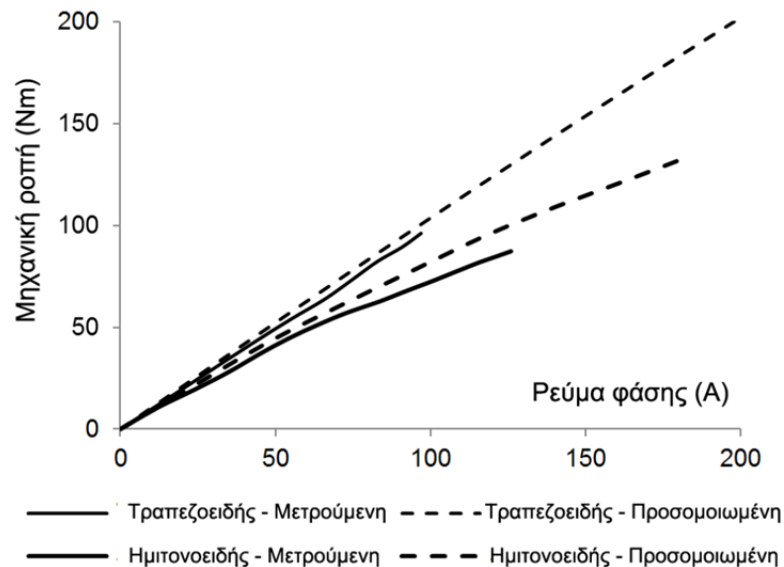


**Σχήμα 6.11:** Μετρούμενος βαθμός απόδοσης συναρτήσεσι του φορτίου για διάφορες

Στις εικόνες 6.11α και 6.11β φαίνονται οι μετρούμενες κυματομορφές τάσης για κενό και για μεσαίο φορτίο. Κατά τη δοκιμή αυτή το ρεύμα διατηρεί ακριβώς την ίδια κυματομορφή με την αντίστοιχη τάση καθώς το φορτίο είναι ωμικό.

Στο σχήμα 6.12 εμφανίζεται η μετρούμενη και προσομοιωμένη τιμή της ροπής ως συνάρτηση του ρεύματος φόρτισης για την περίπτωση τραπεζοειδούς και ημιτονοειδούς μαγνήτη αντίστοιχα. Σε αυτή την εικόνα είναι εμφανές ότι οι τραπεζοειδείς μαγνήτες ιδρύουν πεδίο διέγερσης που είναι ιδιαίτερα ανθεκτικό στην εξασθένηση καθώς μεγαλώνουν τα ρεύματα φόρτισης. Αυτό με τη σειρά του αυξάνει την ικανότητα της μηχανής να υπερφορτιστεί προσωρινά, παράγοντας επιπλέον ροπή για εφαρμογή ελέγχου σταθερής ροπής/σταθερής ισχύος (constanttorque/constantpowercontrol), όπως φαίνεται στο σχήμα 4.25.

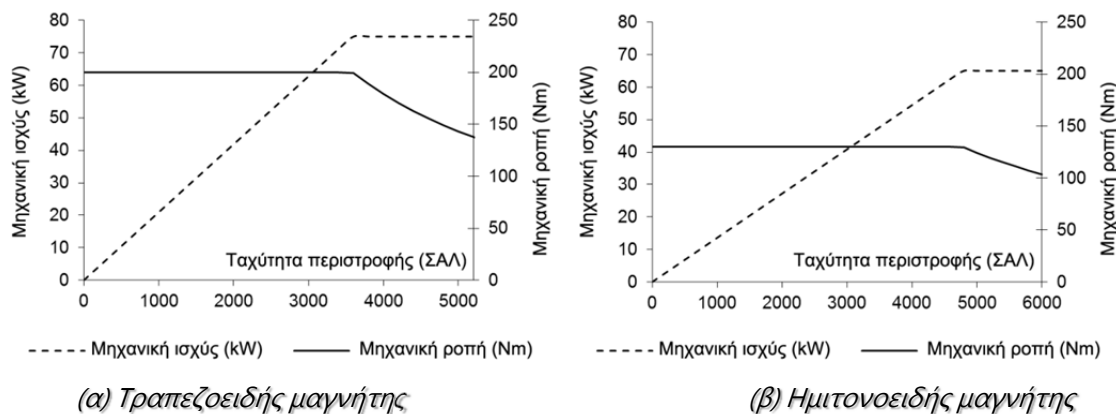
Σε αντίθεση με τους τραπεζοειδείς, ο δρομέας με τους ημιτονοειδείς μαγνήτες εξασθενεί το πεδίο διέγερσης όταν τα ρεύματα αυξηθούν, επιτρέποντας σημαντική εξασθένηση που σχετίζεται κυρίως με το λεπτό ακτινικό μήκος των μαγνητών. Αυτό έχει επίπτωση στη ροπή, όπως φαίνεται και στην εικόνα 6.13, επιτρέποντας έτσι μικρή ικανότητα υπερφόρτισης.



**Σχήμα 6.12:** Μηχανική ροπή συναρτήσει του ρεύματος φόρτισης

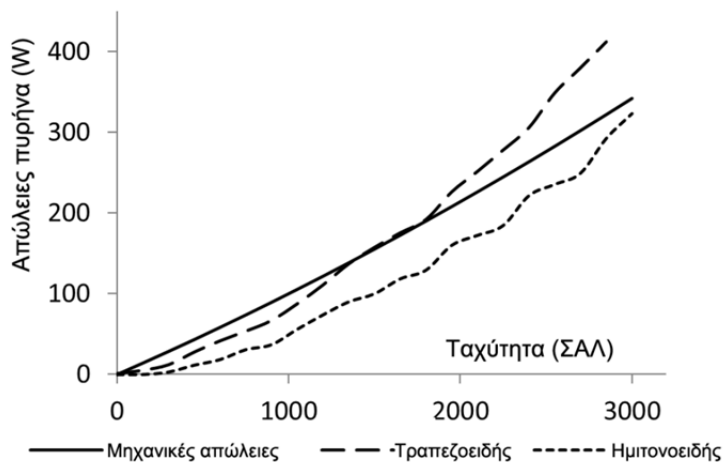
Όπως προκύπτει από την ανάλυση με τη χρήση μεθόδων πεπερασμένων στοιχείων (ΜΠΣ) τα προσομοιωμένα μεγέθη είναι εξαιρετικά κοντά στα μετρούμενα, παρά τα έντονα μη γραμμικά φαινόμενα που επικρατούν. Κύριο λόγο αποτελεί το γεγονός ότι έχουν εισαχθεί και χρησιμοποιηθεί ακριβείς χαρακτηριστικές καμπύλες των υλικών, πριν τη μοντελοποίηση με τη ΜΠΣ.

Κρίνοντας από τις καμπύλες ροπής, ο δρομέας τραπεζοειδών μαγνητών φαίνεται να υπερτερεί. Ωστόσο το προβάδισμα αυτό στρέφεται γρήγορα υπέρ του δρομέα ημιτονοειδών μαγνητών, παρατηρώντας το σχήμα 6.14, όπου παρατηρείται έντονο το θέμα των απωλειών πυρήνα, το οποίο οξύνεται καθώς η ταχύτητα αυξάνεται.



Σχήμα 6.13: Μηχανική ισχύς και ροπή για λειτουργία σταθερής ροπής/σταθερής ισχύος

Η μέτρηση των απωλειών κενού φορτίου περιέχει από κοινού τις μηχανικές και τις απώλειες σιδήρου. Προκειμένου να χωριστεί και να ποσοτικοποιηθεί η καθεμία έγινε μέτρηση των μηχανικών απωλειών πρίν την τοποθέτηση των μονίμων μαγνητών, έτσι ώστε καταγραφεί η μηχανική ισχύς των απωλειών συναρτήσει της ταχύτητας, κάνοντας χρήση ροπομέτρου ακριβείας. Οι μετρήσεις από τις μηχανικές απώλειες απεικονίζονται στο σχήμα 6.14. Οι αντίστοιχες απώλειες πυρήνα προκύπτουν από απ' ευθείας αφαίρεση των μηχανικών απωλειών από τις απώλειες κενού φορτίου. Οι μηχανικές απώλειες είναι κοινές και για τους δύο δρομείς.



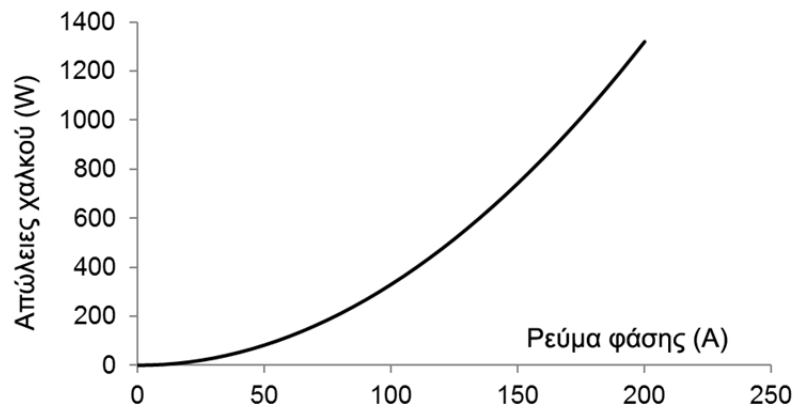
Σχήμα 6.14: Απώλειες πυρήνα και απώλειες τριβών συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής

Οι απώλειες χαλκού αντίστοιχα μπορούν να βρεθούν με απ' ευθείας μέτρηση της ωμικής αντίστασης των τυλιγμάτων των φάσεων ( $9\text{m}\Omega$ ) και το εκάστοτε ρεύμα φάσης. Κατ' αυτό τον τρόπο σχηματίζεται η καμπύλη συνολικών απωλειών χαλκού ως προς το ρεύμα φορτίου (σχ.6.15). Καθώς αυξάνεται το ρεύμα φόρτισης η απόδοση αυξάνει μέχρι του σημείου όπου οι απώλειες χαλκού εξισώνονται με τις απώλειες πυρήνα. Περαιτέρω αύξηση του ρεύματος οδηγεί σε μείωση του βαθμού απόδοσης διότι οι απώλειες χαλκού γίνονται δυσανάλογα μεγάλες σε σύγκριση με την επιπλέον ισχύ που προσδίδουν.

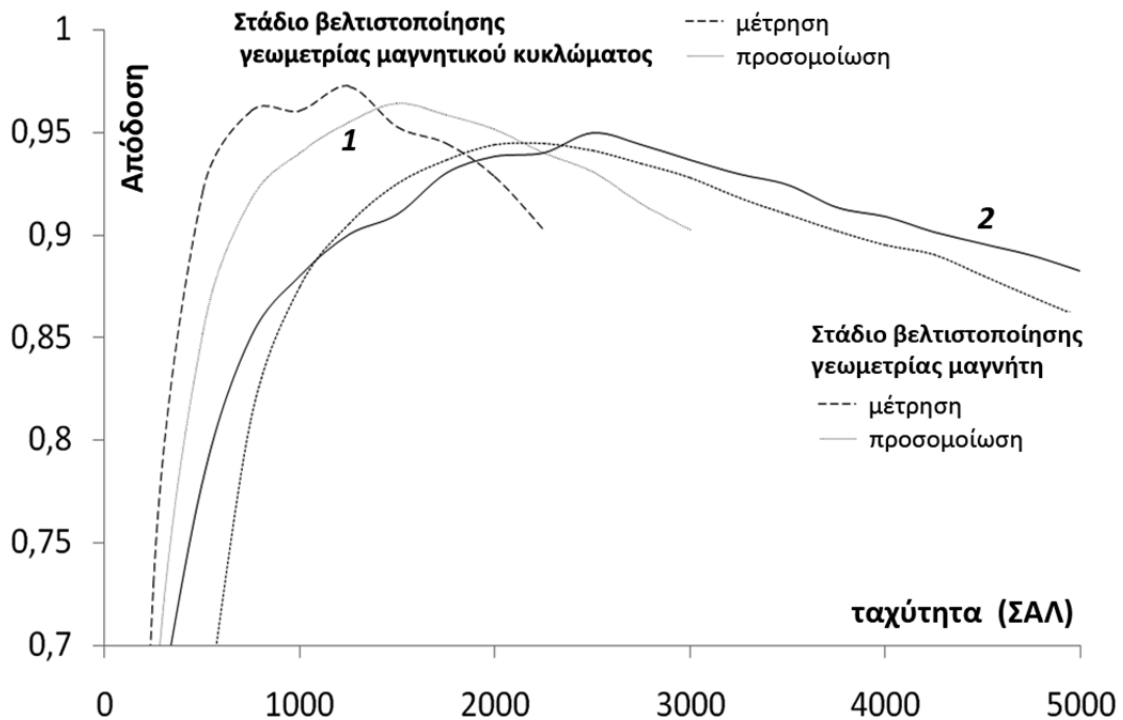
Το σχήμα 6.16 απεικονίζει το βαθμό απόδοσης των δύο τοπολογιών (τραπεζοειδείς και ημιτονοειδείς μαγνήτες) συναρτήσει της ταχύτητες περιστροφής για ονομαστική τιμή

ρευμάτων στάτη (120A ανά φάση). Λόγω της εξισορρόπησης απωλειών χαλκού και πυρήνα, και οι δύο περιπτώσεις παρουσιάζουν εξαιρετικό βαθμό απόδοσης.

Όπως φαίνεται σε αυτό το γράφημα, οι τραπεζοειδείς μαγνήτες δίνουν πιο βελτιωμένο βαθμό απόδοσης σε ένα συγκεκριμένο εύρος λειτουργίας, ωστόσο επειδή οι απώλειες πυρήνα αυξάνονται σημαντικά με την ταχύτητα, αυτός μειώνεται σημαντικά. Σε αντίθεση, οι ημιτονοειδείς μαγνήτες επιτρέπουν καλύτερη διαχείριση των απωλειών λόγω αρμονικών διακένου (χαμηλής τάξης) το οποίο επιβραβεύει την αποδοτική λειτουργία σε αρκετά υψηλότερες ταχύτητες, εξασφαλίζοντας απόδοση μεγαλύτερη από 90% για ένα αρκετά μεγάλο εύρος ταχύτητας. Κατά συνέπεια, η ημιτονοειδής κατανομή πεδίου προκαλεί πιο δελεαστική λύση για συστήματα μεταβλητών στροφών όπως είναι αυτό του ηλεκτρικού αυτοκινήτου.



Σχήμα 6.15: Συνολικές απώλειες χαλκού συναρτήσει του φασικού ρεύματος



Σχήμα 6.16: Βαθμός απόδοσης συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής

Τα σχήματα 6.13α και 6.13β απεικονίζουν τη συμπεριφορά των δοκιμών υπό λειτουργία σταθερής ροπής/σταθερής ισχύος. Τα πειραματικά αποτελέσματα δείχνουν ότι οι μηχανές είναι ικανές να αποδώσουν 74 και 63kW μηχανικής ισχύος. Το συνολικό βάρος των κατασκευών έχει διατηρηθεί αρκετά χαμηλό (περίπου 66 κιλά) δίνοντας έναν πολύ καλό συντελεστή πυκνότητας ισχύος που είναι 1.5 και 1.28 HP/kg για τις αντίστοιχες περιπτώσεις τραπεζοειδούς και ημιτονοειδούς κατανομής πεδίου.



Σχήμα 6.17: Τοποθέτηση του κινητήρα ισχύος 63kW σε ένα πειραματικό SmartForTwo®

#### ΠΙΝΑΚΑΣ 6.2

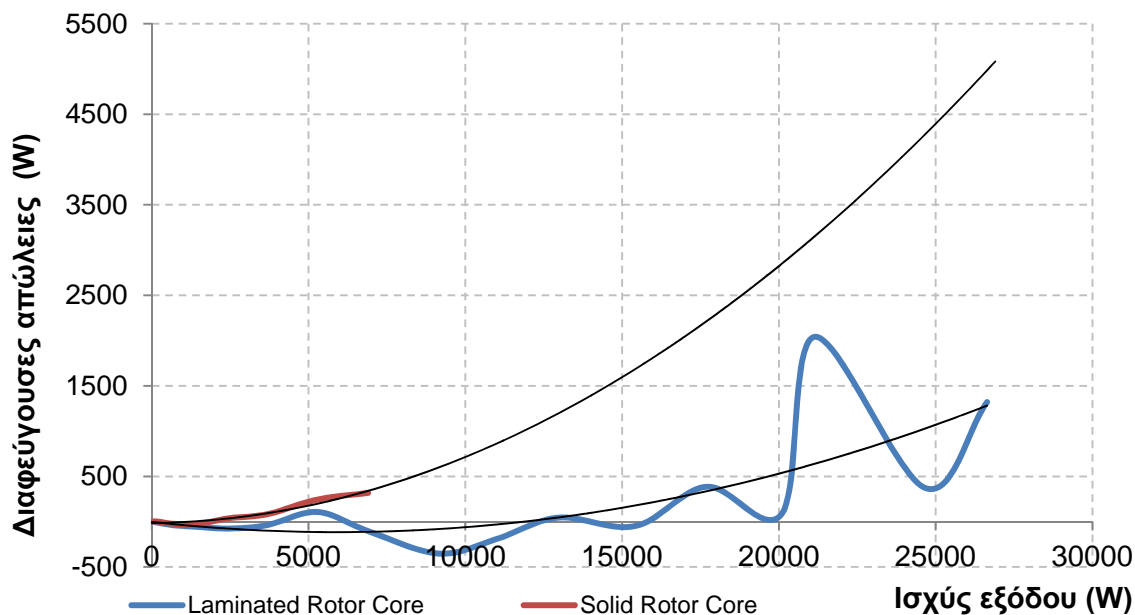
Κινητήρας τραπεζοειδούς ΗΕΔ	
Είδος κινητήρα	4 pole - 3phase PM synchronous
Ονομαστική μηχανική ισχύς	74 kW (100 HP)
Ροπή, συνεχής	120.0 Nm
Ροπή, υπερφόρτιση	210.0 Nm (for 150 sec)
Είδος τροφοδότησης	3phase Inverter
Φασική τάση, ονομαστική λειτουργία	250V
Ονομαστικό ρεύμα	128 A
Μέγιστο φασικό ρεύμα	220 A
Ταχύτητα	0 - 5000 rpm
Συντελεστής πυκνότητας ισχύος	1,52 HP/kg
Βαθμός απόδοσης (%)	89% @ 20% load - 97% @ 70% load
Συνολικό βάρος	66 kg
Κινητήρας ημιτονοειδούς ΗΕΔ	
Είδος κινητήρα	4 pole - 3phase PM synchronous
Ονομαστική μηχανική ισχύς	63 kW (84 HP)
Ροπή, συνεχής	101.0 Nm
Ροπή, υπερφόρτιση	130.0 Nm (for 150 sec)
Είδος τροφοδότησης	3phase Inverter
Φασική τάση, ονομαστική λειτουργία	250V
Ονομαστικό ρεύμα	128 A
Μέγιστο φασικό ρεύμα	150 A
Ταχύτητα	0 - 6200 rpm
Συντελεστής πυκνότητας ισχύος	1,52 HP/kg
Βαθμός απόδοσης (%)	91% @ 20% load - 94% @ 70% load
Συνολικό βάρος	66 kg

Η υψηλή ικανότητα υπερφόρτισης της μηχανής τραπεζοειδούς κατανομής την καθιστά καταλληλότερη για απευθείας ζεύξη της στους κινητήρες ηλεκτρικών οχημάτων, όπου απαιτείται μεγάλη πυκνότητα ροπής, ενώ η ταχύτητα είναι σχετικά περιορισμένη. Από τη συνδυασμένη παρατήρηση των καμπυλών 6.13 και 6.16 παρατηρείται ότι η μηχανή ημιτονοειδούς κατανομής δεν έχει την ίδια ικανότητα υπερφόρτισης, ωστόσο παρουσιάζει εξαιρετική ευελιξία σε ταχύτητα, λόγω της υψηλής μέσης απόδοσης σε όλο το εύρος λειτουργίας, θυσιάζοντας μόνο ένα μικρό ποσοστό της ροπής της. Αυτό επιτρέπει βέλτιστη αξιοποίηση της περιορισμένης ενέργειας που είναι αποθηκευμένη στη μπαταρία των ηλεκτρικών οχημάτων. Στον πίνακα 6.2 συγκεντρώνονται τα σημαντικότερα λειτουργικά χαρακτηριστικά για τις δύο διαμορφώσεις δρομέα.

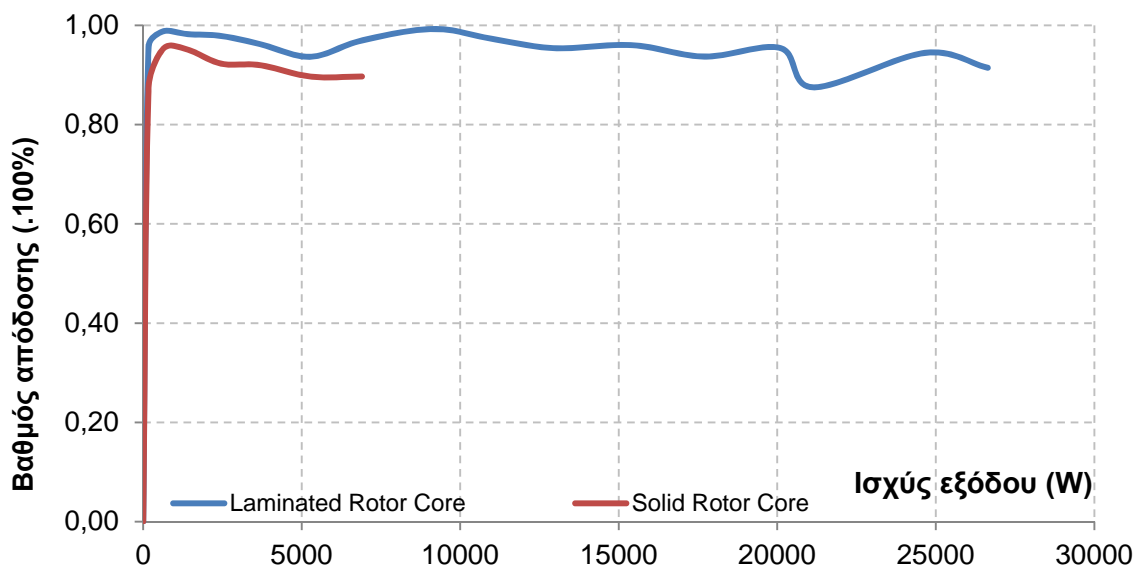
### 6.3 ΔΙΑΦΕΥΓΟΥΣΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΚΑΤΑ ΤΗ ΦΟΡΤΙΣΗ

Διαφεύγουσες θεωρούνται οι απώλειες που δεν μπορούν να μοντελοποιηθούν με την υπάρχουσα τεχνολογική στάθμη, οι οποίες κάνουν την εμφάνισή τους κατά τη φόρτιση της μηχανής, και προσδιορίζονται μόνο πειραματικά. Αυτές οι απώλειες αποδίδονται κυρίως σε δινορρέυματα λόγω αρμονικών ανώτερης τάξης και παίζουν καθοριστικό ρόλο καθώς η ταχύτητα και η φόρτιση της μηχανής αυξάνονται ταυτόχρονα. Η συνάρτηση των διαφευγουσών απωλειών μπορεί να προσεγγισθεί ικανοποιητικά ως πολυωνυμική δεύτερου βαθμού, ως προς την ισχύ, σε δοκιμές που έγιναν με ταυτόχρονη αύξηση της ταχύτητας και του ρεύματος φορτίου. Οι διαφεύγουσες απώλειες εκφράζονται ως η διαφορά των μετρούμενων απωλειών από τις προσδοκώμενες απώλειες.

Στην προκειμένη περίπτωση οι διαφεύγουσες απώλειες του κινητήρα ως προς τη φόρτιση φαίνονται στο σχήμα 6.18, ενώ στο σχήμα 6.19 παρουσιάζονται οι αντίστοιχοι βαθμοί απόδοσης σε περιπτώσεις συμπαγούς και ελασματοποιημένου δρομέα, αντίστοιχα. Οι συγκεκριμένες δοκιμές έγιναν για τους δύο δρομείς με πανομοιότυπο τρόπο. Ωμικές αντιστάσεις σταθερής τιμής συνδέθηκαν σε αστέρα και ως συμμετρικό φορτίο εν συνεχεία στις φάσεις της μηχανής. Οι αντιστάσεις είναι εμβαπτιζόμενες σε μεγάλα δοχεία νερού και επιτρέπουν για περιορισμένο χρόνο ανάπτυξη ισχύος ανά φάση έως και 20 kW. Το σενάριο μέτρησης προέβλεπε σταδιακή αύξηση της ταχύτητας και λήψη μετρήσεων ανά συγκεκριμένες ισαπέχουσες τιμές. Κατ' αυτό τον τρόπο η ισχύς αυξανόταν περίπου σε τετραγωνικά ως προς την ταχύτητα, αφού αυξάνονταν ταυτόχρονα με γραμμικό τρόπο οι φασικές τάσεις και τα φασικά ρεύματα ως προς την ταχύτητα περιστροφής. Όπως αναμενόταν, είναι σημαντική η μείωση των διαφευγουσών απωλειών με τη χρήση ελασματοποιημένου δρομέα. Σημαντικό είναι επίσης να αναφερθεί πως η διαφορά των δύο καμπυλών του σχ. 6.18 είναι η θερμότητα που αναπτύσσεται στο δρομέα αποκλειστικά, μόνο λόγω της ύπαρξης συμπαγούς πυρήνα σιδήρου.



Σχήμα 6.18: Μετρούμενες διαφεύγουσες απώλειες ως προς την ισχύ εξόδου.



Σχήμα 6.19: Μετρούμενος βαθμός απόδοσης ως προς την ισχύ εξόδου

Η αύξηση της θερμοκρασίας στον δρομέα πρέπει να αποφεύγεται όσο το δυνατόν, διότι οι μόνιμοι μαγνήτες είναι ιδιαίτερα ευαίσθητοι στην αύξηση της θερμοκρασίας ενώ ταυτόχρονα η ψύξη του είναι ιδιαίτερα περιορισμένη. Συνεπώς, εφόσον πρόκειται για μηχανή μεταβλητών στροφών και για μεγάλες ταχύτητες, ο ελασματοποιημένος δρομέας προσφέρει δύο σημαντικά πλεονεκτήματα: χαμηλότερες απώλειες πυρήνα και καλύτερη στήριξη των μαγνητών, λόγω της διαμόρφωσης δοντιών συγκάτησης κατά την κοπή του πυρήνα.





Σχήμα 6.20: Πειραματική διάταξη κινητήρα τροχού επιφανειακών μαγνητών πλήρους βήματος



Σχήμα 6.21: Πειραματική διάταξη κινητήρα τροχού επιφανειακών μαγνητών κλασματικού βήματος

## 6.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] K. Laskaris and A. Kladas, “Permanent Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 3776-3783, no. 9, Sep. 2011.
- [2] K. Laskaris and A. Kladas, “Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.
- [3] K. Laskaris, E. Theodorou, V. Papanikolaou and A. Kladas, “High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor design for Light Electric Vehicle Applications”, accepted for publication in the Journal of Materials Science Forum.
- [4] K. Laskaris, A. Kladas, “ Permanent magnet geometry optimization for surface PM motor with maximum power density by using a particular Vernier technique”, *Proceedings of the COMPUMAG 2011 Conference*, Sydney, Australia, 12-15 Jul 2011, Paper ID CMP-700
- [5] K. Laskaris, Efrosyni Theodorou, Vasilios Papanikolaou and A. Kladas, “High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor design for Light Electric Vehicle Applications”, *Proceedings of the 7<sup>th</sup> Japanese-Mediterranean and Central European Workshop*, Budapest, Hungary, 5-8 Jul 2011, Paper ID: P20.
- [6] K. Laskaris, Antonios Chaniotis and A. Kladas, “ High performance traction motor design and construction for small passenger electric car”, *Proceedings of the XIX International Conference on Electrical Machines*, Rome, Italy, 6-8 Sep 2010, Paper ID RD-013854
- [7] K. Laskaris and A. Kladas, “Permanent magnet shape optimization for high efficiency electric traction motors”, *Proceedings of the 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation CEF2010*, Chicago, USA, 9-12 May 2010, Paper ID 1758
- [8] K. Laskaris and A. Kladas, “Comparison of Internal and Surface Permanent Magnet Motor Topologies for Electric Vehicle Applications”, *Proceedings of the 8th Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium, 2009, ELECTROMOTION 2009*.
- [9] K. Laskaris, Anastasios G. Vichos and A. Kladas, “Permanent Magnet Wheel Motor for Electric Vehicle Applications”, *Proceedings of the COMPUMAG 2009 Conference*, Florianopolis, Brazil, 22-26 Nov 2009, Paper ID CMP-700
- [10] K. Laskaris and A. Kladas, “High Torque Internal Permanent Magnet Motor for Electric Traction Applications”, *Proceedings of the XVIII International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, 6-9 September 2008, Paper ID 1428.

## Οδήγηση κινητήρων μονίμων μαγνητών υπό Ελεγχόμενη Υπερφόρτιση – Σταθερή Ισχύ (Over-Torque/Constant-Power control)

### 7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Κατά το σχεδιασμό και τη βελτιστοποίηση ενός κινητήρα λαμβάνονται υπόψη χαρακτηριστικά όπως η ροπή, η πυκνότητα ισχύος ή ο βαθμός απόδοσης, για μία συγκεκριμένη περιοχή λειτουργίας ή για ένα εύρος ταχύτητας και φορτίου. Αυτή η προσέγγιση ωστόσο δεν είναι επαρκής για το βέλτιστο σχεδιασμό ενός κινητηρίου συστήματος για όχημα.

Η κίνηση ενός οχήματος χαρακτηρίζεται στη συντριπτική πλειοψηφία των περιπτώσεων από μεταβατικές καταστάσεις. Το κινητήριο σύστημα ενός ηλεκτρικού οχήματος πρέπει να είναι τόσο ισχυρό ώστε να μπορεί να δώσει την κατάλληλη επίδοση κατά την επιτάχυνση. Ωστόσο ένα ισχυρό κινητήριο σύστημα μπορεί να επιτρέπει χειρότερη επίδοση σε σύγκριση με ένα άλλο, μικρότερης ισχύος, λόγω της κακής προσαρμογής της ισχύος κατά την επιτάχυνση. Με άλλα λόγια, η βελτιστοποίηση όπως παρουσιάστηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, αποσκοπεί στη μεγιστοποίηση της ισχύος, υπό κάποιους περιορισμούς, ενώ στο συγκεκριμένο κεφάλαιο απασχολεί η μεγιστοποίηση της μέσης ισχύος σε όλο το φάσμα ταχύτητας.

### 7.2 ΒΕΛΤΙΣΤΗ ΑΞΙΟΠΟΙΗΣΗ ΙΣΧΥΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Στην προηγούμενη εφαρμογή πραγματοποιήθηκε προκαταρκτικός σχεδιασμός ενός κινητηρίου συστήματος μικρής κλίμακας, με στόχο τη βελτιστοποίηση του βαθμού απόδοσης, καθώς το κινητήριο σύστημα προοριζόταν για διαγωνισμό οικονομίας. Σε αυτή την περίπτωση, η υπερδιαστασιολόγηση του κινητήρα ήταν απαραίτητη, προκειμένου να υπάρχει δυνατότητα εκκίνησης και επιτάχυνσης. Καθώς επρόκειτο για εφαρμογή ισχύος κλασματικού ίππου (fractional horse power), όπου το κόστος δεν έχει πρωτεύουσα σημασία, η υπερδιαστασιολόγηση αυτή δεν επηρέασε το σχεδιασμό. Στην πράξη όμως αποτελεί όμως σημαντικό μειονέκτημα όταν πρόκειται για κινητήριο σύστημα πλήρους κλίμακας, διότι επηρεάζει σημαντικά στις διαστάσεις, το βάρος και το κόστος.

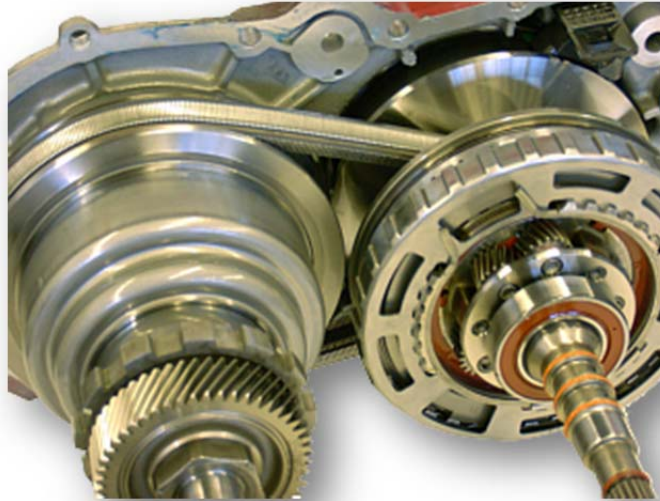
Εναλλακτικά στη χρήση κινητήρων, απευθείας συζευγμένων στους τροχούς, το κιβώτιο ταχυτήτων παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα σε ότι αφορά την αξιοποίηση της διαθέσιμης ισχύος ενός κινητηρίου συστήματος μεταβλητών στροφών. Τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας απαιτούν συνεχή μετατροπή της ροπής και ταχύτητας και γιαυτό είναι επιθυμητό, προκειμένου να μειωθούν οι γεωμετρικές διαστάσεις και το βάρος του κινητηρίου συστήματος, να προσεγγιστεί η καμπύλη σταθερής ισχύος, σε όλο το φάσμα ταχύτητας λειτουργίας, όσο το δυνατόν καλύτερα. Αυτό μεταφράζεται από πλευράς καμπύλης ροπής, ως υπερβολή, όπως φαίνεται στην (7.1).

$$\left. \begin{array}{l} T = \frac{P}{\omega} \\ P = \text{σταθερή} \end{array} \right\} \Leftrightarrow T(\omega) = \frac{P}{\omega} \quad (7.1)$$

Οι μηχανές μονίμων μαγνητών, όπως προαναφέρθηκε, προτιμώνται στην αυτοκινητοβιομηχανία λόγω του υψηλού βαθμού απόδοσης, υψηλής πυκνότητας ισχύος και συνολικά υψηλών επιδόσεων του κινητηρίου συστήματος. Στην ενότητα 2.3 αναφέρθηκε ότι ο κινητήρας τροχός ελαχιστοποιεί τις απώλειες μετάδοσης κίνησης, ταυτόχρονα όμως είναι δύσκολο να επιτευχθεί υψηλή πυκνότητα ισχύος, λόγω της χαμηλής ταχύτητας, που περιορίζεται από την 1:1 ζεύξη με τον τροχό. Προκειμένου να επιτευχθεί υψηλή πυκνότητα ισχύος απαιτείται ύπαρξη κάποιας σχέσης μετάδοσης, ουσιαστικά μειωτήρα στροφών, που θα επιτρέψει την ανάπτυξη υψηλής ταχύτητας περιστροφής στον κινητήρα, πολλαπλασιάζοντας τη ροπή που αναπτύσσεται στους τροχούς.

Οι ηλεκτρικές μηχανές μονίμων μαγνητών, έχουν ένα ακόμη πλεονέκτημα, αυτό της σημαντικής προσωρινής υπερφόρτισης. Η προσωρινή υπερφόρτιση, σε χαμηλή ταχύτητα περιστροφής, επιτρέπει, για μικρά χρονικά διαστήματα, τη σημαντική αύξηση της ροπής, προκειμένου να προσεγγιστεί όσο το δυνατόν καλύτερα η υπερβολική καμπύλη.

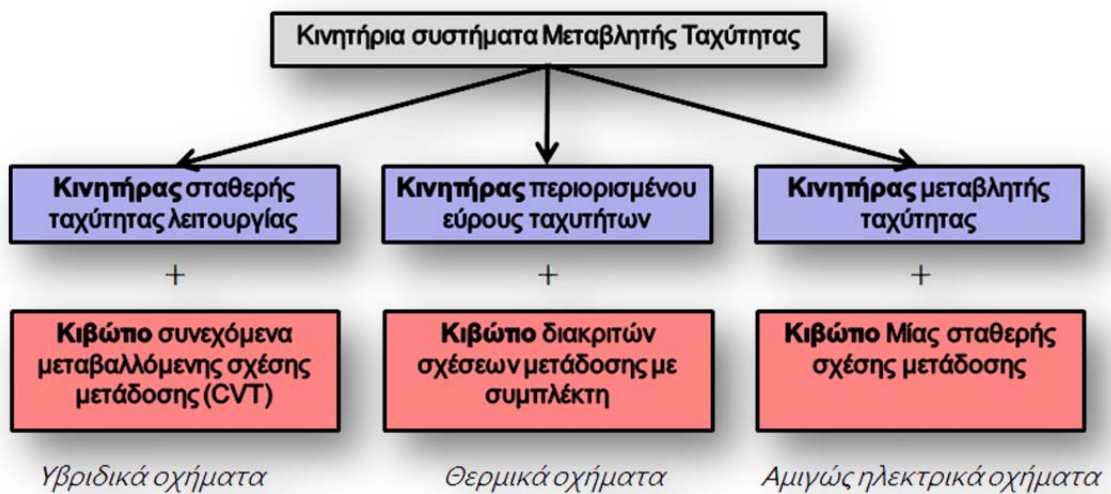
Παραδοσιακά μια μηχανή εσωτερικής καύσης είναι ανίκανη να αποδώσει ροπή εκκίνησης, ενώ η ροπή της είναι ιδιαίτερα περιορισμένη σε χαμηλές ταχύτητες (ρελαντί). Αυτός είναι και ο πρώτος παράγοντας που εδραίωσε το κιβώτιο ταχυτήτων στα οχήματα. Σημαντικά μειονεκτήματα της χρήσης κιβωτίου ταχυτήτων με συμπλέκτη αποτελούν οι επιπλέον απώλειες κατά τη μετάδοση της κίνησης, ο χρόνος απόκρισης μεταξύ αλλαγών ταχυτήτων, που μειώνει την επίδοση του κινητηρίου συστήματος και η πολυπλοκότητα του συστήματος μετάδοσης, που αυξάνει το κόστος, μειώνει την αξιοπιστία και απαιτεί συντήρηση. Ωστόσο, το κιβώτιο ταχυτήτων εισάγει ένα σημαντικό πλεονέκτημα, καθώς επιτρέπει την άριστη μετατροπή της ισχύος, είτε αυξάνοντας τη ροπή εις βάρος της ταχύτητας είτε αντίθετα, οδηγώντας σε μεγιστοποίηση του γινομένου ροπής/ταχύτητας στο μεγαλύτερο φάσμα λειτουργίας. Η ιδανική περίπτωση είναι αυτή όπου η ροπή έχει καμπύλη όπως περιγράφεται από τη 7.1, όπου το κινητήριο σύστημα μπορεί συνεχώς να αποδίδει τη μέγιστη ισχύ του, όπου βελτιώνεται σημαντικά η επίδοση του οχήματος.



**Σχήμα 7.1:** Σύστημα συνεχώς μεταβαλλόμενης σχέσης μετάδοσης (CVT) [7.23]

Νεότερες εκδόσεις κιβωτίου ταχυτήτων αποτελεί το σύστημα συνεχόμενης μεταβολής της σχέσης μετάδοσης (CVT), ευρέως συναπαντώμενο στα υβριδικά κινητήρια συστήματα. Σε αυτό το σύστημα, η μετάδοση γίνεται μέσω ενός ισχυρού μάντα τριβής, εξαλείφοντας με αυτό τον τρόπο μερικά μειονεκτήματα των παραδοσιακών κιβωτίων ταχυτήτων. Τα CVT επιτρέπουν τη μεταβολή της σχέσης μετάδοσης κατά τρόπο όπου η μηχανή λειτουργεί μόνο στην επιθυμητή περιοχή ταχύτητας. Ωστόσο τα συστήματα CVT είναι ιδιαίτερα ακριβά, έχουν χαμηλότερο βαθμό απόδοσης σε σύγκριση με τα συμβατικά κιβώτια ταχυτήτων και προσθέτουν σημαντική πολυπλοκότητα στον έλεγχο του συστήματος.

Τα κινητήρια συστήματα μεταβλητής ταχύτητας μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε τρεις κατηγορίες (σχ. 7.2) :



**Σχήμα 7.2:** Κινητήρια συστήματα μεταβλητής ταχύτητας για οχήματα

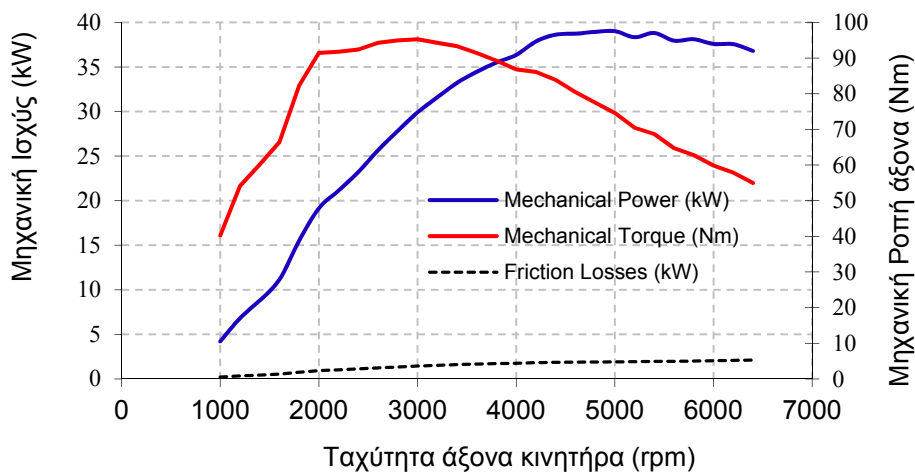
- Κινητήρας σταθερής ταχύτητας λειτουργίας με σύστημα συνεχώς μεταβαλλόμενης σχέσης μετάδοσης
- Κινητήρας περιορισμένου εύρους ταχύτητας λειτουργίας με σύστημα διακριτών σχέσεων μετάδοσης
- Κινητήρας μεταβλητής ταχύτητας λειτουργίας με σύστημα μιας σταθερής σχέσης μετάδοσης

Οι τρεις παραπάνω κατηγορίες αποσκοπούν στη βέλτιστη προσέγγιση της ισο-ισχυρής καμπύλης ή εντελώς συνώνυμα, της υπερβολικής καμπύλης ροπής. Οποιοδήποτε κινητήριο σύστημα σήμερα κατατάσσεται σε κάποια από αυτές τις κατηγορίες.

Στη συνέχεια γίνεται ανάλυση τόσο της χρήσης κιβωτίου πολλών σχέσεων μετάδοσης όσο και μονής σχέσης μετάδοσης. Ωστόσο επειδή κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της διατριβής θεωρήθηκε σκόπιμο να μελετηθεί η τρίτη κατηγορία, διότι κρίθηκε πως θα επικρατήσει έναντι των άλλων δύο, λόγω των σημαντικών πλεονεκτημάτων στο άμεσο μέλλον, γιαυτό το λόγο σε αυτό το κεφάλαιο ασχολούμαστε εκτενέστερα με τη βέλτιστη αξιοποίηση της ισχύος του κινητηρίου συστήματος κάνοντας χρήση μίας σταθερής σχέσης μετάδοσης.

### 7.2.1 Μετάδοση με χρήση κιβωτίου πολλών σχέσεων (switching gear box)

Σε ένα κινητήριο σύστημα με χρήση κιβωτίου πολλών σχέσεων (SWG) η ροπή του κινητήρα πολλαπλασιάζεται ούτως ώστε να αναπτυχθεί η μέγιστη δυνατή ροπή στους τροχούς. Στο σχ. 7.3 απεικονίζεται η καμπύλη ροπής και ισχύος ενός θερμικού κινητήρα 600cc turbo ισχύος 55 ίππων, ο οποίος είναι εγκατεστημένος στην εργοστασιακή έκδοση του SmartforTwo.



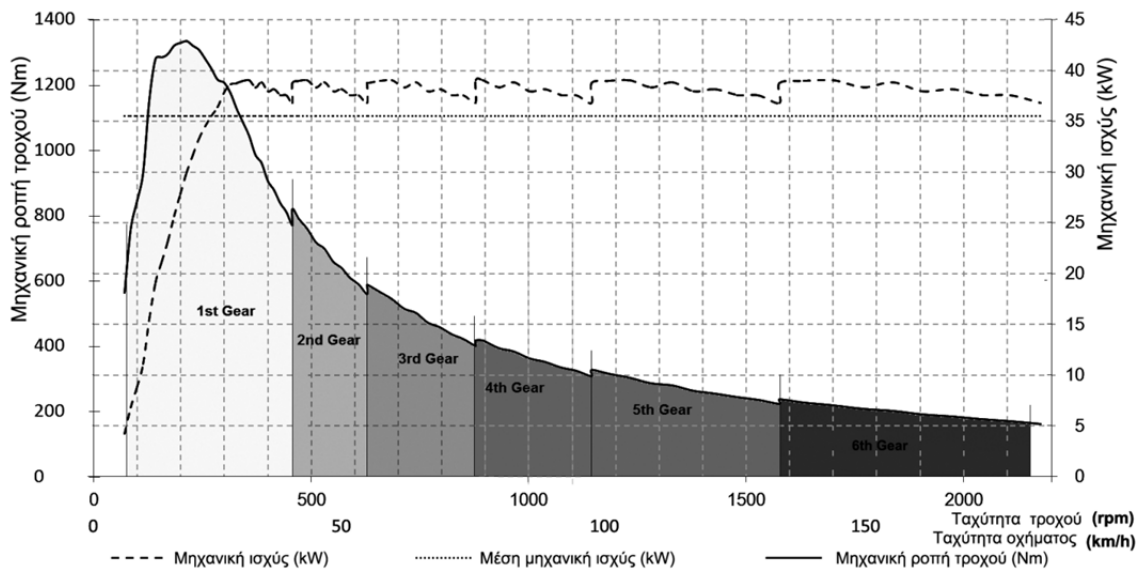
**Σχήμα 7.3:** Αναπαράσταση δυνάμεων που επενεργούν κατά την πρόωση του οχήματος

Ο θερμικός κινητήρας φαίνεται στο σχ. 7.3 –αριστερά, ο οποίος είναι συνδεδεμένος σε κιβώτιο ταχυτήτων 6 σχέσεων, του οποίου οι σχέσεις μετάδοσης φαίνονται στον πίνακα 7.1.

Ταχύτητα κιβωτίου	Σχέση μετάδοσης
1 <sup>η</sup> Ταχύτητα	14.00 : 1
2 <sup>η</sup> Ταχύτητα	10.18 : 1
3 <sup>η</sup> Ταχύτητα	7.29 : 1
4 <sup>η</sup> Ταχύτητα	5.59 : 1
5 <sup>η</sup> Ταχύτητα	4.06 : 1
6 <sup>η</sup> Ταχύτητα	2.94 : 1

**Πίνακας 7.1** Τιμές σχέσεων μετάδοσης σε κιβώτιο ταχυτήτων του πειραματικού οχήματος *Smart for Two*

Η συνδυασμένη λειτουργία κινητήρα-κιβωτίου, οδηγούν στη χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-στροφών και ισχύος-στροφών που φαίνονται αντίστοιχα στο σχ. 7.4. Όπως είναι αναμενόμενο η 1<sup>η</sup> ταχύτητα με σχέση μετάδοσης 14:1 αποδίδει στους τροχούς 1350 Nm. Αξίζει να σημειωθεί ότι το όριο πρόσφυσης ανά τροχό για συμβατικό όχημα είναι περίπου 800 Nm. Σταδιακά και καθώς η ταχύτητα του οχήματος αυξάνεται, η ροπή υποβιβάζεται ώστε η ισχύς να διατηρείται σχεδόν σταθερή. Στο σχ. 7.4 παρουσιάζεται η καμπύλη ροπής στους τροχούς και η ισχύς αντίστοιχα για αλλαγή ταχυτήτων σε βέλτιστες συνθήκες, προκειμένου να μεγιστοποιείται το εμβαδόν που είναι γραμμοσκιασμένο με διαφορετικές διαβαθμίσεις.



**Σχήμα 7.4:** Μεταβολή ισχύος και ροπής στους τροχούς με την ταχύτητα

Παρατηρώντας το σχ. 7.4 συμπεραίνεται ότι η καμπύλη ροπής έχει σχήμα που προσεγγίζει υπερβολή. Σε αυτή την περίπτωση η καμπύλη ισχύος προσεγγίζει σταθερή τιμή. Όσο περισσότερο προσεγγίζει η καμπύλη ροπής την υπερβολή τόσο περισσότερο προσεγγίζει η μέση ισχύς (διακεκομμένη με τελείες) την μέγιστη τιμή της (διακομμένη με παύλες) στο σχ. 7.4.



**Σχήμα 7.5:** Προσαρμογή ηλεκτροκινητήρα μονίμων μαγνητών στη θέση του θερμικού στο όχημα Smart

Υπό αυτό το συλλογισμό ορίζεται ο συντελεστής χρησιμοποίησης της ισχύος  $PUC$  ενός κινητηρίου συστήματος που εκφράζει ακριβώς αυτή την ικανότητα προσέγγισης της καμπύλης ροπής και ισχύος όπως περιγράφεται στην (7.1). Ο συντελεστής αυτός παίρνει τιμές από 0 έως 1. Όταν ο συντελεστής αξιοποίησης ισχύος  $PUC$  είναι ίσος με τη μονάδα, τότε εκμεταλλευόμαστε πλήρως την επίδοση του κινητηρίου συστήματος και δεν απαιτείται υπερδιαστασιολόγηση. Σε κάθε άλλη περίπτωση ο  $PUC$  εκφράζει το ποσοστό χρησιμοποίησης και είναι άμεσα συνδεδεμένος με την υπερδιαστασιολόγηση που απαιτείται.

Η μαθηματική έκφραση του συντελεστή χρησιμοποίησης ισχύος φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$PUC = \frac{1}{P_{nom}} \cdot \frac{1}{(\omega_{max} - \omega_0)} \cdot \int_{\omega_0}^{\omega_{max}} T_m(\omega) \cdot \omega d\omega \quad (7.2)$$

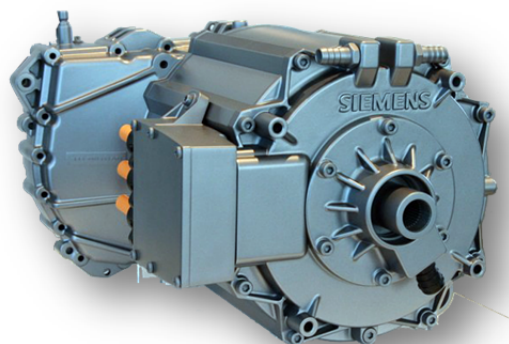
Ο υπολογισμός της μέσης ισχύος πραγματοποιείται με την ολοκλήρωση της καμπύλης ροπής του σχ. 7.4 όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$\bar{P} = \sum_{k=1}^6 \left\{ \frac{1}{(\omega_{k,b} - \omega_{k,a})} \cdot \int_{\omega_{k,a}}^{\omega_{k,b}} T_m(\omega) \cdot \omega d\omega \right\} \quad (7.3)$$

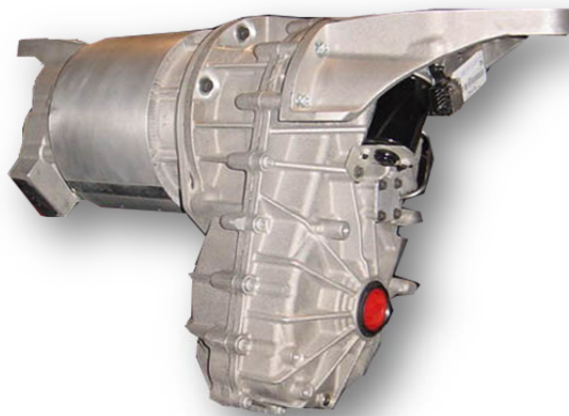
όπου τα έξι αθροίσματα αντιπροσωπεύουν το εμβαδόν για την κάθε ταχύτητα - σχέση μετάδοσης- όπου  $k$  η  $k^{στη}$  σχέση του κιβωτίου ταχυτήτων που περιγράφεται στον Πίνακα 1 και  $\omega_{k,a}$  και  $\omega_{k,b}$  οι ταχύτητες περιστροφής (ΣΑΛ) της μηχανής στην οποία πραγματοποιείται αλλαγή ταχύτητας κιβωτίου. Η αλλαγή της ταχύτητας στο κιβώτιο μετάδοσης είναι σημαντικός παράγοντας που επηρεάζει σημαντικά τον  $PUC$  και ως εκ τούτου την επίδοση. Αντικαθιστώντας την τιμή της μέσης ισχύος που προκύπτει από τη σχέση (7.2) στην (7.3) προκύπτει ο συντελεστής αξιοποίησης ισχύος για αυτό το κινητήριο



σύστημα. Τα συγκριτικά μεγέθη παρουσιάζονται στον Πίνακα 7.2 σε επόμενη υποενότητα. Στη συνέχεια αναλύεται η χρήση μονής σχέσης μετάδοσης σε κινητήρες μονίμων μαγνητών και αξιολογείται σύμφωνα με το δείκτη *PUC*.



Σχήμα 7.6: Σύστημα κινητήρα-κιβωτίου μετάδοσης μονής σχέσης – Siemens® [7.24]



Σχήμα 7.7: Σύστημα κινητήρα-κιβωτίου μετάδοσης δύο σχέσεων – TeslaMotors® [7.25]



Σχήμα 7.8: Κινητήρας ΜΜ του ΕΜΠ και κιβώτιο μετάδοσης 6 σχέσεων - SmartforTwo®.

### 7.2.2 Μία και σταθερή σχέση μετάδοσης (*single gear transmission*)

Το σύστημα κίνησης με μονή σχέση μετάδοσης (SGT) πρέπει να δώσει πολλαπλά μεγαλύτερη ροπή από το αντίστοιχο SWG και πολλαπλά μεγαλύτερη ταχύτητα αντίστοιχα, κατά την επιτάχυνση του οχήματος. Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, ο κινητήρας του συστήματος SGT απαιτείται να είναι τεράστιος σε γεωμετρικές διαστάσεις, προκειμένου να μπορεί να αναπτύξει ροπή αντίστοιχη με αυτή του SWG, και ιδιαίτερα πολύστροφος προκειμένου να αναπτύξει εύλογη τελική ταχύτητα. Το ερώτημα που τίθεται είναι κατά πόσο είναι δυνατόν ένα σύστημα SGT να ανταγωνιστεί ένα πολλαπλών σχέσεων SWG; Η απάντηση είναι θετική, ωστόσο απαιτείται ιδιαίτερη φροντίδα στη σχεδίαση τόσο των ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών, όσο και των στρατηγικών ελέγχου που θα εφαρμοστούν.

Όμοια με τα συστήματα SWG ισχύει και στην περίπτωση των SGT πως ο κινητήρας πρέπει να αναπτύξει την υψηλότερη δυνατή ροπή σε χαμηλές στροφές και η υψηλότερη δυνατή ταχύτητα διατηρώντας σταθερή ισχύ. Ιδανικά, η μέγιστη ισχύς θα πρέπει να μπορεί να αποδοθεί σε οποιαδήποτε ταχύτητα, δημιουργώντας κατ' αυτό τον τρόπο μια υπερβολική συνάρτηση της ροπής ως προς την ταχύτητα όπως περιγράφηκε στην 7.1.

Σε αυτό το σημείο η λειτουργία του ηλεκτροκινητήρα χωρίζεται σε δύο περιοχές, στην περιοχή υπερφόρτισης *To B (Torque over-boost)* και την περιοχή εξασθένησης πεδίου (*FW*). Με κατάλληλο προγραμματισμό των δύο περιοχών λειτουργίας (βελτιστοποίηση γεωμετρίας) το μέγεθος του κινητήρα μπορεί να ελαττωθεί σημαντικά, ωστόσο αυτή η διαδικασία πρέπει να εφαρμοστεί με γνώμονα και το βαθμό απόδοσης προκειμένου η υψηλή ταχύτητα περιστροφής να είναι επιτευκτική.

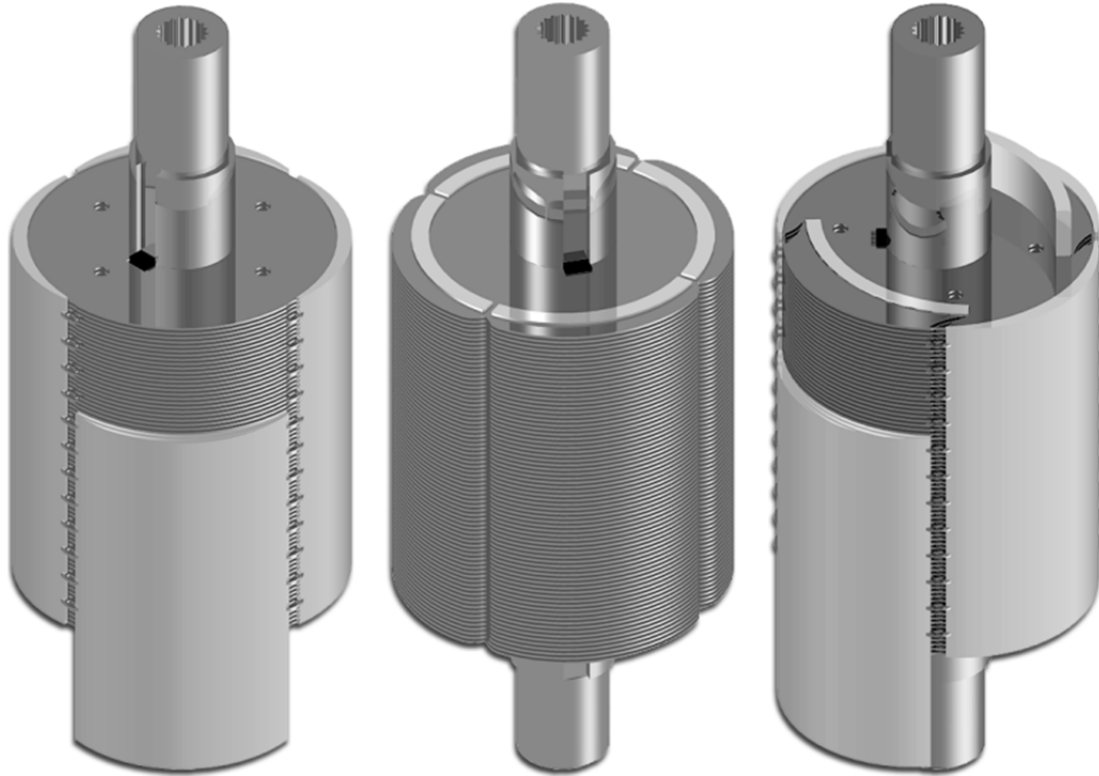
Σε αυτό το σημείο αναλύεται το κριτήριο με το οποίο ένας κινητήρας μόνιμου μαγνήτη μπορεί να επιδείξει σημαντική συμπεριφορά *ToB* και αποδεκτή εξασθένηση του πεδίου *FW (Field Weakening)*. Σαν κοινός κανόνας η ικανότητα υπερφόρτισης ροπής (*ToB*) και εξασθένησης πεδίου (*FW*) είναι αμοιβαίως αντιμαχόμενα μεγέθη. Ένα δυνατό μαγνητικό πεδίο διέγερσης μπορεί να αποδώσει σημαντικά υψηλά επίπεδα ροπής, ωστόσο θα είναι πολύ δύσκολο να εξασθενίσει το πεδίο ώστε να επιτρέψει υψηλή ταχύτητα περιστροφής.

Οι κινητήρες επιφανειακών μαγνητών (SPMM) θεωρούνται ακατάλληλοι για επίτευξη λειτουργίας σταθερής ισχύος, από πλευράς εξασθένησης πεδίου. Όταν μειώνεται η πεπλεγμένη ροή που επιβάλλει το πεδίο διέγερσης μειώνεται επίσης και η ικανότητα ροπής. Οι κινητήρες εσωτερικών μαγνητών (IPMM) παρουσιάζουν μια έμφυτη ικανότητα εξασθένησης πεδίου με τη φόρτιση, η οποία τους κατατάσσει καταλληλότερους για τέτοιου είδους εφαρμογές.

Οι διαμορφώσεις που λαμβάνονται υπόψη στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι τετραπολικές τριφασικές μηχανές, όπου η σχεδίαση στάτη είναι κοινή. Ο στάτης που χρησιμοποιείται είναι του κινητήρα των 63 kW ο οποίος αναλύθηκε στο κεφ. 3,4 και 5, ο οποίος αποτελείται από 12 αύλακες που φέρουν τύλιγμα πλήρους βήματος και είναι κατασκευασμένος από ελασματοποιημένο σίδηρο χαμηλών απωλειών. Ο στάτης έχει σχεδιαστεί έτσι ώστε να αποδίδει υψηλή μαγνητεγερτική δύναμη, χωρίς να φτάνει σε

κορεσμό. Αυτό έχει επιτευχθεί θεωρώντας μικρή μαγνητική επαγωγή στα δόντια (1,4T) σε κανονική λειτουργία, που δεν ξεπερνά τα 2T σε συνθήκες υπερφόρτισης.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να αποφασιστεί το πόσο μαγνητικό πεδίο θα εισάγεται από τους μόνιμους μαγνήτες. Αναλύονται τρεις τοπολογίες δρομένων ως προς τις λειτουργίες ToB και FW, και διερευνάται η καταλληλότητά τους ως προς την προσέγγιση της ιδανικής υπερβολικής καμπύλης ροπής. Η ημιτονοειδής κατανομή είναι καταλληλότερη για συστήματα υψηλών ταχυτήτων και γιαυτό υιοθετείται και στις τρεις διαμορφώσεις δρομένων.



(a) επιφανειακών μαγνητών (b) εσωτερικών μαγνητών (c) υβριδική μορφή

**Σχήμα 7.9:** Γεωμετρία των τριών δρομένων που θεωρούνται

Ο δρομέας A φέρει επιφανειακούς μαγνήτες, το σχήμα των οποίων έχει βελτιστοποιηθεί προκειμένου να προκαλεί ημιτονοειδή κατανομή μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο και ως εκ τούτου ημιτονοειδή αντί-ΗΕΔ. Οι μαγνήτες N42SH είναι μαγνητισμένοι εναλλάξ διαμέσω της μικρής τους διάστασης (ακτινική μαγνήτιση) και μπορούν να λειτουργήσουν σε θερμοκρασίες έως και 150°C. Οι μόνιμοι μαγνήτες έχουν στερεωθεί στον ελασματοποιημένο πυρήνα κάνοντας χρήση δοντιών-προεξοχών, σε ένα ποσοστό 20% των συνολικών λαμαρινών, προσφέροντας αξιόπιστη στήριξη σε ταχύτητα έως και 8000 ΣΑΛ.

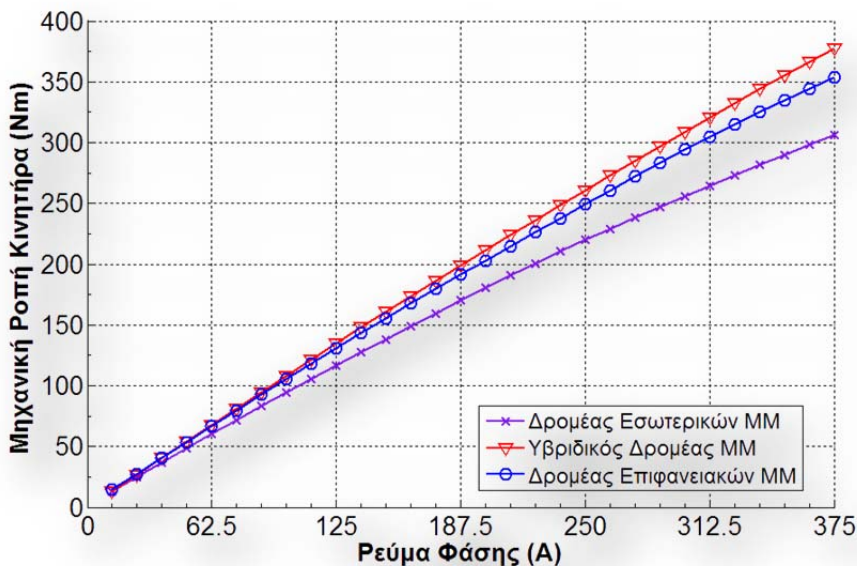
Ο δρομέας B φέρει εσωτερικούς μαγνήτες, σταθερού ακτινικού μήκους. Ο πυρήνας σιδήρου είναι ελασματοποιημένος για να περιοριστούν οι απώλειες από δινορρεύματα και το εξωτερικό σχήμα του πυρήνα έχει βελτιστοποιηθεί προκειμένου να επιτυγχάνεται ημιτονοειδής κατανομή πεδίου στο διάκενο, όμοια με το δρομέα A. Κύριο χαρακτηριστικό

του δρομέα Β είναι η υψηλή ροή σκέδασης εξ αιτίας της ύπαρξης του πυρήνα εξωτερικά των μονίμων μαγνητών, που θυσιάζει ένα μέρος της ροής μαγνήτισης προκειμένου να παρέχει βελτιωμένη συμπεριφορά στην εξασθένιση πεδίου, όπως θα παρατηρηθεί στη συνέχεια.

Τέλος, ο δρομέας Γ είναι μια υβριδική μορφή εσωτερικών και επιφανειακών μαγνητών, που υπόσχεται βελτιωμένη ροπή υπερφόρτισης, σε σύγκριση με το δρομέα Α, λόγω της αυξημένης ποσότητας μόνιμου μαγνήτη. Οι επιφανειακοί μαγνήτες κι εδώ έχουν στηριχτεί με όμοιο τρόπο με το δρομέα Α, ενώ έχουν προστεθεί επιπλέον εσωτερικοί μαγνήτες ώστε να ενισχυθεί το πεδίο.

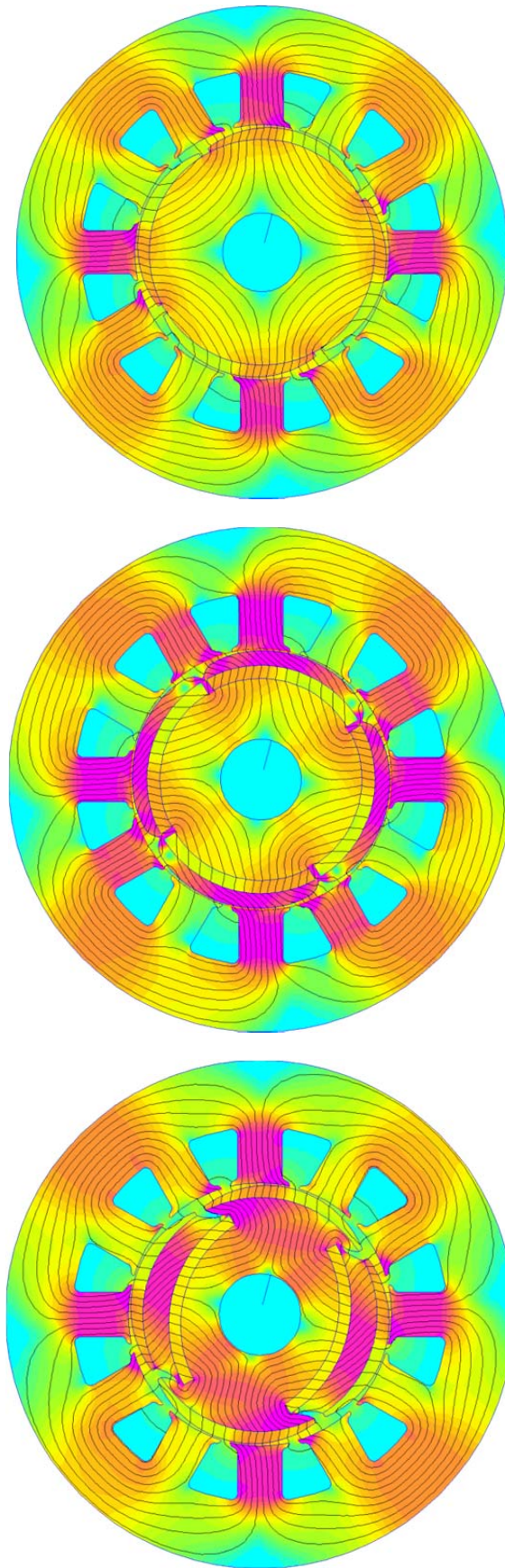
### 7.2.2.1 Λειτουργία υπερφόρτισης (Torque Over-boost operation)

Η λειτουργία υπερφόρτισης καθορίζεται από το στάτη σε πρώτη φάση. Όσο το μαγνητικό κύκλωμα μένει ακόρεστο υπό υπερένταση, η ροπή μεταβάλλεται γραμμικά, όπως φαίνεται στο σχ. 7.10.

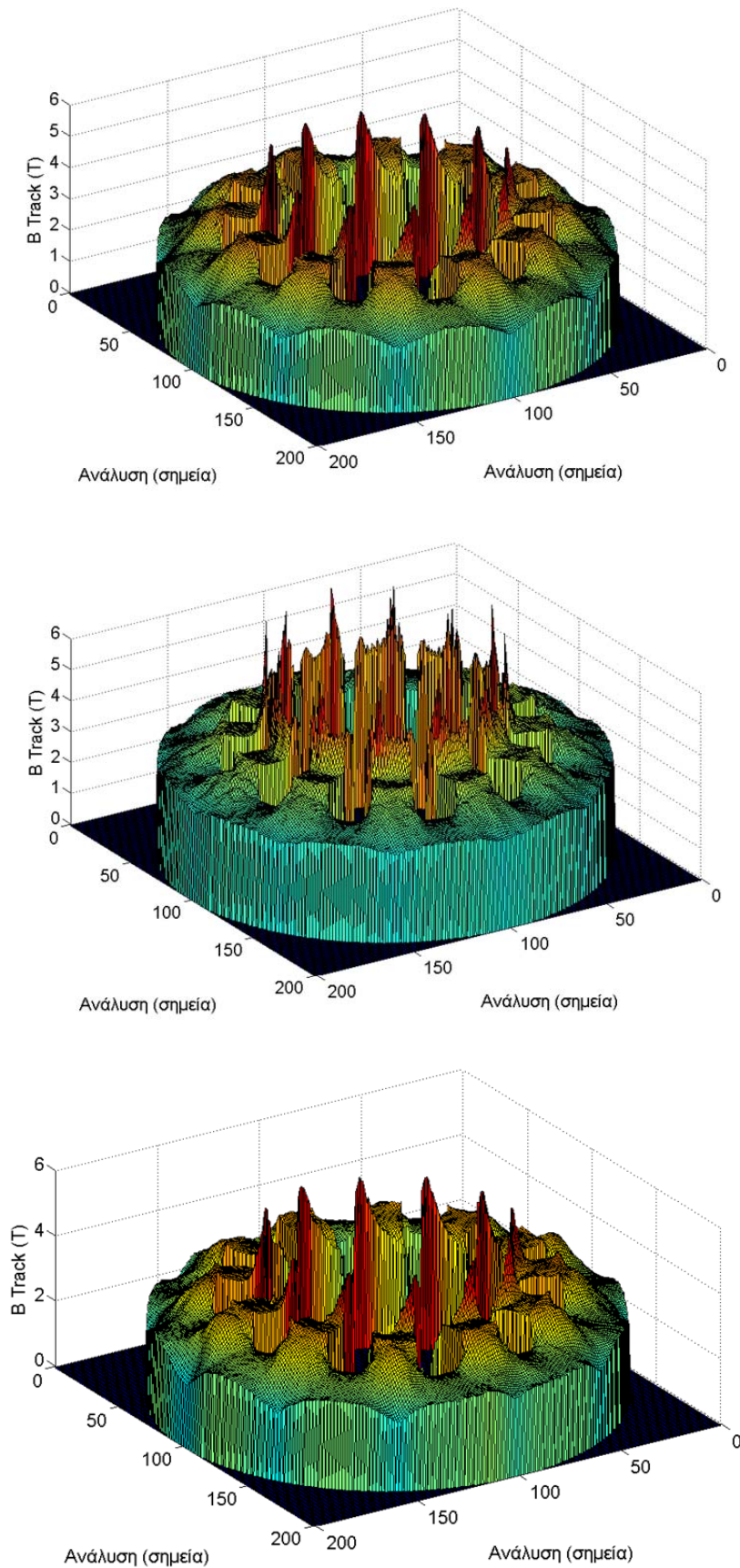


Σχήμα 7.10: Προσομοιωμένη καμπύλη ροπής για τις τρεις περιπτώσεις δρομέων

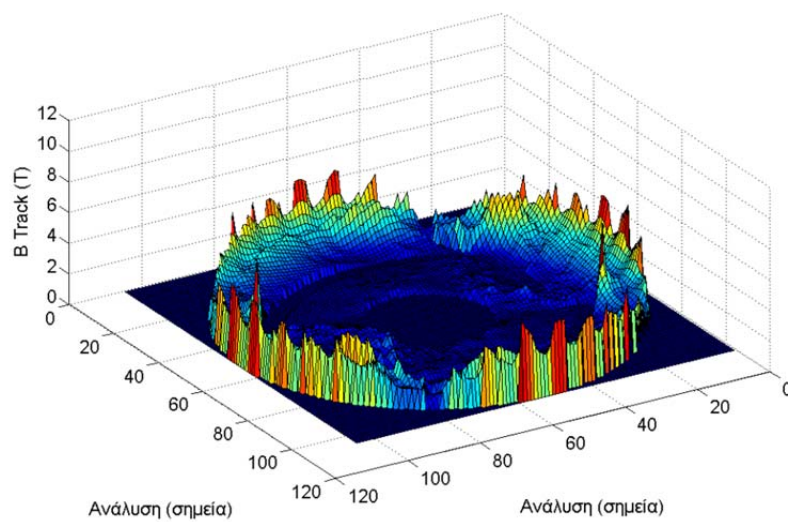
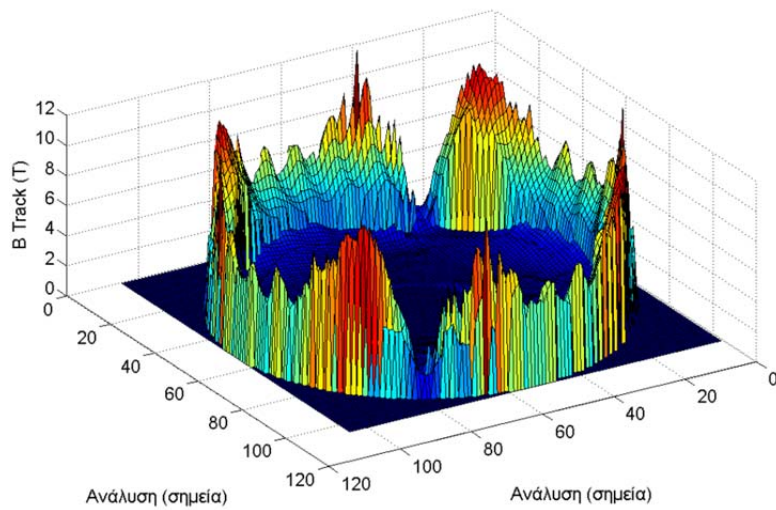
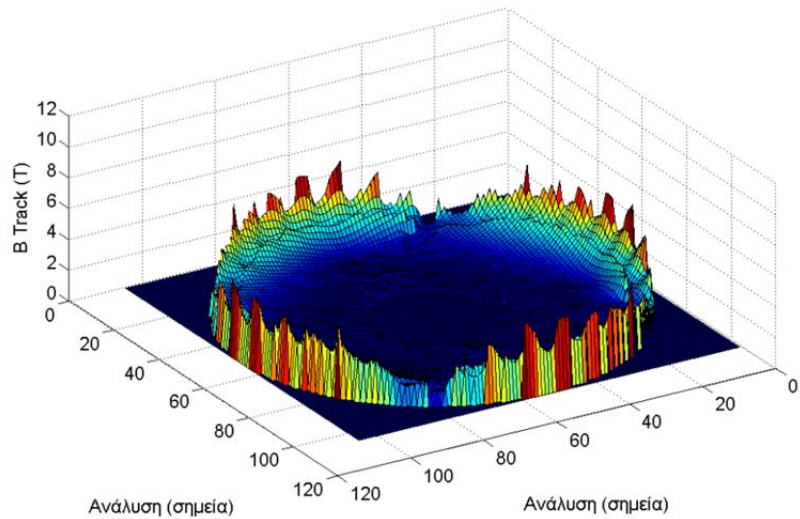
Σε όλες τις περιπτώσεις δρομέων ο στάτης παραμένει ο ίδιος και γιατί από πλευράς ηλεκτρικής φόρτισης, οι ικανότητες είναι ίδιες για όλες τις περιπτώσεις. Η υψηλή ροπή δεν είναι δυνατόν να εφαρμοστεί για μεγάλο χρονικό διάστημα, σε ένα ηλεκτρικό όχημα, διότι σύντομα θα οδηγήσει σε τελική ταχύτητα, όπου ασυμπτωτικά η ροπή θα καταλήξει στη ροπή μόνιμης κατάστασης τελικής ταχύτητας. Η χειρότερη περίπτωση είναι αυτή όπου το ηλεκτρικό όχημα επιχειρεί μέγιστη επιτάχυνση σε πολύ ανηφορικό δρόμο.



(a) επιφανειακών μαγνητών      (b) εσωτερικών μαγνητών      (c) υβριδική μορφή  
Σχήμα 7.11: Κατανομή πεδίου στο μαγνητικό κύκλωμα για λειτουργία υπερφόρτισης



(a) επιφανειακών μαγνητών (b) εσωτερικών μαγνητών (c) υβριδική μορφή  
 Σχήμα 7.12: Μεταβλητότητα πεδίου στάτη για λειτουργία υπερφόρτισης



(a) επιφανειακών μαγνητών (b) εσωτερικών μαγνητών (c) υβριδική μορφή  
Σχήμα 7.13: Μεταβλητότητα πεδίου δρομέα για λειτουργία υπερφόρτισης

Ειδικά το μέγιστο ρεύμα μόνιμης κατάστασης (ονομαστικό) είναι 125A και η υπερφόρτιση ρεύματος μπορεί να πάρει τιμές έως και 150% (180A) για 50 δευτερόλεπτα ή 200% (250A) για 30 δευτερόλεπτα. Το χρονικό διάστημα για το οποίο είναι ανεκτή αυτή η υπερφόρτιση έχει προσδιοριστεί πειραματικά, όπως θα παρουσιαστεί πιο κάτω, μετρώντας κατάλληλα τη θερμοκρασία.

Το σχ. 7.10 απεικονίζει τη μεταβολή της ροπής συναρτήσει των ρευμάτων στάτη, για τις τρεις περιπτώσεις δρομέων. Το φαινόμενο κορεσμού είναι σχετικά χαμηλό, καθώς η ροπή μεταβάλλεται σχεδόν γραμμικά με τη φόρτιση. Η προσομοίωση έχει πραγματοποιηθεί σε τιμές έως και πολύ μεγαλύτερες από αυτές των προδιαγραφών, προκειμένου να απεικονιστεί το σημείο κορεσμού του μαγνητικού κυκλώματος, παρόλο που τα ρεύματα στάτη δεν πρόκειται ποτέ να ξεπεράσουν τα 250 A.

Η υψηλότερη ροπή επετεύχθη με τον δρομέα Γ (υβριδικό). Ο δρομέας Β παρουσιάζει μικρότερη ικανότητα σε σύγκριση με τους άλλους δύο. Ο λόγος είναι η αυξημένη σκέδαση του πεδίου στο εξωτερικό τμήμα του δρομέα. Αυτή η σκέδαση αυξάνεται περισσότερο με την αύξηση του ρεύματος, γιαυτό το λόγο έχουν χρησιμοποιηθεί ισχυρότεροι μαγνήτες N45SH αντί για N42SH, προκειμένου να αντισταθμίσουν αυτή τη ροή σκέδασης. Το αποτέλεσμα της ροής σκέδασης μπορεί επίσης να φανεί παρατηρώντας τις κυματομορφές ΗΕΔ για τις τρεις περιπτώσεις δρομέων, όπως φαίνονται στο σχ. 7.17.

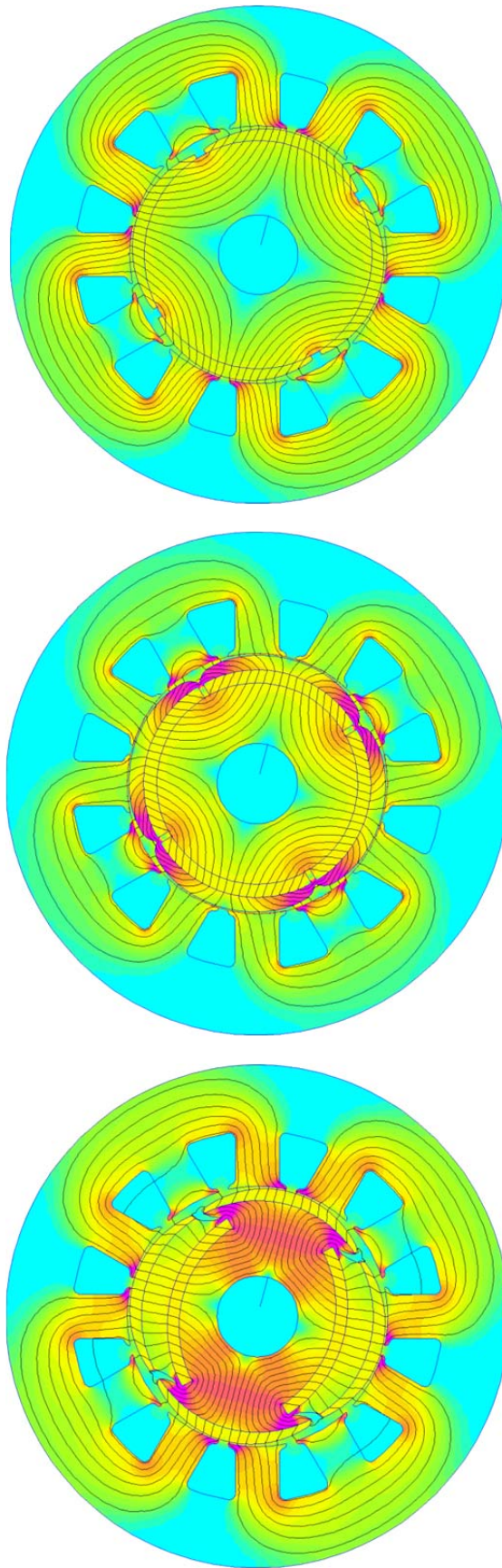
Το σχ. 7.11 απεικονίζει την κατανομή πεδίου στο μαγνητικό κύκλωμα για τη λειτουργία *ToB* για τις τρεις περιπτώσεις δρομέων. Ο δρομέας Α και Γ παρουσιάζουν μικρή παραμόρφωση πεδίου στο διάκενο σε αντίθεση με το δρομέα Β, όπου η τοπική συγκέντρωση της μαγνητικής ροής με τη φόρτιση, μειώνει την ικανότητα παραγωγής ροπής.

#### 7.2.2.2 Λειτουργία εξασθένησης πεδίου (*Field Weakening operation*)

Στα συστήματα κίνησης μεταβλητών στροφών με ΣΜΜΜ η ταχύτητα περιορίζεται κυρίως εξαιτίας δύο λόγων:

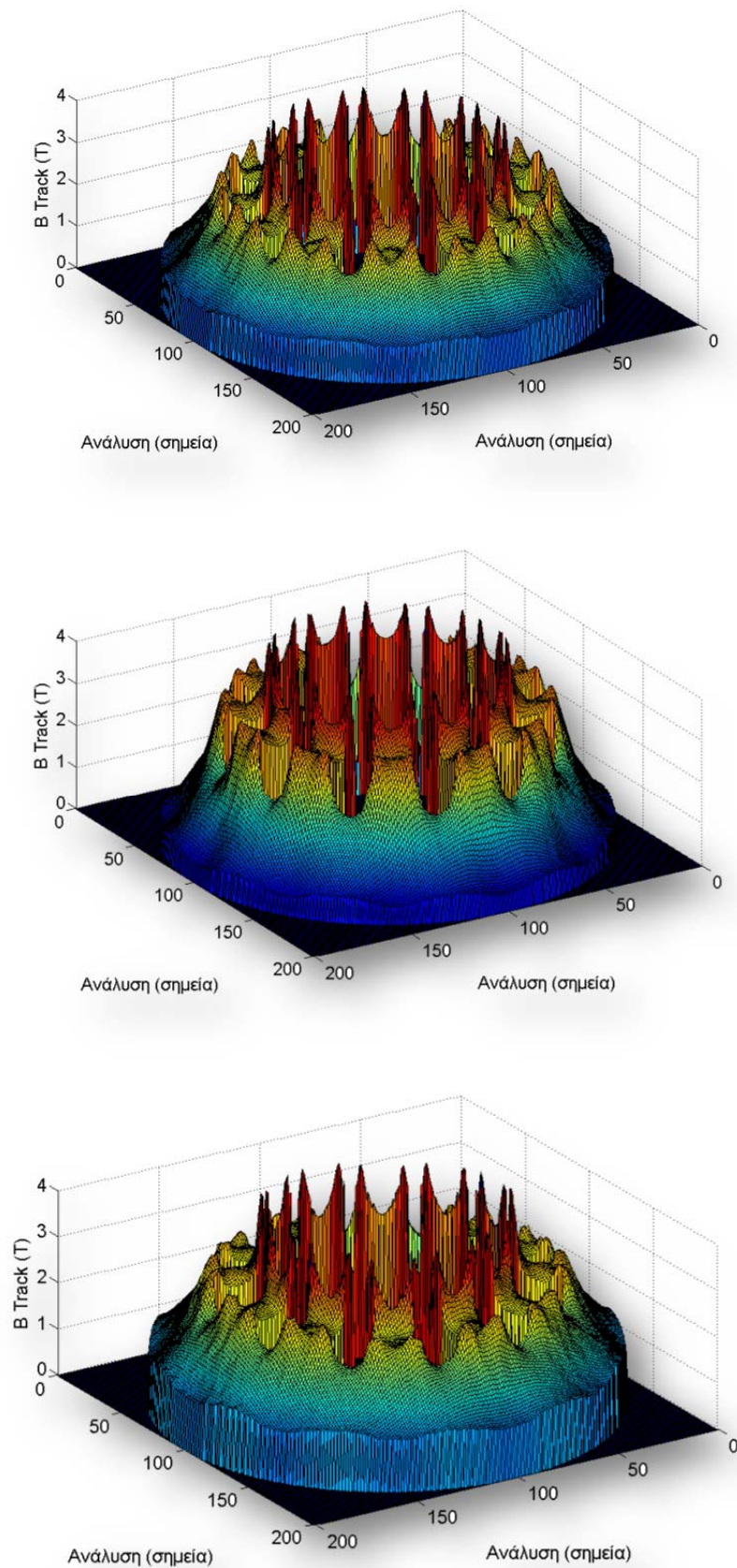
- Στην υψηλή τάση που αναπτύσσεται από το πεδίο διέγερσης. Ο αντιστροφέας έχει περιορισμένη ικανότητα αύξησης της φασικής τάσης, που προέρχεται από την τάση συνεχούς, του συστήματος αποθήκευσης ενέργειας. Στην περίπτωση που ο κινητήρας φτάσει αυτό το όριο, δεν είναι δυνατόν να περιστραφεί ταχύτερα από αυτό.
- Στις υψηλές απώλειες πυρήνα που αναπτύσσονται με την υψηλή ταχύτητα. Οι απώλειες πυρήνα αποτελούν κατά προσέγγιση ένα πλήρες πολυώνυμο δευτέρου βαθμού ως προς την ταχύτητα, το οποίο αυξάνει τη θερμοκρασία και υποβιβάζει το βαθμό απόδοσης σημαντικά.





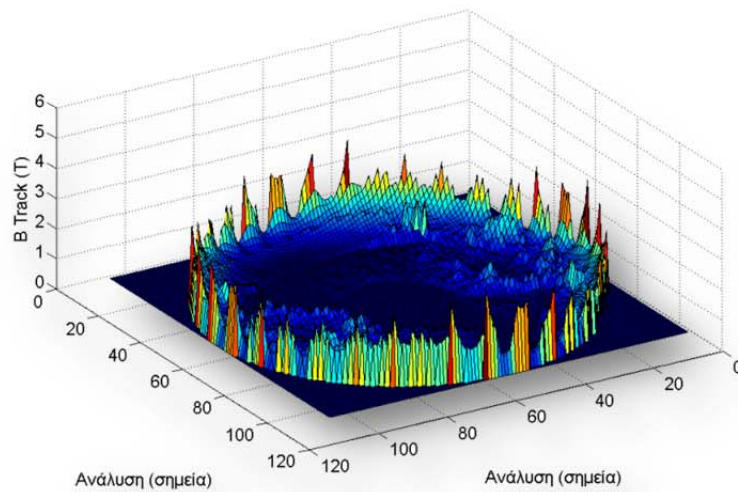
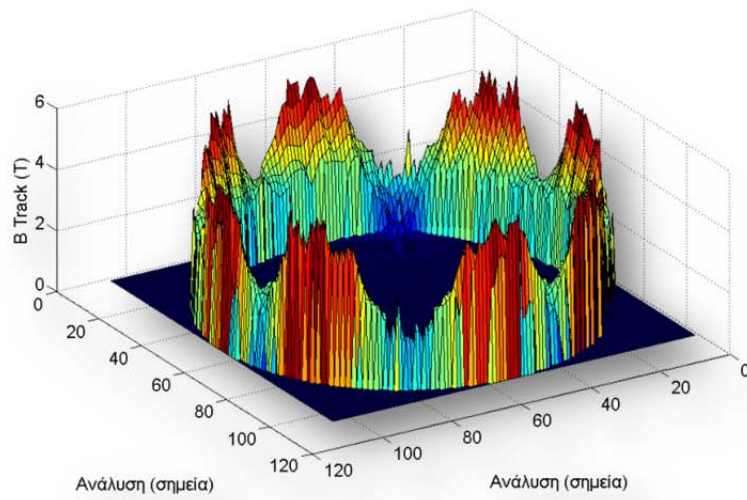
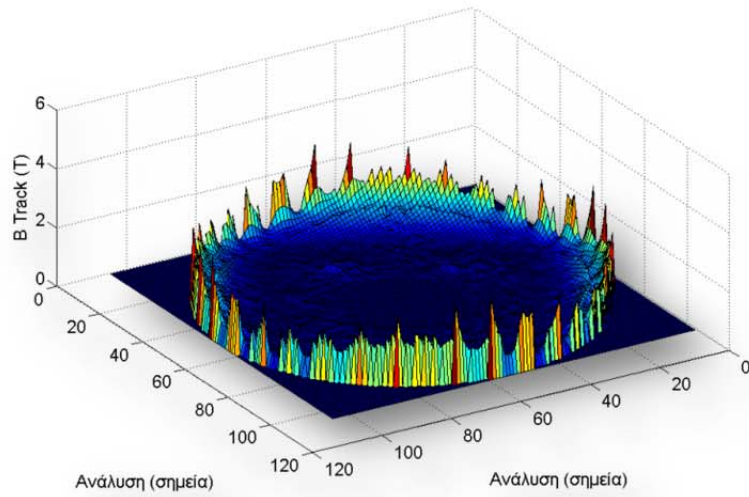
(a) επιφανειακών μαγνητών      (b) εσωτερικών μαγνητών      (c) υβριδική μορφή

Σχήμα 7.14: Κατανομή πεδίου στο μαγνητικό κύκλωμα για λειτουργία εξασθένισης πεδίου



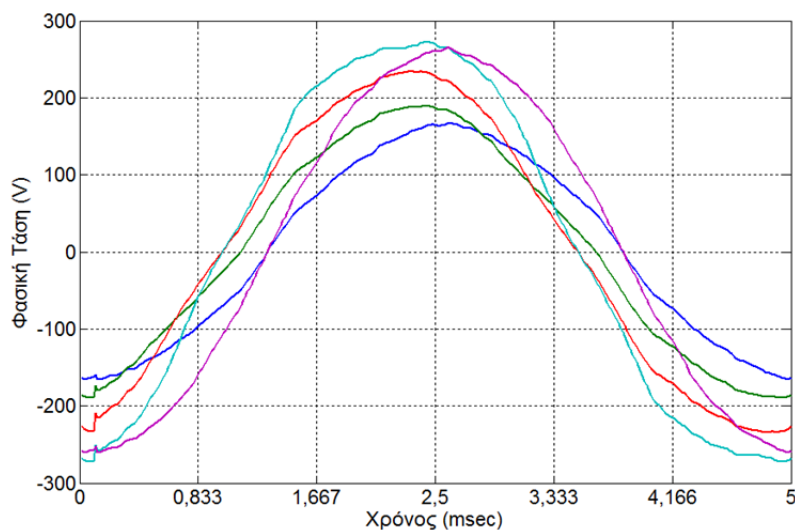
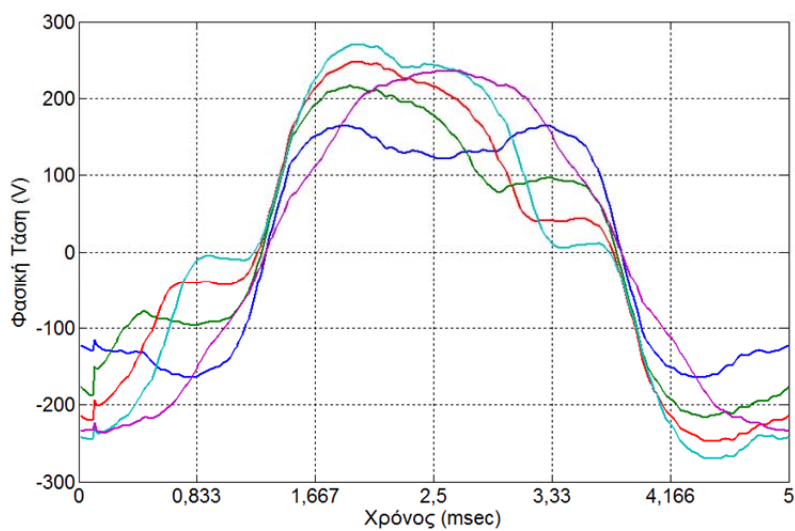
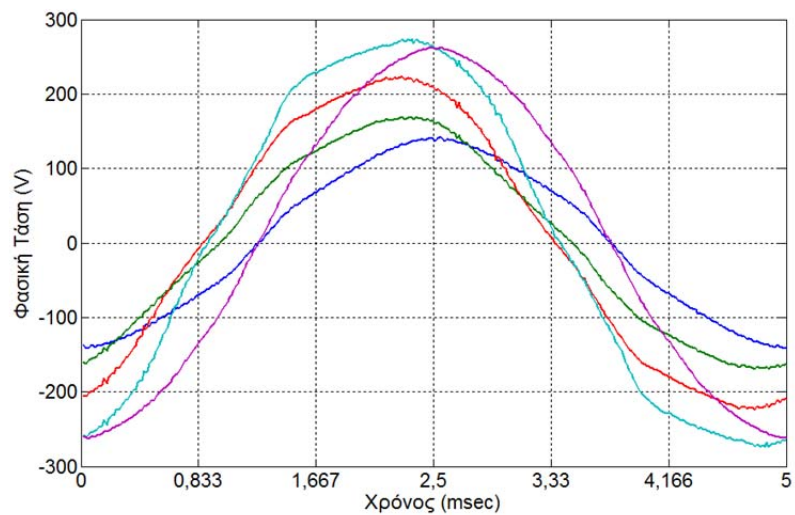
(a) επιφανειακών μαγνητών (b) εσωτερικών μαγνητών (c) υβριδική μορφή

Σχήμα 7.15: Μεταβλητότητα πεδίου στάτη για λειτουργία εξασθένισης πεδίου



(a) επιφανειακών μαγνητών (b) εσωτερικών μαγνητών (c) υβριδική μορφή

Σχήμα 7.16: Μεταβλητότητα πεδίου δρομέα για λειτουργία εξασθένισης πεδίου



— 0 deg — 30 deg — 60 deg — 90 deg — EMF

(a) επιφανειακών μαγνητών

(b) εσωτερικών μαγνητών

(c) υβριδική μορφή

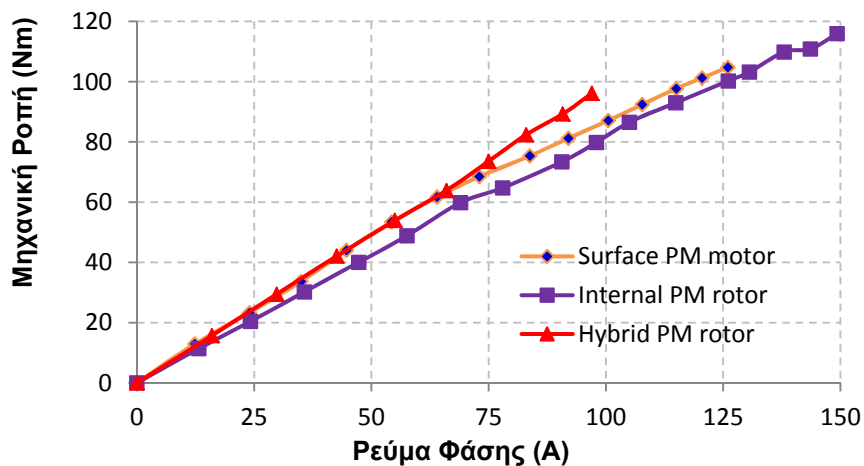
Σχήμα 7.17: Ηλεκτρεγερτική δύναμη και τάση υπό έλεγχο προσανατολισμού πεδίου (FOC)

Η εξασθένιση πεδίου έχει σκοπό την καταστολή του πεδίου διέγερσης προκειμένου να μειωθεί η αντί-ΗΕΔ και να μειωθούν οι απώλειες πυρήνα ταυτόχρονα. Υπό οδήγηση FW υπάρχει μια ανταλλαγή μεταξύ απωλειών χαλκού και απωλειών πυρήνα. Από πλευράς βέλτιστης απόδοσης, αξίζει να δαπανηθεί κάποια ισχύς σε απώλειες χαλκού προκειμένου να μειωθεί η μαγνητική επαγωγή στο διάκενο, η οποία με τη σειρά της προκαλεί μειωμένες απώλειες πυρήνα σε υψηλή ταχύτητα.

Το σχ. 7.14 απεικονίζει την κατανομή του μαγνητικού πεδίου στο μαγνητικό κύκλωμα για τις τρεις περιπτώσεις δρομέων. Πιο συγκεκριμένα, για 80% της μαγνητεγερτικής δύναμης σε μηδενική γωνία ροπής οι δρομείς *A* και *Γ* παρουσιάζουν παρόμοια εξασθένιση πεδίου. Αντίθετα, ο δρομέας *B* έχει τη δυνατότητα της καταστολής του πεδίου του σε πολύ μεγαλύτερο βαθμό (σχ. 7.14β) χρησιμοποιώντας μόλις το 30% της μαγνητεγερτικής του δύναμης σε μηδενική γωνία ροπής. Το ξεκάθαρο προβάδισμα του δρομέα εσωτερικών μαγνητών σε αυτή την περίπτωση είναι πως απαιτείται πολύ μικρότερη τιμή ρεύματος σε μηδενική γωνία ροπής, προκειμένου να εξασθενίσει το πεδίο διέγερσης σημαντικά. Η διαδρομή σκέδασης ροής εξωτερικά των μονίμων μαγνητών, στο δρομέα *B*, που στην ουσία είναι ο έκτυπος πυρήνας σιδήρου εξωτερικά, επιτρέπει καλύτερη εξασθένιση, αλλά ταυτόχρονα μειωμένη ικανότητα ροπής, είτε σε ονομαστική φόρτιση είτε σε υπερφόρτιση. Αντίθετα, όσο πιο παχύ το στρώμα μόνιμου μαγνήτη, τόσο δυσκολότερα εξασθενεί το πεδίο, αλλά τόσο μεγαλύτερη και η ικανότητα υπερφόρτισης ροπής.

Το σχ. 7.17 απεικονίζει τις αντίστοιχες αντί-ΗΕΔ για τους τρεις δρομείς, καθώς οδηγούνται από σταδιακή εξασθένιση πεδίου.

### 7.2.3 Σύγκριση προσομοιωμένων και μετρούμενων τιμών

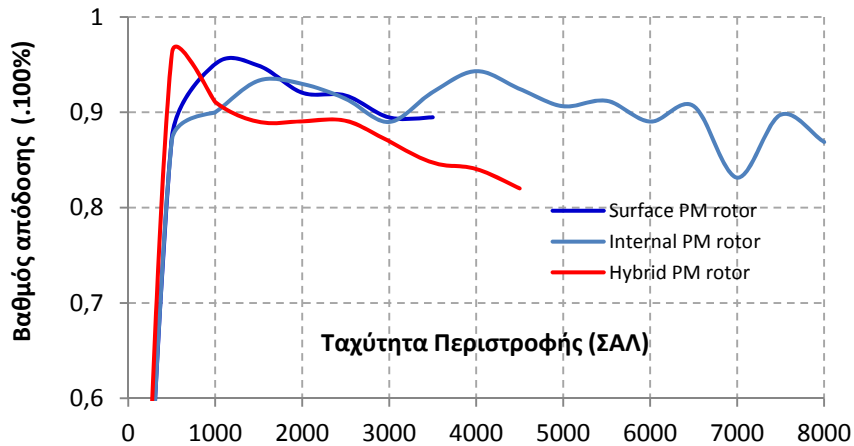


Σχήμα 7.18: Μετρούμενη μηχανική ροπή συναρτήσει του ρεύματος φάσης

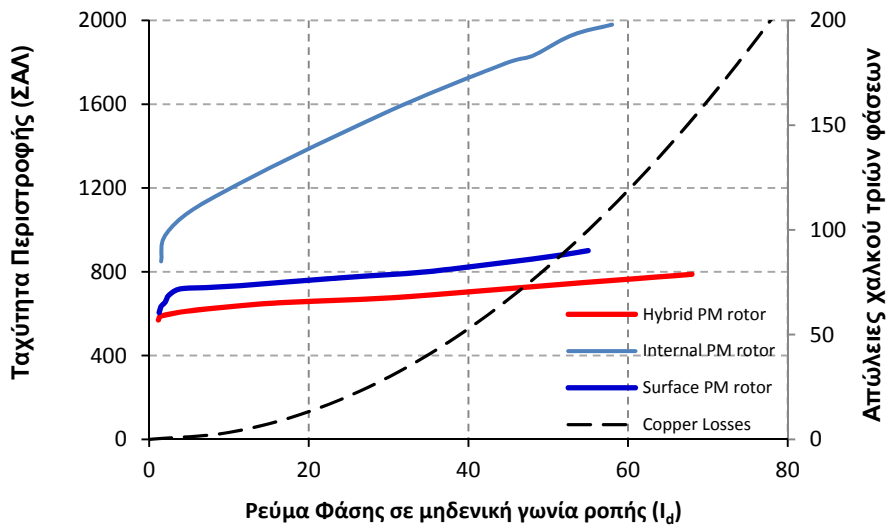
Οι μετρούμενες χαρακτηριστικές καμπύλες ροπής φαίνονται στο σχ. 7.18. Όπως είναι αναμενόμενο, ο υβριδικός δρομέας *Γ* παρέχει την πιο απότομη καμπύλη ροπής και αποδίδει σχεδόν γραμμική ροπή συναρτήσει των ρευμάτων φόρτισης. Ο δρομέας επιφανειακών μαγνητών αποδίδει συγκριτικά μικρότερη ροπή καθώς το ρεύμα αρχίζει να αυξάνεται, εξαιτίας των λεπτών τμημάτων στα άκρα του μόνιμου μαγνήτη. Τέλος ο

δρομέας εσωτερικών μαγνητών Β αποδίδει την πιο χαμηλή ροπή λόγω της αυξημένης ροής σκέδασης στον πυρήνα.

Στο σχ. 7.19 απεικονίζεται ο βαθμός απόδοσης σε κάθε περίπτωση, υπό οδήγηση σταθερής ροπής σταθερής ισχύος. Ο υβριδικός δρομέα Γ επιτυγχάνει τον υψηλότερο βαθμό απόδοσης, αλλά εξαιτίας της υψηλότερης μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο και της περιορισμένης ικανότητας εξασθένησης, η απόδοση ελαττώνεται σημαντικά με την ταχύτητα. Βελτιωμένος βαθμός απόδοσης ως προς εύρος ταχύτητας παρατηρείται με το δρομέα επιφανειακών μαγνητών Α ενώ τέλος ο δρομέας εσωτερικών μαγνητών επιτρέπει σημαντική διατήρησης της απόδοσης σε υψηλή ταχύτητα. Αυτό οφείλεται στη μείωση της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο που επιτυγχάνεται. Ωστόσο, παρόλο που οι συνολικές απώλειες πυρήνα παραμένουν σε λογικά επίπεδα, υπάρχει σταδιακή αύξηση των απωλειών πυρήνα που εμφανίζονται στο δρομέα, το οποίο τείνει να αυξήσει τη θερμοκρασία του. Αυτό δικαιολογεί τη χρήση μονίμων μαγνητών υψηλής θερμοκρασίας, όταν πρόκειται για οδήγηση υπό έλεγχο εξασθένησης πεδίου.



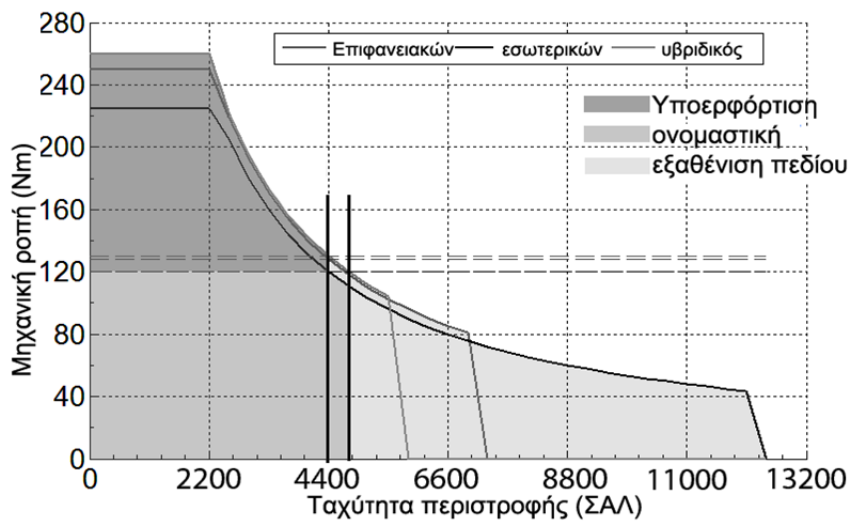
Σχήμα 7.19: Βαθμός απόδοσης συναρτήσει ταχύτητας για τους τρεις δρομείς



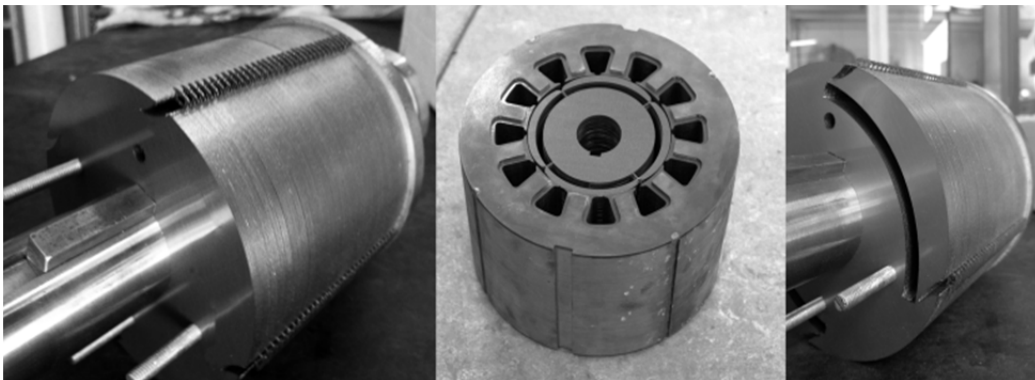
Σχήμα 7.20: Μετρούμενη αύξηση ταχύτητας συναρτήσει ρεύματος μηδενικής γωνίας ροπής ( $I_d$ )

Το σχ. 7.20 δίνει μια συγκριτική αναπαράσταση της ικανότητας εξασθένησης πεδίου για τους τρεις δρομείς, συναρτήσει του ρεύματος φάσης. Σε αυτό το σημείο, η DCτάση του αντιστροφέα έχει περιοριστεί στα 60V έτσι ώστε να αποτελεί περιορισμό ταχύτητας. Οι απώλειες χαλκού αποτυπώνονται στο ίδιο διάγραμμα, προκειμένου να δειχθεί η επίπτωσή τους στο βαθμό απόδοσης.

Στο σχ. 7.21 αποτυπώνονται τρεις περιοχές λειτουργίας με διαφορετικό τόνο, η περιοχή υπερφόρτισης ToB, η ονομαστική περιοχή Rated, και η περιοχή εξασθένησης πεδίου FW. Αυτές οι καμπύλες έχουν μετρηθεί εφαρμόζοντας στο στάτη 250 A ανά φάση στην περιοχή ToB, και σταδιακά μειώνοντας τα έτσι ώστε η ισχύς να παραμένει ονομαστική σταθερά. Η περιοχή εξασθένησης πεδίου ξεκινά σε κάθε περίπτωση όταν ο κινητήρας φτάσει τα όρια περιστροφής του λόγω ανάπτυξης υψηλής αντί-ΗΕΔ.

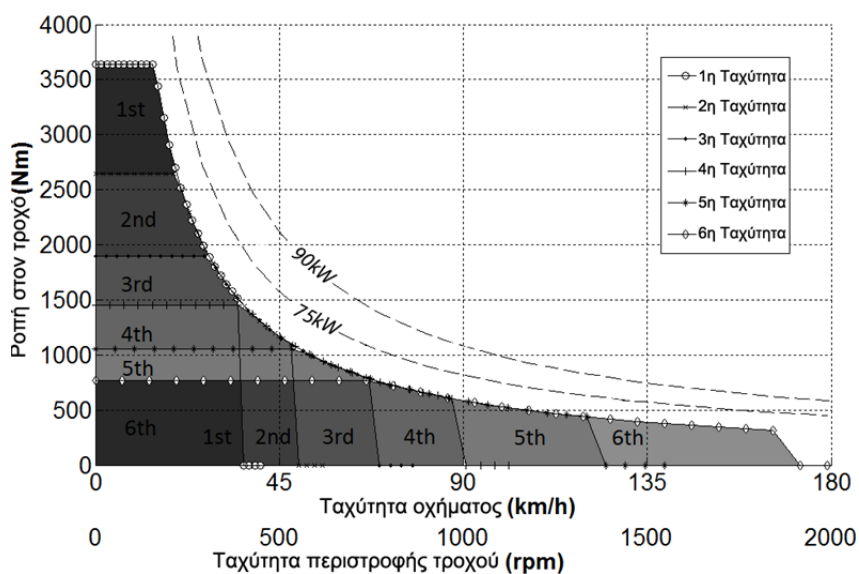
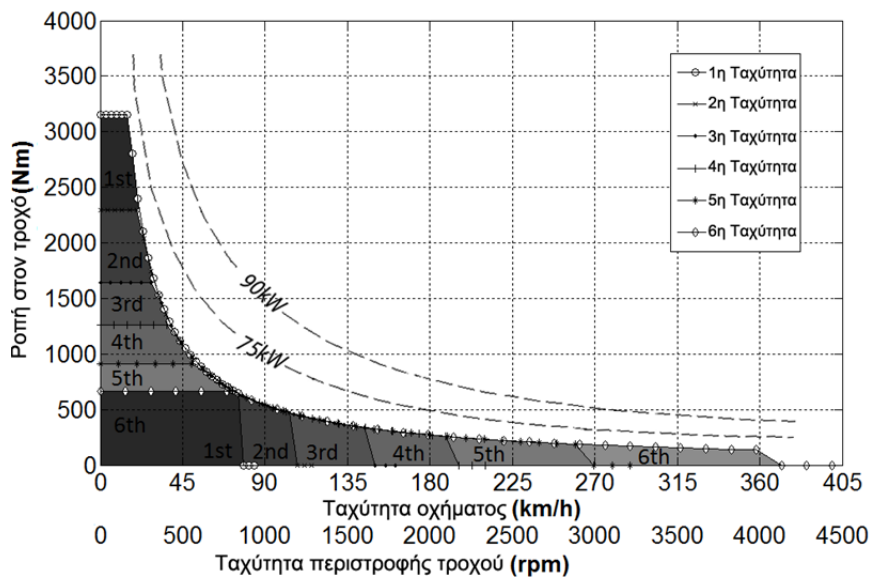
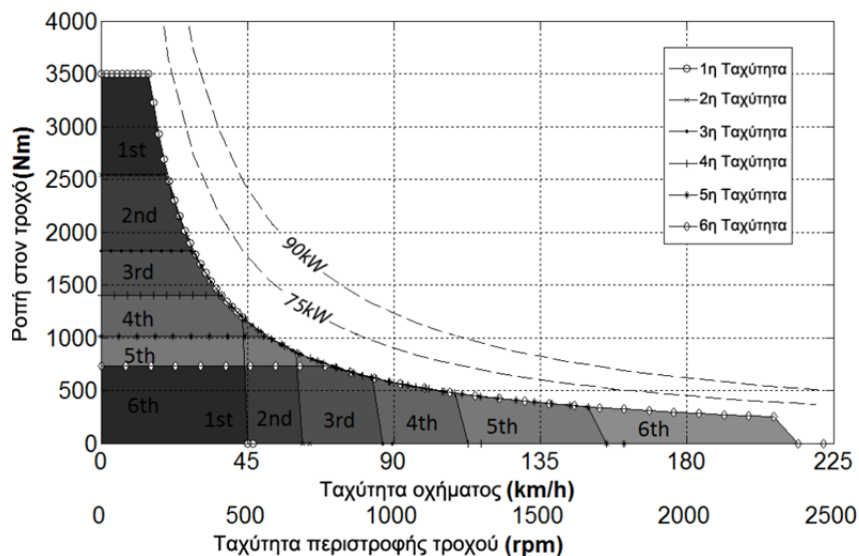


Σχήμα 7.21: Ηλεκτρομαγνητική ροπή για τους τρεις δρομείς



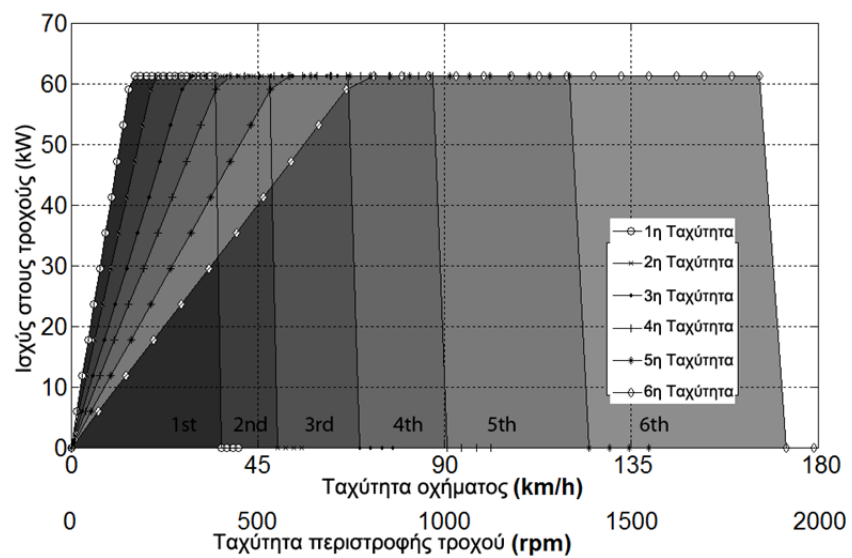
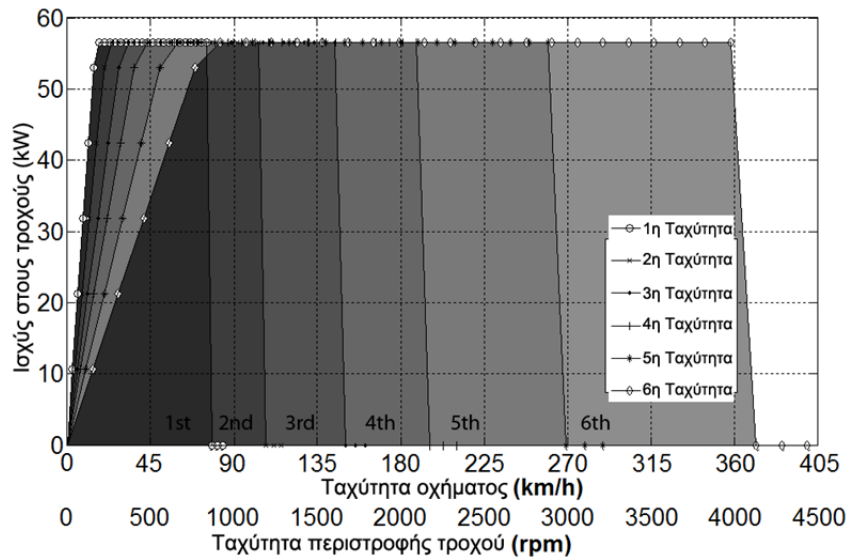
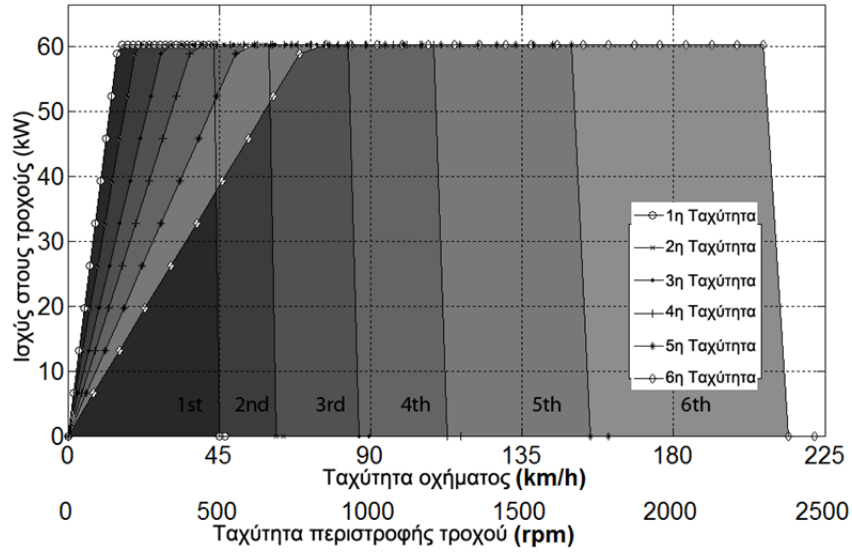
Σχήμα 7.22: Κατασκευασμένα δοκίμια των τριών δρομέων

Στο σχ. 7.22 φαίνονται τα κατασκευασμένα δοκίμια δρομέων ενώ στο σχ. 7.23 και 7.24 φαίνονται οι καμπύλες ροπής στους τροχούς και ισχύος αντίστοιχα, κατά τη διερεύνηση βέλτιστης σχέσης μετάδοσης. Όπως φαίνεται από τα γραμμοσκιασμένα εμβαδά, μεταβαίνοντας από τη μία σχέση μετάδοσης στην επόμενη προκύπτει ένα πλεονέκτημα στην περιοχή υψηλής ταχύτητας (FW) ενώ χάνεται αντίστοιχα στην περιοχή χαμηλής (ToB).



Σχήμα 7.23: Ροπή στους τροχούς για σχέσεις μετάδοσης του πίνακα 1 για τους τρεις δρομείς





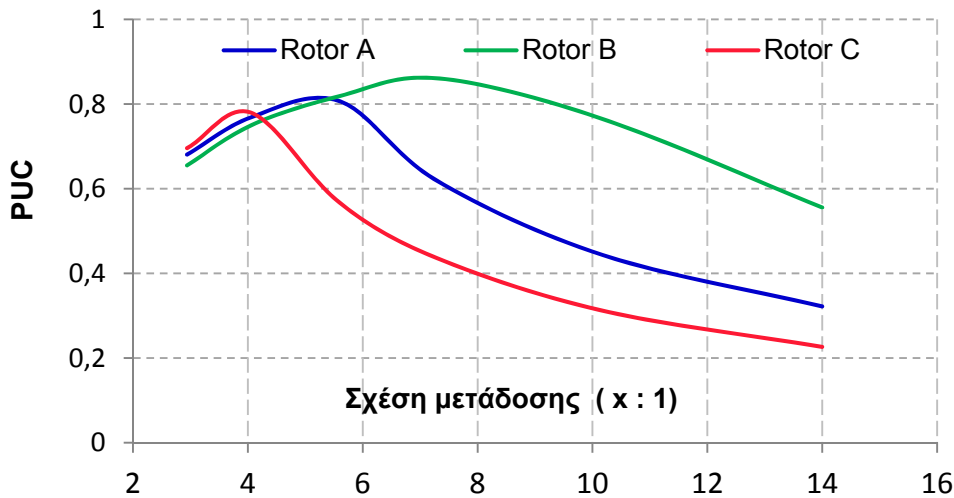
Σχήμα 7.24: Ισχύς για σχέσεις μετάδοσης του πίνακα 1 για τους τρεις δρομείς

ΠΙΝΑΚΑΣ 2  
ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΓΙΑ ΤΟΥΣ ΤΡΕΙΣ ΔΡΟΜΕΙΣ

ΠΟΣΟΤΗΤΑ	ΔΡΟΜΕΑΣ ΕΠΙΦΑΝ. ΜΑΓΝΗΤΩΝ	ΔΡΟΜΕΑΣ ΕΣΩΤΕΡΙΚΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ	ΔΡΟΜΕΑΣ ΥΒΡΙΔΙΚΟΣ
Όνομαστική Μηχ. Ισχύς	60 kW (80 HP)	56 kW (75 HP)	61 kW (82 HP)
Συνεχής Ροπή	128 Nm	120 Nm	130 Nm
Μέγιστη φασική τάση	300V	300V	300V
Ικανότητα Υπέρβασης Ροπής	250.0 Nm(for 30 sec)	225.0 Nm(for 30 sec)	260.0 Nm(for 30 sec)
Περιοχή ταχυτήτων	0 - 6900 rpm	0 - 12000 rpm	0 - 5500 rpm
Έλεγχος Εξασθένισης Πεδίου	Over 4500 rpm	Over 5000 rpm	Over 4300 rpm
Συντελεστής Πυκνότητας Ισχύος	1,21 HP/kg	1,13 HP/kg	1,23 HP/kg

Ο πίνακας 2 απεικονίζει τα λειτουργικά χαρακτηριστικά των τριών γεωμετριών δρομέων. Η ισχύς μόνιμης κατάστασης έχει περιοριστεί από τη μαγνητεγερτική δύναμη του στάτη η οποία είναι κοινή και για τις τρεις περιπτώσεις, τόσο για τη μεταβατική όσο και για τη μόνιμη κατάσταση.

Συνδυάζοντας κατάλληλα τις τιμές σχέσεων μετάδοσης του πίνακα 1 και μετρώντας την τιμή του **PUC** όπως εκφράζεται μαθηματικά από τη σχέση (7.3) προκύπτει ο πίνακας 7.25. Το σημείο μεγιστοποίησης του PUC για τον κάθε δρομέα υποδηλώνει και τη μέγιστη ικανότητα του κινητηρίου συστήματος από πλευράς επίδοσης. Το μεγαλύτερο συντελεστή τον παρατηρούμε για την περίπτωση εσωτερικών μαγνητών, όπου η ικανότητα εξασθένισης του πεδίου του δρομέα B επιτρέπει σημαντικά υψηλότερη ταχύτητα και χρήση υψηλότερου λόγου μετάδοσης (κοντύτερη ταχύτητα), όπως φαίνεται στον πίνακα 3.



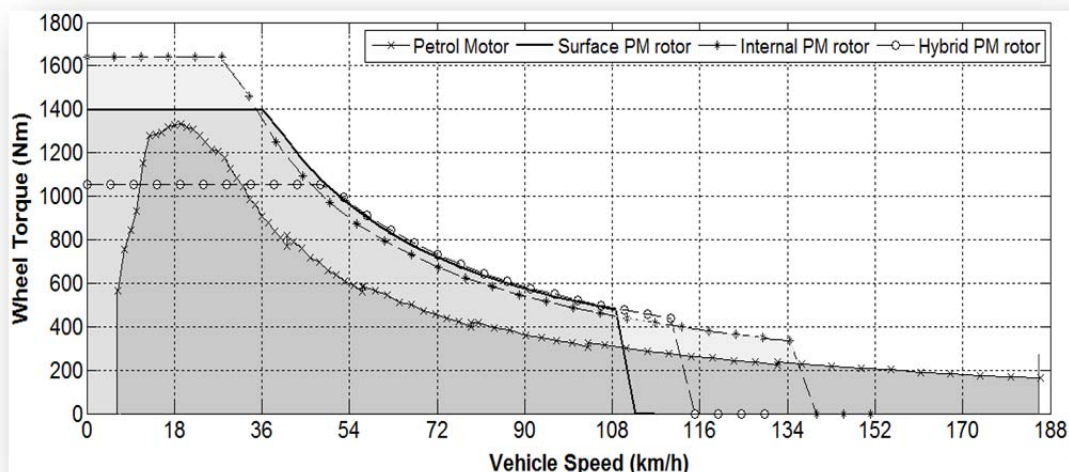
Σχήμα 7.25: Χαρακτηριστικές καμπύλες PCU ως προς σχέση μετάδοσης για τους τρεις δρομείς

Στον πίνακα 3 εμφανίζονται επίσης οι τιμές ροπής στους τροχούς, η βέλτιστη σχέση μετάδοσης, η τελική ταχύτητα για δεδομένη ταχύτητα περιστροφής. Η μέση ισχύς είναι η τιμή που προκύπτει από την ολοκλήρωση της καμπύλης ροπής του σχ. 7.24, επιλέγοντας το αντίστοιχα σκιασμένο τμήμα στις περιοχές λειτουργίας ToB και FW. Στην τελευταία στήλη του πίνακα 3 φαίνεται η επίδοση του κινητηρίου συστήματος με θερμικό κινητήρα και κιβώτιο 6 σχέσεων μετάδοσης, προκειμένου να συγκριθεί ο συντελεστής αξιοποίησης και να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα.

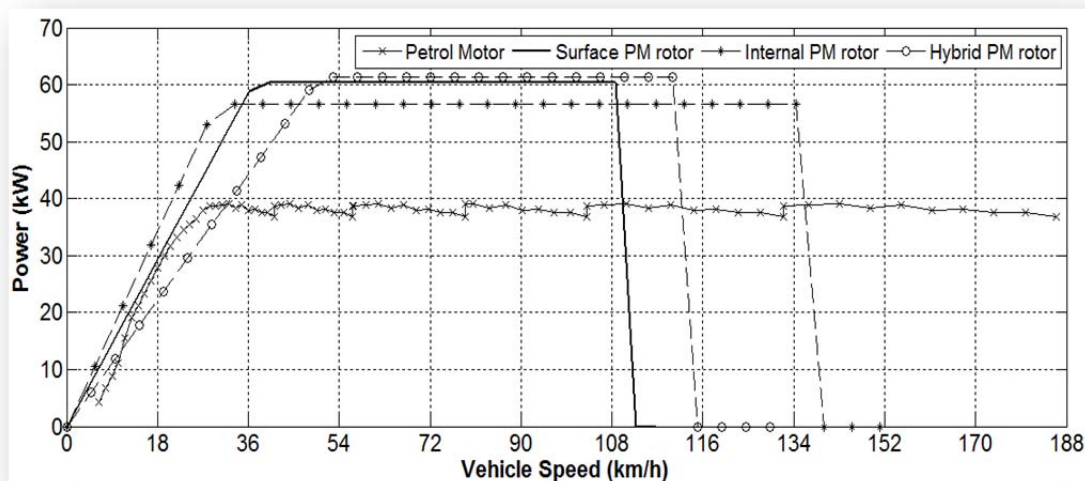
ΠΙΝΑΚΑΣ 3

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΚΙΝΗΤΗΡΙΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΓΙΑ ΤΟΥΣ ΤΡΕΙΣ ΔΡΟΜΕΙΣ ΣΕ ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕ ΤΟΝ ΘΕΡΜΙΚΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ

ΠΟΣΟΤΗΤΑ	ROTOR A	ROTOR B	ROTOR C	STOCK PETROL MOTOR
Όνομαστική Ισχύς	60 kW (80 HP)	56 kW (75 HP)	61 kW (82 HP)	39 kW (55 HP)
PUC	0.81	0,86	0.77	0.92
Μέγιστη Ροπή Τροχού	1397 Nm	1640 Nm	1055 Nm	1333 Nm
Μέγιστη Ταχύτητα Οχήματος	108 km/h	145 km/h	127 km/h	160 km/h
Μέση Ισχύς	48.6 kW	48.1 kW	46.97 kW	35.5 kW
Σχέση Μετάδοσης	5.59 : 1 (bestPUC)	7.29 : 1 (bestPUC)	4.06 : 1 (bestPUC)	Variable from 14 to 2.94 : 1



Σχήμα 7.26: Βέλτιστη καμπύλη ροπής ως προς ταχύτητα οχήματος



Σχήμα 7.27: Βέλτιστη καμπύλη ισχύος ως προς ταχύτητα οχήματος

Τα γραφήματα στα σχ. 7.26 και 7.27 απεικονίζουν την τελική καμπύλη ροπής στους τροχούς, μόνο των βέλτιστων τιμών, σε κοινό γράφημα και ταυτόχρονα, συγκρίνονται ως προς την καμπύλη ροπής τροχών του θερμικού συστήματος.

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο περιγράφηκε, χρησιμοποιώντας συστηματική μεθοδολογία, η από κοινού χρήση του ζεύγους κινητήρα-σχέσης μετάδοσης, προκειμένου

να εξαχθεί ο συντελεστής αξιοποίησης του συστήματος. Με την κατάλληλη βέλτιστης επιλογή της σχέσης μετάδοσης είναι δυνατόν να περιοριστεί σημαντικά η υπερδιαστασιολόγηση της ισχύος του κινητηρίου συστήματος και να μεγιστοποιηθεί η επίδοση του οχήματος.

### 7.3 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [7.1] K. Laskaris and A. Kladas, “Permanent Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 3776-3783, no. 9, Sep. 2011.
- [7.2] K. Laskaris and A. Kladas, “Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.
- [7.3] T.M. Jahns, “Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 4, pp.681-689, July/Aug. 1986.
- [7.4] M. A. Rahman, Qin Ruifeng, “A permanent magnet hysteresis hybrid synchronous motor for electric vehicles”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, no. 1, pp. 46-53, Feb. 1997.
- [7.5] Lixin Tang, Gui-Jia Su, Xianghui Huang, “Experimental High-Performance Control of Two Permanent Magnet Synchronous Machines in an Integrated Drive for Automotive Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, no 2, pp. 977-984, Feb. 2008.
- [7.6] C. C. Chan, K. T. Chau, J. Z. Jiang, W. Xia, M. Zhu, R. Zhang, “Novel permanent magnet motor drives for electric vehicles”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 43, no. 2, pp. 331-339, Apr. 1996.
- [7.7] Kenji Nakamura, Kenichi Saito, and Osamu Ichinokura, “Dynamic Analysis of Interior Permanent Magnet Motor Based on a Magnetic Circuit Model”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, No. 5, September 2003.
- [7.8] C. Cavallaro, A. O. D. Tommaso, and R. Miceli, “Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 4, pp. 1153–1160, Aug. 2005.
- [7.9] T. Ohnishi and N. Takahashi, “Optimal design of efficient IPM motor using finite element method”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp. 3537–3539, 2000.
- [7.10] K. Laskaris and A. Kladas, “Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.
- [7.11] K. Kim, S. Lim and D. Koo, “The shape design of permanent magnet for permanent magnet synchronous motor considering partial demagnetization”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 42, No. 10, Oct. 2006.
- [7.12] R. Moncada, J. Tapia and T. Jahns, “Analysis of Negative-Saliency Permanent-Magnet Machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, no. 1, pp. 122-127, Jan. 2010.
- [7.13] D.J. Sim, D.H. Cho, J.S. Chun, H. K. Jung, and T. K. Chung, “Efficiency optimization of interior permanent magnet synchronous motor using genetic algorithms”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 2, pp. 1880–1883, 1997.
- [7.14] F. Caricchi, F. Maradei, G. De Donato and F. Capponi, “ Axial-Flux Permanent-Magnet Generator for Induction Heating Gensets”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, no. 1, pp. 128-137, Jan. 2010.

- [7.15] S. Bolognani, L. Peretti and M. Zigliotto, “High Dynamic Electromechanical Conversion Model for PMSM Drives”, *Industrial Electronics Society, IECON 2007 33rd Annual Conference of the IEEE*, pp. 1003–1008, 5-8 Nov. 2007.
- [7.16] Y. Perriard, P. Ragot, M. Markovic, “Brushless DC Motor Optimization Process - Choice between Standard or Straight Tooth Shape”, *41st IEEE IAS Annual Meeting Conference Record*, vol. 1, October 2006.
- [7.17] P. Lindh, H. Jussila, M. Niemela, A. Parviainen and J. Pyrhonen, “Comparison of concentrated winding permanent magnet motors with embedded and surface mounted rotor magnets”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 5, May. 2009.
- [7.18] Yee-Pien Yang and Down Su Chuang, “Optimal Design and Control of a Wheel Motor for Electric Passenger Cars”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 43, no. 1, Jan. 2007.
- [7.19] H. A. Toliyat, “Recent advances and applications of power electronics and Motor Drives - Electric machines and motor drives”, *Industrial Electronics IECON 2008 34th Annual Conference of IEEE*, pp. 34-36, 10-13 Nov. 2008.
- [7.20] Y. Li, T. Wang and Y. Lu, “Programmable Design of Magnet Shape for Permanent-Magnet Synchronous Motors With Sinusoidal Back EMF Waveforms”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, No. 9, Sep. 2008.
- [7.21] M. Fu and Y. Hsu, “An investigation on Influence of Magnet Arc Shaping Upon Back Electromotive Force Waveforms for Design of Permanent-Magnet Brushless Motors”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, No. 10, Oct. 2005.
- [7.22] L. Parsa, Lei Hao, “Interior Permanent Magnet Motors With Reduced Torque Pulsation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, no 2, Feb. 2008, pp. 602-609.
- [7.23] Toyota, [www.toyota.com](http://www.toyota.com)
- [7.24] Siemens, [www.siemens.com](http://www.siemens.com)
- [7.25] Tesla Motors, [www.teslamotors.com](http://www.teslamotors.com)

## Ανακεφαλαίωση - Συμπεράσματα

### 8.1. ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ ΚΑΙ ΚΥΡΙΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην εργασία αυτή επιχειρήθηκε συστηματική σχεδίαση, βελτιστοποίηση και κατασκευή ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων. Στο παρόν κεφάλαιο συγκεντρώνονται τα κυριότερα συμπεράσματα, επισημαίνονται τα σημεία προαγωγής της επιστήμης και αναφέρονται τα θέματα, τα οποία με την ολοκλήρωση της εργασίας αναδείχθηκε ότι χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης.

Η εργασία που πραγματοποιήθηκε μπορεί να χωριστεί σε τρεις φάσεις – περιόδους δραστηριότητας κατά τις οποίες από τη διερεύνηση ευρύτερων φαινομένων – θεμάτων οδηγηθήκαμε σταδιακά στην ανάλυση πιο εξειδικευμένων και απομονωμένων προβλημάτων που διαδραματίζουν σημαντικό ρόλο στη σχεδίαση ΣΜΜΜ για ηλεκτρική κίνηση οχημάτων.

#### *8.1.1. Πρώτη φάση: Μελέτη επίδοσης- απόδοσης εναλλακτικών διαμορφώσεων ΣΜΜΜ*

Κατά την πρώτη φάση μελετήθηκαν οι κύριες διαμορφώσεις ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών και έγινε συστηματική βιβλιογραφική ανασκόπηση ως προς τις επικρατέστερες τοπολογίες, σχεδιαστικές τάσεις και πλεονεκτήματα αυτών για εφαρμογές σε οχήματα.

Κατόπιν εφαρμόστηκαν τεχνικές σχεδίασης και βελτιστοποίησης γεωμετρίας μηχανών μονίμων μαγνητών, προκειμένου να προκύψει βέλτιστος συμβιβασμός για τα λειτουργικά χαρακτηριστικά, όπως η επίδοση, η απόδοση, η κυμάτωση ροπής, μελετώντας τη λειτουργία της μηχανής ως γεννήτριας, αγνοώντας σε ένα πρώτο βήμα τις επιπτώσεις που εισάγουν οι ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της τροφοδοσίας από αντιστροφέα.

Προτάθηκαν βέλτιστες διαμορφώσεις κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων, στην περίπτωση μηχανής εσωτερικών (εγκαρσίων) μαγνητών εσωτερικού δρομέα και αντίστοιχα μηχανής επιφανειακών μαγνητών εξωτερικού δρομέα (wheel motor).

Προσομοιώθηκαν τα λειτουργικά χαρακτηριστικά τους και προκειμένου αυτά να επιβεβαιωθούν πειραματικά κατασκευάστηκαν τα δύο βελτιστοποιημένα δοκίμια ηλεκτρικών μηχανών μονίμων μαγνητών αντίστοιχων διαμορφώσεων δρομέα. Με αυτόν τον τρόπο

επιβεβαιώθηκαν οι προσομοιωμένες τιμές και συγκρίθηκαν με τα πειραματικά χαρακτηριστικά τους σε διάφορες λειτουργικές συνθήκες.

*Τα κύρια συμπεράσματα της πρώτης φάσεως είναι τα εξής:*

- Στις μηχανές μονίμων μαγνητών σε κενό φορτίο η αδιαμόρφωτη κατανομή πεδίου στο διάκενο δημιουργεί απώλειες πυρήνα, οι οποίες πλήττουν κυρίως το στάτη της μηχανής. Αυτές εξαρτώνται από τη μέση τιμή της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο αλλά και από τις ανώτερης τάξης αρμονικές χώρου (αυλάκων, σχήματος μαγνητών) που εισάγονται αναλόγως με τη σχεδίαση.
- Οι διαφεύγουσες απώλειες (stray losses) που εμφανίζονται κατά τη φόρτιση της μηχανής είναι σημαντικά εντονότερες στις μηχανές εσωτερικών μαγνητών, σε σύγκριση με αυτές των μηχανών επιφανειακών μαγνητών. Οι απώλειες αυτές οφείλονται κυρίως στις χαμηλής τάξης αρμονικές (3<sup>ης</sup> τάξης κυρίως) που εμφανίζονται κατά την παραμόρφωση του πεδίου (αντίδραση τυμπάνου) προκειμένου να αναπτυχθεί ηλεκτρομαγνητική επαπτομενική πίεση στο διάκενο και συνεπώς ροπή στον άξονα. Οι διαφεύγουσες απώλειες πλήττουν κυρίως τον δρομέα της μηχανής μονίμων μαγνητών, και επηρεάζουν σημαντικά τη θερμοκρασία λειτουργίας του. Σημειώνεται ότι ο δρομέας των ΣΜΜΜ είναι εξαιρετικά ευπαθής στην ανάπτυξη υψηλών θερμοκρασιών καθώς η ψύξη είναι περιορισμένη και οι μόνιμοι μαγνήτες ευαίσθητοι σε αυξήσεις της θερμοκρασίας.
- Οι απώλειες πυρήνα που αναπτύσσονται στον στάτη κατά τη φόρτιση μειώνονται σημαντικά στη μηχανή εσωτερικών μαγνητών, καθώς το πεδίο διέγερσης εξασθενεί λόγω αυξημένων σκεδάσεων, δίνοντας ένα πλεονέκτημα στις υψηλές ταχύτητες. Ωστόσο, η ανάπτυξη διαφευγουσών απωλειών σχεδόν ισοσταθμίζει τις συνολικές απώλειες πυρήνα, δημιουργώντας ταυτόχρονα ένα πρόβλημα υπερθέρμανσης του δρομέα. Η χρήση ελασματοποιημένου πυρήνα στο δρομέα της μηχανής εσωτερικών μαγνητών κρίνεται απολύτως απαραίτητη, επειδή σε αντίθετη περίπτωση οι απώλειες πυρήνα μπορεί να απομαγνητίσουν λόγω υπερθέρμανσης τους μόνιμους μαγνήτες, σε παρατεταμένη λειτουργία σε πλήρες φορτίο.
- Οι ηλεκτρικές μηχανές εσωτερικών μονίμων μαγνητών εμφανίζουν μεγαλύτερη μεταβλητότητα του βαθμού απόδοσης με το φορτίο, συγκρινόμενες με τις μηχανές επιφανειακών μαγνητών καθώς οι συνολικές απώλειες πυρήνα μειώνονται γρηγορότερα με τη φόρτιση.

#### *8.1.2. Δεύτερη φάση: Παραμετροποιημένη σχεδίαση - βελτιστοποίηση γεωμετρίας*

Στη δεύτερη φάση αναπτύχθηκαν προηγμένα σχεδιαστικά εργαλεία και πραγματοποιήθηκαν τα κατάλληλα βήματα για τη δημιουργία εύχρηστου και ευέλικτου εργαλείου λογισμικού αυτοματοποιημένης μεταβολής της γεωμετρίας, έτσι ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί παράλληλα με την υφιστάμενη σχεδιαστική μεθοδολογία που βασίζεται στη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων. Αναπτύχθηκε εργαλείο λογισμικού βελτιωμένης

εκτίμησης των απωλειών σιδήρου και καθώς και πλήρως παραμετροποιημένης σχεδίασης, δίνοντας τη δυνατότητα θεώρησης οποιασδήποτε μηχανής μονίμων μαγνητών, ως συνάρτησης των μεταβλητών κατασκευής των, προκειμένου να συνδυαστεί αυτοματοποιημένα με τεχνικές προγραμματιζόμενης βελτιστοποίησης για την ανεύρεση της κατάλληλης γεωμετρίας.

Εφαρμόζοντας τις παραπάνω τεχνικές σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε ΣΜΜΜ πλήρους κλίμακας ισχύος 63 kW, υψηλής ταχύτητας και μεγάλης πυκνότητας ισχύος, προκειμένου να φιλοξενηθεί σε μικρό ηλεκτρικό αυτοκίνητο. Η αρχική βελτιστοποιημένη γεωμετρία είχε δρομέα επιφανειακών μαγνητών, με μαγνήτες πλήρους τόξου. Η ηλεκτρεγερτική δύναμη που προέκυπτε από αυτή τη γεωμετρία ήταν τραπεζοειδούς χρονικής μεταβολής, εμφανίζοντας μεν μεγάλο περιεχόμενο αρμονικών αλλά ταυτόχρονα και πολύ υψηλή μέση επαγωγή στο διάκενο, που επέτρεπε την ανάπτυξη εξαιρετικά μεγάλης ροπής. Προκειμένου να επιβεβαιωθεί πειραματικά η επίπτωση του σχήματος της ΗΕΔ στην πυκνότητα ισχύος, στις απώλειες πυρήνα και στην απόδοση, κατασκευάστηκε ακόμη ένας δρομέας έκτυπων επιφανειακών μαγνητών αυτή τη φορά, με ημιτονοειδή γεωμετρία μαγνήτη. Στόχος της σύγκρισης ήταν η μεγιστοποίηση της πυκνότητας ισχύος της ΣΜΜΜ εξασφαλίζοντας κατώφλι απόδοσης σε όλο το εύρος λειτουργίας. Αυτό αντιστοιχεί σε μεγιστοποίηση της μέσης μηχανικής ισχύος στην λειτουργική περιοχή ταχυτήτων.

Κατά την πειραματική επιβεβαίωση των προσομοιώσεων παρατηρήθηκε σημαντική απόκλιση από τις προσομοιώσεις που αυξανόταν καθώς αυξάνονταν οι συνθήκες φόρτισης του κινητήρα, ιδιαίτερα στην περίπτωση των έκτυπων ημιτονοειδών μαγνητών. Ο λόγος ήταν οι υψηλές διαφεύγουσες απώλειες, λόγω του συμπαγούς δρομέα και ταυτόχρονα της μεγάλης μεταβλητότητας του πεδίου στα άκρα του μόνιμου μαγνήτη, στο σημείο δηλαδή που το πάχος του είναι ελάχιστο. Οι διαφεύγουσες απώλειες που μετρήθηκαν σε χαμηλή φόρτιση ήταν περίπου 45 W ενώ σε υψηλή φόρτιση η τιμή τους έφθασε τα 1500 W, ξεπερνώντας σημαντικά τις προσομοιωμένες απώλειες πυρήνα, με ταυτόχρονη υπερθέρμανση του δρομέα της ΣΜΜΜ. Αντίστοιχα ο μετρημένος βαθμός απόδοσης για χαμηλή φόρτιση κυμάνθηκε από 88% έως 92% ενώ σε υψηλή φόρτιση μειώθηκε μέχρι και σε 80%, ενώ η προσομοιωμένη αντίστοιχη τιμή ήταν 95%.

Αυτό εισήγαγε την θεώρησης ενός τρίτου δρομέα επιφανειακών μαγνητών με ελασματοποιημένο πυρήνα, όπως στην περίπτωση των εσωτερικών μαγνητών. Η διαφορά της τιμής των απωλειών πυρήνα σε πλήρη φόρτιση μετρήθηκε 180 W αντί περίπου 1500 W που αντιστοιχούσε σε δρομέα συμπαγούς πυρήνα.

Σε ότι αφορά στην συγκράτηση των επιφανειακών μονίμων μαγνητών στον δρομέα, διερευνήθηκαν εναλλακτικές κατασκευαστικές επιλογές κάνοντας χρήση ειδικής κόλλας, στερέωσης με βίδες αλλά και χρήση διαμορφωμένων προεξοχών πυρήνα προκειμένου να βρεθεί αποδεκτός τρόπος συγκράτησης των μαγνητών.

*Τα κύρια συμπεράσματα της δεύτερης φάσεως είναι τα εξής:*

- Η κυματομορφή της ηλεκτρεγερτικής δύναμης μιας ΣΜΜΜ επηρεάζει σημαντικά τις απώλειες πυρήνα, ιδιαίτερα όσο αυξάνεται η ταχύτητα περιστροφής, και



αποτελεί βασικό παράγοντα βελτιστοποίησης προκειμένου να επιτευχθεί ικανοποιητική απόδοση στο επιθυμητό εύρος ταχυτήτων λειτουργίας.

- Το σχήμα των επιφανειακών μαγνητών αποτελεί κύριο αντικείμενο βελτιστοποίησης καθώς επηρεάζει άμεσα την ΗΕΔ της μηχανής, τις επιθυμητές κυματομορφές των ρευμάτων οδήγησης, τις απώλειες πυρήνα, τον βαθμό απόδοσης αλλά και το εύρος ταχυτήτων λειτουργίας.
- Με κατάλληλη βελτιστοποίηση του σχήματος των επιφανειακών μαγνητών (έκτυποι πόλοι) επιτεύχθηκε η δραστική μείωση της ροπής ευθυγράμμισης (από 5% σε 0.5% της ονομαστικής ροπής στη μηχανή που κατασκευάσθηκε) και της κυμάτωσης ροπής κατά τη φόρτιση (από 15% σε 5% της ονομαστικής ροπής στη μηχανή που κατασκευάσθηκε). Ωστόσο, ο αντίκτυπος στη μείωση της ωφέλιμης ροπής δεν ήταν αμελητέος (15% για ονομαστικά ρεύματα στάτη στη μηχανή που κατασκευάσθηκε).
- Η χρήση έκτυπων μαγνητών, όμως, εισάγει την ανάγκη υιοθέτησης ελασματοποιημένου πυρήνα στον δρομέα, προκειμένου να μειωθούν οι διαφεύγουσες απώλειες.
- Κατασκευαστικά οι μηχανές επιφανειακών μαγνητών απαιτούν ειδική στήριξη των μονίμων μαγνητών στον δρομέα. Κατά την παρούσα εργασία εξετάσθηκαν εναλλακτικοί τρόποι στήριξης των επιφανειακών μαγνητών. Ο πιο αποτελεσματικός τρόπος συγκράτησης επιφανειακών μαγνητών από αυτούς που εξετάσθηκαν είναι η χρήση έκτυπων προεξοχών (οδοντώσεων) στα ελάσματα του πυρήνα. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή έγινε χρήση οδοντώσεων σε ποσοστό 20% των συνολικών φύλλων λαμαρίνας, με αποτέλεσμα η προκαλούμενη σκέδαση μαγνητικής ροής των μονίμων μαγνητών που μετρήθηκε να είναι μικρότερη από 0.5%. Τέλος σημειώνεται ότι δεν χρησιμοποιήθηκε στήριξη των μονίμων μαγνητών με εξωτερική συγκράτηση από πολύ λεπτό φύλλο συνθετικού υλικού, η οποία αναφέρεται στη βιβλιογραφία για εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων, λόγω της αύξησης του διακένου που προκαλεί.

### *8.1.3. Τρίτη φάση: Θεώρηση επιπτώσεων οδήγησης της ΣΜΜΜ από μετατροπέα*

Έχοντας ολοκληρώσει τη βελτιστοποίηση γεωμετρίας των ΣΜΜΜ για ημιτονοειδή τροφοδοσία, κατά τη φάση αυτή επιχειρήθηκε η οδήγησή τους από μετατροπείς ισχύος που χρησιμοποιούν τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών, προκειμένου να μελετηθούν τα προβλήματα που προέρχονται από τις αρμονικές χρόνου της τροφοδοσίας. Για τις ανάγκες του πειράματος αναπτύχθηκε τριφασικός αντιστροφέας (600V, 300A), ώστε να τροφοδοτηθεί ο κινητήρας των 63 kW. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στον πειραματικό προσδιορισμό των απωλειών πυρήνα που σχετίζονται με τη διακοπτική συχνότητα που εισάγει ο αντιστροφέας καθώς και στην επίπτωση της συνολικής αυτεπαγωγής ανά φάση των τυλιγμάτων της μηχανής και της αντίστοιχης ηλεκτρικής σταθεράς χρόνου  $L/R$  στην εξομάλυνση των διακοπτικών συνιστωσών των ρευμάτων.

Από την πεδιακή ανάλυση προσδιορίστηκε η βέλτιστη τιμή της εσωτερικής γωνίας του πεδίου του δρομέα ως προς το πεδίο του στάτη με τη μεταβολή της φόρτισης του κινητήρα των 63 kW, προκειμένου να χρησιμοποιηθεί στη βελτίωση του ελέγχου κατά τη φόρτιση, παρέχοντας πιο ακριβή πληροφορία για θέση του πεδίου διέγερσης. Επιπλέον, αναπτύχθηκε λογισμικό που εφαρμόζει διανυσματικό έλεγχο στον κινητήρα σε περιβάλλον Simulink ώστε να μπορεί να υλοποιηθεί η επιθυμητή στρατηγική ελέγχου.

Εν συνεχεία, έπρεπε να αντιμετωπισθεί το πρόβλημα υπερδιαστασιολόγησης της βαθμίδας ισχύος του μετατροπέα που προκύπτει από την απαίτηση παροχής υψηλής τάσεως στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων (καθώς η αντι-HEΔ του κινητήρα μεταβάλλεται γραμμικά με την ταχύτητα) και υψηλών ρευμάτων για ανάπτυξη σημαντικής ροπής σε χαμηλές ταχύτητες. Αυτές οι συνθήκες οδηγούν επιπρόσθετα σε κακό συντελεστή διαμόρφωσης στις χαμηλές ταχύτητες όταν χρησιμοποιείται τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών στον αντιστροφέα, πράγμα το οποίο προκαλεί κακό βαθμό απόδοσης στον κινητήρα, και σοβαρά προβλήματα ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας (EMI). Για την επίλυση των προβλημάτων αυτών διερευνήθηκαν πεδιακά οι δυνατότητες προσωρινής υπερφόρτισης σε ροπή στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων (torque over boost control) αλλά και εξασθένησης του πεδίου στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων (field weakening control) τόσο στις μηχανές επιφανειακών όσο και σε εκείνες εσωτερικών μαγνητών, ενώ υλοποιήθηκε κατάλληλο σύστημα ελέγχου για την πειραματική επιβεβαίωση των ευρημάτων. Η τεχνική εξασθένησης του πεδίου μέσω κατάλληλων ρευμάτων στον ορθό άξονα της μηχανής διαπιστώθηκε ότι αυξάνει τις απώλειες χαλκού της μηχανής, αλλά επειδή ταυτόχρονα μειώνονται οι απώλειες πυρήνα, επιτρέπει σχετική μείωση των συνολικών απωλειών στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων περιστροφής. Στις εργαστηριακές δοκιμές για τη διερεύνηση των μεταβολών στη λειτουργία της μηχανής χρησιμοποιήθηκαν τάσεις ζυγού συνεχούς ρεύματος του αντιστροφέα 30, 60, 250 και 500 V και διακοπτικές συχνότητες που κυμάνθηκαν από 2 έως και 20 kHz.

Σχεδιαστικά και κατασκευαστικά εξετάστηκαν τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα, της χρήσης στάτη με συγκεντρωμένα μη επικαλυπτόμενα τυλίγματα κλασματικής αύλακος. Διερευνήθηκαν οι βέλτιστοι συνδυασμοί πόλων και δοντιών στάτη σε μηχανές υψηλών ταχυτήτων και κατασκευάστηκε κινητήρας επιφανειακών μαγνητών, εξωτερικού δρομέα συγκεντρωμένων τυλιγμάτων κλασματικής αύλακος, προκειμένου να επιβεβαιωθεί εργαστηριακά ο αυξημένος συντελεστής πληρότητας που επιτρέπει αυτός ο τύπος τυλίγματος καθώς και η επίπτωσή του στον συνολικό βαθμό απόδοσης. Προσδιορίστηκαν μέσω προσομοιώσεων τα λειτουργικά χαρακτηριστικά (επίδοση, κυμάτωση ροπής, απώλειες πυρήνα και βαθμός απόδοσης. Ιδιαίτερα εξετάστηκε η επίπτωση των αρμονικών χρόνου του μετατροπέα στις εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων και συγκρίθηκαν οι κατασκευαστικές δυσκολίες και η βελτιστοποίηση κόστους σε σχέση με την αντίστοιχη μηχανή τυλιγμάτων πλήρους βήματος.

Τέλος εφαρμόστηκε μεθοδολογία βελτιστοποίησης για τη μείωση του βάρους του δρομέα και εξετάστηκε η επίπτωση της χρήσης κατατμημένων μαγνητών μονωμένων μεταξύ τους, για τη μείωση των απωλειών δινορρευμάτων.

Τα κύρια συμπεράσματα της τρίτης φάσεως είναι τα εξής:

- Προκειμένου ο έλεγχος να είναι βελτιστοποιεί ικανοποιητικά τη λειτουργία του κινητήρα απαιτείται θεώρηση της μεταβολής των παραμέτρων του μέσω πεδιακού μοντέλου ή κατάλληλα μεταβαλλόμενου δυναμικού μοντέλου συγκεντρωμένων παραμέτρων ώστε να θεωρείται η αλλαγή της μαγνητικής αντίδρασης κατά τη μεταβολή των ρευμάτων του στάτη. Η θεώρηση της μεταβολής των παραμέτρων είχε ως συνέπεια την αύξηση της επίδοσης (μέγιστη ροπή) κατά 5%, και των απωλειών χαλκού για δεδομένη ονομαστική ροπή κατά 10%, λόγω της βέλτιστης αξιοποίησης των αμπερελιγμάτων.
- Η εξασθένιση του μαγνητικού πεδίου επιτυγχάνεται πολύ εύκολα στις μηχανές εσωτερικών μαγνητών (μείωση στο 35% του αντι-HEΔ μέσω συνιστωσών ρευμάτων στάτη ευθύ άξονα της τάξης του 30% της ονομαστικής τιμής για τη μηχανή που κατασκευάσθηκε) ενώ αντίθετα είναι πολύ περιορισμένη στις μηχανές επιφανειακών μαγνητών (μείωση στο 75% της αντι-HEΔ μέσω συνιστωσών ρευμάτων στάτη ευθύ άξονα της τάξης του 80% της ονομαστικής τιμής για τη μηχανή που κατασκευάσθηκε).
- Η εξασθένιση πεδίου έχει σαν αποτέλεσμα την ανάπτυξη ανώτερων αρμονικών συνιστωσών πεδίου στο διάκενο, ιδιαίτερα στην γεωμετρία εσωτερικών μαγνητών, με αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών πυρήνα, πράγμα που καθιστά τη χρήση ελασματοποιημένου πυρήνα στο δρομέα απαραίτητη.
- Ο λόγος των αυτεπαγωγών που εμφανίζει η μηχανή στον ευθύ και κάθετο άξονα ( $L_d$ ,  $L_q$ ) αντίστοιχα, επηρεάζει τη μέγιστη ροπή, τη μέγιστη ικανότητα εξασθένισης πεδίου και την ελαχιστοποίηση απωλειών που οφείλονται στις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες σε συνθήκες εξασθένισης του πεδίου.
- Ένα σημαντικό πρόβλημα που αναδεικνύεται κατά την τεχνική ελέγχου με εξασθένιση πεδίου διέγερσης μηχανών μόνιμου μαγνήτη είναι η σημαντική καταπόνηση σε ρεύματα του αντιστροφέα σε συνθήκες υψηλών ταχυτήτων με αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών και τη μειωμένη αξιοπιστία του.

## 8.2. ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ

Στην παρούσα εργασία σχεδιασμού και κατασκευής μηχανών μόνιμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων περιλαμβάνονται τα παρακάτω σημεία καινοτόμου συνεισφοράς:

- Αναπτύχθηκε παραμετροποιημένη ανάλυση βελτιστοποίησης γεωμετρίας μηχανών μόνιμου μαγνήτη με ενσωματωμένες δυνατότητες εκτίμησης των απωλειών και επίδοσης.
- Διερευνήθηκαν εναλλακτικές γεωμετρίες κατασκευής τόσο του δρομέα (επιφανειακής, εσωτερικής και υβριδικής τοπολογίας μόνιμων μαγνητών) όσο και του στάτη (με τυλίγματα πλήρους και κλασματικής αύλακος) των ηλεκτρικών μηχανών και

αναλύθηκαν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους στις συγκεκριμένες εφαρμογές.

- Αναπτύχθηκε κατάλληλη μεθοδολογία αξιολόγησης των μηχανών μόνιμου μαγνήτη ως προς την ικανότητα παροχής μηχανικής ισχύος σε όλη τη λειτουργική περιοχή του συστήματος μέσω κατάλληλου συντελεστή αξιοποίησης ισχύος (*PUC*).
- Κατασκευάστηκαν πρότυπες ηλεκτρικές μηχανές για ηλεκτρικά οχήματα οι επιδόσεις των οποίων ανταγωνίζονται βιομηχανικές κατασκευές υψηλού κόστους (διάκριση στους ευρωπαϊκούς αγώνες εξοικονόμησης ενέργειας Shell Eco Marathon 2011).

### 8.3. ΘΕΜΑΤΑ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ

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

- Βελτίωση στη θεώρηση των απωλειών σιδήρου που προκαλούνται στους ηλεκτρικούς κινητήρες μόνιμων μαγνητών από τις ανώτερες αρμονικές χρόνου της τροφοδοσίας τους από αντιστροφείς.
- Προσαρμογή κατάλληλων συναρτήσεων κατασκευαστικού κόστους από βιομηχανικές μονάδες στα κριτήρια βελτιστοποίησης των κινητήρων μόνιμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών και υβριδικών οχημάτων.

### Δημοσιευθείσες εργασίες

#### Δημοσιεύσεις σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά μετά από κρίση:

- [1] K. Laskaris and A. Kladas, “Permanent Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 3776-3783, no. 9, Sep. 2011.
- [2] K. Laskaris and A. Kladas, “Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010. **Cited by 15**
- [3] K. Laskaris and A. Kladas, “Optimal Power Utilization by adjusting Torque Boost and Field Weakening Operation in Permanent Magnet Traction Motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Accepted for publication, Digital Object Identifier: TEC-00461-2011.
- [4] K. Laskaris, E. Theodorou, V. Papanikolaou and A. Kladas, “High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor design for Light Electric Vehicle Applications”, accepted for publication in the *Journal of Materials Science Forum*.

#### Δημοσιεύσεις σε πρακτικά διεθνών επιστημονικών συνεδρίων μετά από κρίση:

- [5] K. Laskaris, A. Kladas, “ Permanent magnet geometry optimization for surface PM motor with maximum power density by using a particular Vernier technique”, *Proceedings of the COMPUMAG 2011 Conference*, Sydney, Australia, 12-15 Jul 2011, Paper ID CMP-700
- [6] K. Laskaris, Antonios Chaniotis and A. Kladas, “ High performance traction motor design and construction for small passenger electric car”, *Proceedings of the XIX International Conference on Electrical Machines*, Rome, Italy, 6-8 Sep 2010, Paper ID RD-013854
- [7] K. Laskaris and A. Kladas, “Permanent magnet shape optimization for high efficiency electric traction motors”, *Proceedings of the 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation CEFC2010*, Chicago, USA, 9-12 May 2010, Paper ID 1758
- [8] K. Laskaris, Efrosyni Theodorou, Vasilius Papanikolaou and A. Kladas, “High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor design for Light Electric Vehicle Applications”, *Proceedings of the 7<sup>th</sup> Japanese-Mediterranean and Central European Workshop*, Budapest, Hungary, 5-8 Jul 2011, Paper ID: P20.
- [9] K. Laskaris and A. Kladas, “Comparison of Internal and Surface Permanent Magnet Motor Topologies for Electric Vehicle Applications”, *Proceedings of the 8th Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium, 2009, ELECTROMOTION 2009*. **Cited by 1**
- [10] K. Laskaris, Anastasios G. Vichos and A. Kladas, “Permanent Magnet Wheel Motor for Electric Vehicle Applications”, *Proceedings of the COMPUMAG 2009 Conference*, Florianopolis, Brazil, 22-26 Nov 2009, Paper ID CMP-700
- [11] K. Laskaris and A. Kladas, “High Torque Internal Permanent Magnet Motor for Electric Traction Applications”, *Proceedings of the XVIII International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, 6-9 September 2008, Paper ID 1428. **Cited by 3**
- [12] D. Gyparakis, N. Apostolopoulos, C. Patsios, K. Laskaris, A. Kladas, “Permanent Magnet Synchronous Machine Drives for Electric Vehicle Applications”, *1st MARINELIVE International Workshop on Propulsion Systems*, Athens, Greece, Jan. 11-12, 2012.
- [13] E. Theodorou, V. Papanikolaou, K. Laskaris and A. Kladas “High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor Design and Construction for Electric Vehicle Prototype Development”, E.E Cigré, Athens, Greece, Dec 15-16. (in Greek).

# Optimal Power Utilization by adjusting Torque Boost and Field Weakening Operation in Permanent Magnet Traction Motors

<sup>1</sup>Konstantinos I. Laskaris, *Member, IEEE* and <sup>2</sup>Antonios G. Kladas, *Member, IEEE*  
laskaris@central.ntua.gr kladasel@central.ntua.gr

Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics  
National Technical University of Athens, Greece

**Abstract**—Variable speed traction systems require constant adaptation of torque and speed and thus it is desirable to reduce motor size and weight by approximating constant power curve as much as possible. The design strategies under which a Permanent Magnet motor can demonstrate significant Torque over-Boost and Field Weakening capabilities using single gear transmission are investigated. The paper gives a good quantitative comparison of surface-mounted, internal and hybrid rotor topologies, featuring permanent magnets by introducing a Power Utilization Coefficient, which benchmarks the capability of a traction system to utilize its rated power over the whole speed range, while optimal transmission ratio is investigated for the three rotor topologies.

**Index Terms**—Torque Boost, Field Weakening control, Gear Design, Sinusoidal Back EMF, Permanent magnet motors, Finite element methods.

## NOMENCLATURE

$V_{dc}$	: Battery pack DC voltage
$B_n$	: normal magnetic flux density component
$T_m$	: mechanical torque
$T_w$	: wheel mechanical torque
$P_{nom}$	: nominal motor mechanical power
$V_{max}$	: maximum vehicle speed
$\omega_o$	: minimum angular speed limit
$\omega_{max}$	: angular speed that vehicle reaches $V_{max}$
$PUC$	: power utilization coefficient

## I. INTRODUCTION

Permanent magnet (PM) motors became favourable in the automotive industry in the past few years, due to their advantages of high efficiency, high power density, and high drive performance [1]. To further improve the performance of electric power train, recent efforts have also been concentrated on the motor design and analysis by applying numerical techniques for accurate parameter prediction and dynamic model development [2], [3].

Mounting wheel motors to the EV in order to minimize transmission losses during accelerating or regenerative braking has been very promising, as described in [4]. However, in high performance electric vehicles it is difficult to obtain high power compaction without rotating at high

speed, which can only be achieved, if a transmission gear interferes. In such cases the main target is to maximize the product of torque and speed, by ensuring sufficient over-torque capability for limited time intervals [5]-[7].

Single gear transmission has been preferable over conventional use of clutch and gearbox in electric traction systems, as they can produce high starting torque and flexibility in delivering torque. Contrarily, an internal combustion engine is unable to produce starting torque while torque at low speed is very low. These are the main reasons that a gearbox and clutch has always been required in order to adapt torque and speed and efficiently utilize the available power. Some disadvantages of gearbox use are the high transmission losses, delay time during gear transition that reduces performance, as well as complicated mechanical construction that requires maintenance. However the inarguable advantage of a gearbox is the excellent capability to adapt mechanical power either by increasing torque and lowering speed or vice versa. This gives an excellent utilization of the available power that dramatically increases vehicle performance, in order to avoid traction system oversizing, however the use of gearbox has an impact on efficiency.

As these advantages of the gearbox cannot be neglected recent research introduced continuous variable transmission (CVT) systems in Hybrid Electric Vehicles (HEV) that eliminated some of the traditional gearbox drawbacks. CVTs can gradually modify transmission ratio allowing the motor to operate only at a desirable speed range. However CVT systems are expensive, not as efficient as conventional gearboxes and add more complicated control to the traction system [8]-[10]. Magnetic gear, an alternative to CVT, mainly adopted in wheel motor design, proposed in [11]-[12], allows adequate tradeoff between torque and speed. However overall efficiency declines and for this reason is not widely preferred in high power systems. A double rotor variation is proposed in [13] that improves the machine efficiency and increases the torque density.

A single gear traction motor has to deliver multiple times the torque of the multi-gear motor and multiple times the rotating speed. By taking into account these specs, the single-gear motor results in being huge, in order to deliver this torque and inefficient in high speed operation. Under this condition,

TABLE I - MOTOR CHARACTERISTICS AND SPECIFICATIONS

QUANTITY	SURFACE PM ROTOR GEOMETRY	INTERNAL PM ROTOR GEOMETRY	HYBRID PM ROTOR GEOMETRY
Rated Mechanical Power	60 kW (80 HP)	56 kW (75 HP)	61 kW (82 HP)
Continuous Torque	128 Nm	120 Nm	130 Nm
Maximum phase voltage	300V	300V	300V
Torque Boost Capability	250.0 Nm (for 30 sec)	225.0 Nm (for 30 sec)	260.0 Nm (for 30 sec)
Speed range	0 - 6900 rpm	0 - 12000 rpm	0 - 5500 rpm
Field Weakening control	Over 4500 rpm	Over 5000 rpm	Over 4300 rpm
Power compaction factor	1,21 HP/kg	1,13 HP/kg	1,23 HP/kg

can a single gear electric traction system approximate the performance of a multi gear?

The answer is “yes”, but specific motor design and control strategies have to be applied in order to achieve such performance. In a variable speed drive of an Electric Vehicle (EV) driving performance requires high mean mechanical power over the whole speed range. This is translated as highest possible torque at low speed and highest possible speed keeping constant power. Ideally, the maximum mechanical power available can be delivered at any rotating speed. In this way the ideal torque curve is a hyperbolic function of speed.

By appropriately programming the over-torque capability of the motor, the size can be limited down, but similar strategy has to be done in the high speed area to allow efficient high speed operation. Excitation adjustable machines, such as Synchronous motors featuring rotor windings and Induction motors have a significant advantage of either weakening the field in high speed or strengthening it at very low speed to provide efficient high rotation or increased torque respectively. In this way they can perform, under conditions, as bigger or faster motors. The inarguable advantage of Permanent Magnet (PM) motors is that they provide excitation magnetic field without sacrificing power losses associated with excitation windings [4]. On the other hand, such an excitation magnetic field is not adjustable causing significant iron losses and requiring very high phase voltage feed at high speed. This specific drawback raises the question, under which conditions a PM motor can be superior to an induction or separately excited synchronous motor, for variable speed drives [14], [15]. This work aims to demonstrate the design strategies under which a PM motor can preserve significant Torque over-Boost (ToB) advantages and adequate Field Weakening (FW) capability. The topology which can perform as close to constant power is investigated further in this work.

## II. PM MOTOR CONFIGURATION ANALYSIS

### A. Design considerations

As a general rule ToB and FW are mutually exclusive. A strong magnetic loading can deliver increased torque levels but will be very difficult to weaken at high rotating speed.

Surface mounted PM motors have been considered to be poor candidates for achieving wide constant power operation by means of flux weakening. If the flux linkage is reduced it reduces also the torque capability [4], [16]. In counterparts, internal PM machines present a certain inherent flux weakening capability increased with loading current that is why they are more suitable for these applications [17].

The configurations adopted are 4pole/3phase motors, sharing the same stator design. Stator outer diameter is 250 mm, rotor diameter is 126 mm while active motor length is 150 mm. The air gap radial length is 0.6 mm. The stator consists of 12 slots featuring full pitch distributed windings and is manufactured from laminated M-19, 0.35mm thickness, silicon steel that has been processed to minimize core losses. Stator has been designed to deliver high levels of electric loading without being saturated. This has been done by considering low magnetic flux density in stator teeth (1.4T), in normal operation that will not exceed 2Tesla under high current boost [17].

At this point a critical decision has to be made in order to decide the magnetic loading introduced by the PMs involved. Three rotor designs are being investigated in order to evaluate their ToB and FW capability and check their suitability to approximate the ideal hyperbolic torque curve that is the most favorable. The sinusoidal back EMF waveform demonstrates high efficiency over a wider speed range and is adopted in all rotor designs.

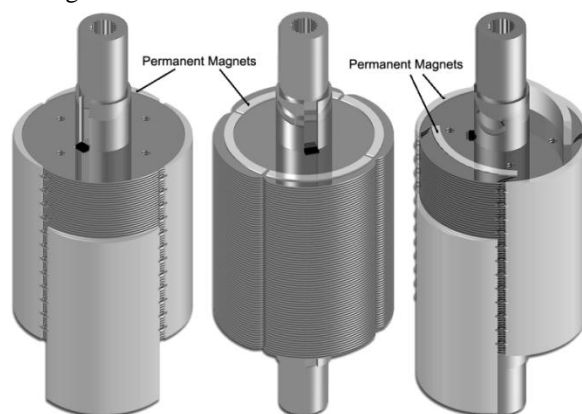


Fig. 1. (a) Surface PM rotor (b) Internal PM rotor (c) Hybrid PM rotor

Rotor **A** (fig. 1a) features surface mounted PMs, the shape of which has been optimized, to provide sinusoidal flux density distribution in the air gap and thus sinusoidal back EMF waveform. The magnets (N42SH) are alternately poled, magnetized through their small dimension and can tolerate up to 150°C operating temperature. PMs are firmly mounted on the laminated core by using tips in a percentage of 20% of the total sheets, which provides adequate mounting reliability up to 8.000 rpm. The flux leakage due to the PM mounting tips is less than 0.02% and thus will be neglected in the Finite Element (FE) analysis that follows.

Rotor **B** (fig. 1b) features constant width, internally mounted PMs (N45SH). Iron core is laminated to reduce eddy

currents and the shape has been optimized in order to produce sinusoidal field distribution, similarly to Rotor **A**. Main characteristics of this rotor is the relatively high flux leakage due to the iron core outside the PMs that sacrifices some magnetizing flux to provide increased weakening capability, as subsequently demonstrated.

Finally rotor **C** (fig. 1c) is a hybrid surface/internal PM rotor that is a good candidate of providing enhanced torque boost characteristics compared to rotor **A**, by using increased volume of PM material. Moreover torque ripple is higher due to the even order harmonics as the consequent magnet poles are not identical, but does not affect designing at this point as torque ripple is less than 5% due to the sinusoidal back-EMF [18]. Surface PMs have been mounted similarly to Rotor **A** while additional internal PMs have been employed, to reinforce the magnetic field, having same magnetization direction with their respective neighboring surface PM. The laminated core features holding tips, as in rotor **A** and furthermore, optimized shape internal slots to reduce the flux leakage to the internal PMs and provide sinusoidal field distribution.

A two dimensional Finite Element Model (FEM) has been employed to analyze the motor configurations. Sensitivity analysis was performed in order to decide on critical design parameters, to maximize efficiency, driving torque, speed range and to minimize active part size [4], [16]. The geometry optimization of the motor enables to achieve a convenient compromise between the two important parameters of performance and efficiency. The next subsections analyses the ToB and FW capability of the aforementioned topologies.

### B. Torque over-Boost operation

The ToB capability is determined by the stator at first place. The more the magnetic circuit stays unsaturated under current over-boost, the more linearly torque increases, as shown in fig. 2. In all rotor cases considered the stator is the same, and thus, in terms of electric loading, the capabilities are common for all three motor configurations. High torque cannot be applied for a long time interval on a moving system, as high acceleration will soon end up when top speed is reached. The worst case scenario for an EV, that requires high torque for the longest time interval, is a steep slope start with full thrust. This is the maximum loading condition in which the traction system of a small passenger EV can be found.

Specifically, the constant current value is 125A and current boosting can increase up to 150% of the rated value (180A) for 50 seconds or up to 200% of the rated value (250A) for 30 seconds. These time intervals have been determined experimentally in section III using temperature monitoring. The heat sink that the stator carries is capable of dissipating 2.0kW of heat with free ventilation at ambient temperature.

Figure 2 shows the electromagnetic torque curve variation with stator current for the three rotor cases. This figure illustrates that the saturation effects are relatively small as the torque varies almost linearly with loading. Simulation has been done for higher values than the prescribed, to demonstrate the saturation level of the magnetic circuit. However stator current will never exceed 250A under any loading condition. The highest torque capability has been achieved by rotor **C** (hybrid topology). This is mainly due to

the important inter-pole reluctance obtained by the relatively large PM volume. Rotor **A** (Surface PM) performance is similar to rotor **C** (hybrid) but in high current values is quite inferior. Rotor **B** (internal PMs) demonstrates the lowest torque capability, compared to the other cases. This is mainly due to the increased flux leakage that the outer part of rotor core causes.

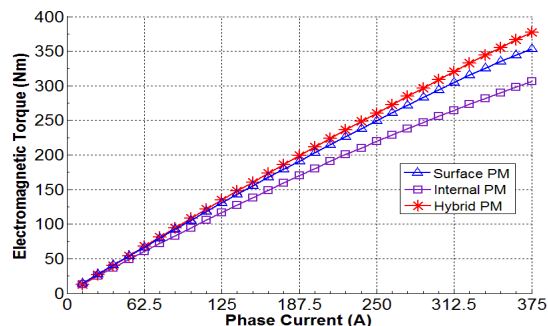


Fig. 2. Simulated electromagnetic Torque with phase current

This leakage is further increased with loading current. Higher grade PMs, N45SH have been employed instead of N42SH, to compensate with the flux leakage. The result of this leakage can also be observed by comparing the electromotive forces (*EMF*) of the three cases, shown in fig. 5. *EMF* values of **A** and **C** are similar but the one from **C** is quite lower.

Figure 3 shows the flux density distribution under maximum ToB (250A) for the three rotors adopted. Rotors **A** and **C** demonstrate similar field distribution in the magnetic circuit, while in Rotor **B** case, the local magnetic flux accumulation with loading in the rotor core limits down the capacity of the motor to produce torque. Core saturation not only increases the iron losses [4] but also makes stator current less capable of producing torque [17].

### C. Field weakening operation

In PM variable speed drive high rotating speed is limited due to two main reasons:

- The first reason is the high voltage developed by excitation field. An inverter has limitations in increasing phase voltage, due to the limited  $V_{dc}$  of the battery pack. If the motor reaches this limit, it cannot rotate faster.
- The second reason is the high iron loss developed as speed grows. Iron losses constitute almost a second order polynomial of speed that increases motor temperature and downgrades the efficiency significantly.

Field weakening control aims to suppress excitation field in order to reduce back *EMF* and iron losses at the same time. Actually under FW operation there is a tradeoff between copper and iron losses. From an efficiency point of view it is worth spending some power in copper losses to reduce the magnetic flux density in the air gap, which will subsequently cause reduced iron losses at high speed. However this consideration is accurate only when taking into account the field fundamental frequency suppression. As demonstrated further in this section, higher harmonics however, can be a dominant factor in iron losses and particular attention has to be paid in this respect.



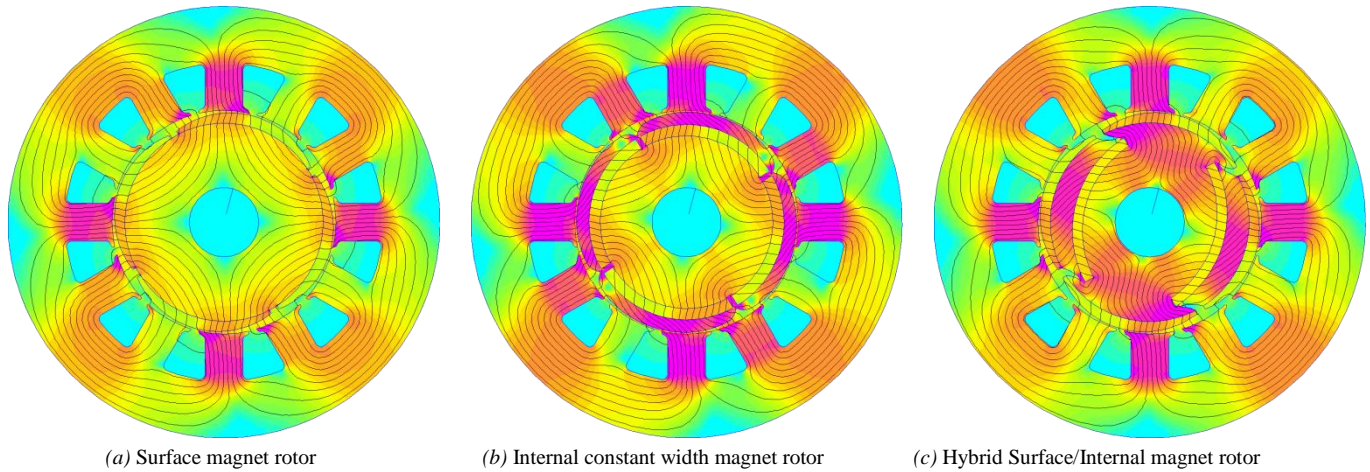


Fig. 3. Magnetic Flux Density Distribution under maximum Torque Boost operation

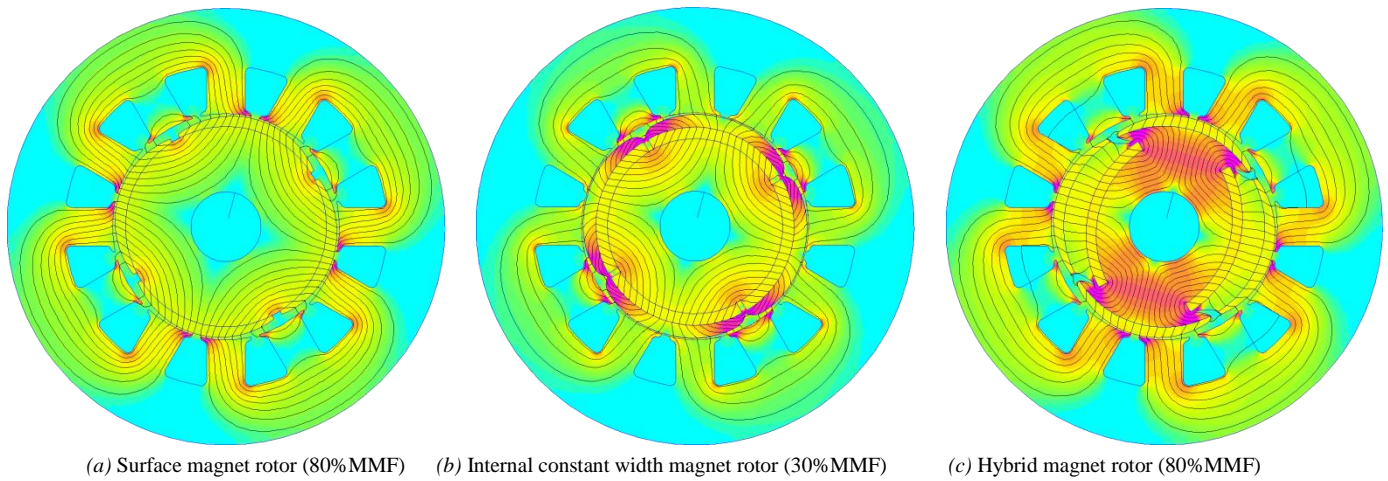


Fig. 4. Magnetic Flux Density Distribution under maximum Field Weakening operation

Figure 4 shows the magnetic flux density distribution for the three rotor cases. Fig. 4a and 4c show FW operation under 80% of the nominal stator Magneto-motive Force ( $MMF$ ) at zero torque angle ( $I_d$ ), while Fig. 4b shows the FW operation under 30% of the stator nominal  $MMF$ .

The clear advantage of the IPM motor is that the excitation field is suppressed utilizing much less  $MMF$  compared to rotor **A** and **C** while much lower mean value of  $B_n$  is achieved in the air gap. This is mainly because it is inevitable to weaken the excitation field without providing a leakage path to the magnetic flux, other than that of the stator, at the designing phase. This path is more important in rotor **B** which mainly

consists of the iron core outside the PMs shown in Fig. 4b. A thick outer core part will allow better FW due to the increased flux leakage, but will downgrade the torque that the motor is capable of, under normal or ToB operation. Additionally the thicker the PM is, the harder to weaken the field, but the highest ToB capability it provides. Figure 5 shows the  $EMF$  each of the three rotors along with the gradual phase voltage reduction when operating under FW control.

Phase voltage shown in Fig. 5, derives by applying the respective  $MMF$  in various torque angles. According to the fig. 5 legend, 0 deg respects to the zero torque angle while 90 deg respects to the optimal torque angle.

In order to estimate core losses a methodology that

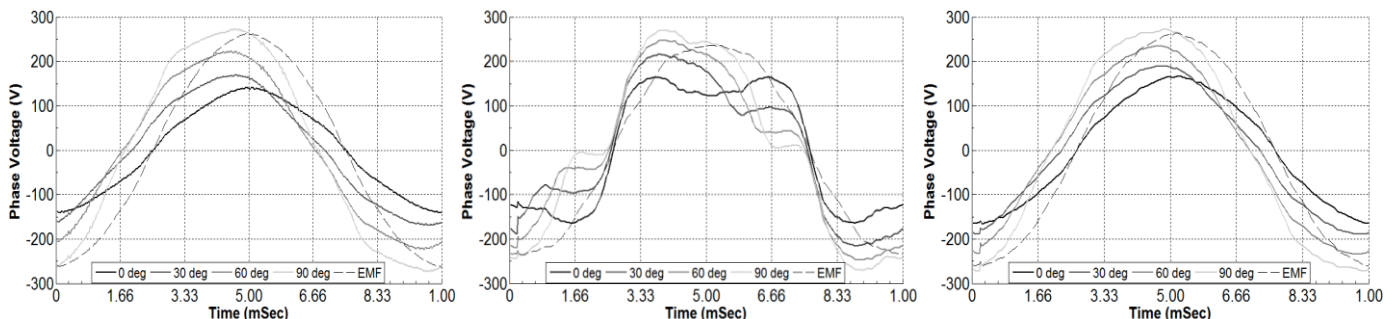


Fig. 5. Simulated Voltage at 200Hz (6000 rpm) with different torque angle

quantizes the area into square elements is adopted [18]. This methodology tracks the variation of magnetic flux density for every square element over a full cycle and derives the specific hysteresis and eddy current loss components. Then the respective core losses are computed by integrating over the active motor length. Figure 6 illustrates the iron loss distribution in the stator and rotor, for the FW operation, which play very important role, regarding PM thermal demagnetization protection, as FW operation takes place at steady state.

It has to be noted that case **B** has a drawback when weakening the field to the limits, as high harmonic components appear. The magnetic flux fluctuates in the rotor iron core when moving from one stator tooth to the next and thus rotor iron losses increase with loading current. Rotor iron losses are due to minor hysteresis loops and are less significant than stator iron losses, as shown fig. 6. However it is very important to keep rotor core losses low, as rotor overheating could cause demagnetization of the PMs.

In fig. 6 upper row, iron loss distribution in the stator yoke is much lower for the IPM rotor, as the fundamental frequency is significantly suppressed compared to the other rotor cases. However higher harmonics cause increased losses on the stator teeth, which justifies the absolute values of stator iron losses. Rotor losses are higher for the internal PM rotor, due to the fluctuation of the magnetic flux density in the outer rotor core part, however the values are acceptable, considering the much higher weakening capability that IPM provides, as demonstrated in the experimental validation.

By observing iron losses for the three cases considered, it is obvious that the IPM has an advantage in FW operation due to the comparatively lower iron losses introduced, which allows more efficient high speed operation. However at ToB operation the highest efficiency is expected to be achieved by the hybrid rotor topology, as iron losses are nearly similar to the surface rotor topology, but torque delivered is higher. An

efficiency comparison between the three topologies under 27kW constant power control is performed in the next section.

Figure 7 illustrates the three prototype rotors that have been manufactured in order to validate the simulated results experimentally.



Fig. 7. The three rotor prototypes prior to mounting the PMs

### III. EXPERIMENTAL VALIDATION

The presented simulation results have been validated by measurements obtained on a convenient experimental set up.

The PM motors have been mounted on a separately excited, 150 kW DC motor to validate the drive system performance (Fig. 8). The DC converter driving the DC motor is a four quadrant +/- 420 V, 280A converter, that either provides positive or negative mechanical power for propulsion or regenerative braking operation. A custom made three-phase IGBT inverter, 600V/300A is being driven by a Digital Signal Processing (DSP) Board that receives input from the rotor position, the throttle position (torque request), the temperature sensor arrays from the motor, IGBTs and battery pack and the DC voltage of the battery, to provide with appropriate PWM drive.

The DC voltage comes from a LiFePO<sub>4</sub> battery pack, that consists of 144 cells, each capable of 3.2V/20Ah. The battery pack is 460V/20Ah, weighs 110kg and is able to provide 9.2kWh, enough energy to move the Smart for-two© experimental vehicle for about 110km in an average urban environment. However the battery pack is the main bottleneck of the power system, as electric power is limited to 32kW

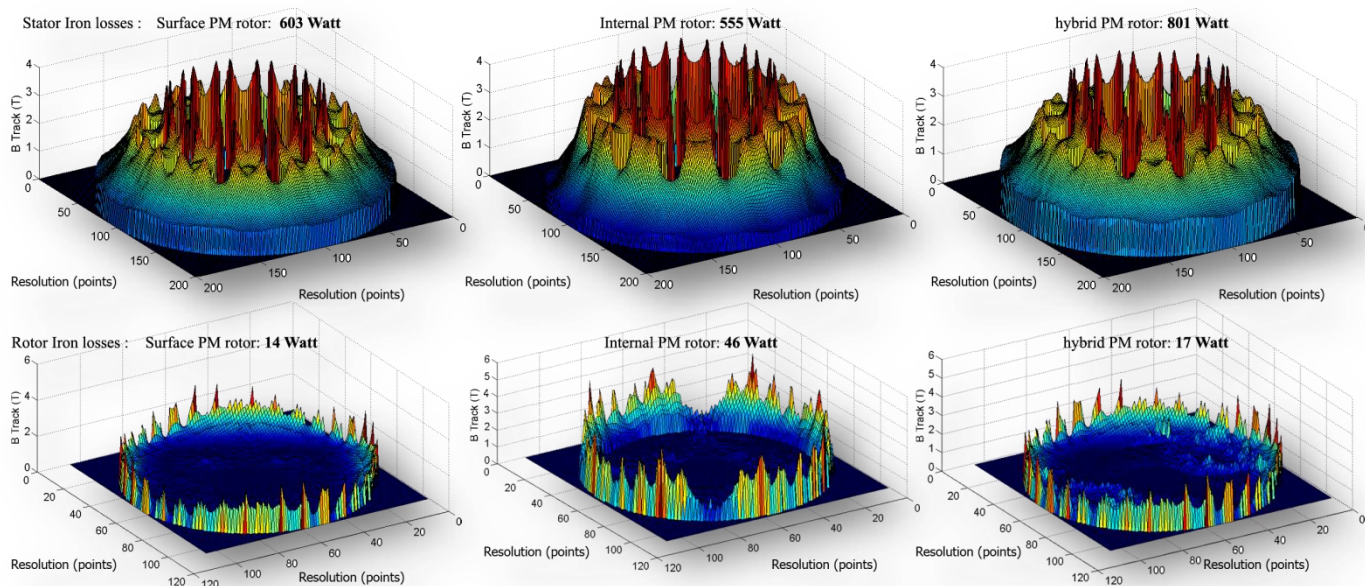


Fig. 6. Simulated Iron Loss Distribution for the three rotors adopted under Field Weakening operation (200Hz)

constant and 60 kW burst for 30 seconds. For this reason constant power control has been adapted to the limitations of the battery system.

Measurements have been performed by using programmable multi-channel oscilloscope. A piezoelectric sensor mounted on the stator housing of the DC motor has been used in order to map mechanical torque into voltage. The measured characteristic torque curves of the three cases are illustrated in Fig. 9. As expected from the simulation results, the hybrid PM rotor provides the steepest torque curve and gives almost linear torque variation with phase current.



Fig.8. The experimental setup

Surface PM rotor delivers comparatively lower torque as current increases due to the thin outer part of the PMs. Finally, the internal PM rotor gives the lowest torque due to the increased flux leakage in the rotor core.

Figure 10 illustrates the measured efficiency of each motor case under constant torque-constant power control. Hybrid PM rotor achieves the highest efficiency, but due to the higher magnetic loading and reduced FW capability, efficiency inclines with speed. A better efficiency over wider speed range is achieved by using the surface PM rotor and finally the internal PM rotor allows significantly enhanced efficiency at high speed operation. This is mainly due to the mean magnetic flux density reduction in the stator core. However, although the total losses are kept at reasonable values, even at that high speed, iron losses tend to increase rotor temperature, and this justifies using high temperature PMs for FW operation.

In order to demonstrate each rotor FW capability, an experiment where the inverter DC voltage has been limited to 60V, in order to constrain maximum speed, was performed. Figure 11 illustrates the no load maximum angular speed versus  $I_d$  current, which gives a comparative FW capability of the three rotors. Copper losses have been plotted in the same diagram to indicate the impact on efficiency, of using  $I_d$  current to weaken the PM field. The highest EMF suppression has been achieved for the internal PM rotor as simulated in section II c. This allows significantly higher rotating speed by utilizing only a small fraction of the nominal MMF. Contrarily, hybrid and surface PM rotors demonstrated poor FW capability as back EMF reached soon the maximum level that the inverter could provide for the 60V DC voltage.

In Fig. 12 the three operation areas, *ToB*, *Rated* and *FW* are shaded in different grey tone. These curves have been measured by keeping stator current at 250A at *ToB* operation and gradually decreasing it so that constant nominal power is preserved. FW control begins when the motor reaches its rotating limits from a back EMF point of view. Furthermore PM losses due to switching frequency harmonics cause additional losses on surface PMs. This is further enforced by

the low mean inductances due to PMs. In order to minimize PM losses a high switching frequency (12 kHz) has been adopted.

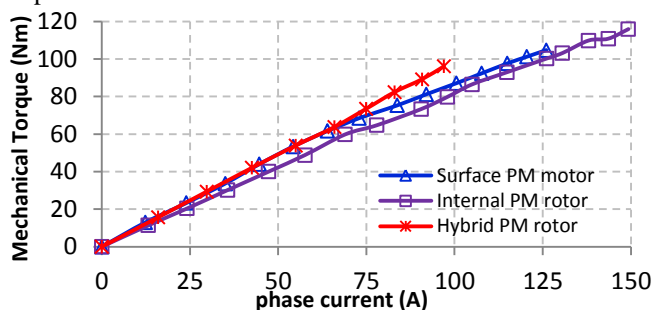


Fig. 9. Measured mechanical torque with phase current for the three rotors

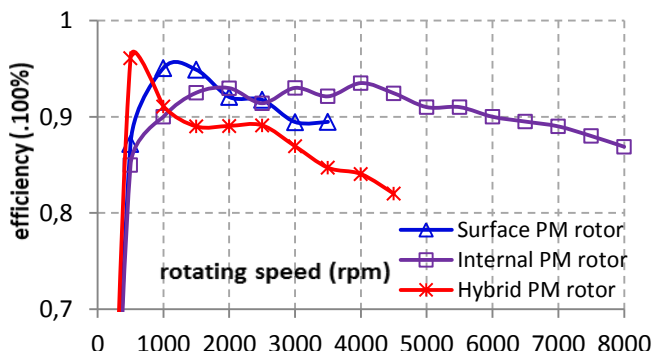


Fig. 10. Measured Efficiency with Speed for constant power 27 kW

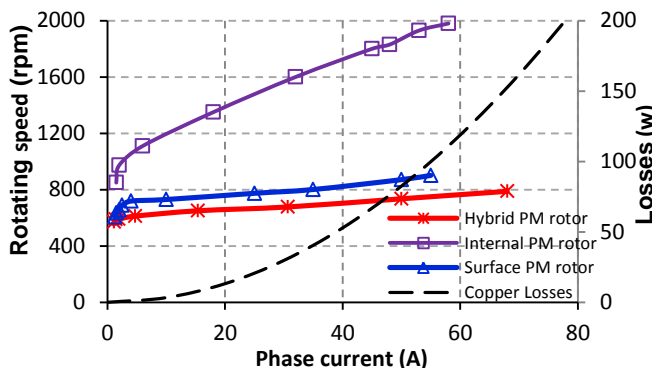


Fig. 11. Field weakening capability under  $V_{dc} = 60V$

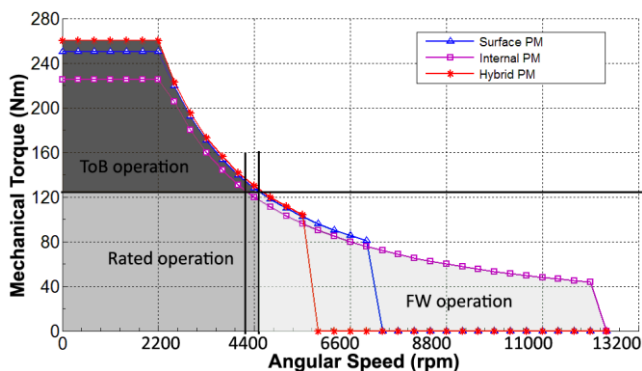


Fig. 12. Measured mechanical torque with rotor speed for the three rotors

Motor specifications are tabulated in Table I while further results are included in section V.

IV. COMPARATIVE ANALYSIS

A. Power Utilization Coefficient

The lack of gearbox requires increased torque performance from motors in EV traction applications at low speed ranges, resulting in the development of constant power control strategies proposed [4]. A less powerful traction system can, under some conditions, provide significantly better performance to the EV due to the good power utilization. The work introduces a Power Utilization Coefficient (*PUC*) that is defined as the fraction of the mean power in the whole speed range, during acceleration, over the nominal power of the traction system.

$$PUC = \frac{1}{P_{nom}} \cdot \frac{1}{(\omega_{max} - \omega_0)} \cdot \int_{\omega_0}^{\omega_{max}} T_m(\omega) \cdot \omega d\omega \quad (1)$$

Ideal *PUC* equals to unity and represents a traction system that can provide hyperbolic wheel Torque with speed. *PUC* is multiplied by the rated system power to indicate the actual available power that determines an EV performance. As deriving from the above the *PUC* is dependent on the combined operation of the motor with the transmission ratio. The ideal hyperbolic torque curve, which is used as reference, gives a respective constant rectangular power curve (fig. 13 first and second row respectively). The more torque curve approaches the hyperbolic curve, the better the *PUC*.

B. Optimal gear ratio and *PUC* classification

An electric motor has to demonstrate very good ToB and FW characteristics so that it can give performance close to a traction system with gearbox. In any other case motor over-dimensioning is required so that it can provide adequate driving performance. It can be noted that a motor that performs very well in flux weakening area can tradeoff with ToB by selecting a shorter gear. Similarly, a motor that is more capable of tackling with high torque rather than high and efficient speed will be combined to a longer transmission ratio. In order to choose one out of the six available gears for

each case the following two considerations are taken into account: In a passenger car an average tire on an average road surface gives a friction factor that allows approximately 1300 Nm of torque per wheel, before it loses traction and starts spinning. This means that for a two wheel drive, boosting wheel torque over 2600 Nm is minor, if not meaningless, even for sport performance vehicles. For this reason the gear ratio has to enable high wheel torque, however higher than 2600Nm would be a waste. Moreover as aerodynamic friction losses constitute a second order polynomial of speed, vehicle speed has to be constrained so that good utilization of the available energy is achieved, in order to be able to drive a reasonable distance. In this study, the vehicle adopted is a small city car and thus speed constraint is set to 120km/h. Some gear ratios can theoretically give much higher speed, sometimes far from feasible, as in fig. 13b, but the speed range taken into account will be up to 120km/h. Under these two constraints the gear ratio that gives the highest *PUC* and delivers the highest driving performance is investigated for each rotor case.

TABLE II - AVAILABLE TRANSMISSION RATIOS AND EFFICIENCY

Gear	Ratio	Efficiency
1 <sup>st</sup> Gear	14.00 : 1	91%
2 <sup>nd</sup> Gear	10.18 : 1	93%
3 <sup>rd</sup> Gear	7.29 : 1	93%
4 <sup>th</sup> Gear	5.59 : 1	93%
5 <sup>th</sup> Gear	4.06 : 1	94%
6 <sup>th</sup> Gear	2.94 : 1	94%

Figure 13 first rows illustrate the wheel torque developed by combining the three PM motor measured torque curves in Fig. 12 with the available gear ratios in Table II. Table II also includes the respective single gear efficiency, for each gear. Each gear provides a compromise between high torque and high speed. Figure 13, second rows illustrate the mean power tradeoff between low and high speed operation. Surfaces shaded in common gray tone define the energy gain for each gear, during acceleration. *PUC* improves by increasing this active power surface either way.

Highest utilization is achieved by the internal PM rotor (fig. 13b), where the high speed operation allows use of very short transmission ratio and thus providing very high wheel torque.

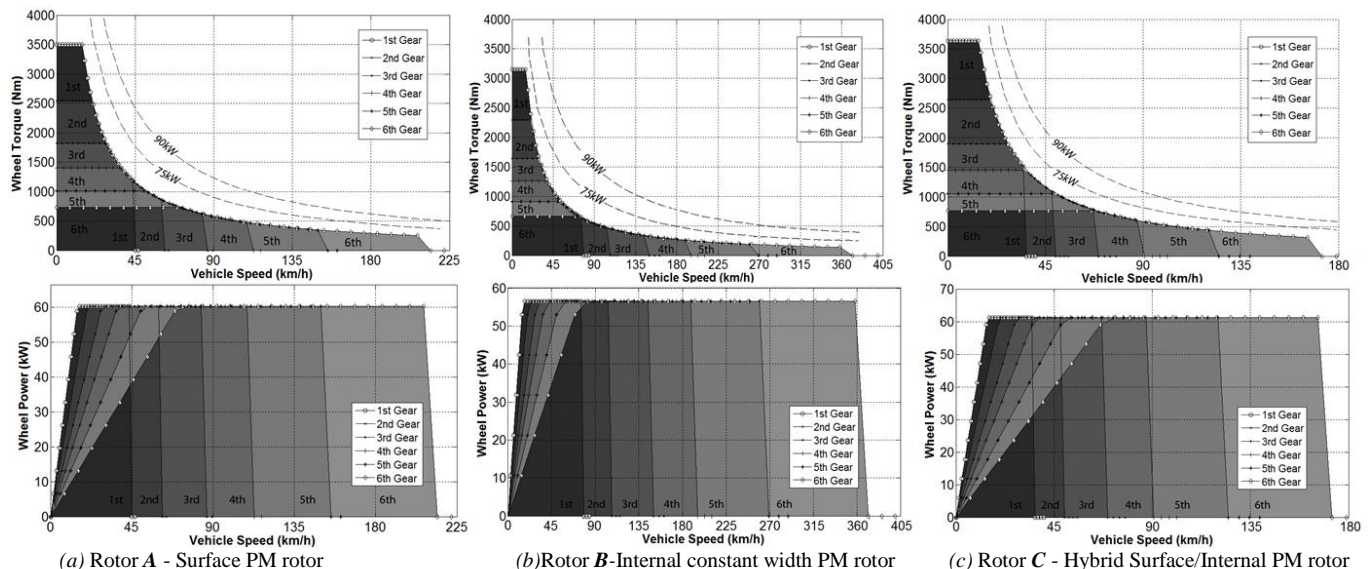


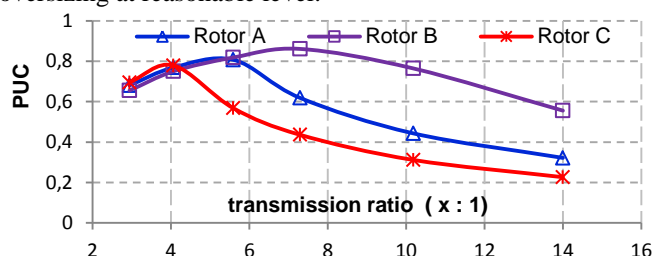
Fig.13. Wheel torque and power with vehicle speed using available gears

TABLE III - TRACTION SYSTEM AND VEHICLE SPECIFICATIONS

QUANTITY	ROTOR A	ROTOR B	ROTOR C
Rated Power	60 kW (80 HP)	56 kW (75 HP)	61 kW (82 HP)
<i>PUC</i>	0.81	0,86	0.77
Max Wheel Torque	1299 Nm	1525 Nm	981 Nm
Max Vehicle Speed	108 km/h	145 km/h	127 km/h
Mean Power over speed range	45.198 kW	44.73 kW	43.68 kW
Transmission ratio	5.59 : 1 (best <i>PUC</i> )	7.29 : 1 (best <i>PUC</i> )	4.06 : 1 (best <i>PUC</i> )

Furthermore surface PM rotor, due to rotation limitation, needs longer transmission ratio to provide the vehicle with adequate end up speed (area of 120km/h), and this leads to a compromise with torque (fig. 13a). Finally, the hybrid topology gives the worst *PUC*, as the higher ToB cannot make up for the poor FW capability, requiring even longer transmission ratio. According to fig. 14 and table II the optimal selection for rotor **A** is the 4<sup>th</sup> gear (5.59:1), for rotor **B** is the 3<sup>rd</sup> gear (7.29:1) and for rotor **C** is the 5<sup>th</sup> gear (4.06:1).

Figure 14 illustrates the calculated *PUCs* for the three rotor cases. For each rotor case there is an optimal gear ratio that gives maximum *PUC*, delivering maximum mean power. Table III gives comparative characteristics of the traction systems analyzed in this work. By appropriate rotor configuration design and by appropriately selecting transmission ratio a good *PUC* and thus a good approximation of the hyperbolic curve can be achieved that can keep motor oversizing at reasonable level.

Fig. 14. Optimal *PUC* investigation with transmission ratio

## V. CONCLUSION

This paper approached electric traction motor design by appropriately configuring rotor geometry and subsequently choosing the optimal gear ratio, in order to transfer maximum possible mechanical power over the whole driving speed range. A surface-mounted, an internal and a hybrid rotor topology, featuring permanent magnets, were studied and compared for their suitability to approximate the ideal hyperbolic torque curve, using single gear transmission, by evaluating their torque boost and field weakening capability.

In order to classify these topologies a Power Utilization Coefficient was introduced that provided benchmark to evaluate the combined use of an electric traction system together with a specific single gear transmission. Simulation results and measured ones were in good agreement in all cases considered. Such a comparison enabled, not only to verify the well-known IPM suitability for variable speed drive, but also focused on the quantitative advantages and disadvantages that each of the topologies adopted provides, in performance and efficiency. The IPM prototype has replaced the previous SPM prototype, adopted in [17], [18], as it provided the best option from a driving characteristics point of view, as tabulated in Table III.

## REFERENCES

- [1] H. Grotstollen, "Optimal Design of Motor and Gear Drives With High Acceleration by Consideration of Torque-Speed and Torque-Acceleration Product", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 47, no. 1, Jan./Feb. 2011.
- [2] T. Ohnishi and N. Takahashi, "Optimal design of efficient IPM motor using finite element method", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp. 3537–3539, 2000.
- [3] D.J. Sim, D.H. Cho, J.S. Chun, H. K. Jung, and T. K. Chung, "Efficiency optimization of interior permanent magnet synchronous motor using genetic algorithms", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 2, pp. 1880–1883, 1997.
- [4] K. Laskaris and A. Kladas, "Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.
- [5] S. Stoicov, "Geared Versus Gearless Adjustable-Speed Drive Systems in the Pulp and Paper Industry", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, no. 4, Jul./Aug. 1988.
- [6] K. Rahman, N. Patel, T. Ward, J. Nagashima, F. Caricchi and F. Crescimbin, "Application of Direct-Drive Wheel Motor for Fuel cell Electric and Hybrid Electric Vehicle Propulsion System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, no. 5, Sep./Oct. 2006.
- [7] Y. Yang and D. Chuang, "Optimal Design and Control of a Wheel Motor for Electric Passenger Cars", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 43, no. 1, Jan. 2007.
- [8] M. Itoh, K. Hayasaka and M. Yamanaka, "Modelling and Simulation of Shaft Drive CVT: Study on Characteristic of Ratio Change Mechanism", *Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, Jun. 25-28, China, 2006.
- [9] L. Xu, Y. Zhang and X. Wen, "Multioperational Models and Control Strategies of Dual-Mechanical-Port Machine for Hybrid Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, no. 2, Mar./Apr. 2009.
- [10] S. Savaresi, F. Taroni, F. Previdi and S. Bittanti, "Control System Design on a Power-Split CVT for High-Power Agricultural Tractors", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 9, no. 3, Sep. 2004.
- [11] L. Wang, J. Shen, P. Luk, W. Fei, C. Wang and H. Hao, "Development of a Magnetic-Geared-Magnet Brushless Motor", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, no.10, pp. 4578-4581, Oct. 2009.
- [12] K. Chau, D. Zhang, J. Jiang, C. Liu and Yuejin Zhang, "Design of a Magnetic-Geared Outer-Rotor Permanent-Magnet Brushless Motor for Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 43, no.16, pp. 2504-2506, Jun. 2007.
- [13] R. Qu and T. Lipo, "Design and Parameter Effect Analysis of Dual-Rotor Radial-Flux, Toroidally Wound, Permanent-Magnet Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 3, pp. 771-779, May/June. 2004.
- [14] W. Soong and N. Ertugrul, "Field weakening performance of interior permanent-magnet motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, no. 5, pp. 1251-1258, Sep./Oct. 2002.
- [15] F. Caricchi, F. Crescimbin, F. Mezzetti and E. Santini, "Multistage axial-flux PM machine for wheel direct drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, no. 4, pp. 882-888, Jul./Aug. 1996.
- [16] A. Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, no. 1, pp. 107-121, Jan. 2010.
- [17] K. Laskaris and A. Kladas, "High performance traction motor design and construction for small passenger electric car", *Proceedings of the XIV International Conference on Electrical Machines*, Rome, Italy, 6-9 September 2010, Paper ID 1428.
- [18] K. Laskaris and A. Kladas, "Permanent Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 3776-3783, no. 9, Sep. 2011.

# Permanent-Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance

Konstantinos I. Laskaris, *Member, IEEE*, and Antonios G. Kladas, *Member, IEEE*

**Abstract**—The magnet shape in permanent-magnet (PM) synchronous motors substantially affects the back-electromotive-force (EMF) waveform and the stator iron losses, which are of particular importance in traction applications, where the energy available in the battery box is limited. This paper presents a methodology based on geometry optimization, providing sinusoidal back-EMF waveform. The method has been applied in a surface PM motor case for electric vehicle, and its validity has been checked by measurements on two prototypes, the first one with constant magnet width and the second one with optimized magnet shape.

**Index Terms**—Finite-element methods (FEMs), geometry optimization, iron losses, permanent-magnet (PM) motors, PM shape optimization, power density, sinusoidal back electromotive force (EMF).

## NOMENCLATURE

$F_t$	Tangential magnetic force.
$g$	Air gap width.
$R$	Rotor radius.
$L$	Active motor length.
$B$	Magnetic flux density (MFD).
$B_n$	Normal MFD component.
$B_t$	Tangential MFD component.
$\mu_o$	Magnetic permeability of air.
$T_m$	Mechanical torque.
$T_{em}$	Electromagnetic torque.
$P_{tot}$	Total losses.
$P_{Cu}$	Copper losses.
$P_i$	Iron losses.
$P_m$	Mechanical losses.
$\omega$	Angular frequency.
$\eta$	Efficiency.
$I$	Stator current.
$w_m$	Magnet width.
$w_i$	Tooth width.
$L_m$	Magnet length.
$T_{calc}$	Calculated torque.
$T_{spec}$	Specified torque.

$f$	Optimization function.
$f_1, f_2$	Functions calculated by finite-element (FE) modeling.
$a_1, a_2$	Penalty coefficients.

## I. INTRODUCTION

HIGH-PERFORMANCE permanent-magnet (PM) motors combine high power density and efficiency in the same operation area and thus are favored for traction applications. A major difficulty in such cases concerns the energy supply necessary for electric vehicles (EVs) with powerful motors, particularly when maximum power is required. However, recent evolution in the automotive electrical storage systems, such as LiFePO<sub>4</sub> nanophosphate batteries, provides increased power level. The inarguable advantage of PM motors is that they provide excitation magnetic field without copper losses associated with excitation windings [1], [2]–[5]. However, such an excitation magnetic field is not adjustable, causing significant iron losses under low loading conditions.

Major advantages of adjusting the electromotive force (EMF) shape appropriately are the torque ripple reduction [6] and the high efficiency due to iron loss minimization [7]–[9]. Special design approaches such as magnet skewing and fractional slot windings [10] compromise between torque and efficiency.

From an excitation point of view, two basic methodology categories are the most popular in shaping the EMF waveform in PM motors. The first methods involve interior PMs in the rotor core and adjust the EMF harmonic content by appropriately shaping the laminated rotor iron core [7], [11]–[13]. Reference [1] makes use of a combined salient rotor with interior PMs and shaped laminated iron core, which exhibits specific advantages, as low-cost rectangular-shape magnets are being adopted. These methods incorporate the advantages and disadvantages of interior PM motors, such as high inductance-to-resistance ratio, high protection level for the magnets [7], flux accumulation, and weakening capability [14], [5], [15]–[20]. However, the magnetic flux fluctuates in the rotor iron core when moving from one stator tooth to the next, and thus, rotor iron losses increase with loading current. Additionally, local magnetic flux accumulation with loading limits down the capacity of the motor to produce torque. Core saturation not only increases the iron losses but also makes stator current less capable of producing torque [8], [21], [22]. In order to eliminate some of the disadvantages, high volume of PMs has to be incorporated to the rotor which subsequently derives an expensive rotor structure.

The second category includes partial demagnetization of PMs [23], saliency introduced by iron core outside the PM

Manuscript received April 1, 2010; revised September 1, 2010; accepted October 18, 2010. Date of publication November 18, 2010; date of current version August 12, 2011.

The authors are with the Department of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, 15773 Athens, Greece (e-mail: laskaris@central.ntua.gr; kladasel@central.ntua.gr).

Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2010.2093481

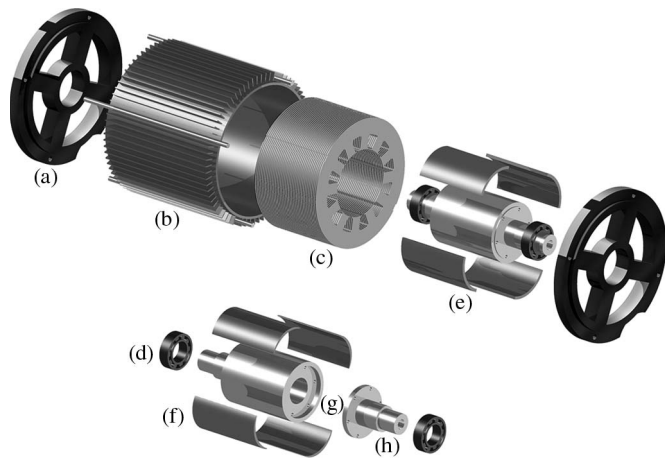


Fig. 1. Motor magnetic component geometry with trapezoidal and sinusoidal excitation rotor configurations. (a) Aluminum motor stand. (b) Stator housing and heat sink. (c) Stator laminated iron core. (d) Energy efficient roller bearings. (e) Trapezoidal N42SH magnets. (f) Sinusoidal N48SH magnets. (g) Rotor laminated iron core. (h) Rotor mechanical transmission forged steel component.

[24], or saliency by specific PM shape, which is the case being studied in this paper. In order to separate the contribution of the trapezoidal or sinusoidal waveform stator currents to performance, losses, speed range, and torque rippling from the rms value of phase voltage, this paper originally introduces two motor configurations with the same dimensions and magnetic loading but featuring different PM shape. The loading current is also trapezoidal and sinusoidal, keeping the respective rms magnetomotive force (MMF) value the same. This paper is organized as follows. In Section II, the motor configurations adopted are described, while Section III makes use of the FE methods (FEMs) to analyze the configurations and derive detailed characteristics. Section IV makes overall assumptions and definitions to define the optimization target, which is subsequently described in Section V. The experimental setup, as well as the intended application, is described in Section V, while Section VI presents the experimental results in comparison to the FE analysis (FEA). Section VII depicts the suitability of the analysis for this class of problems and gives the concluding remarks.

## II. MOTOR CONFIGURATION

In order to evaluate the contribution of the trapezoidal and sinusoidal EMF waveforms in losses and performance, two motor configurations have been adopted (Fig. 1).

The motors share the same stator that features a low-weight aluminum housing [Fig. 1(b)] that is mounted on two cast discoid stands [Fig. 1(a)]. The stator also carries a heat sink which is capable of dissipating 2.0 kW of heat without ventilation at an ambient temperature of 25 °C. The rotor carries low-friction ball bearings [Fig. 1(d)] to minimize mechanical losses. Rotor shaft steel has been forged to provide reliable transmission to the EV differential under high-torque operation. The stator [Fig. 1(c)], as well as the two interchangeable rotors, consists of a laminated silicon steel to minimize eddy current and hysteresis losses. The three-phase distributed lap windings are placed in the 12 stator slots.

TABLE I  
MOTOR CHARACTERISTICS AND SPECIFICATIONS

TRAPEZOIDAL EMF MOTOR	
Motor type	4 pole - 3phase PM synchronous
Rated Mechanical Power	74 kW (100 HP)
Continuous Torque	120.0 Nm
Torque Boost Capability	210.0 Nm (for 150 sec)
Power Feed	3phase Inverter
Phase Voltage RMS value	250V
Rated phase current	128 A
Max. phase current	220 A
Speed range	0 - 5000 rpm
Power compaction factor	1,52 HP/kg
Efficiency range %	89% @ 20% load - 97% @ 70% load
Total weight	66 kg
SINUSOIDAL EMF MOTOR	
Motor type	4 pole - 3phase PM synchronous
Rated Mechanical Power	63 kW (84 HP)
Continuous Torque	101.0 Nm
Torque Boost Capability	130.0 Nm (for 150 sec)
Power Feed	3phase Inverter
Phase Voltage RMS value	250V
Rated phase current	128 A
Max. phase current	150 A
Speed range	0 - 6200 rpm
Power compaction factor	1,52 HP/kg
Efficiency range %	91% @ 20% load - 94% @ 70% load
Total weight	66 kg

Mounted on the rotor yoke, the four tile NdFeB PMs of grade N42SH are capable of operating up to 150 °C. The magnets are alternately poled and magnetized through their small dimension. Although different magnet shapes have been employed for each rotor case, the magnetic loading in the air gap has been preserved almost the same by appropriately choosing the PM grade (N42SH for the trapezoidal and N48SH for the sinusoidal back-EMF rotor cases). This allows production of similar levels of rms value of phase voltage when rotating at the same speed. Motor characteristics, as well as specifications, are tabulated in Table I.

Nonmagnet-permissive material has been used to hold the laminated silicon steel of the rotor, which ensures that it will not dismantle under high rotating speed. Screws that hold the rotor rigid are made of nonmagnetic material to avoid eddy currents that would appear on the cast aluminum stands. Finally, both rotors have been electronically balanced to allow vibration-free high-speed rotation.

## III. DESIGN CONSIDERATIONS AND OPTIMIZATION

A preliminary analysis has been performed prior to optimization in order to decide basic motor characteristics. Such an analysis derives the basic active part dimensions by using Maxwell stress tensor in the air gap [8], [22]. The dimensions deduced are  $R = 58$  mm and  $L = 150$  mm, for gap width  $g = 0.6$  mm. Detailed parameter explanation is given in the nomenclature.

A 2-D FE model has been employed to analyze the motor configurations. Sensitivity analysis has been performed in order to decide on critical design parameters; to maximize efficiency, driving torque, and speed range; and to minimize the active part

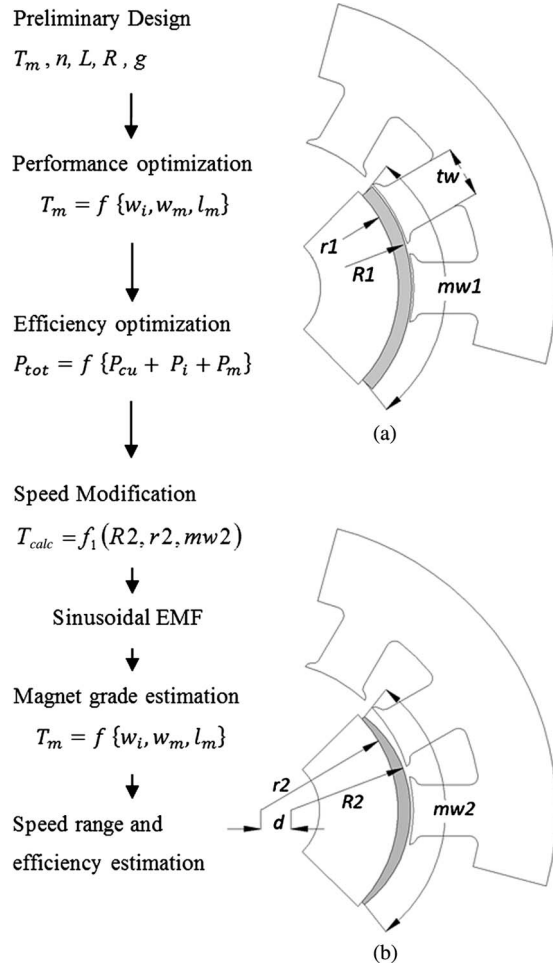


Fig. 2. Geometry optimizing flowchart and variables.

size [2], [25], [26]. The geometry optimization of the motor enables to achieve a convenient compromise between the two important parameters of performance and efficiency [3]–[5], [27], [28].

According to the traction application requirements, the motor has to deliver maximum efficiency in the area of 2250 r/min (75 Hz), delivering the most frequently used driving torque which is 50 N · m. After optimization, the motors will be tested under constant power control (see Section VI).

The optimization algorithm adopted involves the following three steps. In the first step, the preliminary design results are analyzed in detail. More specifically, the basic optimizing variables shown in Fig. 2(a) are implemented in the FE model in order to accurately evaluate the motor torque capability, efficiency, and losses.

In the second step, the geometry efficiency is calculated under the specific operating conditions (75 Hz and 50 N · m). The calculated torque and the respective efficiency of other operating conditions are then multiplied by convenient Lagrange multipliers to be compared with the rated conditions. During this step, if the efficiency does not fall within the specified limits, the optimization parameters are modified so that the efficiency is improved. The motor topology deriving from the second step is subsequently analyzed to calculate the magnetic loading (mean MFD distribution (MFDD) in the air gap).

The third step of the optimization process provides a sinusoidal EMF waveform by appropriately modifying the PM shape and grade, maintaining most of the driving torque, compared to the configuration deriving from the second step [Fig. 2(a)]. This configuration enables a wider operation area, according to the optimization target. Fig. 2(b) shows the optimized geometry

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{Cu}} + P_i + P_m \quad (1)$$

$$P_{\text{Cu}} = I^2 \cdot R_{\text{phase}} \quad P_i \sim B^2, \omega^2 \quad P_m = T_m \cdot \omega. \quad (2)$$

A composite cost function  $f$  with terms, relating the magnet geometry to the motor torque and speed, respectively, includes constraints concerning minimum acceptable efficiency value. The torque optimization step is then repeated according to the adapted weights of the optimization function

$$f = a_1 f_1 \left( \frac{T_{\text{calc}} - T_{\text{spec}}^{\text{max}}}{n_{\text{calc}}} \right) + a_2 (n_{\text{calc}} - n_{\text{spec}}) \quad (3)$$

$$T_{\text{calc}} = f_1(tw, R1, r1, mw1). \quad (4)$$

Due to optimization speed constraints, an efficiency of over 91% is achieved, for a much wider speed range. On the other hand, the torque produced remains close to the maximum capability.

#### IV. SIMULATION RESULTS

A 2-D FE model has been employed to analyze the aforementioned machine topologies. Flux density varies with rotor position, and FEM simulation needs to be repeated for different positions of the rotor in a complete electrical cycle [28], [29].

Fig. 3(a) and (b) shows the mesh employed to analyze the magnetic problem, comprising 6500 and 5500 nodes for the respective cases of the sinusoidal and trapezoidal EMF waveforms. The computational complexity of the analysis is almost the same in both cases. Each iteration of the problem is solved in approximately 15 s on an Intel Core 2 Duo CPU at 3.00 GHz.

Fig. 3(c) and (d) shows the MFDD in the magnetic circuit for the respective cases of sinusoidal and trapezoidal EMF waveforms under no load. The respective EMF waveforms are shown in Fig. 4. Due to the specific PM optimization, the voltage rms value has been kept the same in both cases for the 100-Hz operation, while the peak values are different.

The sinusoidal MFDD in the air gap will cause a smoother transition of the field in the stator during rotation, which will subsequently cause reduced hysteresis losses, compared to the trapezoidal MFDD. Fourier analysis (Fig. 5) shows that, in terms of iron losses, the sinusoidal case (Fig. 4) is rewarded with a lower harmonic penalty coefficient, as higher harmonics can be neglected.

On the other hand, the trapezoidal-case harmonic analysis (Fig. 6) shows that the significant back-EMF harmonic content will lead to higher iron losses, particularly in high-speed operation.

The mean MFD in the air gap is kept the same for the two cases. The tooth that is closest to the sinusoidal PM will be



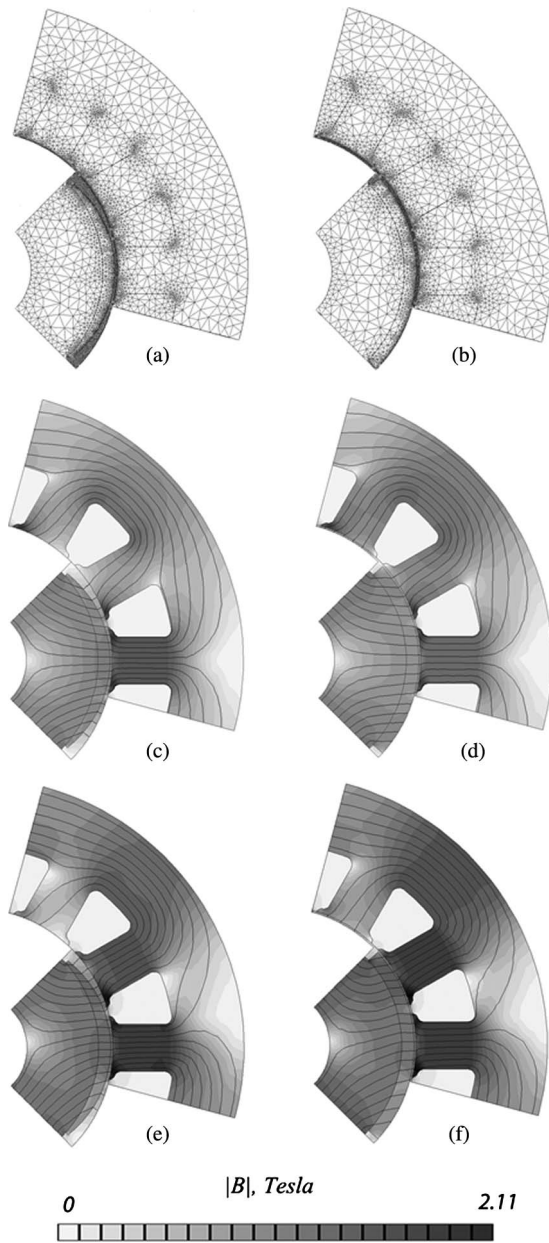


Fig. 3. Two-dimensional FEA. (a) and (b) Mesh comprising 6500 and 5500 nodes. (c) and (d) MFDD under no load. (e) and (f) MFDD under full load for the sinusoidal and trapezoidal EMF cases, respectively.

closer to saturation, compared to the trapezoidal magnet where the MFD is uniformly distributed in the pole pitch, as shown in Fig. 3(c) and (d). This will penalize the sinusoidal EMF case with additional core losses.

Under full load, the MFDD of the sinusoidal EMF case [Fig. 3(e)] has an advantage compared to that of the trapezoidal one [Fig. 3(f)]. The sinusoidal MMF that stator currents impose causes less saturation because the magnetic field distribution waveform in the air gap does not significantly change in shape.

Fig. 7 demonstrates the high advantage of the salient magnets compared to the regular tile (trapezoidal EMF) magnets in cogging torque minimization. Cogging torque is being caused by the nonsmooth transition of the magnetic reluctance of the magnetic circuit between the adjacent rotor positions. Salient magnet cogging torque has been simulated as low as eight

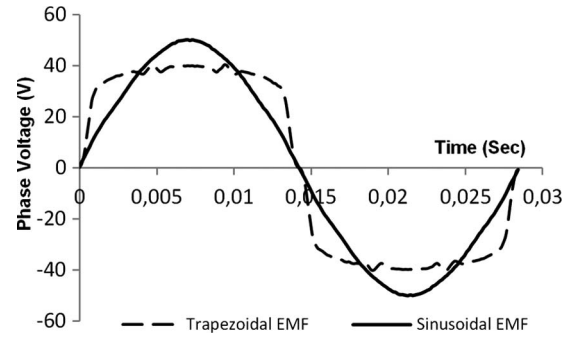


Fig. 4. Simulated back-EMF waveforms for two different rotors at 35 Hz.

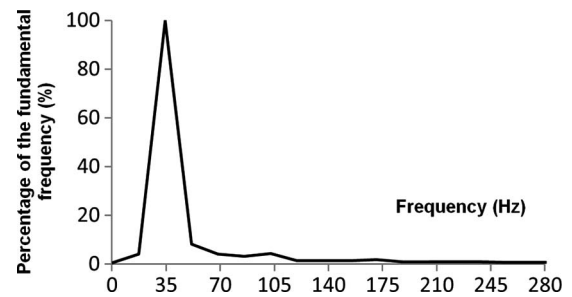


Fig. 5. Fourier analysis of the simulated sinusoidal-shape EMF.

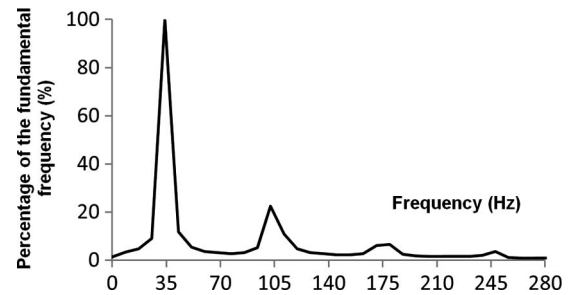


Fig. 6. Fourier analysis of the simulated trapezoidal-shape EMF.

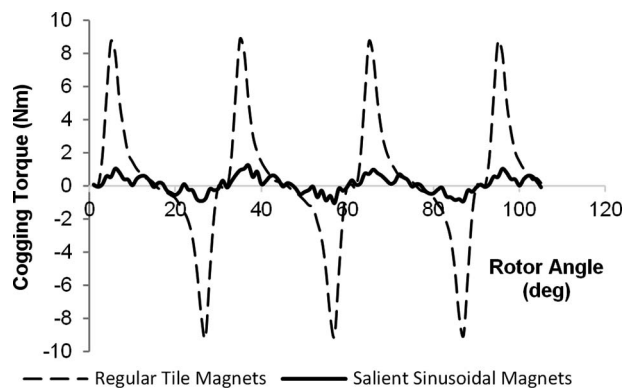


Fig. 7. Simulated cogging torque for two different rotor cases.

times less (peak value) than the one observed with trapezoidal magnets.

The Fourier analyses of the two EMF waveforms (Figs. 5 and 6) show that the total higher harmonic contents of the trapezoidal and sinusoidal EMF waveforms are 30% and 3%,

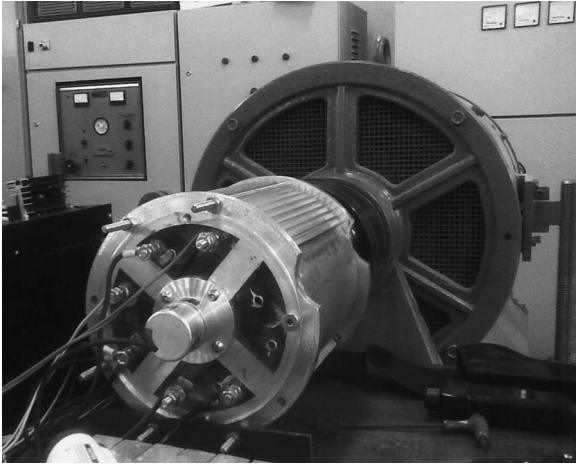


Fig. 8. Experimental setup.

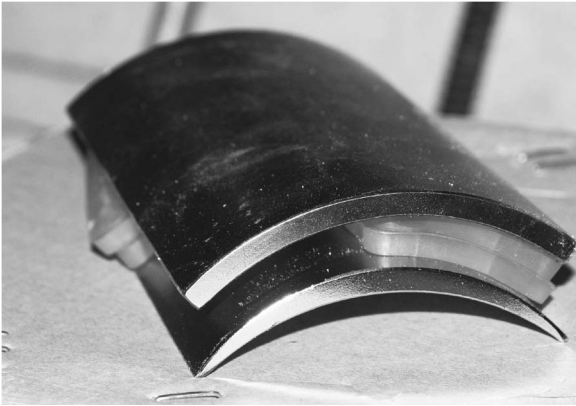


Fig. 9. Trapezoidal N42SH and sinusoidal N48SH magnets manufactured.

respectively. The impact of higher harmonics on motor characteristics and the rest of the simulated results are presented in comparison to the experimental ones in Section VI.

## V. EXPERIMENTAL SETUP

The simulation results presented in the previous section have been validated by measurements in prototypes (Fig. 8). The PMs that were manufactured to be mounted on the two rotors are shown in Fig. 9. It may be noted that, for both rotor configurations manufactured, no demagnetization effects have been observed, even under short-circuit conditions.

The motors were tested as generators in this context in order to separate the low-order harmonic iron losses from the switching ones and thus provide an objective comparison between the two topologies due to the PM shape optimization. Eventually, the motors were driven by a three-phase inverter, under constant power operation and common control strategies, to measure performance and excessive iron losses due to the nonsinusoidal feed.

The motor prototype, including the two rotor cases, as shown in Fig. 10, is mounted on a separately excited 150-kW dc motor (Fig. 8). The dc converter driving the dc motor is a four-quadrant converter ( $\pm 420$  V and 280 A).

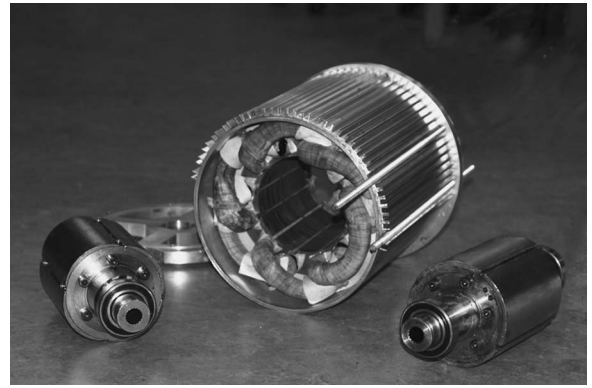


Fig. 10. Motor prototype featuring two interchangeable rotors.

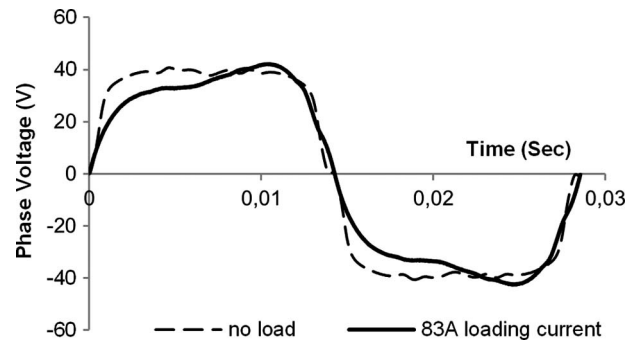


Fig. 11. Measured phase voltage at 35 Hz—trapezoidal motor case.

In order to assess the generator operating characteristics of the machines, a three-phase symmetric resistive load (30 kW per phase) was used. Due to the high power of the resistive load, a 150-L water tank has been implemented. This layout could offer measuring capability under full load for approximately 5-min intervals before replacing the boiling water.

Measurements were captured by using a programmable multichannel oscilloscope. Power was evaluated by performing real-time multiplication of  $V_{\text{phase}} \cdot I_{\text{phase}}$  in each phase, with a sample period of 100 ksamples/s, in order to maximize the measuring accuracy.

## VI. RESULTS AND DISCUSSION

Loading current causes local field accumulation which subsequently saturates iron core as described in Section IV.

Due to the adopted configuration, voltage ripple that is usually introduced by the stator tooth harmonics is slightly noticeable in both cases. As stator current increases, the field is accumulated in one side of the pole part, and this is translated from space to time by distorting the voltage. Figs. 11 and 12 show the measured variation of phase voltage with loading current for resistive load. The loading current keeps exactly the same waveform shape with the imposed voltage.

One of the most important results of this paper is shown in Fig. 13, which compares the simulated and measured results of the driving torque with loading current for the trapezoidal and sinusoidal cases. In this figure, it is clearly observed that the stronger excitation imposed by the trapezoidal magnets keeps the motor behavior immune to field weakening, as stator

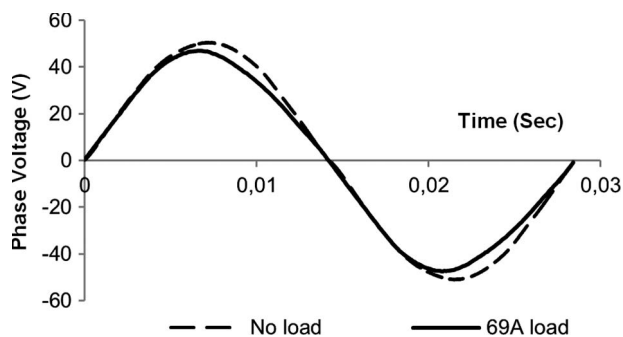


Fig. 12. Measured phase voltage at 35 Hz—sinusoidal motor case.

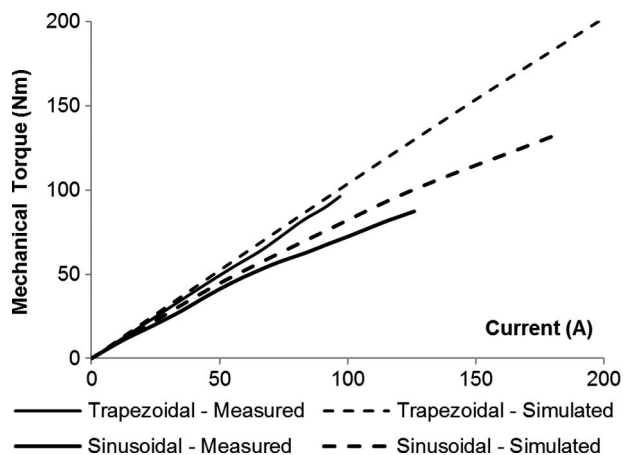


Fig. 13. Mechanical torque variation with loading current.

currents grow. This increases the capability of the motor to be temporarily overloaded in a constant power control scheme, as shown in Fig. 17 [22], [30]. Contrary to this, the sinusoidal EMF motor gets weak when the loading current increases, allowing significant field weakening, due to the thin shape of the PM. This affects torque performance as shown in Fig. 13 and keeps the torque boost levels at low percentage of the rated torque [31].

The FEM modeling meets very accurately the measurements despite the strong nonlinear phenomena that occur during current overload.

This is mainly due to the calibration of the material curves that has been done prior to the FEM analysis. Judging from the torque curves, the trapezoidal EMF rotor case seems to have an advantage; however, by observing Fig. 14, the advantage turns quickly on the side of the sinusoidal case, as a serious iron loss difference is noticed, which becomes much more intense as speed grows higher.

The measured no-load losses initially include both mechanical and iron losses. In order to separate them, the difference of their variation with rotor speed is exploited: One of the two rotors is installed, prior to mounting the PMs on it. A motor bench that features high-precision torque meter is used in order to rotate the motor shaft and measure mechanical power with rotating speed.

The measurements form the mechanical loss curve which is shown in Fig. 14. Subsequently, the iron losses can be determined by subtracting the measured mechanical losses from

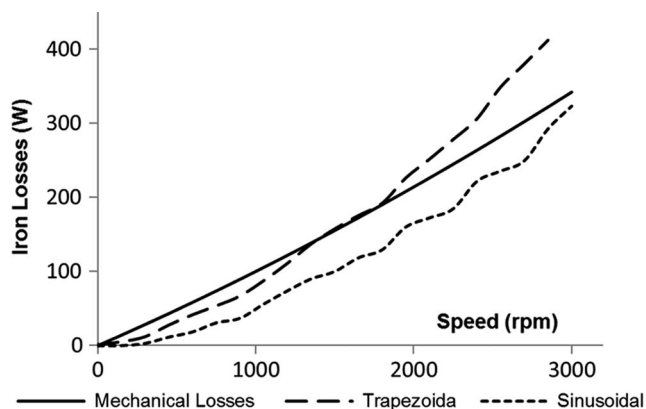


Fig. 14. Mechanical and iron losses under no load.

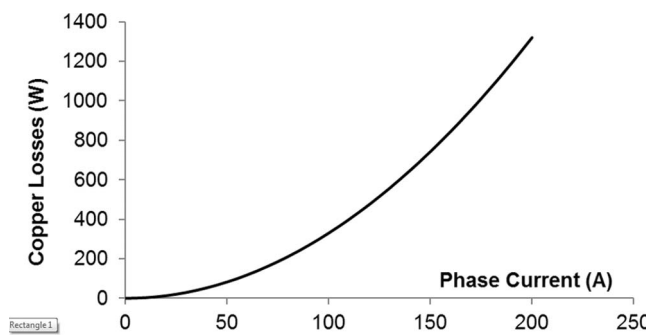


Fig. 15. Measured copper loss with loading current.

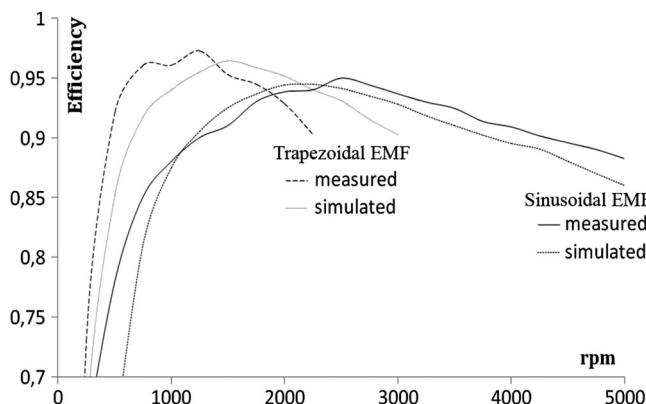


Fig. 16. Measured and simulated efficiency under steady mechanical torque.

the no-load losses. In this way, Fig. 14 shows the common mechanical loss curve with speed that both rotor cases share and the individual iron losses for each case [32], [33].

Copper losses can be found by measuring the stator phase resistance (9 mΩ) and the respective loading current. The copper loss variation with loading is shown in Fig. 15. While loading current increases, efficiency grows to the point that copper and iron losses are balanced. Higher loading currents increase copper loss further, causing an inclination of the characteristic, as shown in Fig. 16 for both rotor cases.

By assuming these results while measuring the mechanical output of the motor in each case, the efficiency is shown in Fig. 16. Due to the balancing of iron and copper losses, both motors exhibit excellent efficiency but, as expected, in different operation areas. A major advantage of the sinusoidal EMF

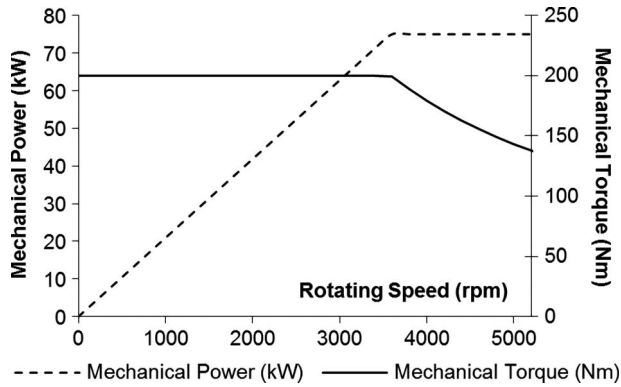


Fig. 17. Measured characteristics under constant power load—trapezoidal.

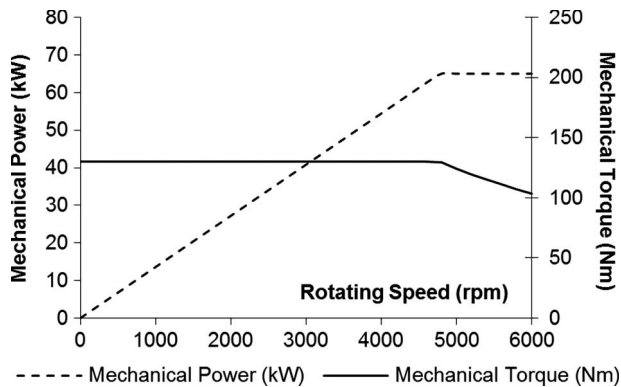


Fig. 18. Measured characteristics under constant power load—sinusoidal.

motor is the much wider operation area, due to the ability to keep efficiency over 90%, which is the most favored for traction applications. On the other hand, the trapezoidal EMF case shows great efficiency for a very specific speed range, which is not appropriate for a variable-speed drive, such as in EVs.

Figs. 17 and 18 show the two motors' behavior under constant power control. The results demonstrate that the motors are capable of producing 74 and 63 kW of mechanical power under constant power control. Total weight has been kept low (approximately 66 kg), giving excellent power density factors of approximately 1.5 and 1.28 hp/kg, respectively.

The high torque boost capability [32], [34], [35] of the trapezoidal EMF rotor is more appropriate for direct coupling to the wheels of the car. In Fig. 18, it can be observed that the sinusoidal EMF motor does not have the same torque boost capability but has excellent flexibility in variable-speed operation. The combined results deriving from Fig. 16 (efficiency) and Figs. 17 and 18 (performance) show a significant advantage of the sinusoidal EMF motor, while it sacrifices only a small percentage of its driving torque in order to significantly improve the mean efficiency over the speed range. This allows optimal utilization of the limited available energy stored in the battery packs, which is a major issue for EV industries.

## VII. CONCLUSION

This paper has introduced the design procedure of a high-performance surface PM motor for electric traction appli-



Fig. 19. Mounting process of the motor prototype to the Smart For TWO.

cations. The methodology has been checked by comparing prototypes with two rotor configurations, involving constant magnet width and optimized magnet geometry, respectively. Such a comparison enabled to separate the contribution of the harmonic content of the back-EMF shape in performance and efficiency over a specific speed range. Simulation results and measured ones concerning both efficiency and performance were in good agreement in all cases considered.

The sinusoidal back-EMF motor case demonstrated high efficiency over a wider speed range and has been incorporated in a conventional car that has been converted to an experimental all-electric vehicle (Fig. 19). Size and weight constraints imposed throughout the design and manufacturing procedure proved to be very challenging to demonstrate the high power density of the proposed motor configuration.

## REFERENCES

- [1] J. Kolehmainen, "Optimal dovetail permanent magnet rotor solutions for various pole numbers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 70–77, Jan. 2010.
- [2] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor, and D. A. Stone, "Rotor loss in permanent magnet brushless ac machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, pp. 1612–1618, Nov./Dec. 2000.
- [3] A. Pilippo, M. Hinkkanen, and J. Luomi, "Analysis of an adaptive observer for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 570–576, Feb. 2008.
- [4] F. Morel, J.-M. Retif, X. Lin-Shi, and C. Valentin, "Permanent magnet synchronous machine hybrid torque control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 501–511, Feb. 2008.
- [5] C.-K. Lin, T.-H. Liu, and C.-H. Lo, "High performance sensorless IPMSM drive with a wide adjustable speed range," in *Proc. 34th IEEE Annu. IECON*, Nov. 10–13, 2008, pp. 1222–1227.
- [6] D. Hanselman, "Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 41, no. 3, pp. 292–300, Jun. 1994.
- [7] K. Yamazaki and H. Ishigami, "Rotor-shape optimization of interior-permanent-magnet motors to reduce harmonic iron losses," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 61–69, Jan. 2010.
- [8] K. Laskaris and A. Kladas, "High torque internal permanent magnet motor for electric traction applications," presented at the 18th Int. Conf. Electrical Machines, Vilamoura, Portugal, Sep. 6–9, 2008, Paper ID 1428.
- [9] K. Yamazaki, "Torque and efficiency calculation of an interior permanent magnet motor considering harmonic iron losses of both the stator and rotor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 3, pp. 1460–1463, May 2003.
- [10] A. Refaie, "Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 107–121, Jan. 2010.

- [11] K. J. Tseng and S. B. Wee, "Analysis of flux distribution and core losses in interior permanent magnet motor," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 969–975, Dec. 1999.
- [12] S. Chaithongsuk, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, "On the use of pulse width modulation method for elimination of flux density harmonics in the air gap of surface PM motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1736–1739, Mar. 2009.
- [13] C. Chan, K. Chau, and J. Jiang, "Novel permanent magnet motor drivers for electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 2, pp. 331–339, Apr. 1996.
- [14] K. Laskaris and A. Kladas, "Comparison of internal and surface permanent magnet motor topologies for electric vehicle applications," in *Proc. 8th Adv. Electromech. Motion Syst. & Elect. Drives Joint Symp., ELECTROMOTION*, 2009, pp. 1–4.
- [15] T. M. Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 4, pp. 681–689, Jul./Aug. 1986.
- [16] M. A. Rahman and R. Qin, "A permanent magnet hysteresis hybrid synchronous motor for electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 1, pp. 46–53, Feb. 1997.
- [17] L. Tang, G.-J. Su, and X. Huang, "Experimental high-performance control of two permanent magnet synchronous machines in an integrated drive for automotive applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 977–984, Feb. 2008.
- [18] C. C. Chan, K. T. Chau, J. Z. Jiang, W. Xia, M. Zhu, and R. Zhang, "Novel permanent magnet motor drives for electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 2, pp. 331–339, Apr. 1996.
- [19] K. Nakamura, K. Saito, and O. Ichinokura, "Dynamic analysis of interior permanent magnet motor based on a magnetic circuit model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 5, pp. 3250–3252, Sep. 2003.
- [20] C. Cavallaro, A. O. D. Tommaso, and R. Miceli, "Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 4, pp. 1153–1160, Aug. 2005.
- [21] T. Ohnishi and N. Takahashi, "Optimal design of efficient IPM motor using finite element method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 5, pp. 3537–3539, Sep. 2000.
- [22] K. Laskaris and A. Kladas, "Internal permanent magnet motor design for electric vehicle drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 138–145, Jan. 2010.
- [23] K. Kim, S. Lim, and D. Koo, "The shape design of permanent magnet for permanent magnet synchronous motor considering partial demagnetization," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 10, pp. 3485–3487, Oct. 2006.
- [24] R. Moncada, J. Tapia, and T. Jahns, "Analysis of negative-saliency permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 122–127, Jan. 2010.
- [25] D. J. Sim, D. H. Cho, J. S. Chun, H. K. Jung, and T. K. Chung, "Efficiency optimization of interior permanent magnet synchronous motor using genetic algorithms," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 2, pp. 1880–1883, Mar. 1997.
- [26] F. Caricchi, F. Maradei, G. De Donato, and F. Capponi, "Axial-flux permanent-magnet generator for induction heating gensets," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 128–137, Jan. 2010.
- [27] S. Bolognani, L. Peretti, and M. Zigliotto, "High dynamic electromechanical conversion model for PMSM drives," in *Proc. 33rd IEEE IECON*, Nov. 5–8, 2007, pp. 1003–1008.
- [28] Y. Perriard, P. Ragot, and M. Markovic, "Brushless DC motor optimization process—Choice between standard or straight tooth shape," in *Conf. Rec. 41st IEEE IAS Annu. Meeting*, Oct. 2006, vol. 4, pp. 1898–1904.
- [29] P. Lindh, H. Jussila, M. Niemela, A. Parviainen, and J. Pyrhonen, "Comparison of concentrated winding permanent magnet motors with embedded and surface mounted rotor magnets," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 5, pp. 2085–2089, May 2009.
- [30] Y.-P. Yang and D. S. Chuang, "Optimal design and control of a wheel motor for electric passenger cars," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 1, pp. 51–61, Jan. 2007.
- [31] H. A. Toliyat, "Recent advances and applications of power electronics and motor drives—Electric machines and motor drives," in *Proc. 34th IEEE IECON*, Nov. 10–13, 2008, pp. 34–36.
- [32] Y. Li, T. Wang, and Y. Lu, "Programmable design of magnet shape for permanent-magnet synchronous motors with sinusoidal back EMF waveforms," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 9, pp. 2163–2167, Sep. 2008.
- [33] M. Hsieh and Y. Hsu, "An investigation on influence of magnet arc shaping upon back electromotive force waveforms for design of permanent-magnet brushless motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 10, pp. 3949–3951, Oct. 2005.
- [34] L. Parsa and L. Hao, "Interior permanent magnet motors with reduced torque pulsation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 602–609, Feb. 2008.
- [35] G. Ferretti, G. Magnani, and P. Rocco, "Modeling, identification, and compensation of pulsating torque in permanent magnet ac motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 6, pp. 912–920, Dec. 1998.



**Konstantinos I. Laskaris** (M'09) was born in Greece in 1978. He received the B.S. degree in electrical and computer engineering from the National Technical University of Athens (NTUA), Athens, Greece, in 2002 and the M.Sc. degree in communications and signal processing from the Faculty of Electrical and Electronic Engineering, Imperial College London, London, U.K., in 2004. He is currently working toward the Ph.D. degree in the Department of Electrical and Computer Engineering, NTUA.

His research involves permanent-magnet machine modeling and applied field-weakening techniques for electric vehicle motor optimal efficiency control.

Mr. Laskaris is a member of the Technical Chamber of Greece.



**Antonios G. Kladas** (M'87) was born in Greece in 1959. He received the Diploma in electrical engineering from the Aristotle University of Thessaloniki, Thessaloniki, Greece, in 1982 and the DEA and Ph.D. degrees from the University of Pierre and Marie Curie (Paris 6), Paris, France, in 1983 and 1987, respectively.

From 1984 to 1989, he served as an Associate Assistant with the University of Pierre and Marie Curie. During the period 1991–1996, he was with the Public Power Corporation of Greece, where he

was engaged in the System Studies Department. Since 1996, he has been with the Department of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, Athens, Greece, where he is currently a Professor. His research interests include transformer and electric machine modeling and design as well as analysis of generating units by renewable energy sources and industrial drives.

Dr. Kladas is a member of the Technical Chamber of Greece.

# Internal Permanent Magnet Motor Design for Electric Vehicle Drive

Konstantinos I. Laskaris, *Member, IEEE*, and Antonios G. Kladas, *Member, IEEE*

**Abstract**—Power compaction and high efficiency are two key advantages of permanent magnet motors. This paper proposes an enhanced internal permanent magnet motor that delivers high torque, power compaction, and exceptionally high efficiency in the same operation area. The advantage of the proposed scheme is the magnetic flux accumulation in the air gap, which allows much higher values of magnetic flux density, compared to a surface permanent magnet motor of the same size. The original contribution of this paper resides on the adopted motor configuration, enabling to efficiently utilize the energy stored in the permanent magnet and to provide total loss minimization at the most frequently used speed range.

**Index Terms**—Finite element (FE) methods, geometry optimization, losses, permanent magnet machines, power density, wheel motor.

## NOMENCLATURE

$F_t$	Tangential magnetic force.
$P_t$	Tangential magnetic pressure.
$g$	Air gap width.
$S$	Air gap surface.
$R$	Rotor radius.
$L$	Active motor length.
$B$	Magnetic flux density.
$B_n$	Normal magnetic flux density component.
$B_t$	Tangential magnetic flux density component.
$\mu_o$	Magnetic permeability of the air.
$T_m$	Mechanical torque.
$T_{em}$	Electromagnetic torque.
$P_{tot}$	Total losses.
$P_{Cu}$	Copper losses.
$P_i$	Iron losses.
$P_m$	Mechanical losses.
$\omega$	Angular frequency.
$\eta$	Efficiency.
$I$	Stator current.
$w_m$	Magnet width.
$w_i$	Tooth width.
$L_m$	Magnet length.
$T_{calc}$	Calculated torque.
$T_{spec}$	Specified torque.
$V_{calc}$	Calculated magnet volume.
$V_{spec}$	Specified magnet volume.
$f$	Optimization function.

Manuscript received February 28, 2009; revised September 17, 2009. First published October 2, 2009; current version published December 11, 2009.

The authors are with the National Technical University of Athens, 15780 Zografou, Greece (e-mail: laskaris@central.ntua.gr; kladasel@central.ntua.gr).  
Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2009.2033086

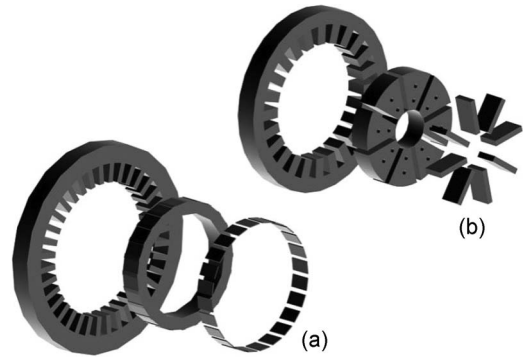


Fig. 1. Wheel motor magnetic components geometry. (a) SPMM, conventional magnetic loading 0.6 T. (b) IPMM, high magnetic loading 1.2 T.

$f_1, f_2$  Functions calculated by finite element modeling.  
 $a_1, a_2$  Penalty coefficients.

## I. INTRODUCTION

**P**ERMANENT magnet machines involve low losses, as they require no excitation current in the rotor circuit [1]–[4]. In particular, the internal permanent magnet (IPM) rotor structure [Fig. 1(b)] by using appropriate design enables improved efficiency [5]–[8] and is favored for electric drive applications by applying convenient control strategies [9]–[12]. An important disadvantage of such machine configurations is the relatively important torque pulsation depending on the tooth shape [13], slot skew, and control techniques implemented [14], [15]. Moreover, operation at high-speed ranges involves difficulties in achieving the required flux weakening [16]. Nevertheless, the very light rotor structure and absence of rotor excitation favors the choice of this machine configuration in electric vehicle (EV) applications [3], [8], [17], [18].

Mounting wheel motors to the EV has shown a great potential recently as it minimizes transmission loss during accelerating or regenerative braking. Various motor drives have been proposed for propulsion systems. Induction motor drives are preferred for being reliable and easy to manufacture as being able to rotate at high speeds to provide high power density. Concurrently, the permanent magnet brushless dc motors have been compact, light, and efficient [19].

Electrical vehicle energy storage difficulties constitute an important disadvantage for EVs development in the automotive industry. That is why efficiency becomes a first-order consideration as the cost of energy storage is considerably higher than the motor construction cost and affects importantly the design and construction procedures of EV motors [8].

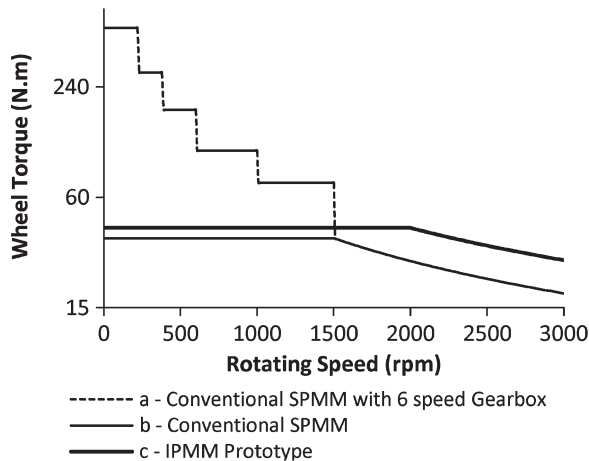


Fig. 2. Wheel torque for three different propulsion systems.

Wheel motor design has to take into consideration torque and rotation demands as no gearbox interferes [5]. Torque demands have to be accurately calculated in order to enable vehicle starting or driving on steep slopes [10], [20]. IPM synchronous motors not only utilize the magnet torque but also the reluctance torque, which occurs because of the difference between the two-axes inductances.

The lack of gearbox requires increased torque performance from wheel motors in EV applications at low speed ranges, resulting in the development of constant power control strategies proposed in the literature [4]. Generally, this can be achieved by applying flux-weakening techniques. In induction and separately excited machines, copper and iron losses can be balanced this way, resulting in a feasible high-speed operation with good efficiency. However, this cannot be easily implemented in PM machines, particularly in cases of surface mounted permanent magnet configurations. In counterparts, IPM machines present a certain inherent flux-weakening capability increased with loading current; that is why they are more suitable for these applications.

In a typical EV application, the wheel rotating speed lies in the range of 2000–3000 r/min, and the respective torque demand per wheel is of the order of 50 N · m. The torque variation with speed in the cases of surface permanent magnet motor (SPMM) machine with and without gearbox and the constructed prototype are shown in Fig. 2. This figure demonstrates the strong advantage of the use of gearbox at low-speed ranges compared to the direct coupling, as well as the improved characteristics of the interior permanent magnet motor (IPMM) to the SPMM configuration in case of wheel motors.

An important advantage of the proposed IPMM configuration compared to typical construction is the excessive torque that it produces, enabling to minimize a major drawback of wheel motors, which is low-power compaction, due to the rotating speed restriction [Fig. 2(c)]. This is achieved by applying an opposite technique with respect to the previous reference, which is field accumulation.

The proposed motor involves more important magnetic loading [the mean flux density in the air gap is 1.2 T, as shown in Fig. 7(b)] and reduced stator leakage by adopting open slot geometries with respect to typical constructions encountered in

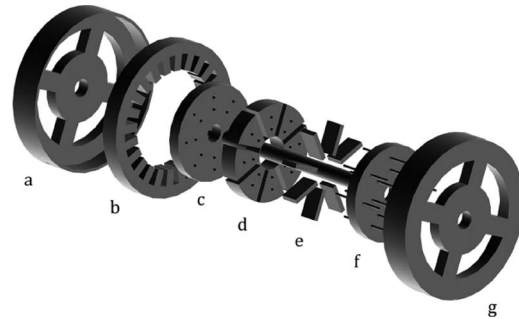


Fig. 3. IPM wheel motor magnetic components geometry.

the literature [5], [13] achieving a very good efficiency over the most frequently used speed [18].

## II. IPM WHEEL MOTOR STRUCTURE

This paper introduces a laminated rotor magnetic circuit in order to reduce rotor harmonic loss and better electric loading with respect to the work presented in [1]. The configuration of the IPMM implemented is shown in Fig. 3. Eight laminated silicon steel blocks [Fig. 3(d)] and eight pieces of embedded permanent magnet [Fig. 3(e)] constitute the rotor magnetic circuit.

The magnets are alternately poled and magnetized through their small dimension, so that the same poles face each other. The stator [Fig. 3(b)] consists of a stack of laminated nonorientated grain silicon steel that has been processed to minimize core loss. The three-phase distributed lap windings are found in the 24-stator slots. Air gap is approximately 0.6 mm. The motor topology and prototype have been revised so that they feature laminated iron core both on rotor and stator, and thus allow significantly higher efficiency under load at higher rotating speed [1].

The implementation of an IPMM has significant difficulties compared to an SPMM mainly related to the rotor construction. Rotor construction has to deliver a robust structure and minimize flux leakage at the same time.

For this reason, nonmagnet-permissive material has been used to hold the solid iron part of the rotor [Fig. 3(c) and (f)], which ensures that the iron will not dismantle under high rotating speed. Screws that hold the rotor rigid [Fig. 3(f)] are made of nonmagnetic material, in order to avoid strong eddy currents that would appear on the cast aluminum stands [Fig. 3(a) and (g)].

Contrarily to an SPMM, where the open-circuit electromotive force (EMF) waveform is trapezoidal and has similar shape to the voltage time variation under loading conditions, in an IPM machine, the voltage waveform changes considerably with loading and approaches sinusoidal time variation under nominal operating conditions, involving almost sinusoidal phase currents, which are more appropriate to operate with [6].

Taking advantage of the local flux distribution variation inside the rotor magnetic core with current, losses can be compensated with the reduced driving torque required when rotating at higher speeds. The relation between time-varying

flux spatial distribution and respective core losses is discussed in the sections that follow.

### III. DESIGN CONSIDERATIONS

#### A. Analysis Based on Traction Application Requirements

Based on the fact that a typical diameter of a wheel of a small passenger car is 440 mm, rotating speed is approximately 1500 r/min when driving at 120 km/h. Due to this constraint, the in-wheel traction IPMM of the proposed scheme involves eight poles to match the rotating speed of a real in-wheel traction application.

The electromagnetic torque that the motor is capable of can be calculated from the mean tangential pressure of the magnetic forces on the gap of the motor, which can be expressed by means of Maxwell stress tensor as follows:

$$F_t = P_t \cdot S \quad (1)$$

$$T_{em} = R \cdot F_t \rightarrow T_{em} = 2\pi R^2 \cdot L \cdot P_t \quad (2)$$

$$P_t = \frac{1}{\mu_0} \oint B_n \cdot B_t \quad (3)$$

where  $F_t$  is the tangential component of the magnetic force,  $P_t$  is the mean tangential pressure,  $S$  is the air gap surface,  $T_{em}$  is the electromagnetic torque,  $R$  is the rotor radius,  $L$  is the active motor length, and  $B_n$  and  $B_t$  are the normal and tangential magnetic flux density components, respectively.

According to the above, torque is produced by the high values of  $B_n$  and  $B_t$ , which are vertical. Combining the appropriate values of  $B_n$  and  $B_t$  losses can be optimally minimized, producing a given value of torque. Applying this to high rotating speed, the advantage of low core loss becomes significant.

The aforementioned preliminary analysis results in a thin discoid motor which dimensions are  $R = 80$  mm and  $L = 30$  mm, with air gap width  $g = 0.6$  mm.

#### B. FE Analysis—Geometry Optimization

A 2-D finite element (FE) model has been employed to analyze the IPM machine topology. Sensitivity analysis is performed in order to choose critical design parameters, to maximize efficiency, driving torque under load, and to minimize size [1], [2].

The optimization algorithm adopted involves the two optimization steps shown in Fig. 4. Detailed parameter meaning is given in the nomenclature.

The first step takes as an input the initial topology that derives from the preliminary analysis and evaluates the torque capability. The optimization function  $f$  is composite optimizing the torque  $T_{spec}$  for a given magnet volume  $V_{spec}$  and searching for subsequent magnet volumes optimal torques (4). The geometrical parameters of the magnets and stator teeth  $w_i$ ,  $w_m$ ,  $L_m$ , shown in Fig. 5, are modified to the direction that the highest torque is achieved

$$f = a_1 f_1 \left( \frac{T_{calc} - T_{spec}^{max}}{V_{calc}} \right) + a_2 (V_{calc} - V_{spec}) \quad (4)$$

$$T_{calc} = f_2(w_m, w_i, L_m, I_{max}). \quad (5)$$

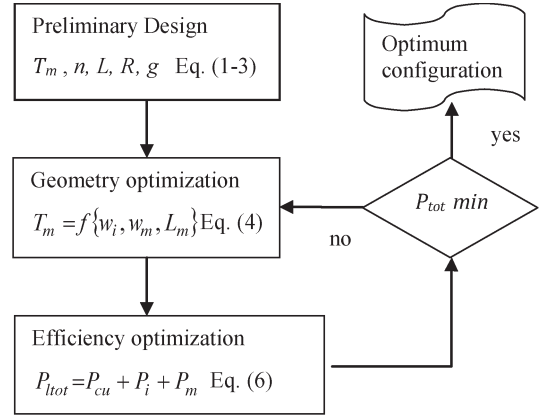


Fig. 4. Optimization procedure flowchart.

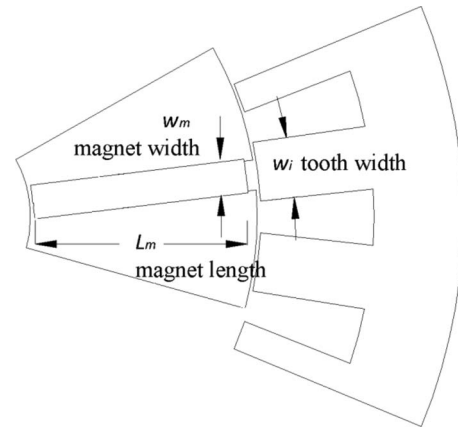


Fig. 5. IPMM geometry optimization parameters.

The next step evaluates the disparity of the machine efficiency compared to the required value by minimizing the total losses  $P_{tot}$  [(6)]. During this step, if the efficiency does not fall within the specified limits, the optimization parameters are modified so that the efficiency is improved.

The torque optimization step is then repeated according to adapted weights of the optimization function

$$P_{tot} = P_{Cu} + P_i + P_m \quad (6)$$

$$P_{Cu} \sim I^2 \quad P_i \sim B^2, \omega^2 \quad P_m \sim \omega. \quad (7)$$

One of the most important issues when estimating core loss is the spatial flux distribution. This becomes of particular importance when the motor rotates at high speeds.

Fig. 5 shows the optimized geometry. Under this optimization procedure, the motor outputs the highest torque and maintains efficiency above 90% for vehicle speed 40–70 km/h (40–70 Hz). The employed mesh comprises 65 000 nodes, as shown in Fig. 6.

High magnetic flux density is achieved with low loading current on the stator to minimize copper losses at low-load operation [6]. Flux density varies with rotor position and FE method simulation needs to be repeated for different positions of the rotor in a complete electrical cycle [5], [14].



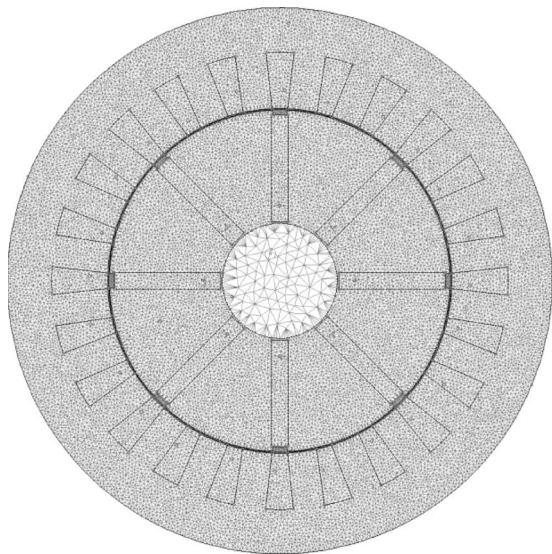


Fig. 6. Employed mesh used in the FE analysis involving 65 000 nodes.

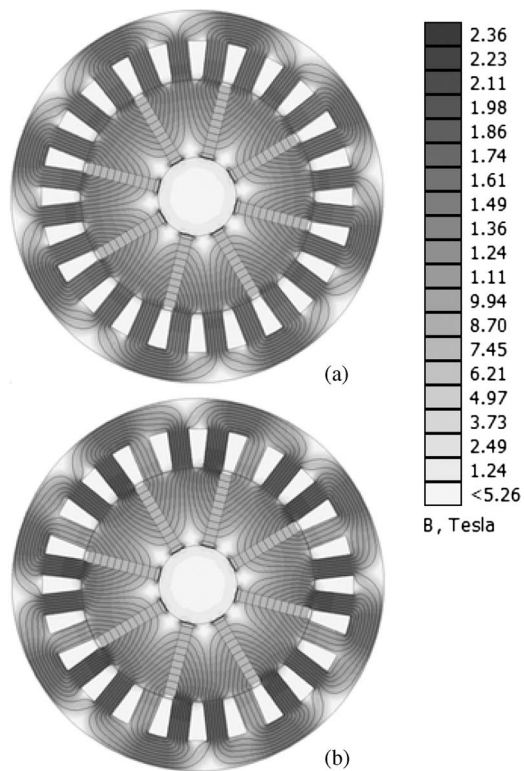


Fig. 7. Magnetic flux density distribution in the motor. (a) Under no load. (b) Under full load.

#### IV. SIMULATION RESULTS

##### A. Magnetic Field Distribution Variation With Machine Loading

The flux distributions in the motor under no-load and under full-load conditions are shown in Fig. 7(a) and (b), respectively. The revised model targeted to show optimal efficiency under high load, taking advantage of the field weakening due to the high phase currents. The magnetic flux fluctuates in the rotor iron core when moving from one stator tooth to the next and

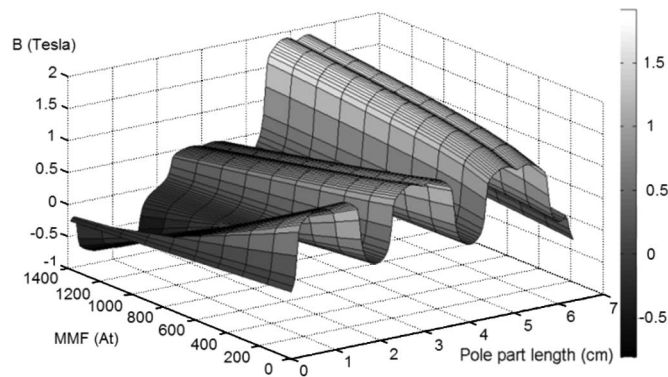


Fig. 8. Magnetic flux density distribution for ten different values of loading current.

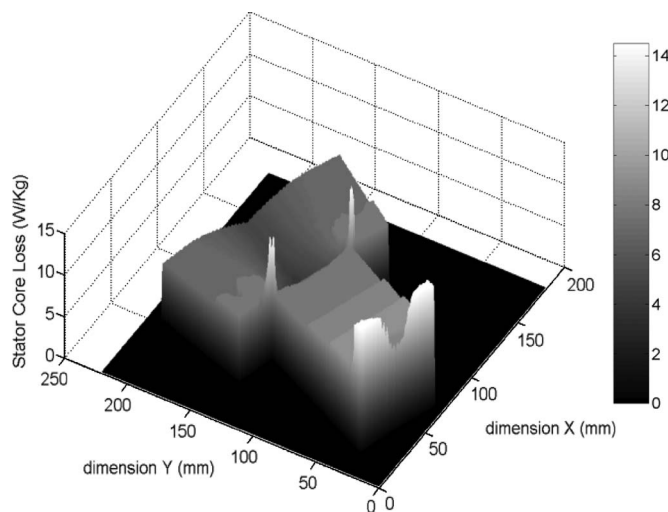


Fig. 9. IPMM stator tooth core loss at 50 Hz under no load.

thus rotor iron losses increase with loading current. It may be noted that rotor iron losses are due to minor hysteresis loops and are less important than stator iron losses.

Consequently, due to the respective EMF reduction, the total core loss mainly deriving from the stator is reduced with loading current, as the radial coefficient of the stator magnetic flux density weakens the rotor field.

Moreover, the local magnetic flux accumulation with loading, shown in Fig. 8, limits down the capacity of the motor to produce torque. In other words, core saturation not only increases the iron losses but also makes stator current less capable of producing torque.

The aforementioned saturation effects during high-load conditions [16], [20] are being compared to the measured, as shown in Fig. 11.

##### B. Iron-Loss Evaluation

The iron losses are computed by using a methodology quantizing the area into square elements and assigning them a mean value of magnetic flux density (Fig. 9). Then, the respective core loss is calculated from the material lookup table by integrating over the active motor length. This method that successfully estimates core loss, as will be shown in the next



Fig. 10. Experimental setup used for measuring the machine performance.

section, is used to evaluate the efficiency. This technique has been implemented in the optimization algorithm, described in Section III-B (Fig. 4), which has been used to determine the critical design characteristics. Simulation results are compared to the experimental ones in the next section.

## V. EXPERIMENTAL VALIDATION AND DISCUSSION

The presented simulation results have been validated by measurements in the prototype motor case. The motor has been operated as a generator at this point, to evaluate the magnetic circuit capacity, the capability to produce power with respect to the efficiency.

A separately excited, 22-kW dc motor has been used to rotate the IPMM prototype, as shown in Fig. 10. The dc converter that has been driving the dc motor is a four quadrant converter  $\pm 420$  V, 280 A. The IPMM has been connected in star topology to a three-phase resistive load. Measuring has been performed using a programmable multichannel oscilloscope. Each of the three individual phase powers derives from real-time multiplication of the respective  $V_{\text{phase}} \cdot I_{\text{phase}}$  with a sample period of 100 kSamples/s, to maximize measuring accuracy.

Phase voltage ripple is mainly caused by the stator tooth harmonic distortion. As stator current increases, the field is accumulated in one side of the pole part, and this is translated from space to time by distorting the voltage to the right, as shown in Fig. 11. As described in the previous section, loading current causes local field accumulation which subsequently saturates iron core, as shown in Fig. 11(a) and (b), comparing simulated and measured voltage variation with loading current. In this way, back EMF inclines as the loading current increases.

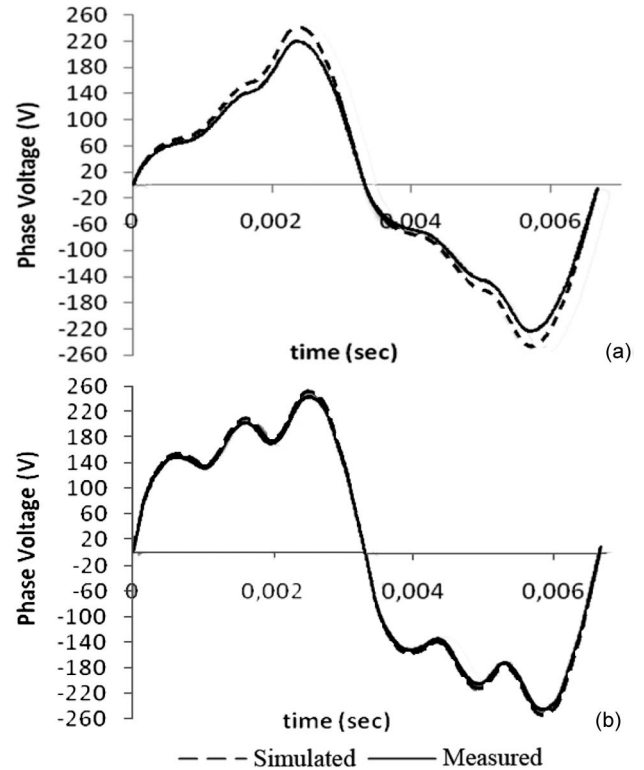


Fig. 11. Phase voltage at 150 Hz for different loading conditions. (a) High loading current 20 A. (b) Medium loading current 10 A.

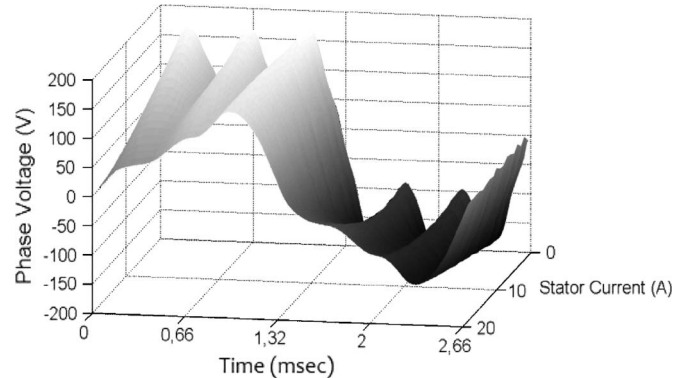


Fig. 12. Measured phase voltage for the full range of load at 40 Hz.

Fig. 12 shows the measured phase voltage distribution for all intermediate values of loading current. Due to saturation effects, as loading increases, the total flux per pole in the machine decreases.

Fig. 13 shows the comparison between the simulated and measured results of phase voltage variation with loading current. The reduction of voltage with loading is mainly due to iron saturation as explained previously. It is meaningless to further increase loading current beyond 22 A since the back EMF has become lower than half of its value under no load.

The rate that phase voltage inclines in Fig. 13 with the loading current is directly dependent to the magnet width mentioned previously in the optimization procedure in Fig. 4.

Fig. 14 shows the comparison between the computed mechanical torque and the measured one with respect to loading current for the frequency of 100 Hz. This figure shows that the

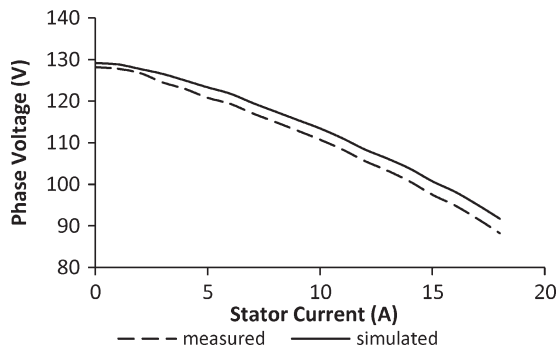


Fig. 13. Phase voltage with loading current, full-load range, 100 Hz.

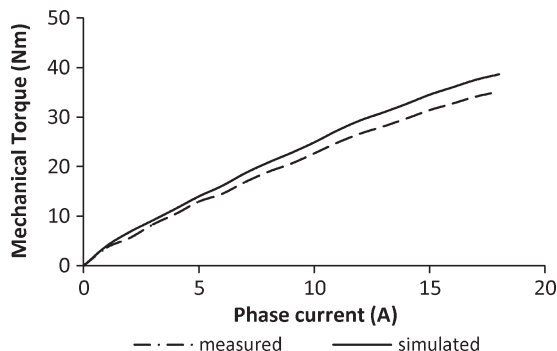


Fig. 14. Mechanical torque variation with loading current.

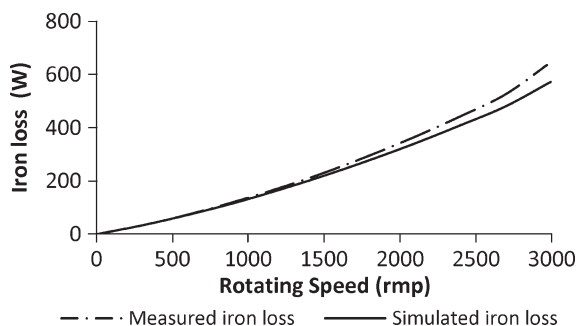


Fig. 15. IPMM iron loss under no load.

saturation effects are relatively small as the torque varies almost linearly with loading.

This is mainly due to the important interpole reluctance obtained by the relatively large permanent magnet width. Further increase to the loading current would increase iron and copper losses, and the motor operation would be less efficient.

The overall efficiency has been kept to high levels particularly at higher rotating speed, due to the balancing of iron and copper losses. The maximum efficiency at 100 Hz operation was 94,7%. In low loading current cases, iron core is not efficiently utilized.

Fig. 15 shows the comparison between the simulated iron losses and the respective measured ones. Simulated values are obtained by making use of the method described in Section IV-B. The measured no-load losses include both mechanical losses and iron losses. In order to separate the mechanical losses from iron losses, the difference of their variation with rotor speed is exploited: mechanical losses vary linearly with speed while iron losses constitute almost a second-order

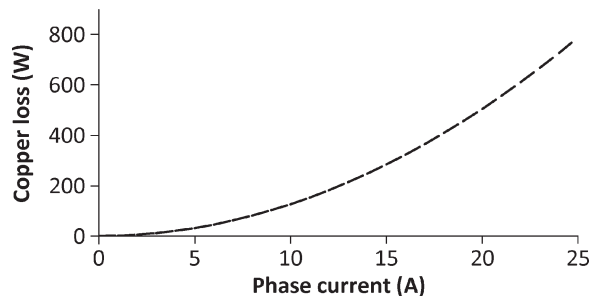


Fig. 16. IPMM measured copper loss with loading current.

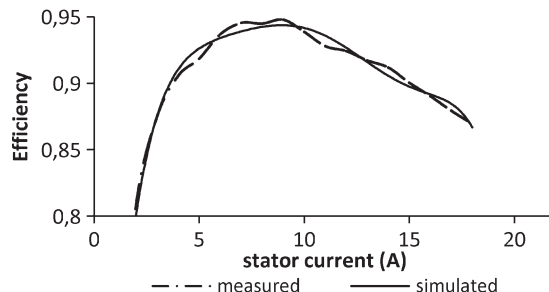


Fig. 17. Efficiency with loading current at 100 Hz.

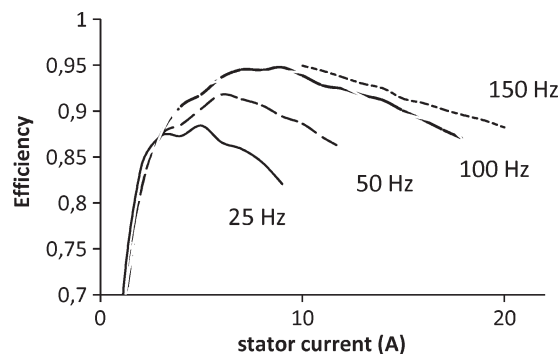


Fig. 18. Measured efficiency with loading current for different frequencies.

polynomial of speed. A first measurement at very low speed where iron losses are negligible (the speed of 60 r/min has been used in our case) enables to deduce the mechanical losses. Then, in all other speed cases, the iron losses are determined by subtracting the mechanical losses from no-load losses.

Copper losses are determined by measuring the stator phase resistance ( $0.42 \Omega$ ) and the respective loading current. The copper losses variation with loading is shown in Fig. 16. While loading current increases, efficiency grows to the point that copper and iron losses are balanced. Higher loading currents increase copper loss further causing an inclination of the characteristic, as shown in Fig. 17. At 2600 r/min corresponding to the motor nominal operating conditions, copper loss is 400 W and iron loss is the same while mechanical loss is 63 W.

The same effect is shown for different speed cases in Fig. 18, illustrating that maximum efficiency increases up to 150-Hz frequency.

Fig. 19(a) and (b) shows two characteristic curves corresponding to the nonventilated and to the ventilated machine cases, respectively. The nonventilated case advantage is a much

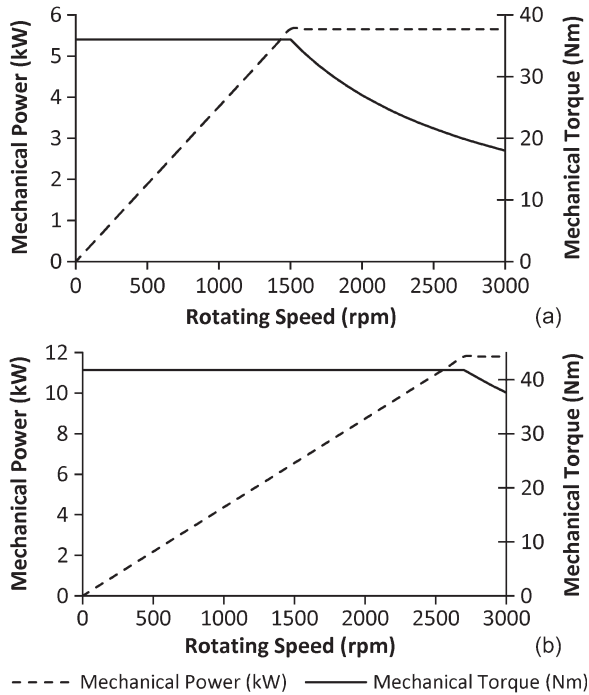


Fig. 19. IPM wheel motor mechanical torque and power characteristics. (a) Nonventilated motor case. (b) Ventilated motor case.

TABLE I  
IPMM CHARACTERISTICS

Quantity	Unit
Rated power, non ventilated	5.8 kW
Rated power, ventilated	12.1 kW
Continuous Torque	36.5 Nm
Maximum torque	41.0 Nm
Rated phase current	19 A
Max. phase current	25 A
Speed range	0 - 2200 rpm
Max. speed	3000 rpm
Efficiency range %	88 - 95
Total weight	12 kg

thinner overall construction that can fit in most passenger car wheels.

The aforementioned results demonstrate that the motor is capable of producing 12.1 kW electromagnetic power with 95% efficiency. The specific motor involves small mechanical losses compared to copper and iron losses under nominal operating conditions. Total weight has been reserved low (approximately 12 kg) giving an excellent power compaction factor of approximately 1 kW/kg for such a low rotating speed motor, as in the case of wheel motors (Table I).

## VI. CONCLUSION

This paper introduced the design procedure of an IPMM for EV applications. An appropriate preliminary analysis enabled to specify the motor basic features and FE modeling to determine the detailed motor configuration. The proposed method-

ology has been validated by measuring the motor performance in a prototype.

The proposed motor originality relies on the reduced stator leakage by adopting open stator slot geometries while achieving high efficiency in the frequent operating speed range through appropriate permanent magnet sizing and rotor configuration. The motor is intended to be incorporated in the two rear wheels of an experimental vehicle.

## REFERENCES

- [1] K. Laskaris and A. Kladas, "High torque internal permanent magnet motor for electric traction applications," presented at *XVIII Int. Conf. Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, Sep. 6–9, 2008, Paper 1428.
- [2] T. Ohnishi and N. Takahashi, "Optimal design of efficient IPM motor using finite element method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 5, pp. 3537–3539, Sep. 2000.
- [3] Y.-P. Yang and D. S. Chuang, "Optimal design and control of a wheel motor for electric passenger cars," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 1, pp. 51–61, Jan. 2007.
- [4] H. A. Toliyat, "Recent advances and applications of power electronics and motor drives—Electric machines and motor drives," in *Proc. 34th IEEE IECON*, Nov. 10–13, 2008, pp. 34–36.
- [5] K. Yamazaki, "Torque and efficiency calculation of an interior permanent magnet motor considering harmonic iron losses of both the stator and rotor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 3, pp. 1460–1463, May 2003.
- [6] K. J. Tseng and S. B. Wee, "Analysis of flux distribution and core losses in interior permanent magnet motor," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 969–975, Dec. 1999.
- [7] D. J. Sim, D. H. Cho, J. S. Chun, H. K. Jung, and T. K. Chung, "Efficiency optimization of interior permanent magnet synchronous motor using genetic algorithms," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 2, pp. 1880–1883, Mar. 1997.
- [8] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor, and D. A. Stone, "Rotor loss in permanent magnet brushless AC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, pp. 1612–1618, Nov./Dec. 2000.
- [9] A. Pilipppo, M. Hinkkanen, and J. Luomi, "Analysis of an adaptive observer for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 570–576, Feb. 2008.
- [10] F. Morel, J.-M. Retif, X. Lin-Shi, and C. Valentin, "Permanent magnet synchronous machine hybrid torque control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 501–511, Feb. 2008.
- [11] C.-K. Lin, T.-H. Liu, and C.-H. Lo, "High performance sensorless IPMSM drive with a wide adjustable speed range," in *Proc. 34th IEEE IECON*, Nov. 10–13, 2008, pp. 1222–1227.
- [12] S. Bolognani, L. Peretti, and M. Zigliotto, "High dynamic electromechanical conversion model for PMSM drives," in *Proc. 33rd IEEE IECON*, Nov. 5–8, 2007, pp. 1003–1008.
- [13] Y. Perriard, P. Ragot, and M. Markovic, "Brushless DC motor optimization process—Choice between standard or straight tooth shape," in *Conf. Rec. 41st IEEE IAS Annu. Meeting*, Oct. 2006, vol. 4, pp. 1898–1904.
- [14] L. Parsa and L. Hao, "Interior permanent magnet motors with reduced torque pulsation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 602–609, Feb. 2008.
- [15] G. Ferretti, G. Magnani, and P. Rocco, "Modeling, identification, and compensation of pulsating torque in permanent magnet AC motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 6, pp. 912–920, Dec. 1998.
- [16] T. M. Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 4, pp. 681–689, Jul./Aug. 1986.
- [17] M. A. Rahman and R. Qin, "A permanent magnet hysteresis hybrid synchronous motor for electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 1, pp. 46–53, Feb. 1997.
- [18] L. Tang, G.-J. Su, and X. Huang, "Experimental high-performance control of two permanent magnet synchronous machines in an integrated drive for automotive applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 977–984, Feb. 2008.
- [19] C. C. Chan, K. T. Chau, J. Z. Jiang, W. Xia, M. Zhu, and R. Zhang, "Novel permanent magnet motor drives for electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 2, pp. 331–339, Apr. 1996.
- [20] K. Nakamura, K. Saito, and O. Ichinokura, "Dynamic analysis of interior permanent magnet motor based on a magnetic circuit model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 5, pp. 3250–3252, Sep. 2003.



**Konstantinos I. Laskaris** (M'09) was born in Greece, in 1978. He received the Diploma degree in electrical and computer engineering from the National Technical University of Athens (NTUA), Athens, Greece, in 2002 and the M.Sc. degree in communications and signal processing from the Faculty of Electrical and Electronic Engineering, Imperial College London, London, U.K., in 2004. He is currently working toward the Ph.D. degree in the Department of Electrical and Computer Engineering, NTUA.

His research involves permanent magnet machine modeling and applied field-weakening techniques for electric vehicle motor optimal efficiency control.

Mr. Laskaris is a member of the Technical Chamber of Greece.



**Antonios G. Kladas** (M'87) was born in Greece, in 1959. He received the Diploma degree in electrical engineering from Aristotle University of Thessaloniki, Thessaloniki, Greece, in 1982 and the D.E.A. and Ph.D. degrees from the University of Pierre and Marie Curie (Paris 6), Paris, France, in 1983 and 1987, respectively.

From 1984 to 1989, he was an Associate Assistant with the University of Pierre and Marie Curie. During the period 1991 to 1996, he joined the Public Power Corporation of Greece, where he was engaged with the System Studies Department. Since 1996, he has been with the Department of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, Athens, Greece, where he is currently a Professor. His research interests include transformer and electric machine modeling and design as well as analysis of generating units by renewable energy sources and industrial drives.

Dr. Kladas is a member of the Technical Chamber of Greece.

# High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor design for Light Electric Vehicle Applications

Konstantinos Laskaris<sup>a</sup>, Effrosyni Theodorou<sup>b</sup>, Vasilios Papanikolaou<sup>c</sup>  
and Antonios Kladas<sup>d</sup>

<sup>1</sup>National Technical University of Athens, Greece

<sup>a</sup>laskaris@central.ntua.gr, <sup>b</sup>el06014@mail.ntua.gr, <sup>c</sup>el06172@mail.ntua.gr,  
<sup>d</sup>kladasel@central.ntua.gr

**Keywords:** Permanent Magnet Motor, Geometry Optimization, Fractional Slot Windings.

**Abstract.** Permanent magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated fractional-slot windings present certain improved electrical characteristics compared to full pitch windings configurations. This paper describes the design process and construction of two 10-pole permanent magnet synchronous motors, featuring full-pitch and fractional-pitch windings. The paper compares these two configurations in terms of performance and efficiency. Both motors have been designed for direct-drive applications with low speed and high efficiency capability and are intended to be used as a traction drive in an electric prototype vehicle. The proposed motors have external rotor configuration with surface mounted NdFeB magnets. The electromagnetic characteristics and performance are computed and analyzed by means of finite elements analysis. These results are finally compared with the experimental measurements on respective prototypes.

## 1. Motor configurations

Two motor configurations have been adopted for the specific application requirements. These requirements include the ability to maintain an average speed of 30km/h, which is translated into 400rpm in terms of angular velocity based on the dimensions of the wheel, as well as the ability to accelerate on an inclined level. The first motor is designed with three-phase 30-slot full-pitch windings on the stator, while the second motor is designed with three-phase 12-slot non-overlapping double-layer fractional-pitch windings. Both rotors have 10 poles with NdFeB surface mounted magnets with radial magnetization for a trapezoidal distribution of the magnetomotive force (MMF) [1]-[3]. The topology of 10 rotor poles and 12 stator slots has been chosen based on its high fundamental winding factor (0.933) and symmetric output [2]. The two different winding configurations are illustrated in Figure 1.



**Figure 1-** The two motor stators with full pitch (left) and fractional pitch (right) configurations

## 2. Parametric Design and Sensitivity Analysis

A preliminary analysis has been performed on both motors prior to optimization in order to obtain basic motor characteristics. Such an analysis derives the basic active part dimensions by using the Maxwell stress tensor in the air gap. The dimensions deduced are  $R = 30 \text{ mm}$  and  $D = 150 \text{ mm}$  for the full-pitch wound machine and  $R = 20 \text{ mm}$  and  $D = 170 \text{ mm}$  for the fractional-pitch wound machine, with an air gap length of  $g = 0.7 \text{ mm}$ .

Two dimensional finite elements models are used in all cases to analyze electromagnetic field distribution in each motor and torque output is calculated from the mean tangential pressure of the magnetic forces on the gap of the motor.

Parametric design has been adopted for the fractional-pitch motor configuration in order to achieve the dependence of all dimensions on the stator tooth width and magnet arc. Sensitivity analysis has then been conducted for the optimization of these essential parameters in terms of maximizing efficiency and minimizing cogging torque. A composite cost function relating both the magnet arc and tooth width with the motor torque and flux density includes constraints concerning maximum acceptable flux density value on both the stator and rotor yoke and is shown in (1).

$$F = a_1 \cdot T_m + a_2 \cdot n \quad (1)$$

In Eq.1 the variables  $a_1$  and  $a_2$  are Lagrange multipliers and investigation has been carried out prior to the choice of the values. Torque is dependent on the optimization parameters in (2), which are explained below:

$$T_m = f(DCM, DCT, R_{outer}) \quad (2)$$

where  $DCM$  is the percentage of magnet arc over rotor pole pitch,  $DCT$  is the percentage of tooth width over stator pole pitch and  $R_{outer}$  is the outer motor radius.

Having obtained the results of the sensitivity analysis, these can be depicted by the following figures. Figure 2 highlights the values of torque for the different stator tooth percentages and magnet arc percentages. Restricting magnetic flux density to 1.6T during no-load conditions and to 1.75T for full-load conditions, for all stator teeth, as well 1.3T for all cases on the rotor yoke has been taken into consideration. Figure 3 illustrates how the cogging torque varies for different percentages of the magnet pole arc, for a certain stator tooth percentage. Finally, the characteristics of both motors are presented in Table 1 and the dimensions are presented in Table 2.

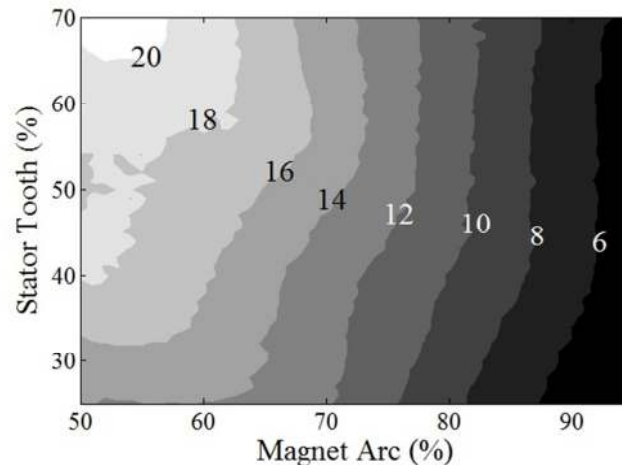
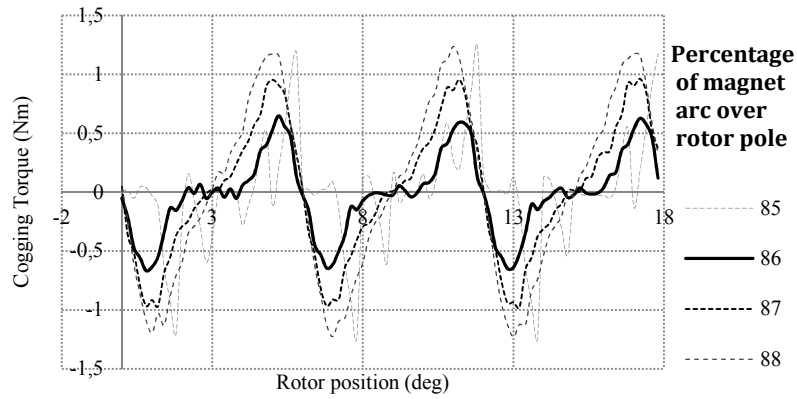


Figure 2-Torque with percentage of stator tooth and magnet arc percentage for fractional-pitch winding



**Figure 3** – Cogging torque for different magnet percentages vs rotor position

Motor characteristics	Full-pitch	Fractional-pitch
Motor type	10 pole-36 slot 3phase PM synchronous	10 pole-12 slot 3phase PM synchronous
Rated mechanical power	120 Watt	670 Watt
Rated torque output	3 Nm	16 Nm
Power feed	3phase inverter	3phase inverter
Phase voltage RMS value	18 V	16 V
Rated phase current	8 A	16 A
Max. Phase current	12 A	25 A
Nominal speed	400 rpm	400 rpm
Efficiency at rated load	82%	92%
Power density	0.0041Watt/cm <sup>2</sup>	0.0087Watt/cm <sup>2</sup>
Total weight	15 kg	12 kg

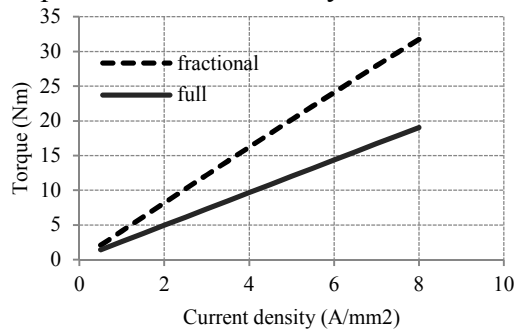
**Table 1-** Motor characteristics

Motor dimensions	Full pitch	Fractional pitch
Axial Length (mm)	30	20
Air gap (mm)	1	0.7
Max current density (A/mm <sup>2</sup> )	4	4
Turns	30	35
<b>Stator</b>		
Outer diameter (mm)	150	170
Yoke (mm)	13	11.66
Tooth width (mm)	3	19.43
Material	0.5mm laminated M-15 steel	0.35mm laminated M-27 steel
<b>Rotor</b>		
Outer diameter (mm)	190	212.98
Yoke (mm)	17	20.79
Magnet thickness (mm)	1	4
Magnet angle (°)	25	31
Material	Non laminated steel	0.35mm laminated M-27 steel

**Table 2-** Motor dimensions

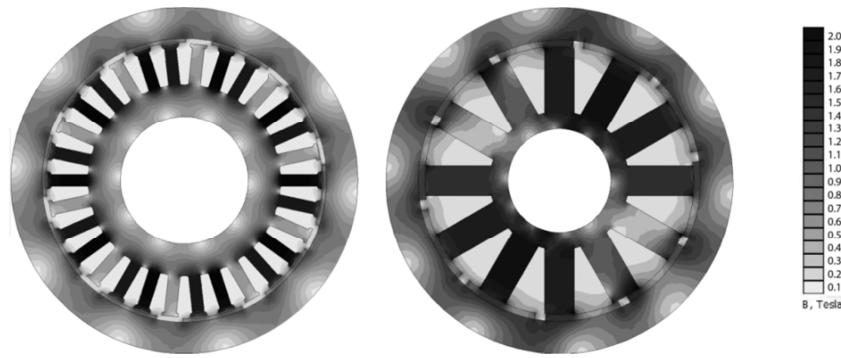
### 3. Comparative Analysis

Finite elements analysis has been conducted for both motors in order to obtain the comparative results. Both operate at the non saturation region, as illustrated in Figure 4 from the linear form of the torque over current density.



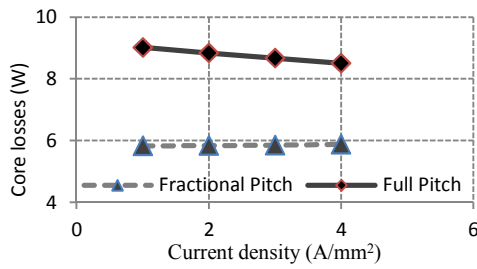
**Figure 4-** Torque vs current density for both configurations



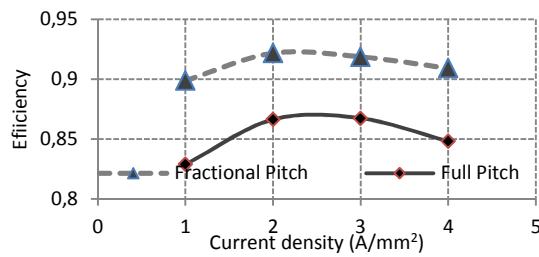


**Figure 5** Magnetic flux distribution under full load  
 – left – Full Pitch Winding Configuration – right – Fractional Slot Winding Configuration

Electromagnetic field distribution for each motor is displayed in Figure 5 and it can be seen that the fractional-pitch motor has a higher slot harmonic content. For this reason the rotor magnetic flux carrying parts must also be made of laminated steel in order to avoid excessive rotor iron losses due to the fluctuating flux in the rotor [3]. Overall, the fractional-pitch configuration presents lower core losses than the full-pitch configuration for 400 rpm, as can be seen in Figure 6. However, the higher efficiency for the fractional-pitch machine, illustrated in Figure 7, is mainly achieved by the greater fill factor of its windings which offers a remarkable potential to reduce the machine copper losses [3].

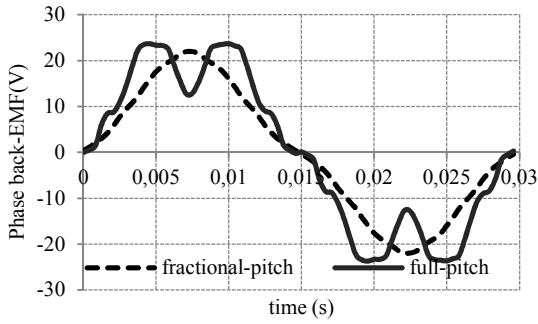


**Figure 6**-Core losses with current density at 400 rpm.

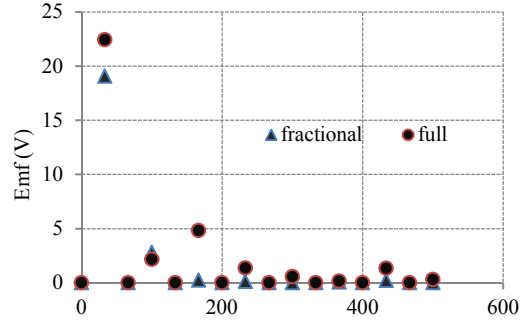


**Figure 7**-Efficiency with current density at 400 rpm.

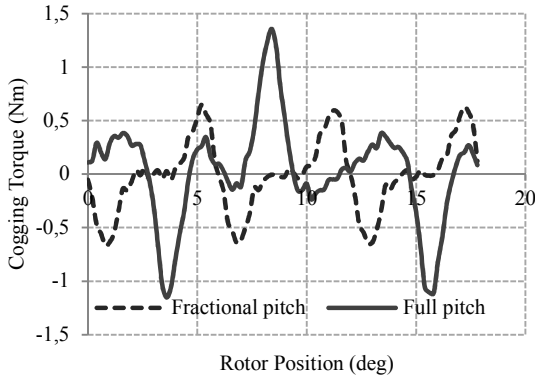
This configuration also has the advantage of reduced copper weight, and therefore material costs, as well as simpler winding construction. In Figure 8 it is evident that the phase back-electromotive force (emf) of the fractional-pitch is more sinusoidal, even without the existence of stator tooth tips because of the lower emf slot harmonic content which is shown clearly in Figure 9. This is due to the fact that the coil pitching can significantly reduce the harmonics' winding factors at the cost of a small reduction of the fundamental winding factor [2]. Figure 10 demonstrates a lower cogging torque for the fractional-pitch which leads to a smoother torque output. This is clearly illustrated in Figure 11, which corresponds to synchronous operation for both motors. By deriving the mean torque output from these waveforms and adjusting the power output for the same airgap diameter and active motor length the power density can be obtained for each configuration. Power density is calculated approximately twice as much more the fractional pitch machine, as shown in Table 1.



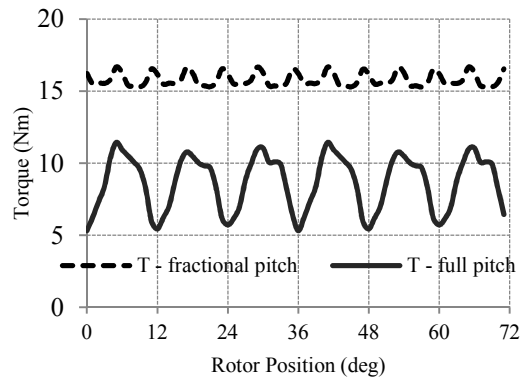
**Figure 8-**Phase back-emf for one electric period.



**Figure 9-** Fourier analysis for both motor configurations



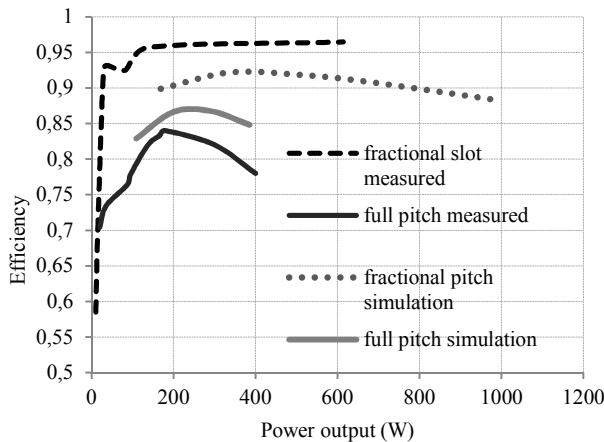
**Figure 10-**Cogging torque with rotor position.



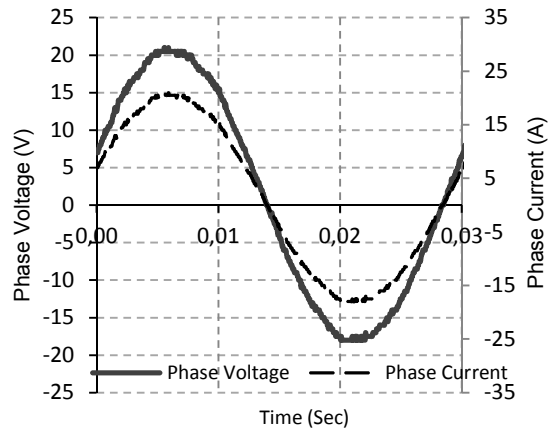
**Figure 11 –** Torque ripple for both motors with rotor position

#### 4. Experimental Validation

The simulation results presented in the previous section have been validated by measurement in which the motors were tested as generators in order to separate the low order harmonic losses from the switching ones and thus provide an objective comparison between the two configurations. Phase voltage and current outputs under medium loading conditions are illustrated in Figure 13. Torque was calculated by means of a piezoelectric sensor and output power and speed were also measured. The results of efficiency comparing the theoretical and experimental measurements, for both motor configurations, are shown in Figure 12.



**Figure 12-** The simulated and measured efficiency



**Figure 13-** The voltage and current waveforms

## 5. Conclusion

The present paper compares two motor configurations for a light weight electric vehicle, involving full-pitch and non-overlapping fractional-slot windings. Design methodology has been presented for the fractional-slot winding configuration and results for both motors have been experimentally validated. The results of the comparison on a theoretical level highlight the advantages of the fractional-slot winding configuration as far as high-efficiency and low-speed applications are concerned. The main reason contributing to lower losses and thus higher efficiency is the higher slot fill factor which results in significantly lower copper losses. This also contributes to a higher power density. The core losses due to increased harmonic content of the mmf in the fractional-slot motor are not high in the case of low speed and laminated rotor yoke. The fractional-slot configuration also presents a more sinusoidal back-emf and a significantly lower cogging torque and torque ripple due to a larger number of cogging cycles per mechanical revolution [1]. The theoretical comparison is backed by the experimental results which are in good accordance and also point out the suitability of the fractional-pitch motor configuration.

## References

- [1] R. Krishnan, Electrical and Computer Engineering Department, Virginia Tech, Blacksburg, Virginia, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, CRC Press, 2010
- [2] Florence Meier, *Permanent Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications*, Royal Institute of Technology, School of Electrical Engineering, Electrical Machines and Power Electronics, 2008.
- [3] Pia Salminen, Lappeenranta University of Technology, *Fractional Slot Permanent Magnet Synchronous Motors for Low Speed Applications*, ISBN 951-764-982-7, ISBN 951-764-983-5 (PDF), ISSN 1456-4491.
- [4] N. Nescio, Instructions for the Preparation of a Camera-Ready Manuscript. *IOS Press*, Amsterdam, 1991.
- [5] Y. Yorozu, M. Hirano, K. Oka, and Y. Tagawa, "Electron spectroscopy studies on magneto-optical media and plastic substrate interface," *IEEE Transl. J. Magn. Jpn.*, vol. 2, pp. 740-741, August 1987 [*Dig. 9th Annual Conf. Magn. Jpn.*, p. 301, 1982].
- [6] K. Laskaris and A. Kladas, "Permanent Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Issue 99, Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2010.2093481.

# Permanent magnet geometry optimization for surface PM motor with maximum power density by using a particular Vernier technique

Konstantinos I. Laskaris, Member, *IEEE*, and Antonios G. Kladas, Senior Member, *IEEE*

Faculty of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens

9 Iroon Polytechniou Street, 15780 Athens, Greece

E-mails: laskaris@central.ntua.gr, kladasel@central.ntua.gr

**Abstract** — This paper develops a methodology for permanent magnet (PM) shape optimization in surface PM motor with targets high power density and reduced losses. The mean air-gap as well as the stator design adopted is based on sensitivity analysis while the permanent magnet material selected is high remanence Neodymium Iron Boron alloy. The PMs and rotor geometries are defined by using a particular optimization algorithm based on moving boundary technique in conjunction with sequential Vernier increase of optimization variables. The optimized motor configuration characteristics have been validated by measurements on a prototype.

## I. INTRODUCTION

This paper describes an optimization methodology in order to derive optimal permanent magnet (PM) shape for surface PM motors involving high power density as well as reduced losses. Geometry optimization in PM motors constitutes an important research field [1], [2]. In particular various optimization approaches for PM machines have been developed recently searching for an appropriate compromise between torque and efficiency, i.e. [1], [3]. Due to the important computational means required in such problems, parallel techniques can offer important services in analysing practical problems [3].

The proposed methodology originality lies on the consideration of iron losses that magnet harmonics introduce, leading to a permanent magnet shape that gives enhanced power density for a defined motor size combining reduced iron losses.

As shown in previous investigations [4] trapezoidal magnets deliver high torque but also high iron losses that keep a relatively low power to loss ratio. On the other hand, sinusoidal magnets, deliver lower torque due to the lower magnetic loading, but higher rotating speed due to the lower iron losses [5]. Under the specific optimization strategy the optimal topology resides between these two extreme cases.

Due to space constraints in the specific electric vehicle application the stator is limited to very specific dimensions. In this way, stator outer and inner diameter, air gap, as well as motor poles are practically predefined. A preliminary analysis has been performed prior to the optimization procedure in order to derive the main active part dimensions. The major constraints that are taken into account are tabulated in Table I.

## II. OPTIMIZATION METHODOLOGY

The proposed methodology involves a composite cost function with terms relating the magnet geometry to the

motor torque and core losses, including inequality constraints concerning efficiency. The analysis problem is solved by using a two dimensional finite element model.

The rotor magnetic circuit is cylindrical while the magnet outer surface is defined by an array  $\bar{h}$  which denotes the optimisation variable width values  $h(i)$ , where  $i = 1, 2, \dots, N$ , for a total number of  $N$  equidistant nodes within a pole pitch, shown in Fig. 1 for the case for  $N=9$ .

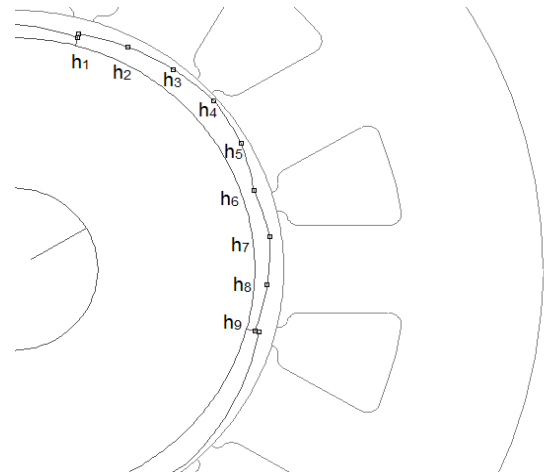


Fig. 1. Variable Magnet Width snapshot, defined by the optimization variable array  $h(i)$ , for a total number of nodes  $N=9$ .

The composite optimization function that has been adopted is described in eq. (1) and has to be maximized. In this equation  $T_m$  denotes the mechanical torque,  $\omega_m$  the angular frequency while  $P_{cu}$ ,  $P_{core}$  and  $P_{mloss}$  represent copper, core and friction losses, respectively. The values of  $T_m$  and  $P_{core}$  are calculated by the FE modeling.

$$F(\bar{h}) = \frac{T_m(\bar{h}) \cdot \omega_m}{P_{cu} + P_{mloss} + P_{core}(\bar{h})} \quad (1)$$

In order to evaluate iron losses a single snapshot method, that allows core losses to be evaluated with adequate compromise in accuracy, is introduced that is satisfactory for this class of problems.

The problem is initialized by setting the number of nodes  $N$  defining magnet geometry, that is the dimension of the array  $h$  as well as the minimum step  $dh$  that each  $h(i)$  value can vary. The initialization array  $\bar{h}_0$  contains the initial magnet shape that optimization will take place from.

The optimization process then evaluates iron losses under no load, and subsequently applies fixed current

TABLE I

MOTOR CHARACTERISTICS AND SPECIFICATIONS	
Motor type	4 pole - 3phase PM synchronous
Power Feed	3-phase Inverter
Stator outer radius	125 mm
Stator inner radius	63 mm
Active motor length	150 mm
Phase current under optimization	Fixed at 150A (6 A/mm <sup>2</sup> )
Speed under optimization	6000 rpm
Efficiency constraint	Over 93% at nominal speed
Rated Mechanical Power	Under optimization
Torque	Under optimization
Power compaction factor	Under optimization
Total weight	~ 65 kg

values as shown in the flowchart of Fig. 2. Finally the composite function value is compared to the previous iteration one. If  $|F_i(\bar{h}) - F_{i-1}(\bar{h})| < conv\_tol$ , where  $conv\_tol$  is the convergence tolerance, and the array  $\bar{h}$  is defined according to the optimization algorithm adopted.

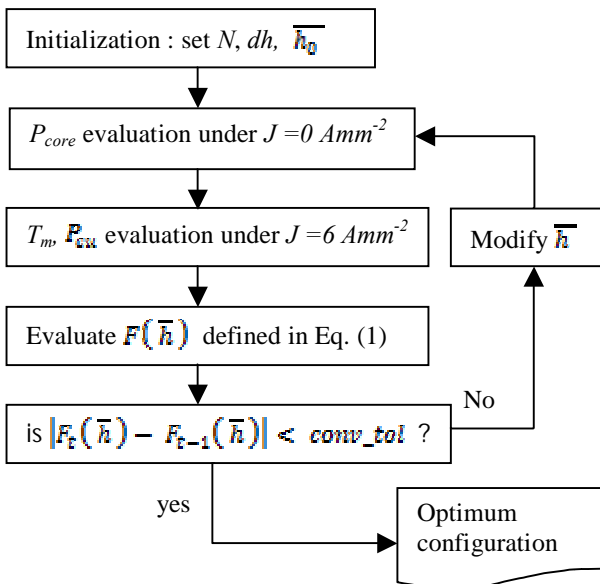


Fig. 2. Optimization flowchart

When the convergence is attained for the number of  $N$  optimization variables then an evolutionary approach is followed by increasing  $N$  and then decreasing the step  $dh$  (Vernier approach). The optimal PM shape is obtained when the cost function converges to a prescribed tolerance.

### III. RESULTS AND DISCUSSION

The method has been applied in a surface permanent magnet motor case for electric vehicle with the specifications reported in Table I. Although sinusoidal back EMF waveforms are reported to provide optimal losses [5] the proposed methodology illustrated that the optimized

magnet shape is quite different in the problem considered (Fig. 3).

The computed and measured motor efficiencies with rotor speed for the optimized magnet geometry are compared in Fig. 4. This figure shows that the proposed methodology provides acceptable accuracy even in high frequency ranges, illustrating its suitability for this class of problems.

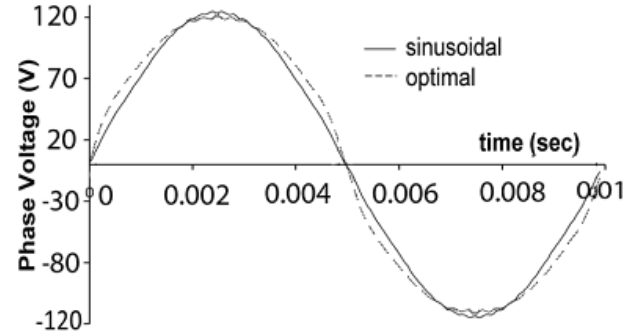
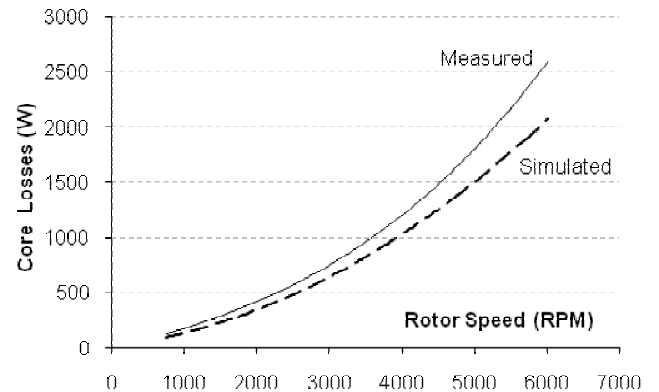
Fig. 3. Simulated Back EMF waveforms for two different PM configurations at the frequency  $f=100\text{Hz}$ 

Fig. 4. Comparison of simulated and measured iron losses with rotor speed for the optimized magnet shape

### IV. REFERENCES

- [1] N. Takahashi, T. Yamada and D. Miyagi, "Examination of Optimal Design of IPM Motor Using ON/OFF Method", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 3149-3152, Aug. 2010.
- [2] K. Yamazaki and Yuji Kanou, "Shape Optimization of Rotating Machines Using time-Stepping Adaptive Finite Element Method", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 3113-3116, Aug. 2010.
- [3] A. C. Berbecea, S. Kreuawan, F. Gillon, and P. Brochet, "A Parallel Multiobjective Efficient Global Optimization: The Finite Element Method in Optimal Design and Model Development", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, no. 8, pp. 2868-2871, Aug. 2010.
- [4] K. Laskaris and A. Kladas, "Permanent Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, DOI 10.1109/TIE.2010.2093481, 2010.
- [5] Y. Li, J. Xing, T. Wang, and Y. Lu, "Programmable Design of Magnet Shape for Permanent-Magnet Synchronous Motors With Sinusoidal Back EMF Waveforms", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, No 9, pp. 2163-2167, Sept. 2008.

# High performance traction motor design and construction for small passenger electric car

Konstantinos I. Laskaris, *Member, IEEE*, Antonios Chaniotis and Antonios G. Kladas, *Member, IEEE*

**Abstract** – This paper introduces an enhanced permanent magnet motor, that has been optimized for small passenger cars propulsion. The proposed motor configuration utilizes efficiently the energy stored in the permanent magnets and provides optimal power density under specific size constraints and traditional material technology. Finite element modeling enables to determine the detailed motor configuration, through parametric optimization. Furthermore, the motor characteristics, deriving from the FEM analysis, are incorporated to an advanced dynamic model, suitable for control purposes. The methodology adopted has been validated by comparing the simulation results to measurements obtained on an appropriate test bench.

**Index Terms**— Traction motor, permanent magnet, finite element method, iron losses, high performance drive, geometry optimization, power density.

## I. NOMENCLATURE

$F_t$	: tangential magnetic force
$P_t$	: tangential magnetic pressure
$g$	: air gap width
$S$	: air gap surface
$D$	: rotor diameter
$L$	: active motor length
$B$	: magnetic flux density
$\mu_0$	: magnetic permeability of the air
$tw$	: stator tooth width
$mw$	: magnet width
$rI$	: rotor yoke radius – magnet inner radius
$RI$	: rotor outer radius – magnet outer radius
$T_{em}$	: electromagnetic torque
$P_{tot}$	: total losses
$P_{cu}$	: copper losses
$P_i$	: iron losses
$P_m$	: mechanical losses
$\omega$	: angular frequency
$n$	: efficiency
$I$	: stator current
$T_{calc}$	: calculated torque
$T_{spec}$	: specified torque
$n_{calc}$	: calculated efficiency
$n_{spec}$	: specified efficiency
$f$	: optimization function
$f_1, f_2$	: functions calculated by FE modeling
$a_1, a_2$	: penalty coefficients

## II. INTRODUCTION

RECENT evolution in automotive storage systems enabled to design and manufacture high performance power train for all-electric passenger cars.

Permanent-magnet (PM) motors became a favourable solution in the automotive industry in the past few years, due to their advantages of high efficiency, high power density, and high drive performance [2]. To further improve the performance of electric power train, recent efforts have also been concentrated on the motor design and analysis by applying numerical techniques for accurate parameter prediction and dynamic model development [1], [2], [4].

Mounting wheel motors to the EV in order to minimize transmission loss during accelerating or regenerative braking has been very promising, as described in [6]. However, in high performance electric vehicles it is difficult to obtain high power compaction without rotating at high speed, which can only be achieved, if a transmission gear interferes. In such cases the main target is to maximize the product of torque and speed, by ensuring sufficient over-torque capability for limited time intervals [6], [9]-[11].

The present work originality resides in the optimization methodology introduced enabling through convenient criteria to provide a motor configuration exhibiting high performance and efficiency as well as over-torque capability. The main dimensional constraints (total diameter and active motor length) are imposed by the space available in the experimental vehicle. Moreover, conventional materials such as 0,5 mm iron laminations have been implemented in the optimization procedure, providing increased performance motor through relatively low construction cost.

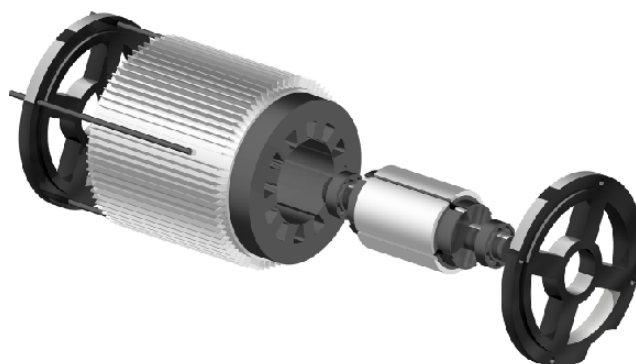


Fig. 1. Traction motor components configuration

K. I. Laskaris is with the National Technical University of Athens, 9, Iroon Polytehneiou Str., Zografou, Athens, Greece (phone: +306972152395; e-mail: laskaris@central.ntua.gr).

A. E. Chaniotis is with the National Technical University of Athens, 9, Iroon Polytehneiou Str., Zografou, Athens, Greece (phone: +306976017362; e-mail: achan@ece.ntua.gr).

A. G. Kladas, is with the National Technical University of Athens, 9, Iroon Polytehneiou Str., Zografou, Athens, Greece (phone: +302107723765; fax: +30210772336; e-mail: kladasel@central.ntua.gr).

Various techniques based on magnetic field analysis have been employed in order to accurately compute the motor parameters linked with the fundamental frequency, such as the flux density in the air gap, the back EMF and inductances [1-4], [13-15]. The proposed methodology introduces a dynamic motor model, taking into consideration

higher harmonics by using appropriate finite element techniques, enabling to successfully predict both the steady-state characteristics and the dynamic motor.

The work is organized as follows: in section III the motor configuration adopted is explained. The field analysis based on a finite element model as well as the evaluation of the proposed dynamic model parameters are developed in Section IV. Assumptions and definitions are provided to define the optimization target, which derives the final motor configuration [1]. The optimal configuration characteristics incorporated in the dynamic model, including higher harmonics, are described in Section V. Section VI demonstrates the suitability of the analysis for this class of problems by comparing the simulation results to measurements obtained on an experimental set up. Concluding remarks are given in Section VII.

### III. PROPOSED MOTOR CONFIGURATION

A four pole surface mounted PM synchronous machine has been adopted, as it features the highest power to volume compaction for a given frequency.

The basic configuration of the traction motor implemented is shown in Fig. 1. The rotor yoke consists of laminated silicon steel that has been processed to reduce eddy current and hysteresis losses. Mounted on the rotor yoke, the four tile NdFeB permanent magnets of grade N42SH are capable of operating up to 150 °C. The rotor has been electronically balanced to allow vibration free rotation at high speeds.

The three-phase distributed lap windings are placed in the 12 stator slots. The stator core is also consisted of the same laminated material. The air gap width is 0.6 mm.

Power to Volume density has been overall improved by processing the motor winding heads (fig. 15) to capture minimum length so that the total motor length has been kept very close to the active motor length. Moreover, a high filling factor (0.65) has been achieved by appropriately sized handmade Roebel type wire used for the windings. A low profile Bakelite connection plate has been used to mount all the winding connections.

### IV. DESIGN PROCEDURE

The design procedure involves two steps: in a first step the main dimensions of the motor active part are determined by using standard design formulae. In a second step the detailed geometry is defined by combining the finite element method and geometry optimization techniques through sensitivity analysis.

#### A. Preliminary analysis

A preliminary analysis needs to be performed prior to the detailed optimization procedure in order to derive the main active part dimensions. The major constraints that are taken into account, according to the traction application requirements, are tabulated in Table I. The magnetic forces in the air gap, by means of Maxwell stress tensor, can be expressed by the following equations:

$$F_t = P_t \cdot S \quad (1)$$

$$T_{em} = \frac{D}{2} \cdot F_t \rightarrow T_{em} = 2\pi \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot L \cdot P_t \quad (2)$$

TABLE I  
MOTOR DIMENSIONS AND CONSTRAINTS

Quantity	Quantity
Stator outer radius	250 mm
Total length	310mm
Active length	Maximum possible
Rotor radius	Under optimization
Torque	Under optimization
Speed	Under optimization
Mechanical power	Maximum possible
Efficiency constraint	Over 90% in 80% of operating time
Weight constraint	None

$$P_t = \frac{1}{\mu_0} \oint B_n \cdot B_t \quad (3)$$

The dimensions deriving from this analysis are  $D = 116$  mm and  $L = 150$  mm, with air gap width  $g = 0.6$  mm. Detailed parameter identification is given in the nomenclature.

#### B. Finite element analysis – Geometry optimization

The geometry optimization of the motor enables by using a composite cost function to achieve a good compromise between the two important parameters of performance and efficiency [5], [6]. A two dimensional FE model has been employed to analyze the PM machine topology. Sensitivity analysis is performed in order to choose critical design parameters, to maximize efficiency, driving torque and to minimize size [8], [12].

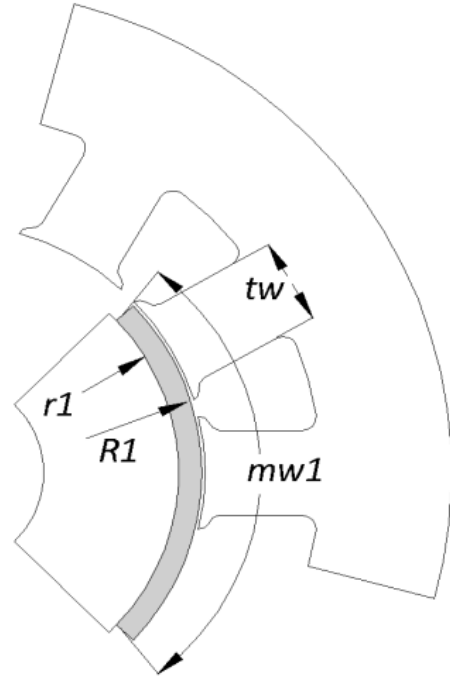


Fig. 2. Geometry optimization variables

The initial topology from the preliminary analysis is checked as for its torque capability. The optimization function  $f$  is composite, optimizing the torque  $T_{spec}$  for a given efficiency  $n_{spec}$  and searching for subsequent magnet volumes optimal torques (Eq. 4). The difference  $n_{calc} - n_{spec}$  denotes the efficiency range that allows appropriate torque operating area.

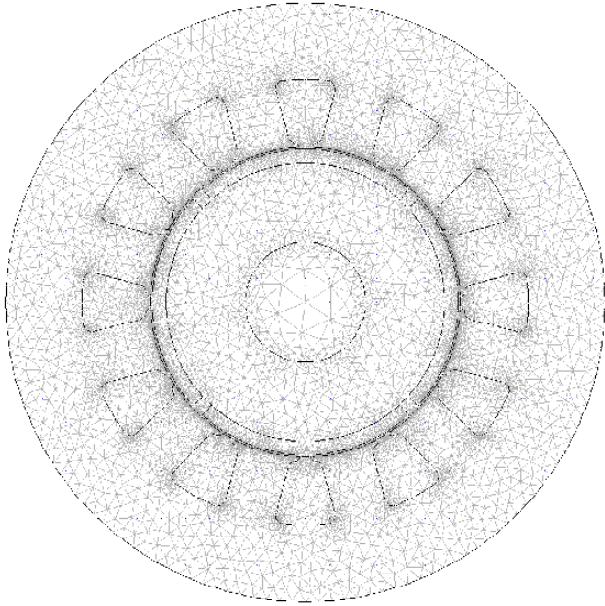


Fig. 3. Employed mesh used in the FE analysis involving 13,500 nodes

$$f = a_1 f_1 \left( \frac{T_{calc} - T_{spec}^{max}}{n_{calc}} \right) + a_2 (n_{calc} - n_{spec}) \quad (4)$$

$$T_{calc} = f_2 (tw, R1, r1, mw_1, I_{max}) \quad (5)$$

The geometrical parameters of the magnets and stator teeth  $mw_1$ ,  $r1$ ,  $R1$  and  $tw$  explained in Fig. 2 are modified to the direction that the highest torque is achieved.

$$P_{tot} = P_{Cu} + P_i + P_m \quad (6)$$

$$P_{Cu} \sim I^2 \quad P_i \sim B^2, \omega^2 \quad P_m \sim \omega \quad (7)$$

In the next step the machine total losses are calculated making use of eq. (6-7) and compared to the required value that provides adequate efficiency. During this step, if the efficiency does not fall within the specified limits the optimization parameters are modified so that the efficiency is improved. The torque optimization step is then repeated according to adapted weights of the optimization function.

Figure 3 shows the optimized geometry. Under the optimization procedure described, the motor outputs the highest power and maintains efficiency above 90% for most of the operating time, as specified in Table I.

The employed mesh, shown in Fig. 3 comprises, 13,500 nodes. FEM simulation needs to be repeated for different positions of the rotor in a complete electrical cycle. High loading current increases field accumulation to the right part of each pole, as observed in Fig. 4. This can cause partial saturation of the iron core, but is balanced in such way to minimize copper losses at low load operation [6].

Figure 5 shows the cogging torque that the optimal motor produces. This torque is 25 times smaller than the maximum mechanical torque.

Figure 6 illustrates the EMF waveform for the optimal configuration case. The advantage of the trapezoidal EMF shape is that the RMS value is close to its peak.

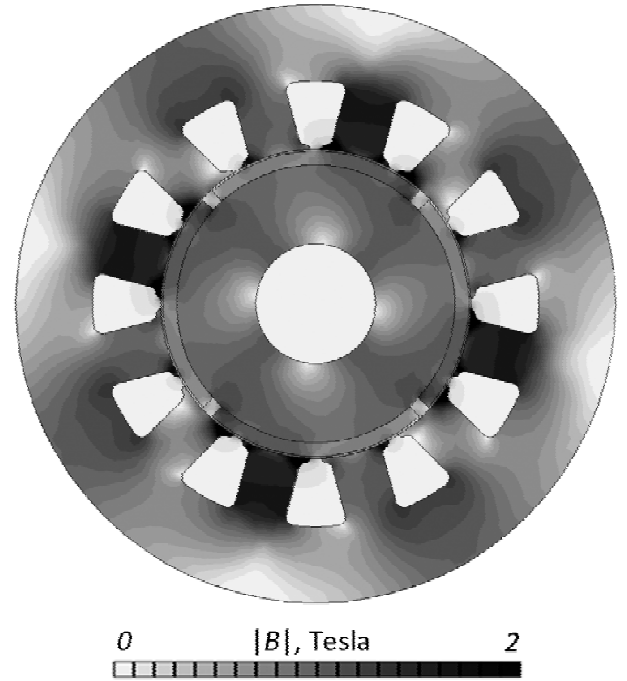


Fig. 4. Flux density distribution under full load ( $I=220$  A)

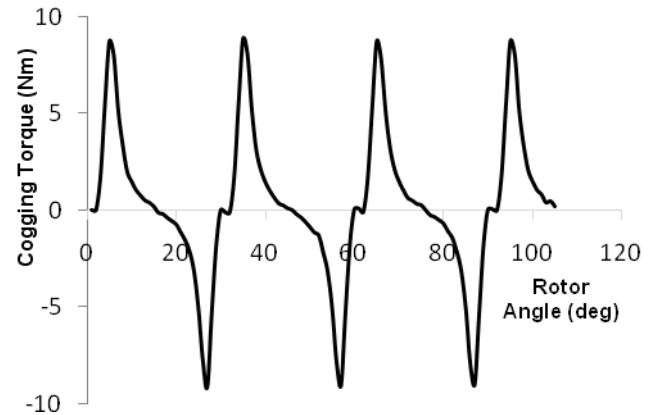


Fig. 5. Simulated Cogging Torque

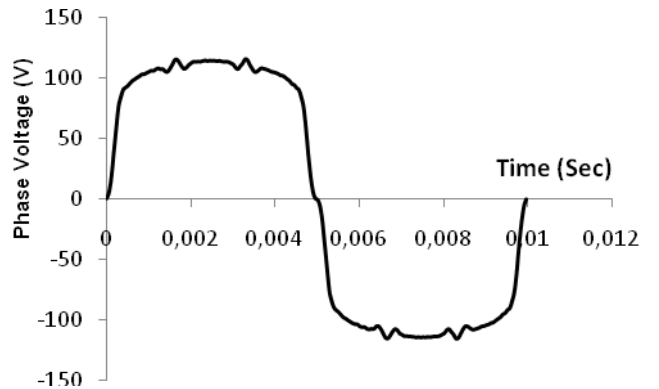
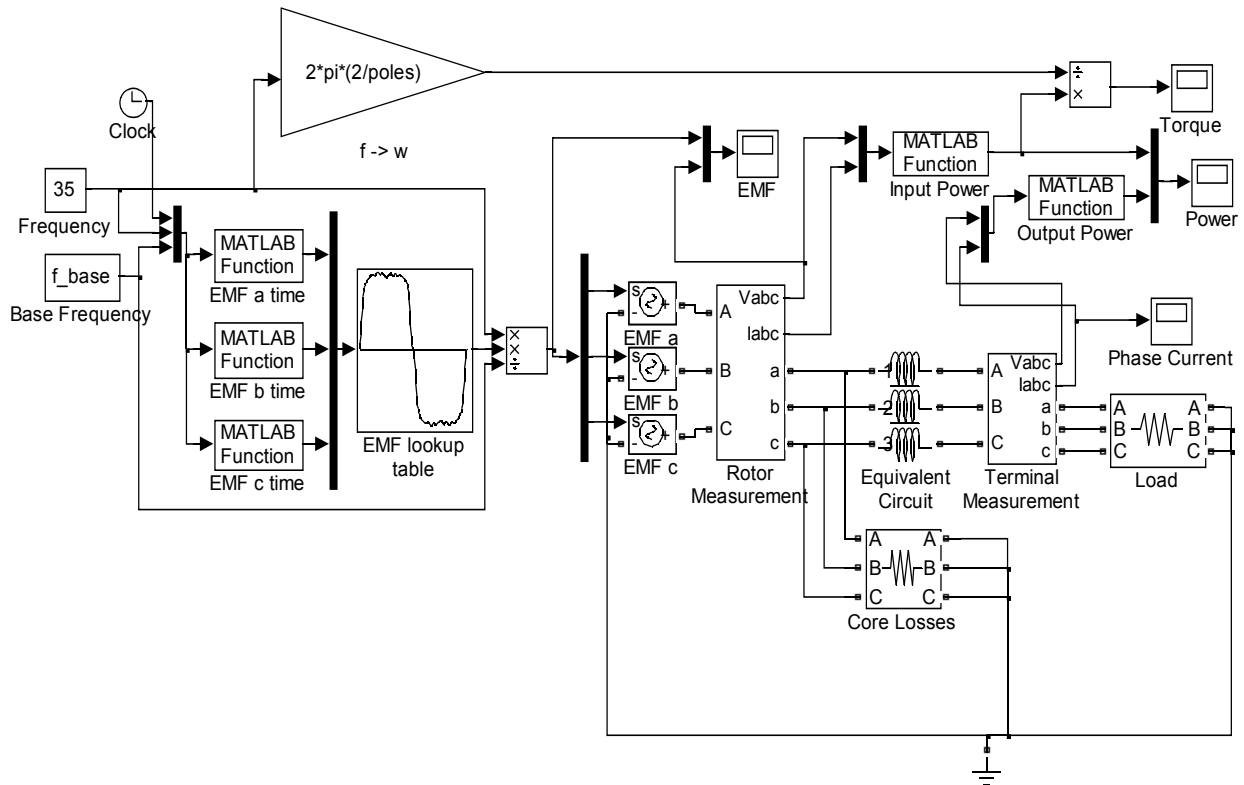


Fig. 6. Simulated Back EMF waveform at 100 Hz

By translating this to the respective flux density distribution, high mean value in the air gap is achieved without bringing iron core to saturation.





V. Fig. 7. Block diagram of the traction motor dynamic model implemented in Matlab Simulink© Software

## VI. TRACTION MOTOR DYNAMIC MODEL

The optimal FE model is being used to calculate the motor characteristics that are subsequently incorporated to the dynamic model. These characteristics are given in Table II.

The model consists of three electromotive forces (EMFs) containing all significant harmonic components, three series resistance elements and three mutual inductances. Accurate representation of EMFs as well as phase currents allows for correct calculation of electromagnetic torque and total power. Core losses are simulated through resistances placed in parallel to the inductances of each phase, therefore being proportional to the square of rotor speed. A resistive load is connected to the machine terminals.

Simulation time is inserted to a function returning the correct angle for each phase. Amplitude is fixed by the proportion of simulation frequency to base frequency, i.e. the frequency at which the EMF was derived. Input and output power is calculated by the product of phase currents and EMF and terminal voltages, respectively. By dividing the input power with the mechanical speed yields input torque.

TABLE II  
MOTOR EQUIVALENT CIRCUIT CHARACTERISTICS

Stator Phase Resistance	10.8 mΩ
Stator Phase Inductance	192 μH
L/R coefficient	17.5 msec
Mutual Inductance (mean value)	68 μH

Figure 8 compares the simulated current waveform to the measured one, over a resistive load.

## VII. EXPERIMENTAL VALIDATION

The presented simulation results have been validated by measurements obtained on a convenient experimental set up. The motor has been operated as a generator, to validate the dynamic model simulation results and to evaluate the magnetic circuit capacity.

A separately excited, 150 kW DC motor has been used to rotate the PM motor prototype. The DC converter that has been driving the DC motor is a four quadrant converter +/- 420 V, 280 A. The PM motor has been connected in star topology to a 3-phase resistive load.

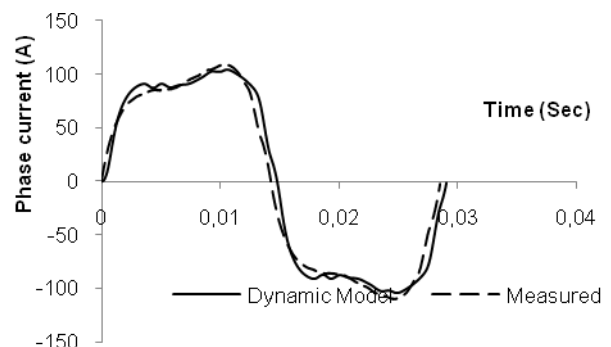


Fig. 8. Simulated phase current at 35 Hz on resistive load

Measurements have been performed by using a programmable multi-channel oscilloscope. Each of the three individual phase powers derives from real time multiplication of the respective  $V_{phase} \cdot I_{phase}$  with a sample period of 100 kSamples/sec, to maximize measuring accuracy.

Figure 9 illustrates the measured no load voltage waveform in comparison to the respective waveform under medium load at 100 Hz operation. Spatial flux accumulation under full load, illustrated in Fig. 4 causes a voltage waveform distortion in the time domain.

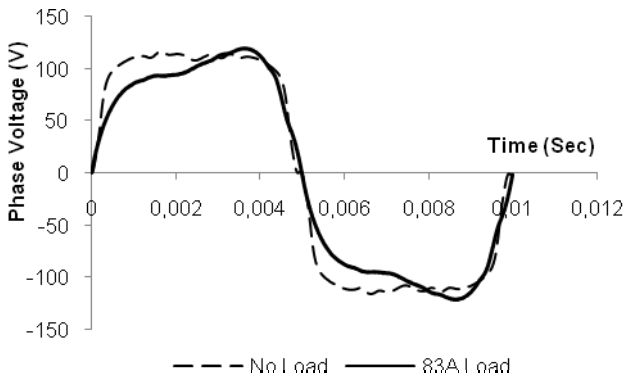


Fig. 9. Measured Phase voltage at 100 Hz

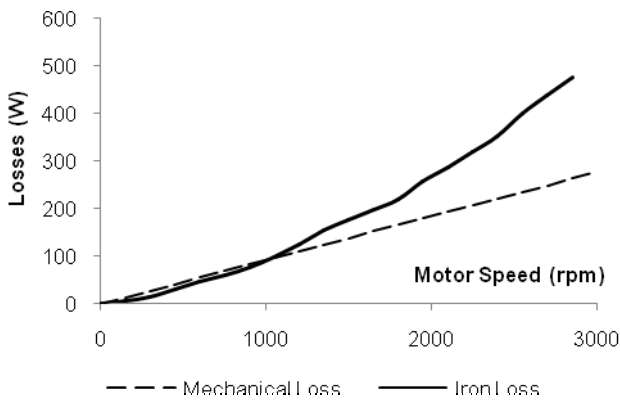


Fig. 10. Measured Losses under no load

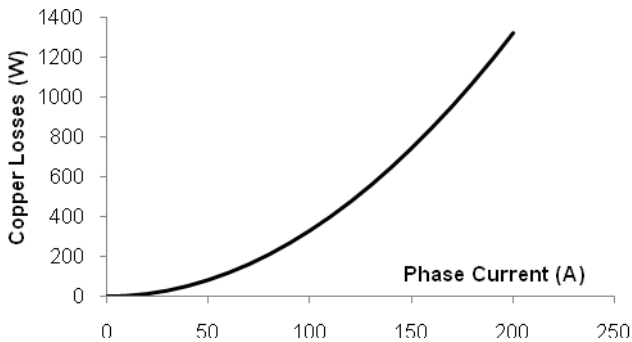


Fig. 11. Measured Copper Losses with Loading Current

The measured no load losses initially include both mechanical and iron losses. In order to separate them the difference of their variation with rotor speed is exploited: mechanical losses vary almost linearly with speed while iron losses constitute almost a second order polynomial of speed. A first measurement at low speed (5 Hz, 150rpm) where iron losses are negligible enables to deduce the mechanical losses. Then in all other speed cases the iron losses are determined by subtracting the mechanical losses from no load losses. In this way Fig. 10 illustrates the respective mechanical and iron losses.

Copper losses can be found by measuring the stator phase resistance ( $9m\Omega$ ) and the respective loading current. The copper losses variation with loading is illustrated in Fig. 11. The mechanical torque capability of the motor is illustrated in Fig. 12. Measured torque is found to be very close to the simulated values from the dynamic model. Furthermore the good agreement between measured and dynamic model simulation can be observed in figure 13, where torque is illustrated under steady state operation.

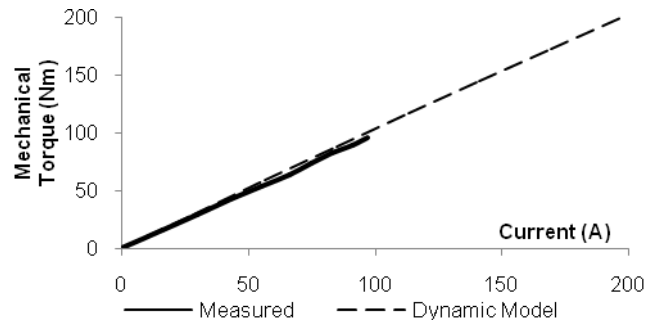


Fig. 12. Mechanical Torque with stator Current

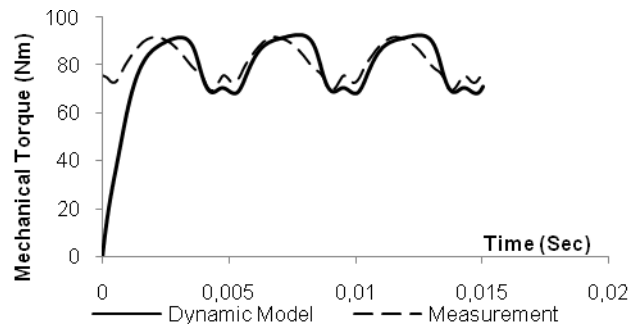


Fig. 13. Mechanical Torque with time at  $f=35$  Hz,  $I=83$  A



Fig. 14. The Rotor construction featuring tile NdFeB - N42SH magnets

TABLE III  
TRACTION MOTOR CHARACTERISTICS

Quantity	Quantity
Motor type	3phase PM synchronous
Rated Mechanical Power	74 kW (100 HP)
Continuous Torque	120.0 Nm
Torque Boost Capability	210.0 Nm (for 150 sec)
Power Feed	3phase Inverter
Phase Voltage RMS value	250V
Rated phase current	128 A
Max. phase current	220 A
Speed range	0 - 6200 rpm
Power compaction factor	1,52 HP/kg
Efficiency range %	89% @ 20% load - 97%@ 70% load
Total weight	66 kg



Fig. 15. Low winding head length and high filling factor

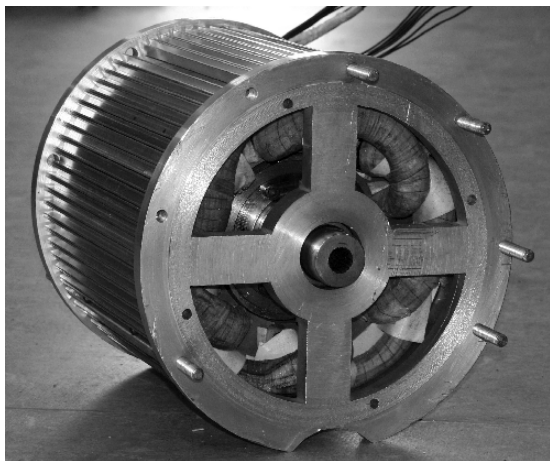


Fig. 16. The 74 kW Traction Motor Prototype

## VIII. CONCLUSION

This paper introduced the design procedure of a surface permanent magnet motor developed for small passenger cars propulsion. The proposed design methodology involves finite element techniques and geometry optimization algorithms enabling to achieve increased efficiency and performance as well as important torque boost for specific time intervals. In addition an advanced dynamic motor model has been developed including higher harmonics suitable for control purposes. The optimized motor configuration characteristics have been checked by measurements on a test bench.

## VII. REFERENCES

- [1] T. Ohnishi and N. Takahashi, "Optimal design of efficient IPM motor using finite element method", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp. 3537–3539, 2000.
- [2] J. Chen, Y. Guo and J. Zhu, "Development of a High-Speed Permanent-Magnet Brushless DC Motor for Driving Embroidery Machines", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 43, no. 11, pp. 4004–4009, 2007.
- [3] K. Laskaris and A. Kladas, "High Torque Internal Permanent Magnet Motor for Electric Traction Applications", *Proceedings of the XVIII International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, 6-9 September 2008, Paper ID 1428.
- [4] Yee-Pien Yang and Down Su Chuang, "Optimal Design and Control of a Wheel Motor for Electric Passenger Cars", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 43, no. 1, Jan. 2007.
- [5] Y. Perriard, P. Ragot, M. Markovic, "Brushless DC Motor Optimization Process - Choice between Standard or Straight Tooth Shape", *4Jst IEEE IAS Annual Meeting Conference Record*, vol. 1, Oct. 2006.
- [6] K. Laskaris and A. Kladas, "Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.
- [7] H.A. Toliyat, "Recent advances and applications of power electronics and Motor Drives - Electric machines and motor drives", *Industrial Electronics IECON 2008 34th Annual Conference of IEEE*, pp. 34-36, 10-13 Nov. 2008.
- [8] K. Atallah, D. Howe, P.H. Mellor, D.A. Stone, "Rotor Loss in Permanent Magnet Brushless AC Machines", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 36, no 6, Nov/Dec 2000.
- [9] F. Morel, J.-M. Retif, Xuefang Lin-Shi; C. Valentin, "Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 55, no 2, pp. 501-511, Feb. 2008.
- [10] G. Ferretti, G. Magnani and P. Rocco, "Modeling, identification, and compensation of pulsating torque in permanent magnet AC motors", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 45, no. 6, Dec. 1998, pp. 912 – 920.
- [11] M.A. Rahman, Qin Ruifeng, "A permanent magnet hysteresis hybrid synchronous motor for electric vehicles", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 44, no. 1, pp. 46-53, Feb. 1997.
- [12] K. Yamazaki, "Torque and Efficiency Calculation of an Interior Permanent Magnet Motor Considering Harmonic Iron Losses of Both the Stator and Rotor", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 39, No 3, May 2003.
- [13] S. Bolognani, L. Peretti and M. Zigliotto, "High Dynamic Electromechanical Conversion Model for PMSM Drives", *Industrial Electronics Society, IECON 2007 33rd Annual Conference of the IEEE*, pp. 1003–1008, 5-8 Nov. 2007.
- [14] Y. Kano, N. Matsui, "A Design Approach for Direct-Drive Permanent Magnet Motors", *40th IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record*, vol. 1, Oct. 2005.
- [15] Kenji Nakamura, Kenichi Saito, and Osamu Ichinokura, "Dynamic Analysis of Interior Permanent Magnet Motor Based on a Magnetic Circuit Model", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 39, No. 5, Sept. 2003.

## IX. BIOGRAPHIES

**Konstantinos I. Laskaris** (M'09) was born in Greece in 1978. He graduated as an Electrical and Computer Engineer from the National Technical University of Athens (NTUA), Greece in 2002. He continued his studies at the Faculty of Electrical and Electronic Engineering of the Imperial College London, UK where he received his MSc degree in Communications and Signal Processing, in 2004. Currently he is a PhD student at the Department of Electrical and Computer Engineering of the National Technical University of Athens. His research involves permanent magnet machine modeling and applied field weakening techniques for electric vehicle motor optimal efficiency control. He is a member of IEEE and the Technical Chamber of Greece.

**Antonios G. Kladas** (M'87) was born in Greece, in 1959. He received the Diploma in Electrical Engineering from the Aristotle University of Thessaloniki, Greece in 1982 and the DEA and Ph.D. degrees in 1983 and 1987 respectively from the University of Pierre and Marie Curie (Paris 6), France. He served as Associate Assistant in the University of Pierre and Marie Curie from 1984 to 1989. During the period 1991 to 1996 he joined the Public Power Corporation of Greece, where he was engaged in the System Studies Department. Since 1996 he joined the Department of Electrical and Computer Engineering of the National Technical University of Athens (NTUA), where he is now Professor. His research interests include transformer and electric machine modeling and design as well as analysis of generating units by renewable energy sources and industrial drives. He is a member of IEEE and the Technical Chamber of Greece.

# Permanent magnet shape optimization for high efficiency electric traction motors

Konstantinos I. Laskaris<sup>1</sup>, Member, *IEEE* and Antonios G. Kladas<sup>1</sup>, Member, *IEEE*

<sup>1</sup>National Technical University of Athens, Zografou Campus, Athens, 13322 Greece

This paper introduces an optimization methodology enabling to derive the optimal permanent magnet (PM) shape for high efficiency motors over a wide speed range. The proposed algorithm involves sequentially a reduced number of constrained optimization variables and presents very fast convergence. Such a technique balances core loss and torque according to the application speed requirements by appropriately modifying the magnetic loading. The method efficiency has been validated by measurements on a 63 kW electric vehicle pm motor.

**Index Terms**— Constrained optimization, Finite element methods, Iron losses, Geometry optimization.

## I. INTRODUCTION

Optimal PM shaping is a major issue in motor design for automotive industry. Back EMF waveform, directly dependent on the PM shaping, can either allow reduced iron losses at high speed or increased torque and thus determine a recommended speed range [1], [5], [11]. Rectangular EMF, which derives from regular tile magnets, provides high magnetic loading and increased torque capability. However, the high harmonic content causes significant iron loss at high frequencies limiting down the rotation and power density [2], [3], [4], [10]. On the other hand sinusoidal EMF gives less iron losses at high speed but less torque, due to the lower magnetic loading in the air gap, which also reduces power density. The optimal EMF waveform constitutes a compromise between these factors and depends on the application requirements concerning torque and speed.

Recent works such as [1], [2], [8] describe optimization procedures to derive sinusoidal EMF from surface mounted PMs under smooth stator consideration, as shown in Fig. 1. The present paper adopts a real stator configuration considering also tooth harmonics and examines the problem with respect to core loss effects on power compaction using FEM analysis.

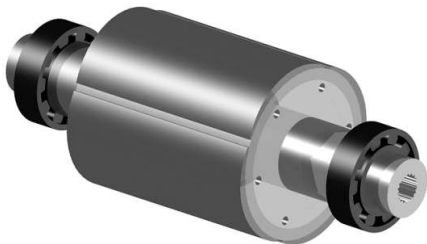


Fig. 1 Rotor featuring salient PMs due to optimization

An important advantage of PM motors with respect to electrical machines involving excitation windings, is that they avoid the respective copper losses, in expense to reduced

additional iron loss [3], [6], [7]. However, such a disadvantage may considerably affect the motor efficiency under low load.

PM motor EMF is intended to approach sinusoidal time variation in order to reduce torque ripple [1] as well as iron losses due to higher harmonics [2], [12]. Moreover, particular techniques enable to achieve appropriate compromise among efficiency and performance such as magnet skewing and fractional slot windings configuration [9].

## II. OPTIMIZATION METHODOLOGY AND DESIGN CONSIDERATIONS

The proposed geometry optimization methodology involves a composite cost function with terms relating the magnet geometry to the motor torque and speed respectively, including inequality constraints concerning efficiency.

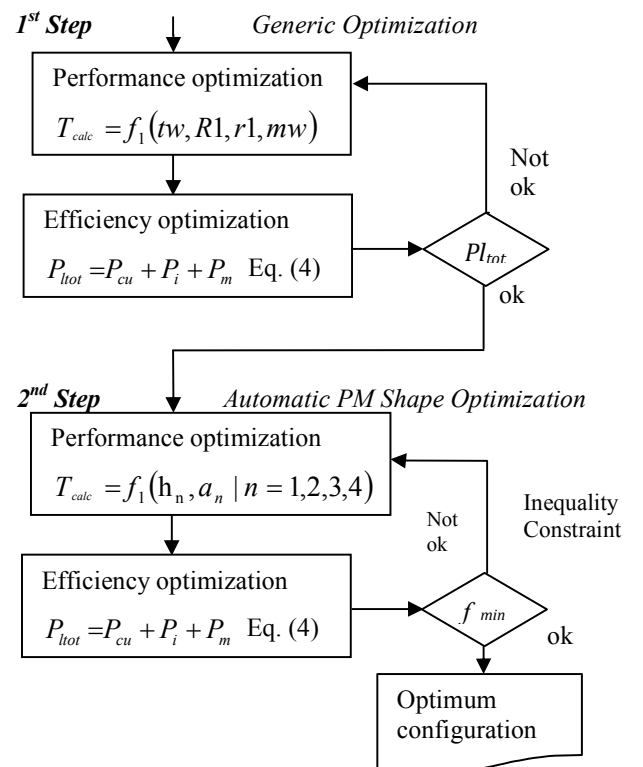


Fig. 2 Global Optimization procedure flowchart

The analysis problem is solved by using a two dimensional finite element technique.

Figure 2 illustrates the composite optimization procedure introduced that involves two steps. The first step, which is described in subsection A, performs a preliminary optimization to derive the optimal value of the main magnet dimensions that is its width and thickness and modifies the stator tooth width appropriately at the same time with respect to the magnetic loading. Permanent magnet shape (Fig. 1) is further processed in a second step in order to minimize back EMF higher harmonic content so that a good compromise between performance and efficiency is achieved.

### A. Preliminary Optimization Stage

Due to space constraints in the specific electric vehicle application the stator is limited to very specific dimensions. In this way, stator outer and inner diameter, air gap, as well as motor poles are practically predefined.

In the first step three optimizing variables have been adopted to define the magnet geometry as shown in Fig. 3. The outer rotor radius  $R1$  which is constant is set to 0.6 mm less than the inner radius of the stator core. The optimization variable  $mw$  denotes the percentage of the pole pitch that the PM extends to. Variable  $r1$  determines the magnet thickness. Finally  $tw$  represents the magnetic loading that derives from the PM sizing in order to provide acceptable iron losses.

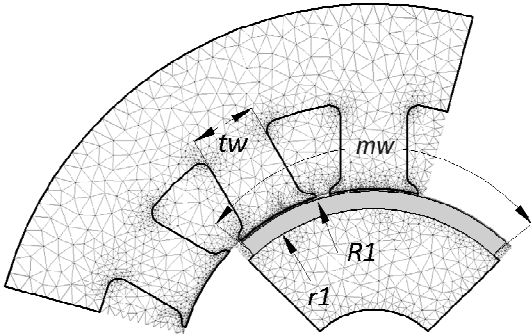


Fig. 3. Preliminary opt. stage using variables  $mw$ ,  $r1$ ,  $tw$  and constant  $R1$ .

The afore mentioned optimization variables are modified within specified margins and affect two design factors, the mean Magnetic Flux Density in the air gap ( $mMFD$ ) and the Harmonic Penalty Coefficient of the EMF ( $HPC$ ). Both quantities interfere in driving torque and total losses calculation. Calculated torque  $T_{calc}$  as well as total losses  $P_{tot}$  can be expressed as follows:

$$T_{calc} \sim I, mMFD \rightarrow I | T = T_{spec} \sim mMFD \quad (1)$$

$$P_{Cu} \sim I^2 \quad P_i \sim mMFD^2, \omega^2, HPC \quad P_m \sim \omega \quad (2)$$

$$P_{tot} = P_{Cu} + P_i + P_m \quad (3)$$

with the following notations:

$T_m$	:	mechanical torque
$P_{tot}, P_{cu}, P_i, P_m$	:	total, copper, iron and friction losses
$\omega$	:	angular frequency
$\eta$	:	efficiency
$mMFD$	:	mean magnetic Flux Density (T) in the air gap
$HPC$	:	Harmonic Penalty Coefficient
$I$	:	stator current
$mw, R1, r1$	:	optimization variables
$T_{calc}$	:	calculated torque
$T_{max}$	:	Torque under maximum stator current
$f$	:	optimization function
$f_1, f_2, f_3, f_4$	:	functions calculated by FE modeling
$b_1, b_2, b_3, b_4$	:	penalty coefficients

In this way the calculated efficiency can be expressed as:

$$\eta^{calc} = \frac{\omega \cdot T_m}{\omega \cdot (T_m + T_{friction}) + P_{cu} + P_i} \quad (4)$$

Components  $\eta_{spec}^{calc} - \eta_{T_{max}}^{calc}$  and  $\eta_{spec}^{calc} - \eta_{\omega_{max}}^{calc}$  define the efficiency limitations on maximum torque and speed that each scheme can provide.

$$f = a_1 \cdot f_1(T_{max}) + a_2 \cdot f_2(\omega_{max}) + a_3 \cdot f_3(\eta_{spec}^{calc} - \eta_{T_{max}}^{calc}) + a_4 \cdot f_4(\eta_{spec}^{calc} - \eta_{\omega_{max}}^{calc}) \quad (5)$$

where  $f$  denotes the disparity of the machine efficiency compared to the required value by minimizing the total losses  $P_{tot}$  (Eq. 3). During this step, if the efficiency does not fall within the specified limits the optimization parameters are modified so that the efficiency is improved.

### B. Sequential PM shape optimization by gradient relaxation

The second step involves Sequential PM Shape Optimization enabling to vary the magnet width through specific segmentation of the magnet to respective edge arc variables [4], [11]. The procedure begins with 2 constrained variables by using gradient relaxing and then is extended to 4 and eventually to 8 variables as shown in Figs 4a, 4b and 4c, respectively.

By using the gradient relaxation technique this method allows much faster convergence as the solution is scanned in a small area around the previous step optimal value.

Constant  $h0$  is the maximum distance from the inner radius that the PM can extend to. Constant  $h0$  defines the closest PM point to the stator tooth. This distance is fixed to 0.6 mm away from stator, which is a specific manufacturing air-gap restriction. Any other variable ( $h1, h2, h3, h4$ ) can vary from 0 to  $h0$  mm. A constant width PM, such as the initial PM shape involves  $h0$  homogeneous width. Variables  $h1, h2, h3, h4$  are the movable distances that define the shape to the PM. Variables  $a1, a2, a3, a4$  define the arcs (degrees) that connect points  $h0-h1, h1-h2, h2-h3, h3-h4$  respectively, as shown in Figs 4a, 4b and 4c, respectively.

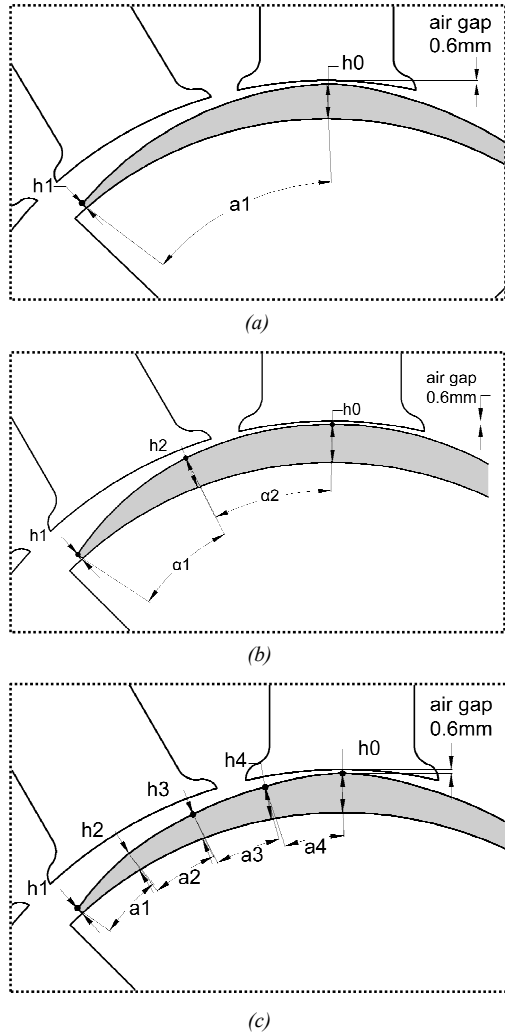


Fig. 4. Sequential PM Shape Optimization by adopting (a) Two variables (b) Four variables (c) Eight Variables

III. RESULTS AND DISCUSSION

Figure 5 illustrates the finite element analysis of the proposed configuration that has been employed in order to choose critical design parameters, to maximize efficiency, driving torque under nominal loading and to minimize size.

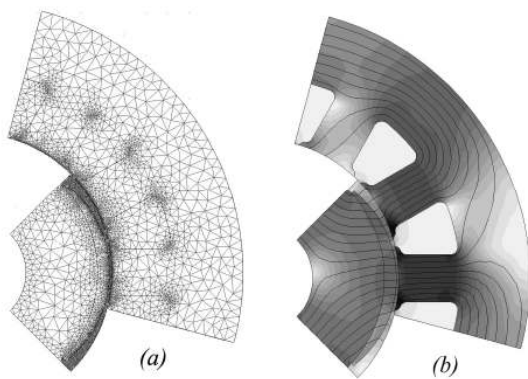


Fig. 5. (a) Mesh comprising 15,310 nodes (b) MFD under full load

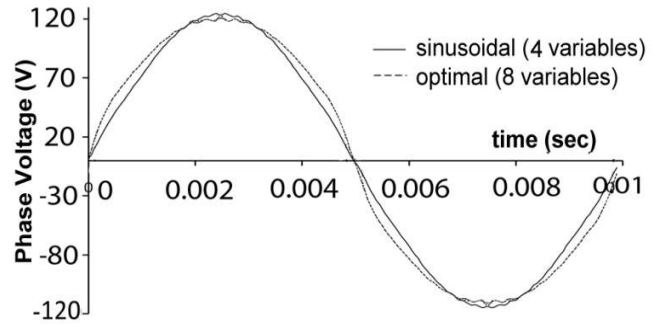


Fig. 6. Simulated Back EMF waveforms for two different rotors at 100Hz

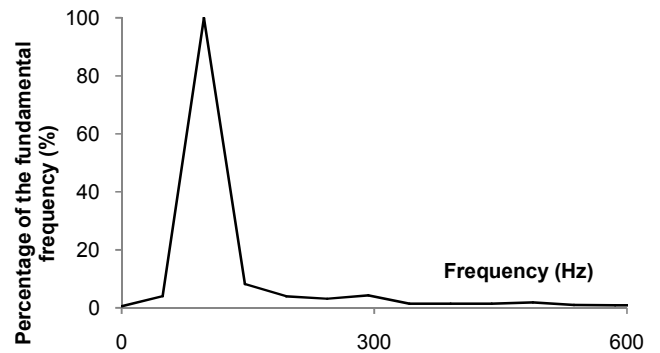


Fig. 7. Fourier analysis of the optimized PM shape EMF case at 100 Hz

The FEM analysis has been repeated for different rotor positions in order to derive the back EMF for each PM shape. Figure 6 shows the optimal back EMF waveform (involving 8-variable optimization) in comparison to the sinusoidal back EMF waveform (concerning to 2-variable optimization). The respective harmonic content of the optimized EMF waveform is illustrated in Fig. 7. In this figure a relatively small higher harmonic content can be observed (5% 3<sup>rd</sup> order).

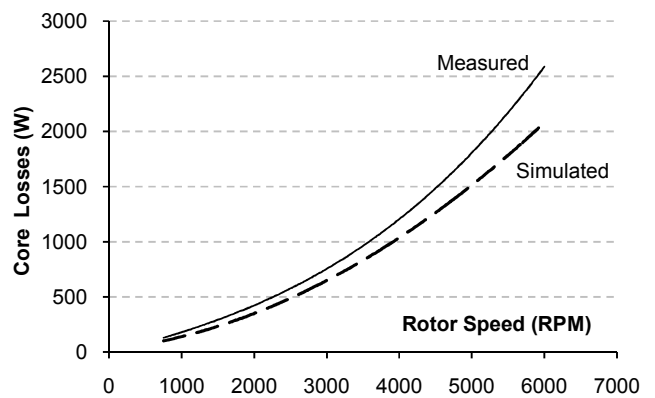


Fig. 8. Iron losses for the constant width and optimized magnet shape

The reduced harmonic content allowed suppressing iron losses without compromising torque. Fig. 8 illustrates the good agreement between measured and simulated iron losses while Fig. 9 compares the respective simulate and measured values of the mechanical torque for the optimized PM shape.

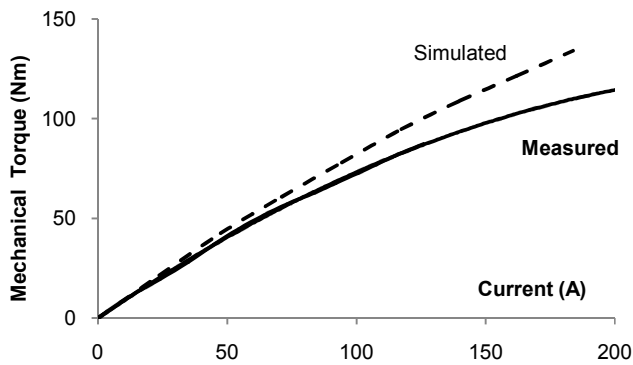


Fig. 9. Mechanical Torque with stator current.

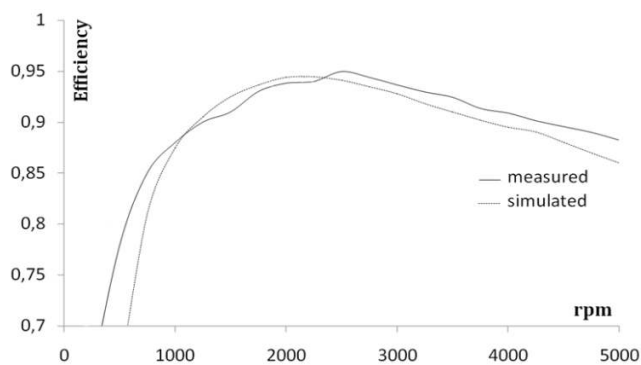


Fig. 10. Efficiency with rotating speed for the optimized PM shape

The computed and measured motor efficiencies with speed for the two magnet geometries adopted are compared in Fig. 10. This figure shows that the proposed method provides acceptable accuracy over all frequency range, illustrating its suitability for this class of problems.

Fig. 11 illustrates the constructed rotor, based on the optimized configuration.

#### IV. CONCLUSION

The paper introduced a shape optimization methodology for permanent magnet motors for electric vehicle applications. The proposed algorithm involves a reduced number of constrained optimization variables, involves very fast convergence and enables appropriate compromise between performance and efficiency over a wide range of rotating speed. The method has been validated by measurements on a specific electric vehicle pm motor prototype.



Fig. 11. Rotor construction of the proposed configuration.

#### REFERENCES

- [1] Y. Li, J. Xing, T. Wang, and Y. Lu, "Programmable Design of Magnet Shape for Permanent-Magnet Synchronous Motors With Sinusoidal Back EMF Waveforms" *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, No. 9, pp. 2163-2167, September 2008.
- [2] P. Lindh, H. Jussila, M. Niemela, A. Parviainen and J. Pyrhonen, "Comparison of Concentrated Winding Permanent Magnet Motors With Embedded and Surface-Mounted Rotor Magnets" *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 5, pp. 2085-2089, May 2009.
- [3] Y. Li, J. Zou, and Y. Lu, "Optimum design of magnet shape in permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 6, pp. 3523-3526, 2003.
- [4] K. Yamazaki and H. Ishigami, "Rotor-Shape Optimization of Interior-Permanent-Magnet Motors to Reduce Harmonic Iron Losses", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, no. 1, pp. 61-69, Jan. 2010.
- [5] K. Laskaris and A. Kladas, "Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.
- [6] M. Fu and Y. Hsu, "An investigation on Influence of Magnet Arc Shaping Upon Back Electromotive Force Waveforms for Design of Permanent-Magnet Brushless Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, No. 10, Oct. 2005.
- [7] S. Chaithongsuk, N. Takorabet and F. Meibody-Tabar, "On the use of pulse width modulation method for elimination of flux density harmonics in the air gap of surface PM motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 3, Mar. 2009.
- [8] K. Kim, S. Lim and D. Koo, "The shape design of permanent magnet for permanent magnet synchronous motor considering partial demagnetization", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 42, No. 10, Oct. 2006.
- [9] P. Lindh, H. Jussila, M. Niemela, A. Parviainen and J. Pyrhonen, "Comparison of concentrated winding permanent magnet motors with embedded and surface mounted rotor magnets", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 5, May. 2009.
- [10] K. J. Tseng, S. B. Wee, "Analysis of Flux Distribution and Core Losses in Interior Permanent Magnet Motor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, no 4, Dec 1999.
- [11] D.J. Sim, D.H. Cho, J.S. Chun, H. K. Jung, and T. K. Chung, "Efficiency optimization of interior permanent magnet synchronous motor using genetic algorithms", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 2, pp. 1880-1883, 1997.
- [12] K. Atallah, D. Howe, P.H. Mellor, D.A. Stone, "Rotor Loss in Permanent Magnet Brushless AC Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, no 6, Nov/Dec 2000.

# High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor design for Light Electric Vehicle Applications

Konstantinos Laskaris<sup>a</sup>, Efrosyni Theodorou<sup>b</sup>, Vasilios Papanikolaou<sup>c</sup> and Antonios Kladas<sup>d</sup>

National Technical University of Athens, Greece

<sup>a</sup>laskaris@central.ntua.gr, <sup>b</sup>el06014@mail.ntua.gr, <sup>c</sup>el06172@mail.ntua.gr, <sup>d</sup>kladase1@central.ntua.gr

**Abstract.** This paper describes the design process and construction of two 10-pole permanent magnet synchronous motors, featuring full-pitch and fractional-pitch windings. The paper compares these two configurations in terms of performance and efficiency. Both motors have been designed for direct-drive applications with low speed and high efficiency capability and are intended to be used as a traction drive in an electric prototype vehicle. The proposed motors have external rotor configuration with surface mounted NdFeB magnets. The electromagnetic characteristics and performance are computed and analyzed by means of finite elements analysis. These results are finally compared with the experimental measurements on respective prototypes.

## 1. Design Process

The requirements taken into consideration for the design of both electric motors are determined by the desirable specifications of the application. These include the ability to maintain an average speed of 30km/h, which is translated into 400rpm in terms of angular velocity based on the dimensions of the wheel, as well as the ability to accelerate on an inclined level. The maximum torque required for the latter must exceed 15Nm. The first motor is designed with three-phase 30-slot full-pitch windings on the stator, whilst the second motor is designed with three-phase 12-slot double-layer fractional-pitch windings. Both rotors have 10 poles with NdFeB magnets. All design specifications are listed in Table 1.

	Full pitch	Fractional	Stator	Full pitch	Fractional	Rotor	Full pitch	Fractional
Axial Length (mm)	30	20	Outer diameter (mm)	150	170	Outer diameter (mm)	190	212.98
Air gap (mm)	1	0.7	Yoke (mm)	13	11.66	Yoke (mm)	17	20.79
Turns	30	30	Tooth width (mm)	3	19.43	Magnet thickness (mm)-angle(°)	1-25	4-31
Max current density (A/mm <sup>2</sup> )	4	4	Material	0.5mm laminated M-15 steel	0.35mm laminated M-27 steel	Material	Non laminated steel	0.35mm laminated M-27 steel

Table 1-Design Specifications

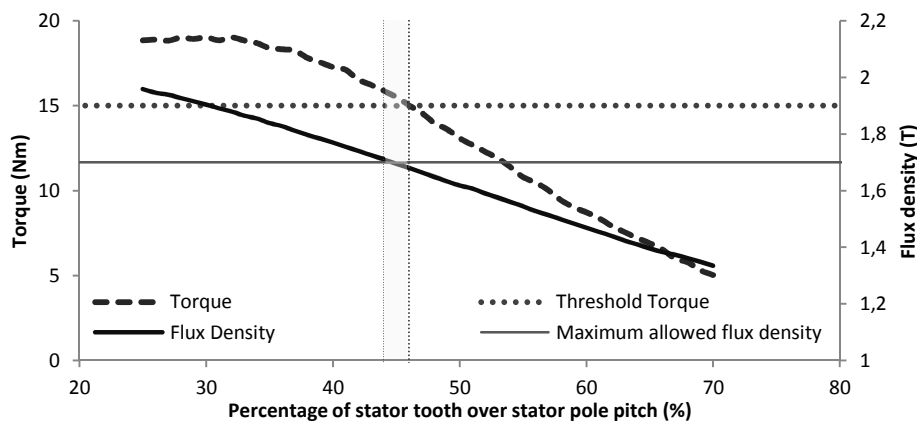


Figure 1- Sensitivity analysis- Torque and Flux density with percentage of stator tooth for fractional-pitch winding

Sensitivity analysis has been conducted for essential parameters such as tooth width (which depends on the percentage of the stator tooth angle over the stator pole pitch) and magnet angle in order to define critical



design characteristics, to minimize size and maximize efficiency. In particular, Figure 1 highlights the acceptable region of stator tooth-to-slot percentage for which, under full-load conditions, torque exceeds 15Nm and magnetic flux density in all stator teeth does not exceed 1.7T. Restricting magnetic flux density to 1.6T during no-load conditions, for all stator teeth, has also been taken into consideration.

## 2. Comparative analysis based on 2D Finite Element Methods

Two dimensional finite element models are used in all cases to analyze electromagnetic field distribution in each motor. Torque output can be calculated from the mean tangential pressure of the magnetic forces on the gap of the motor. Electromagnetic field distribution for each motor is displayed in Figure 2. The full-pitch winding motor has a higher fundamental winding factor but also a smaller slot fill factor because of the overlapping end windings. Furthermore, the fractional slot winding motor has the advantage of a simpler manufacturing process due to the concentrated non-overlapping windings and the lack of stator tooth tips.

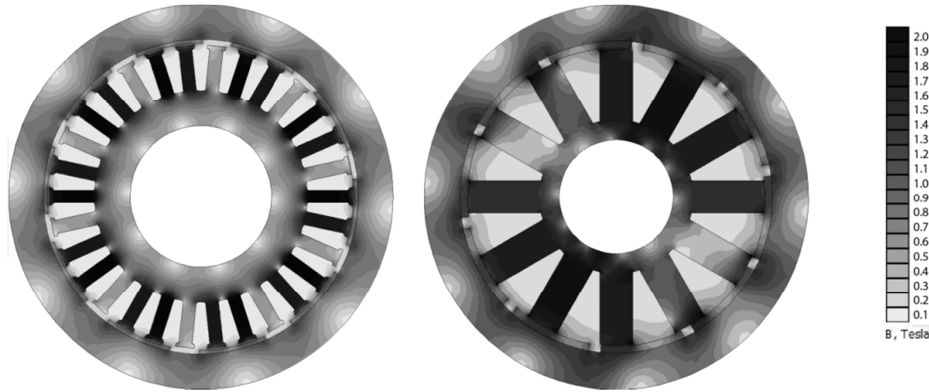


Fig. 2 Magnetic flux distribution under full load  
 – left – Full Pitch Winding Configuration – right – Fractional Slot Winding Configuration

The finite elements analysis has led to the following results, which underline the advantages of fractional windings in terms of electrical characteristics. In Figure 3 it is evident that the phase back-emf of a fractional-pitch is more sinusoidal, even without the existence of stator tooth tips. Figure 4 demonstrates a lower cogging torque for the fractional-pitch which leads to a smoother torque output. Finally, Figure 6 displays the higher efficiency of the fractional-pitch windings due to smaller core losses (Figure 5). However, the high efficiency is mainly achieved by the greater fill factor for the fractional-pitch windings which contributes to lower copper losses.

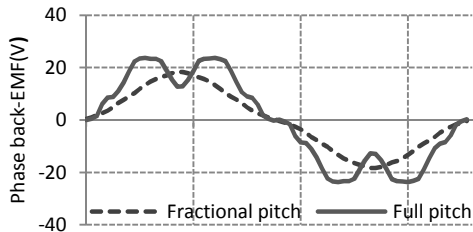


Figure 3-Phase back-emf for one electric period.

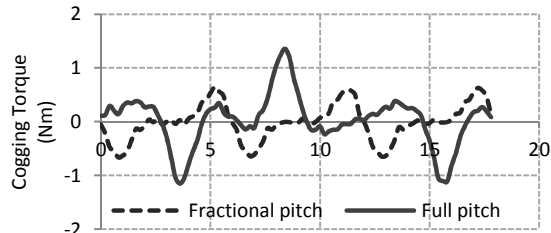


Figure 4-Cogging torque with rotor position.

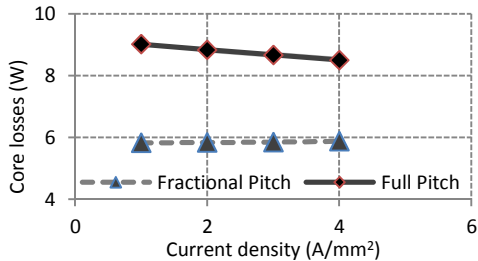


Figure 5-Core losses with current density at 400 rpm.

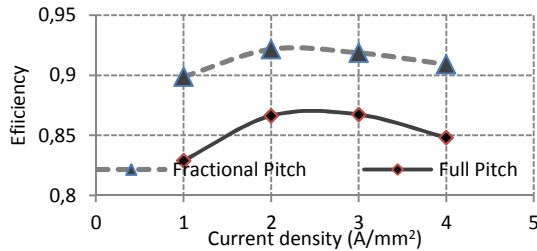


Figure 6-Efficiency with current density at 400 rpm.

## References

- [1] A. Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, no. 1, pp. 107-121, Jan. 2010.
- [2] K. Laskaris and A. Kladas, "Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010.

# Comparison of Internal and Surface Permanent-Magnet Motor Topologies for Electric Vehicle Applications

K.I. Laskaris and A.G. Kladas

Faculty of Electrical and Computer Engineering, Electric Power Division  
National Technical University of Athens, Athens, Greece

**Abstract**—High efficiency is the key advantage of permanent-magnet motors (PMMs). This paper compares two major PMM topologies, the internal PMM (IPMM) and the surface PMM (SPMM) by applying geometry optimisation. Simulation and experimental results are compared to indicate the suitability for in-wheel electric vehicle applications. EMF distortion and field weakening are demonstrated in both motor topologies under various loading conditions illustrating IPMM topology advantages in this class of problems.

## I. INTRODUCTION

Mounting motors into electric vehicle’s wheels has been a major traction issue recently as it minimizes transmission loss during accelerating or regenerative braking. Various motors have been proposed for propulsion systems. Induction motors are preferred for being reliable and easy to manufacture as well as being able to rotate at high speeds to provide high power density. Concurrently, the permanent-magnet motors have been compact, light, and efficient [1][2].

The combination of a lossless transmission system with a very efficient electrical motor constitutes an overall low loss electrical propulsion system. Energy density that batteries and fuel cells provide, in electrical propulsion systems, is much inferior to petrol in combustion systems. As a consequence traction systems that utilize the stored energy in the most efficient way, present a significant advantage among other electrical drive solutions. Internal permanent-magnet (IPM) synchronous motors not only utilize the magnet torque, but also the reluctance torque, which occurs because of the difference between the axis inductance [1].

However, as no gearbox interferes when direct coupling an electrical motor into a wheel, torque and rotation demands have to be taken into consideration so that the vehicle can move on steep slopes [3].

## II. WHEEL-MOTOR CONFIGURATIONS

Wheel motors follow the rotating speed imposed by the speed of the vehicle, the actual size of which is such, that allows rotating speed at a maximum area of 1000-1500 rpm, making it no longer possible to increase power by increasing speed. When selecting a direct coupling of the motor on the wheel, transmission relation can only be calibrated by

modifying the diameter of the wheel while no gearbox interferes.

Two motor prototypes have been designed, constructed and measured in order to demonstrate the effect of the loading current increase on the phase voltage waveform.

### A. Surface Permanent-Magnet Motor Topology

The first one, shown in Fig. 1, is a 24-pole surface PM (SPM) motor that is capable of producing 2kW at 250 rpm. The rotor consists of solid iron and 24 permanent magnet tiles (Fig.1b and 1c). The magnets are alternately poled and magnetized through their small dimension.

The stator (Fig. 1a) consists of a stack of laminated, non-orientated grain, silicon steel. The 72 stator slots contain the three-phase distributed lap windings.

Air gap is approximately 1mm.

### B. Internal Permanent-Magnet Motor Topology

The IPMM is shown in Fig. 2. Rated power is 3 kW at 750 rpm. This motor is compact (diameter: 250 mm, length: 150 mm including housing) and lightweight (approx. 15 kg).

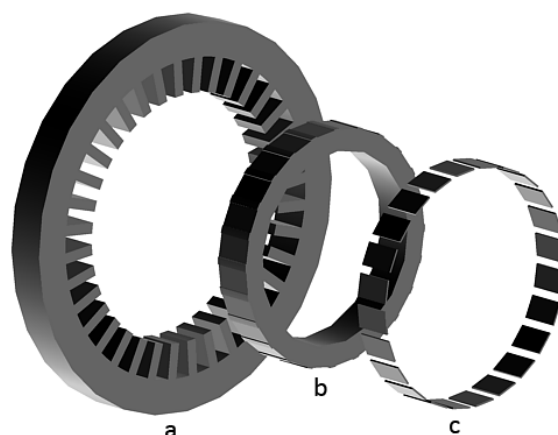


Fig. 1. SPM motor magnetic components geometry  
a. Stator - 0,5mm laminated silicon steel  
b. Rotor - Solid iron magnetic core  
c. Rotor - NdFeB permanent magnet tiles

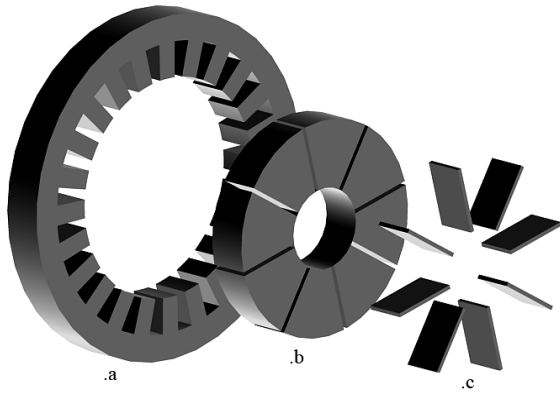


Fig. 2. IPM wheel-motor magnetic components geometry  
a. Stator - 0,5mm laminated silicon steel  
b. Rotor - 0,5mm laminated silicon steel blocks  
c. Rotor - NdFeB permanent magnet blocks

Eight laminated silicon steel blocks and eight pieces of embedded permanent magnet constitute the rotor magnetic circuit. The magnets are alternately poled, and magnetized through their small dimension, so that same poles face each other.

The stator consists of a stack of laminated, non-orientated grain, silicon steel that has been processed to minimize core loss. The 24 stator slots contain the three-phase distributed lap windings [1].

In the IPMM topology, iron core has been laminated in both rotor and stator, contrary to the SPMM, where the rotor consists of solid iron. As the magnetic flux fluctuates inside the rotor iron core, when moving from one stator tooth to the next, significant core losses occur. This is even more intense when the machine operates under high load. The air gap is less than 0.6mm [1], [11].

### III. FINITE ELEMENT SIMULATION

Both motors have been analyzed using a two dimensional FE model. Sensitivity analysis is performed in order to choose critical design parameters, to maximize efficiency, driving torque under load and to minimize size.

Magnetic flux density distortion is present in both SPM and IPM machines. However this distortion is attributed to different reasons for each case.

In the SPMM, the big air gap 1.0mm allows more non uniform spatial distribution in the air gap (Fig.3). Due to the lower average magnetic flux distribution of the air gap, iron core does not exceed saturation limits for the specific motor which does not significantly affect the core losses.

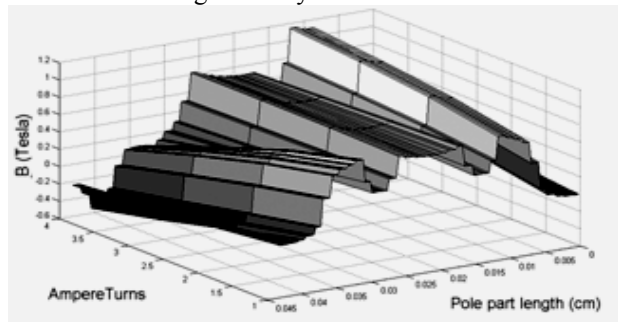


Fig3. SPMM Magnetic flux density distribution for different values of loading current

Contrary to the SPMM, where the open-circuit electromagnetic field waveform has similar shape to the unmodulated air-gap flux density distribution, in an IPMM the phase winding displacement accumulates in a sequence from one coil to the next and thus makes sinusoidal phase currents more appropriate to operate with.

The advantage of the flux distribution accumulation inside the rotor magnetic core that is responsible for the excessive driving torque can be disastrous if not taking into account the core losses.

As showing below (Fig.4) the excessive flux on the right side of the pole part will bring iron core into saturation area.

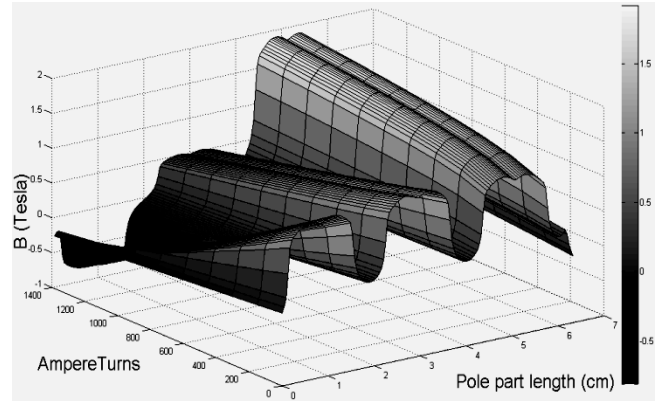


Fig. 4. IPMM magnetic flux-density distribution for different values of loading current

The main difference between the two distorted flux density distributions is the area that they are located in. In the first case (SPMM) the area is the air gap only, as it is not possible to alter the magnetic field that the permanent magnet imposes. In the second case (IPMM) the distorted distribution area is both the air gap and the rotor iron core between two successive magnets. [11]

### IV. COMPARISON BASED ON PROTOTYPE MEASUREMENTS

The relation between time-varying flux spatial distribution and consequent phase voltage distortion is discussed in this section.

Voltage is delivered under strong magnetic flux variation for each pole winding independently. Pole windings are connected in series for each phase. When the motor operates under load, phase currents gradually weaken the magnetic field of the air gap which consequently produces lower voltage.

The field weakening effect under load is equally demonstrated for the SPMM and the IPMM, respectively.

#### A. SPMM characteristics and measurements

The measured voltage and current waveforms of the SPMM under no load and light load conditions are shown in Figs. 5 and 6, respectively. The fundamental frequency considered is 83 Hz.

#### B. IPMM characteristics and measurements

The IPMM has been driven by a DC motor and has been measured as a generator. The frequency of the stator current is 50 Hz which rotates the 8pole motor at 750 rpm.

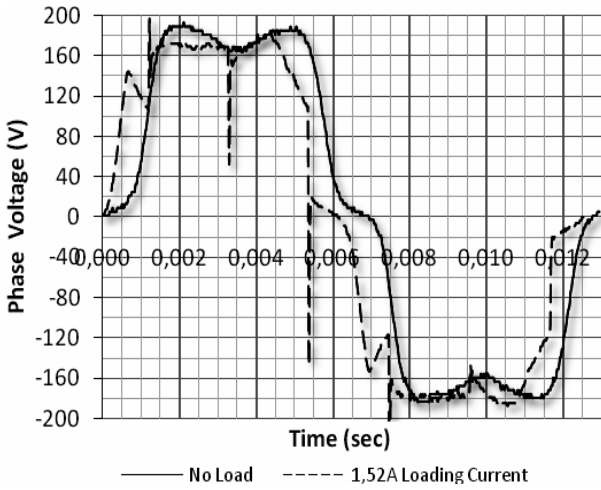


Fig. 5. SPMM phase voltage

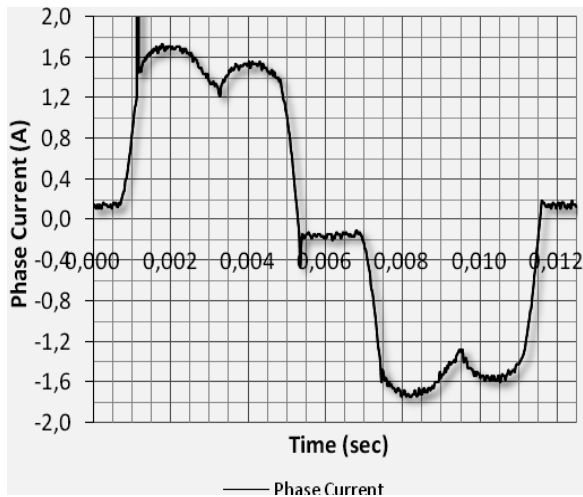


Fig. 6. SPMM loading current

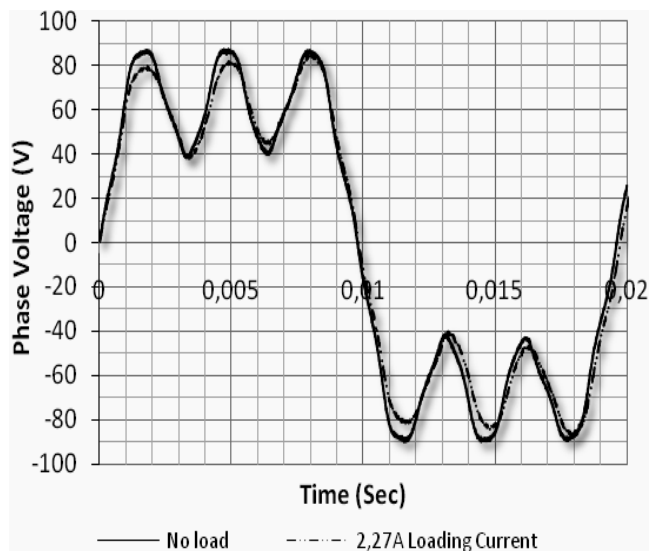


Fig. 7. IPMM phase voltage – low loading current

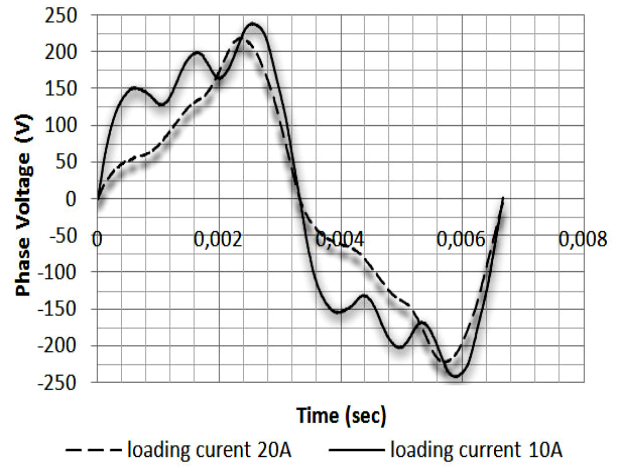


Fig. 8. IPMM phase voltage – high loading current

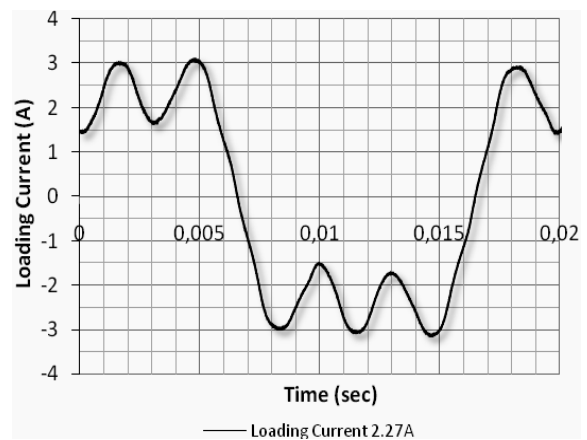


Fig. 9. IPMM phase current

Figs. 7 and 9 illustrate the measured voltage and current under no load while Fig. 8 shows the intense voltage curve distortion which is attributed to the flux accumulation that brings the right area of each pole part to saturation.

Strong increase of the loading current would dramatically increase iron and copper losses and the motor operation would be inefficient.

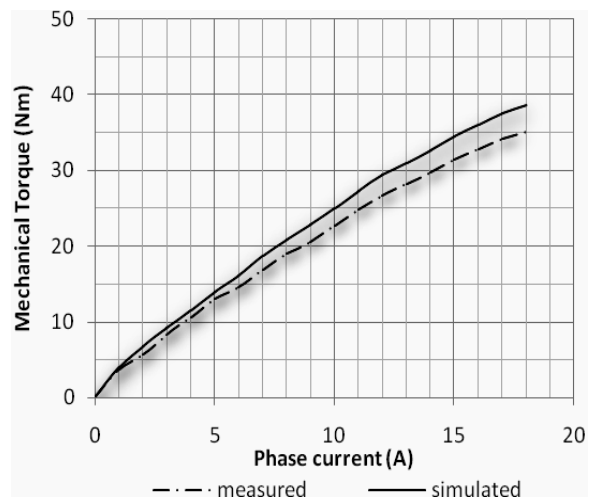


Fig. 10. Mechanical torque with loading current

Fig. 10 demonstrates the saturation of the iron core with stator loading current for the IPMM. The difference between the simulated FEM curve and the actual mechanical torque measured on the shaft is the iron core saturation level that was found to be lower than the one defined at the material properties in the simulation.

## V. SPMM AND IPMM OUTPUT CHARACTERISTICS

Both motors have been designed to be driven by a fuel cell stack, capable of producing 2 kW.

As part of a more complicated experiment, two models that simulate the voltage under any load condition, have been implemented, one for each motor.

Figs. 11 and 12 compare the simulated and measured voltage-current characteristics for SPMM and IPMM topologies, respectively. These figures illustrate the proposed simulation techniques suitability for the analysis undertaken.

## VI. RESULTS AND DISCUSSION

Phase voltage time-varying flux spatial distribution has significant effects in both proposed topologies. Flux spatial distribution distortion caused reduced capacity of producing power and in case of IPM extra rotor core losses.

As high mean value of magnetic flux density was accumulated in the air gap the IPMM delivered high torque levels for its given size, so that high power output was achieved, even at low rotating speed. However when loading current increased flux accumulation in the rotor magnetic core caused increased losses that kept the motor speed expectations low to preserve a good efficiency level.

The SPMM was found to be weaker in terms of power density compared to the IPMM, as shown in the previous section. Its main advantage however was pointed out when tried to increase load at higher rotating speed. The rotor was not causing any core losses while flux distribution distortion was taking place only in the air gap [5][6][7][10].

This results that IPM topology would be more suitable for wheel motor, where high torque density is crucial, while rotating speed is low. SPM would be more suitable at higher speed applications, where magnetic flux accumulation at high load and frequency would cause significant iron core loss making the IPMM inefficient [10].

## VII. CONCLUSION

This paper compared the two major permanent magnet motor topologies, SPMM and IPMM as for their suitability for direct coupling into an EV wheel. Characteristics that play key role into this application, such as power compaction, increased torque density and reduced core loss under low rotating speed illustrated that the IPMM structure is more favourable. The geometrical optimum results for the two motor topologies have been validated by measurements on respective prototypes.

## REFERENCES

[1] K. Laskaris and A.G. Kladas, High Torque Internal Permanent Magnet Wheel Motor for Electric Traction Applications, ICEM 2008.

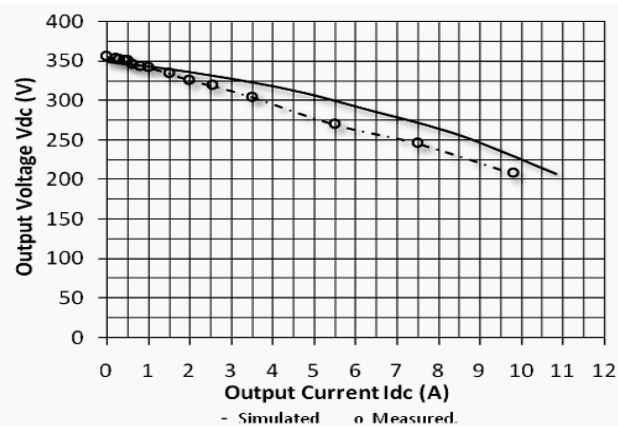


Fig. 11. SPMM loading current

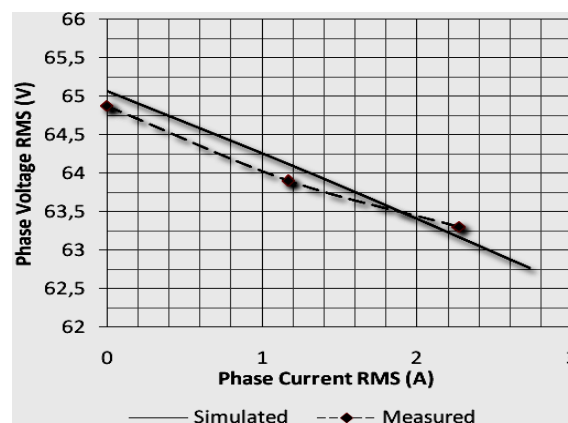


Fig. 12. Flux density with rotor angle

- [2] K. J. Tseng, S. B. Wee, Analysis of Flux Distribution and Core Losses in Interior Permanent Magnet Motor, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No 4, Dec 1999.
- [3] Kenji Nakamura, Kenichi Saito, and Osamu Ichinokura, Dynamic Analysis of Interior Permanent Magnet Motor Based on a Magnetic Circuit Model, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, No. 5, September 2003.
- [4] Y.-P. Yang and D.S. Chuang, Optimal Design and Control of a Wheel Motor for Electric Passenger Cars, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 43, No. 1, January 2007.
- [5] R.H. Staunton, S.C. Nelson, P.J. Otaduy, J.W. McKeever, J.M. Bailey, S. Das, R.L. Smith, *PM Motor Parametric Design Analyses for a Hybrid Electric Vehicle Traction drive application*, Oak Ridge National Laboratory, ORNL/TM-2004/217.
- [6] J.W. Park, D. H. Koo, J. M. Kim, and H. G. Kim, Improvement of control characteristics of permanent-magnet synchronous motor for electric vehicle, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1754–1760, 2001.
- [7] D. J. Sim, D. H. Cho, J. S. Chun, H. K. Jung, and T. K. Chung, Efficiency optimization of interior permanent magnet synchronous motor using generic algorithms, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 2, pp. 1880–1883, 1997.
- [8] T. Ohnishi and N. Takahashi, Optimal design of efficient IPM motor using finite element method, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp.3537–3539, 2000.
- [9] K. Yamazaki, Torque and Efficiency Calculation of an Interior Permanent Magnet Motor Considering Harmonic Iron Losses of Both the Stator and Rotor, *IEEE transactions on Magnetics*, Vol. 39, No 3, May 2003.
- [10] Y. Kano, N. Matsui, A Design Approach for Direct-Drive Permanent Magnet Motors, *40th IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record*, vol.1, October 2005.
- [11] Y. Perriard, P. Ragot, M. Markovic, Brushless DC Motor Optimization Process - Choice between Standard or Straight Tooth Shape, *41st IEEE IAS Annual Meeting Conference Record*, vol. 1, October 2006.

# Permanent Magnet Wheel Motor for Electric Vehicle Applications

Konstantinos I. Laskaris<sup>1</sup>, Member, *IEEE*, Anastasios G. Vichos<sup>1</sup>, and Antonios G. Kladas<sup>1</sup>, Member, *IEEE*

<sup>1</sup>National Technical University of Athens, Zografou Campus, Athens, 13322 Greece

Permanent magnet motors due to their increased efficiency are favored for electric vehicle applications. The geometry optimization of the motor enables to achieve a good compromise between the two important parameters of performance and efficiency. The paper introduces a methodology of estimating iron losses including both alternating and rotational components. The proposed methodology is compared as for its suitability to estimate iron losses on prototypes for the cases of surface and internal permanent magnet motors. The experimental validation of the results allows isolating the contributions of rotational loss over the single directional loss with respect to the number of poles and magnetic loading of a machine. Furthermore the paper introduces an optimization methodology based on 2D-3D finite element models and sensitivity analysis techniques, that negotiates between performance, efficiency and total cost, to provide global optimization for the respective motor cases.

**Index Terms**— Finite element method, geometry optimization, iron losses, permanent magnet machines, wheel motor.

## I. INTRODUCTION

Wheel motor is a promising traction solution that minimizes transmission loss. Meanwhile the cost of energy storage is considerably higher than the motor production cost and thus affects importantly the design and construction procedures of Electric Vehicle (EV) motors [1].

Torque optimization is a very important issue when selecting a direct coupling of the motor into the wheel, as it is no more possible to increase power by increasing speed. The mean Magnetic Flux Density (MFD) in the air gap, per pole part, determines importantly the output torque capability of a motor. However, over sizing the magnetic loading of a motor can create disadvantages, due to the associated core loss [2].

One of the most important issues when estimating core loss is the spatial flux distribution. This becomes of particular importance when the motor rotates at high speeds.

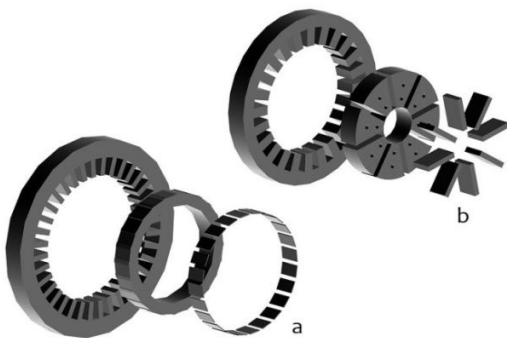


Fig. 1 Wheel Motor Magnetic components geometry  
a. SPMM configuration, low magnetic loading 0.6 Tesla  
b. IPMM configuration, high magnetic loading 1.2 Tesla

Two motor topologies and the respective prototype implementations, with different MFD values in the air gap, are being studied. A low power compaction 24 pole, 10 kW, Surface Permanent Magnet Motor (SPMM) shown in Fig. 1a

and a high power compaction 8 pole, 12 kW, Internal Permanent Magnet Motor (IPMM) shown in fig. 1b.

## II. METHODOLOGY

### A. Sensitivity analysis based on 2D FEM

A finite element model (2D FEM) has been employed to analyze the motor topologies. Geometry optimization has been performed by using sensitivity analysis techniques, in order to obtain an appropriate compromise involving all geometrical criteria of the motor configuration [3].

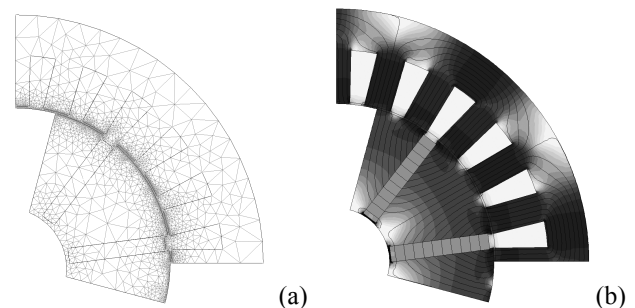


Fig. 2 (a) IPMM 2D topology, mesh comprising 5185 nodes  
(b) IPMM flux density distribution under no load

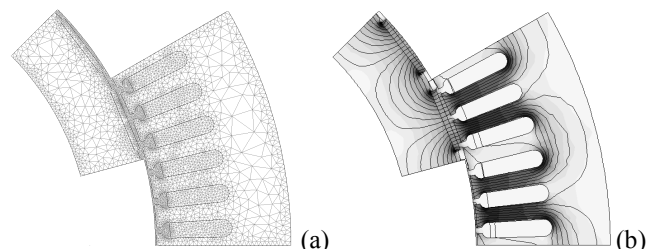


Fig. 3 (a) SPMM 2D topology, mesh comprising 6204 nodes  
(b) SPMM flux density distribution under no load

### B. 2D FEA validation based on 3D FEM

A 3D Finite element analysis is necessary to be used as both motor configurations are thin discoid, which introduces

increased flux leakage and significant disparity from the respective 2D analysis.

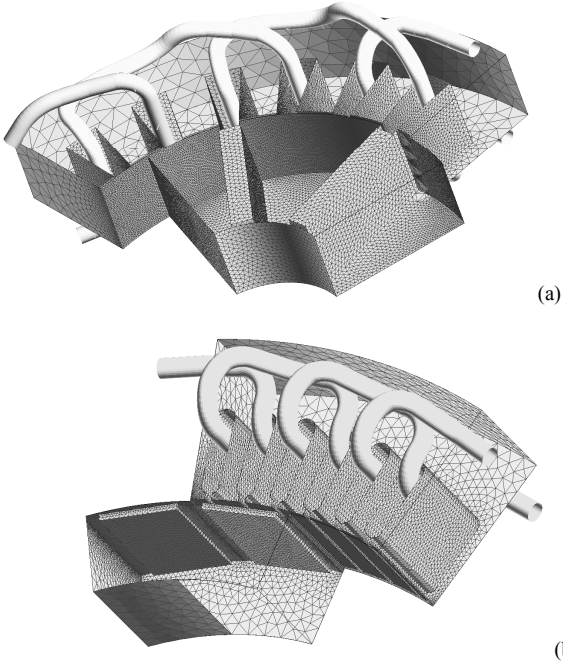


Fig. 4. a. IPMM 3D FEM mesh, comprising 583051 elements  
 b. SPMM 3D FEM mesh, comprising 403211 elements

As shown in Fig. 5 the important flux on the right side of the pole part brings the iron core into saturation area. The MFD accumulation, limits down the capacity of the motor to produce torque [3], [7].

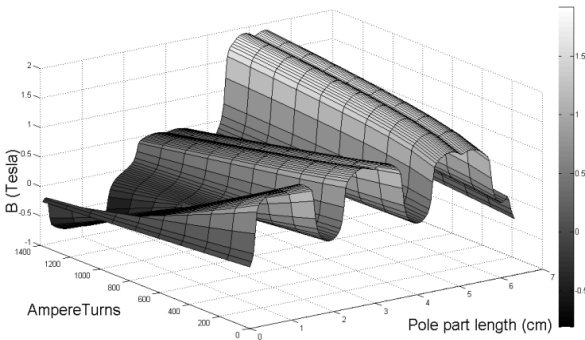


Fig. 5 IPMM flux density distribution for different values of loading current

### III. IRON LOSS EVALUATION TECHNIQUE

#### A. Single Directional Iron Losses

This section introduces our method of computing iron core loss due to single directional magnetic field time variations for a given motor geometry. The motor area is quantized into small sub regions, each of which is assigned the value of losses that derives from the material core loss curve, accordingly.

The method makes use of the formula (1), in order to determine the total stator core loss:

$$P_{core} = th \cdot P \cdot l_a \cdot \Delta S \cdot \sum_i w(B_{max,i} | f) \quad (1)$$

where  $th$  is the number of stator teeth per pole,  $P$  is the number of poles,  $l_a$  is the axial length of the motor,  $\Delta S$  is the cross section area of the elementary surface used and  $w$  is the volume specific loss, as a function of the maximum flux density during rotation of one pole pitch and the supply frequency. In  $B_{max}$  value index  $i$  denotes every square element that composes one stator tooth [8], [9].

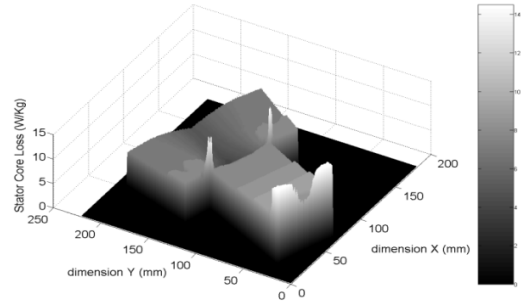


Fig. 6 IPMM Loss graphical representation at 50 Hz under no load

#### B. Rotational Iron Losses

The next step evaluates the contribution of the field rotation to the total stator core losses. In order to do this geometry points are checked (Fig. 7) as for their two dimensional flux density variation both in module and rotation angle. The combined time variations of  $B_x$  and  $B_y$  flux density components are shown in Fig. 8. The rotational iron losses are then considered by applying convenient correction factor to the single directional losses [10].

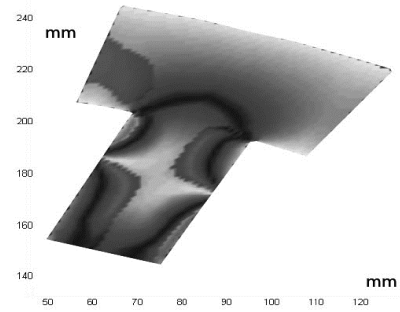


Fig. 7 IPMM flux density distribution for different values of loading current

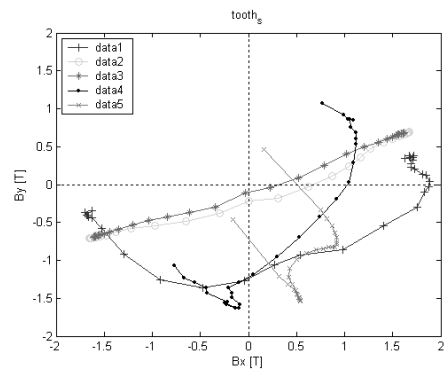


Fig. 8 IPMM flux density distribution for different values of loading current

### C. GLOBAL OPTIMIZATION PROCEDURE

The global optimization procedure consists of two steps, the *Performance-Efficiency Optimization* and the *Total Cost Optimization step* [1]. A two dimensional FE model has been employed to analyze the IPM machine topology. Sensitivity analysis is performed in order to choose critical design parameters, to maximize efficiency, driving torque under load and to minimize size [1], [2]. The global optimization procedure flowchart is explained in Fig. 9.

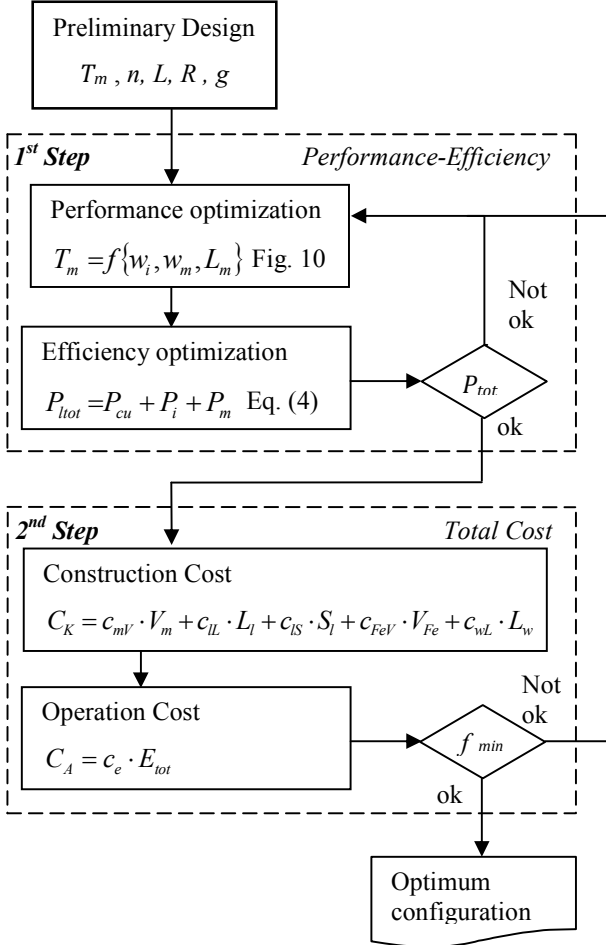


Fig. 9 Global Optimization procedure flowchart

The *Performance-Efficiency Optimization Step* takes as an input the initial topology that derives from the preliminary analysis and evaluates the torque capability, as described in [1]. The optimization function  $f$  of the first step is composite, optimizing the torque  $T_{spec}$  for a given magnet volume  $V_{spec}$  and searching for subsequent magnet volumes optimal torques (Eq. 4).

$$f = a_1 f_1 \left( \frac{T_{calc} - T_{spec}^{max}}{V_{calc}} \right) + a_2 \left( V_{calc} - V_{spec} \right) \quad (2)$$

$$T_{calc} = f_2(w_m, w_i, L_m, I_{max}) \quad (3)$$

The geometrical parameters of the magnets and stator teeth  $w_i, w_m, L_m$  explained in Fig. 10 are modified to the direction that the highest torque is achieved.

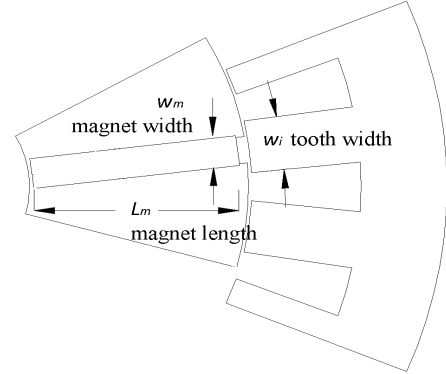


Fig. 10 IPMM geometry optimization parameters

Subsequently the disparity of the machine efficiency is compared to the required value by minimizing the total losses  $P_{tot}$  (Eq. 4). During this step, if the efficiency does not fall within the specified limits the optimization parameters are modified so that the efficiency is improved.

The torque optimization step is then repeated according to adapted weights of the optimization function.

$$P_{tot} = P_{Cu} + P_i + P_m \quad (4)$$

$$P_{Cu} \sim I^2 \quad P_i \sim B^2, \omega^2 \quad P_m \sim \omega \quad (5)$$

The *Total Cost Optimization Step* is based on a composite cost function that takes into account the total cost of construction and defines the relationship between performance, efficiency and cost. The adopted composite optimizing function  $f_c$  to be minimized is defined in (6), and consists of two parts, denoted by  $C_K$  and  $C_A$ , defined in (7) and (8) respectively, which are expressed in cost units.

$$f_c(p_1, p_2, \dots, p_n) = C_K(p_1, p_2, \dots, p_n) + C_A(p_1, p_2, \dots, p_n) \quad (6)$$

$p_1, p_2, \dots, p_n$  are the parameters that affect construction or operation cost.

$$C_K = c_{mv} \cdot V_m + c_{il} \cdot L_l + c_{is} \cdot S_l + c_{fev} \cdot V_{fe} + c_{wl} \cdot L_w \quad (7)$$

$$C_A = c_e \cdot E_{tot} \quad (8)$$

$C_K$  : is the total construction cost

$C_A$  : is the total operation cost

$c_{mv}$  : is the specific magnet cost (€/cm<sup>3</sup>)

$c_{il}$  : is the specific lamination cost (€/m<sup>2</sup>)

$c_{is}$  : is the specific laminated iron core cost (€/m<sup>3</sup>)

$c_{fev}$  : is the specific solid iron core cost (€/m<sup>3</sup>)

$c_{wl}$  : is the specific winding cost (€/m)

$c_e$  : is the specific energy cost (€/kWh)

$V_x/S_x/L_x$ : is the Volume/Surface/Length  $x$  respectively

$E_{tot}$  : is the total energy consumed in motor lifetime



If the output of the second optimization step lies within prescribed value the motor topology is globally optimized, otherwise the correction deriving from the second step is taken into account in the first step and the procedure starts again.

The parts assembly of the optimizing function is made according to the needs and design specifications. The convergence obtained by using different numerical methods such as Golden Section Search, Simulated Annealing and Enumeration is investigated [5].

#### D. RESULTS AND DISCUSSION

The proposed methodology has been implemented in the design of a surface and an internal permanent magnet motor, shown in Fig. 1. In order to validate the simulation results, two respective prototypes have been constructed. The spatial flux density distribution under loading in Fig. 5 is translated to voltage distribution with time in Fig. 11 for the IPMM case.

Voltage ripple observed is mainly caused by the stator tooth harmonic distortion. Loading current increase accumulates field in one side of the pole, which is translated from space to time by distorting the voltage waveform, as shown in Fig. 5. Core saturation not only increases iron loss but also makes stator current less capable of producing torque [4], [2]. Saturation effects during high load can equally be observed in Fig. 11.

Figs. 12 and 13 demonstrate the capability of the method, with and without the rotational component, to estimate the measured losses for the two motor topologies. The method performs better when the magnetic loading is low. The closer to saturation the iron core is, the higher the estimation error.

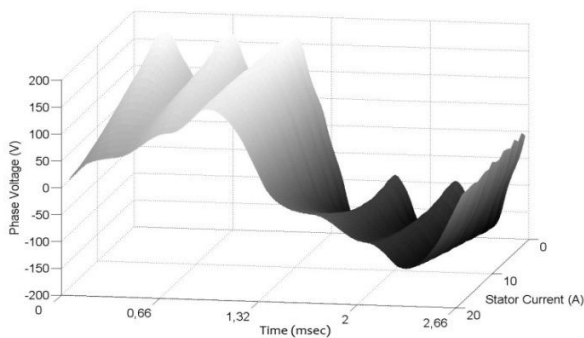


Fig. 11 IPMM Measured phase voltage for different values of loading current

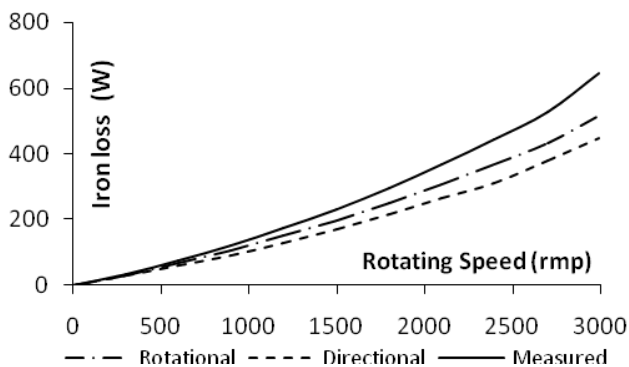


Fig. 12 IPMM Stator Iron Losses under no load

Considering the rotational iron loss component presents an advantage over evaluating only the single directional iron loss which becomes more significant when the motor poles are fewer. In high pole number machines the flux loop passes from a small stator yoke arc that can be approached as linear with no significant error and thus single alternating loss can provide sufficient accuracy. The good agreement between simulated and measured results illustrates the proposed method suitability for this class of problems [10].

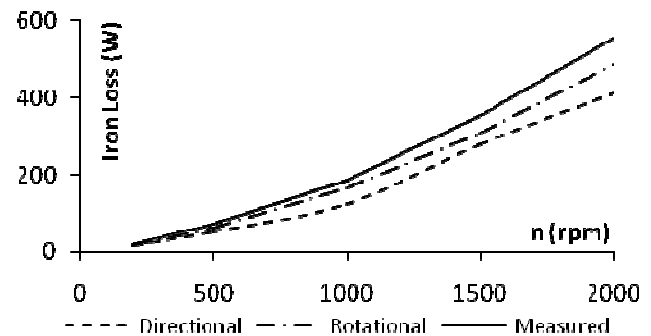


Fig. 13 SPMM Stator Iron Losses under no load

The measured no load losses include both mechanical losses and iron losses. In order to separate the mechanical losses from iron losses the difference of their variation with rotor speed is exploited. Mechanical losses vary linearly with speed while iron losses constitute almost a second order polynomial of speed. A first measurement at very low speed where iron losses are negligible (the speed of 60 rpm has been used in our case) enables to deduce the mechanical losses. Then in all other speed cases the iron losses are determined by subtracting the mechanical losses from no load losses [1].

#### REFERENCES

- [1] K. Laskaris and A. Kladas, "Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 09-0526, Jan. 2010, To be printed.
- [2] K. J. Tseng, S. B. Wee, "Analysis of Flux Distribution and Core Losses in Interior Permanent Magnet Motor", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 14, No 4, Dec. 1999.
- [3] K. Nakamura, K. Saito, and O. Ichinokura, "Dynamic Analysis of Interior Permanent Magnet Motor Based on a Magnetic Circuit Model", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 39, No. 5, Sept. 2003.
- [4] K. Yamazaki, "Torque and Efficiency Calculation of an Interior Permanent Magnet Motor Considering Harmonic Iron Losses of both the Stator and Rotor", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 39, No 3, May 2003.
- [5] P. Venkataraman, "Applied optimization with MATLAB® Programming", *John Wiley & Sons*, New York, 2002.
- [6] T. Ohnishi and N. Takahashi, "Optimal design of efficient IPM motor using finite element method", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp. 3537-3539, 2000.
- [7] Y.P. Yang and D. S. Chuang, "Optimal Design and Control of a Wheel Motor for Electric Passenger Cars", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 43, no. 1, January 2007.
- [8] D.J. Sim, D.H. Cho, J.S. Chun, H. K. Jung, and T. K. Chung, "Efficiency optimization of interior permanent magnet synchronous motor using genetic algorithms", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 2, pp. 1880-1883, 1997.
- [9] K. Atallah, D. Howe, P.H. Mellor, D.A. Stone, "Rotor Loss in Permanent Magnet Brushless AC Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, no 6, Nov/Dec 2000.
- [10] C. A. Hernandez-Aramburo, T. C. Green and A. C. Smith, "Estimating Rotational Iron Losses in an Induction Machine", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 6, Nov. 2003.

# High Torque Internal Permanent Magnet Wheel Motor for Electric Traction Applications

Konstantinos I. Laskaris and Antonios G. Kladas, *Member IEEE*  
 Faculty of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens  
 e-mail: laskaris@central.ntua.gr

**Abstract-** Permanent magnet (PM) motors are favored for electric traction applications due to their high efficiency. The paper proposes an enhanced wheel Internal Permanent Magnet (IPM) motor offering the advantages of PM machines along with excellent torque performance and high power density. The advantage of the proposed scheme is the high magnetic flux developed in the air gap which allows much higher values of magnetic flux density, compared to a Surface PM machine of the same size. This IPM motor aims to efficiently utilize the energy stored in the PM, where high load and intense transient phenomena occur, in electrical traction applications, while keeping a simple and robust structure.

## I. INTRODUCTION

The traction issue of mounting in-wheel motors to the electrical vehicles has been very popular recently as it minimizes transmission loss during accelerating or regenerative braking. Various motor drives have been proposed for propulsion systems. Induction motor drives are preferred for being reliable and easy to manufacture as being able to rotate at high speeds to provide high power density. Concurrently, the permanent-magnet brushless dc motors have been compact, light, and efficient [2].

The combination of a lossless transmission system with a very efficient electrical motor constitutes an ultra low loss electrical propulsion system. Energy density that storage systems provide, in electrical propulsion systems, such as batteries and fuel cells, is much inferior to petrol in conventional combustion systems. For this reason the traction system that utilizes the stored energy in the most efficient way presents a significant advantage among other electrical drive solutions. IPM synchronous motors not only utilize the magnet torque, but also the reluctance torque, which occurs because of the difference between the axis inductance [1].

However, this requires an implementation that will take torque and rotation demands into consideration as no gearbox interferes [3].

## II. IPM WHEEL MOTOR STRUCTURE

The configuration of the IPM motor implemented is shown in Fig. 1. Eight solid iron blocks and eight pieces of embedded permanent magnets constitute the rotor magnetic circuit (Fig. 1b and 1c). The magnets are alternately poled and magnetized through their small dimension, so that same poles face each other.

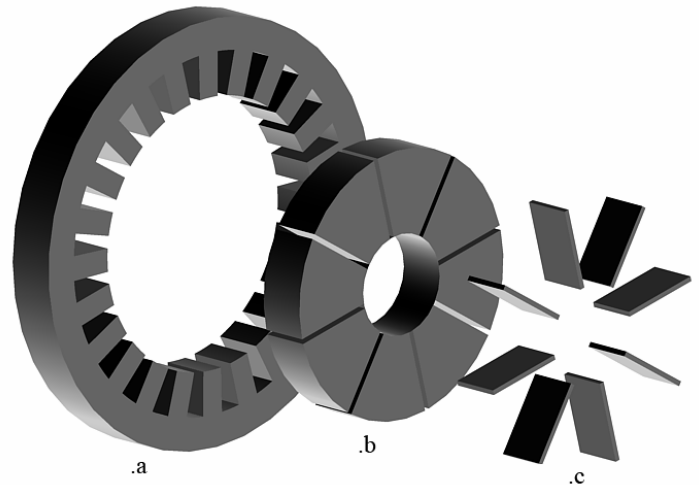


Fig. 1. IPM Wheel Motor Magnetic components geometry  
 a. Stator - 0,5mm laminated silicon steel  
 b. Rotor - Solid iron magnetic core blocks  
 c. Rotor - NdFeB permanent magnet blocks

The stator (Fig. 1a) consists of a stack of laminated, non-orientated grain, silicon steel that has been processed to minimize core loss. The 24 stator slots contain the three-phase distributed lap windings.

Contrary to a surface mounted PM motor, where the open circuit electromagnetic field waveform has similar shape to the unmodulated air-gap flux density distribution, in an IPM machine, the phase winding displacement accumulates in a sequence from one coil to the next and thus makes sinusoidal phase currents more appropriate to operate with.

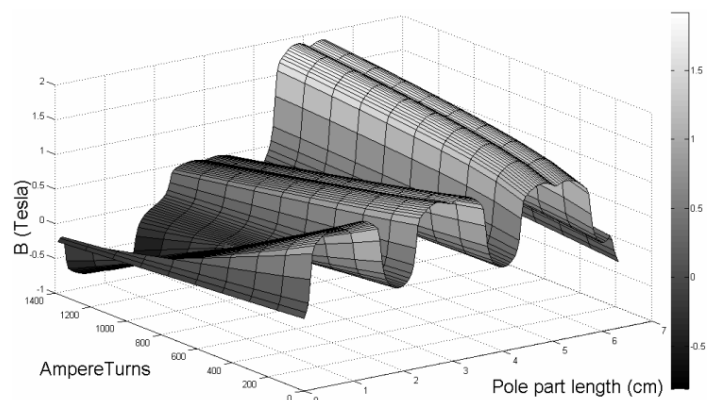


Fig. 2. Magnetic flux density distribution for different values of loading current

Total torque is produced both by electromagnetic and reluctance torque, delivering high values for its given size and weight.

Taking advantage of the flux distribution accumulation inside the rotor magnetic core, losses can be compensated with the driving torque when rotating at higher speed. The relation between time-varying flux spatial distribution and consequent core losses is discussed in the sections that follow.

### III. DESIGN CONSIDERATIONS

#### A. Preliminary analysis based on the traction application requirements

The typical radius of a conventional vehicle wheel is approximately 0.32 m, meaning that it rotates at a maximum speed of approximately 1000 rpm when driving at 120 km/h. Due to this constraint, the in-wheel traction IPM motor of the proposed scheme involves 8 poles to match the rotating speed of a real in-wheel traction application.

The electromagnetic torque, that the motor is capable of, can be calculated from the mean tangential pressure of the magnetic forces on the gap of the motor, which can be expressed by means of Maxwell stress tensor as follows:

$$F_t = P_t \cdot S \tag{1}$$

$$T_{em} = R \cdot F_t \Rightarrow T_{em} = 2\pi R^2 \cdot L \cdot P_t \tag{2}$$

$$P_t = \frac{1}{\pi D \mu_o} \oint_c B_n B_t dc \tag{3}$$

where  $F_t$  is the tangential magnetic force,  $S$  is the gap surface,  $R$  is the radius of the rotor and  $L$  is the active motor length.

According to the above, torque is produced, not only by the high values of  $B_n$  and  $H_t$ , but also by the angle between them. Combining the appropriate values of  $B_n$  and  $H_t$  along with the magnetic field angle, losses can be optimally minimized, producing a given value of torque. Applying this to high rotating speed, the advantage of low core loss becomes significant.

#### B. Finite element analysis

The IPM motor has been analyzed by using a two dimensional FE model. Sensitivity analysis is performed in order to choose critical design parameters, to maximize efficiency, driving torque under load and to minimize size.

The rotor is made of solid silicon iron. The stator is made of laminated silicon non-oriented iron. High magnetic flux density is achieved with low loading current on the stator to minimize copper losses.

One of the most important issues when estimating core loss is spatial flux distribution. This becomes of particular importance when the motor rotates at high speeds. Flux density varies with rotor position and FEM simulation needs to be

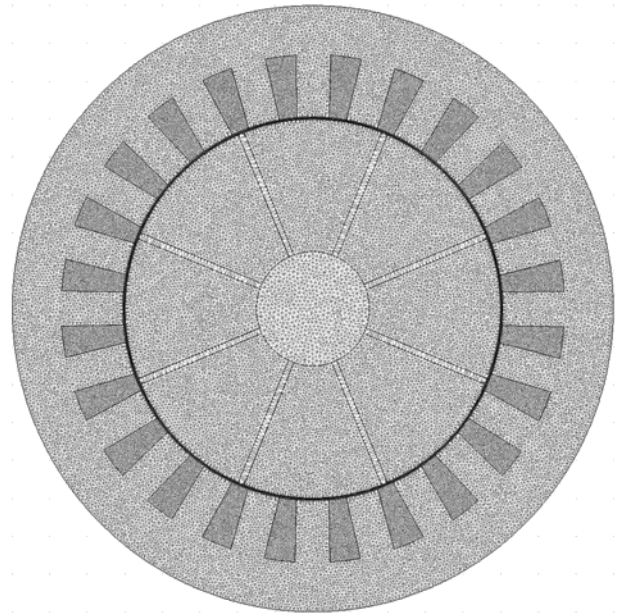


Fig. 3. Employed mesh used in the FE analysis involving 106.000 nodes

repeated for different positions of the rotor in a complete electrical cycle [2][4].

By performing the FEM simulation for different loading currents it is found that the motor reaches saturation which limits down its capability to produce more torque. The magnetic flux density distribution in the air-gap with stator current for maximum torque position is shown in Fig. 2. Fig. 3 shows the employed mesh comprising 106.000 nodes while the respective respective flux distribution in the motor is shown in Fig. 4.

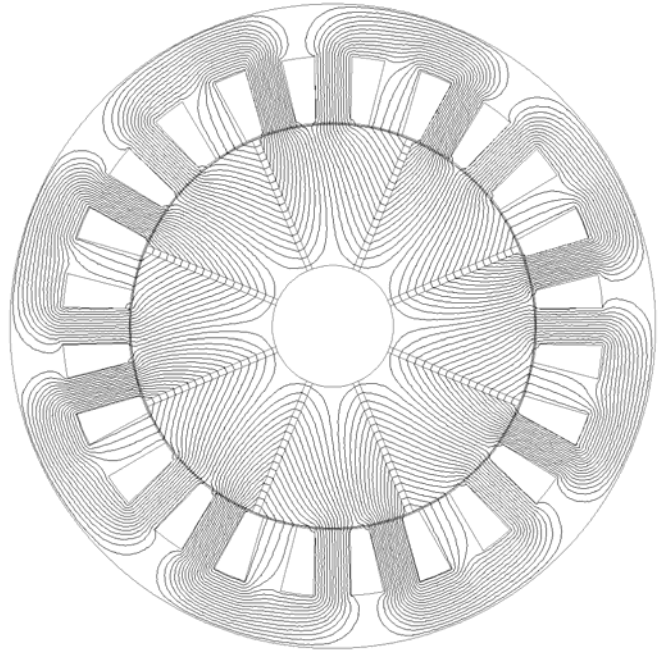


Fig. 4. Magnetic flux density distribution in the motor under full load.

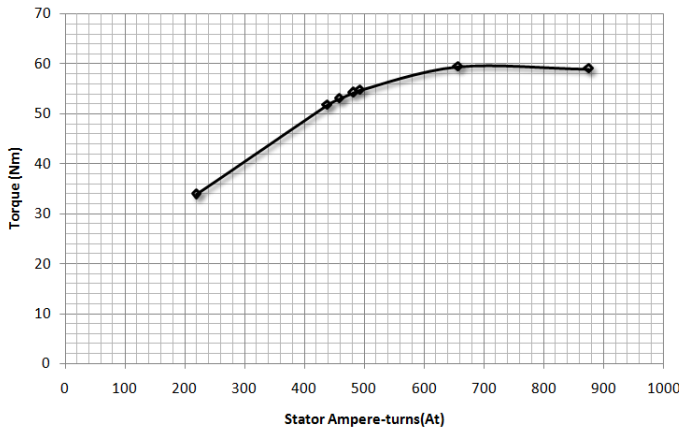


Fig. 5. Simulated maximum torque variation with loading current.

Further increase to the loading current would dramatically increase iron and copper losses and the motor operation would be inefficient [5]. The optimized value for the proposed scheme is found to be 500 ampere-turns, as illustrated in Fig. 5.

IV. EXPERIMENTAL VALIDATION

The implementation of an interior magnet motor has significant difficulties compared to a surface magnet motor mainly related to the rotor construction. Rotor construction has to deliver a robust structure and minimize diffraction at the same time.

For this reason, non magnet-permissive material has been used to hold the solid iron part of the rotor, which ensures that the iron will not collapse under high rotating speed.

The screws that hold the rotor rigid are made of non magnet-permissive material, as otherwise strong eddy currents would appear on the cast aluminium stands, as shown in Fig. 6, presenting the constructed prototype.



Fig. 6. The 8-Pole IPMM Prototype

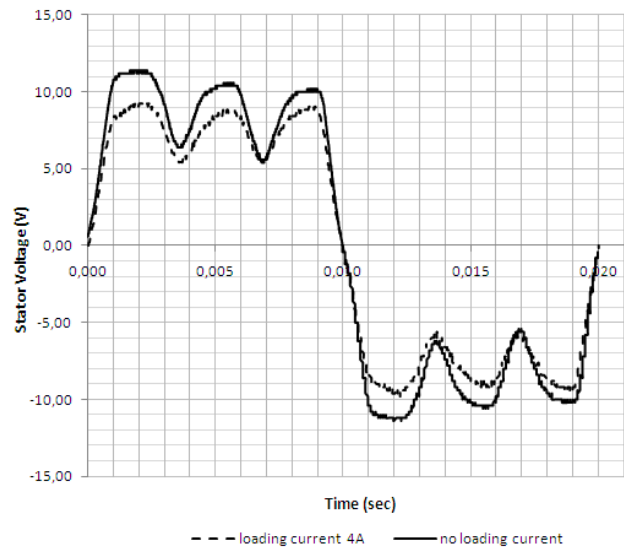


Fig. 7. Measured phase voltage time variation with rotor rotation at no load and load respectively.

The motor has been designed to be driven by a fuel cell stack, capable of producing 2 kW. The voltage that the fuel cell is capable of is 24V and for this reasons the motor windings have been designed accordingly.

Figure 7 compares the measured voltage at one group winding terminals at no load and for a loading current of 4 A. Moreover, the measured output characteristics of the machine with loading are illustrated in Fig. 9. The comparison of no load voltage between simulated and measured results is given in Fig. 10. In this figure it may be noted the relatively good agreement of simulated and experimental results.

Wheel motors have to follow the rotating speed of the wheel, the actual size of which is such, that allows rotating speed up to 1000-1500 rpm. When selecting a direct coupling of the motor on the wheel it is no more possible to increase power by increasing speed. That is why the torque optimization becomes crucial in such an application.

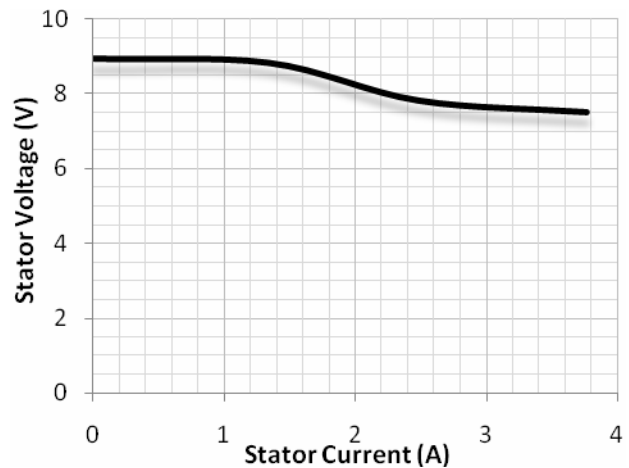


Fig. 9. Measured stator phase voltage variation with load current

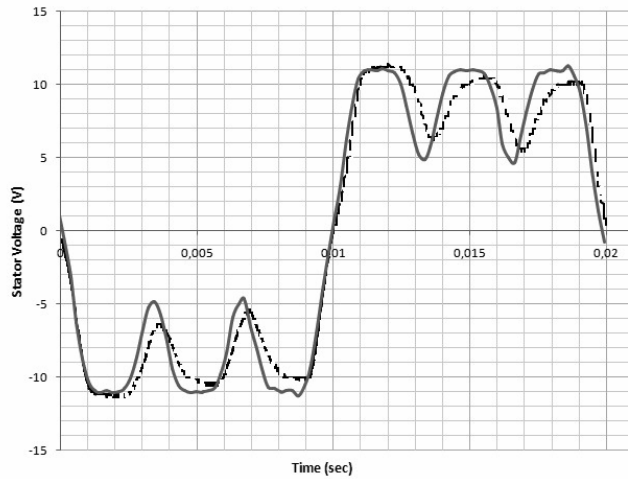


Fig. 10. Comparison of no load machine voltage at nominal speed of 750 rpm.  
 — : Measured results  
 - - - : Simulated results

V. CONCLUSION

The paper has presented the design of a wheel internal permanent magnet motor for electric vehicle applications. An appropriate preliminary analysis enabled to specify the motor basic features and finite element modeling to determine the detailed motor configuration. The proposed methodology has been validated by measuring the motor performance in a prototype.

REFERENCES

- [1] Katsumi Yamazaki, Torque and Efficiency Calculation of an Interior Permanent Magnet Motor Considering Harmonic Iron Losses of Both the Stator and Rotor, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, No 3, May 2003.
- [2] K. J. Tseng, S. B. Wee, Analysis of Flux Distribution and Core Losses in Interior Permanent Magnet Motor, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No 4, Dec 1999.
- [3] Kenji Nakamura, Kenichi Saito, and Osamu Ichinokura, Dynamic Analysis of Interior Permanent Magnet Motor Based on a Magnetic Circuit Model, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, No. 5, September 2003.
- [4] Yee-Pien Yang and Down Su Chuang, Optimal Design and Control of a Wheel Motor for Electric Passenger Cars, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 43, NO. 1, January 2007.
- [5] R.H. Staunton, S.C. Nelson, P.J. Otaduy, J.W. McKeever, J.M. Bailey, S. Das, R.L. Smith, PM Motor Parametric Design Analyses for a Hybrid Electric Vehicle Traction drive application, *Oak Ridge National Laboratory*, ORNL/TM-2004/217.
- [6] J.W. Park, D. H. Koo, J. M. Kim, and H. G. Kim, Improvement of control characteristics of permanent-magnet synchronous motor for electric vehicle, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1754–1760, 2001.
- [7] D. J. Sim, D. H. Cho, J. S. Chun, H. K. Jung, and T. K. Chung, Efficiency optimization of interior permanent magnet synchronous motor using generic algorithms, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 2, pp. 1880–1883, 1997.
- [8] T. Ohnishi and N. Takahashi, Optimal design of efficient IPM motor using finite element method, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp.3537–3539, 2000.

## PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE DRIVES FOR ELECTRIC VEHICLE APPLICATIONS

### D. Gyparakis

National Technical University of Athens  
Faculty of Electrical and Computer Engineering  
9 Iroon Polytechniou st., 15773, Athens, Greece  
[dgyparakis@gmail.com](mailto:dgyparakis@gmail.com)

### N. Apostolopoulos

National Technical University of Athens  
Faculty of Electrical and Computer Engineering  
9 Iroon Polytechniou st., 15773, Athens, Greece  
[nkapolopoulos@gmail.com](mailto:nkapolopoulos@gmail.com)

### C. Patsios

National Technical University of Athens  
Faculty of Electrical and Computer Engineering  
9 Iroon Polytechniou st., 15773, Athens, Greece  
[hpatsios@central.ntua.gr](mailto:hpatsios@central.ntua.gr)

### K. Laskaris

National Technical University of Athens  
Faculty of Electrical and Computer Engineering  
9 Iroon Polytechniou st., 15773, Athens, Greece  
[laskaris@gmail.com](mailto:laskaris@gmail.com)

### A. Kladas

National Technical University of Athens  
Faculty of Electrical and Computer Engineering  
9 Iroon Polytechniou st., 15773, Athens, Greece  
[kladasel@central.ntua.gr](mailto:kladasel@central.ntua.gr)

## ABSTRACT

Nowadays, the ever-increasing worldwide environmental concern, has rekindled the scientific and commercial interest on electric and hybrid electric vehicles (EVs and HEVs). In such vehicles the motor and the power electronic converter supplying it are core components. In this paper, in a first step, a review of the most popular topologies of motors used in EVs and HEVs is performed. In a second step, recent trends in inverter pulse width modulation are presented and two of the most widespread motor control techniques are analyzed. Finally, two laboratory-developed prototypes of EVs employing Permanent Magnet Synchronous Machines are presented, namely: a low-power high-efficiency plug-in EV used for demonstration purposes and a 60kW EV based on an existing car coach.

## KEYWORDS

Electric vehicles, permanent magnet synchronous machine, power converter, pulse width modulation, vector control, direct torque control.

## 1. INTRODUCTION

Public consciousness and worldwide government policies regarding emissions are pushing the automotive industry towards “greener” solutions such as EVs and HEVs. Although the benefits of electric and hybrid electric configurations have been identified for over a century ago by engineers, poor battery capacitance, decrease of oil prices and low energy density had led to the disappearance of electric vehicle from the market [1].

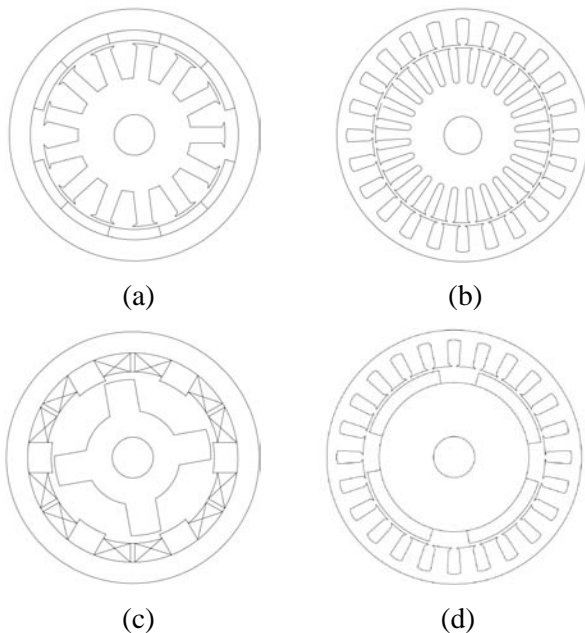
Nowadays, EVs and HEVs have been identified to be the most viable solutions to fundamentally solve the problems associated with internal combustion engine vehicles [2]–[4]. To this end, the advances in the fields of power electronics and battery technology has played a key role. Electric drives, however, are the core technology for EVs and HEVs. The basic requirements for an electric drive for EVs include, high torque and power density, wide speed range, high efficiency over wide torque and speed ranges, wide constant-power

operating capability, high reliability and robustness for vehicular environment, low acoustic noise [5].

In this paper a review of up-to-date drive topologies as well as control techniques for PMSM EVs is performed. Furthermore two particular prototypes of EVs are presented, namely: a low-power high-efficiency plug-in EV used for demonstration purposes and a 60kW EV based on an existing car coach.

## 2. MOTOR TOPOLOGIES

There is a wide variety of electric motors that can be found in modern EVs [6], however, there are four major types that can be characterized as the most viable ones shown in Fig. 1, namely: DC motor, Induction motor (IM), Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) and the Reluctance motor (RM).



**Figure 1.** EV drive topologies (a) DC (b) IM (c) RM (d) PMSM

### 2.1 DC DRIVES

DC motors are a viable topology for EVs mainly due to the fact that they are a well established and simple technology. Due to the orthogonal disposition of field and armature MMFs, their control is also quite simple and easy to implement. Moreover, the use of Permanent Magnets (PMs) instead of a field winding in dc drives, results in smaller stator diameters due to the increase of available radial space, while, owing to the low permeability of PMs, armature reaction is usually reduced and commutation is improved [5].

Although DC motors were mainly preferred in variable speed operation applications before the development of advanced power electronics, today they exhibit many disadvantages such as: low power

density compared with alternative technologies, costly maintenance of the coal brushes (about every 3,000 hours) and low efficiency, although efficiencies over 85% are feasible [6].

### 2.2 INDUCTION DRIVES

The IM topology is favorable in terms of its simplicity, lacking several parts such as rotor windings, an exciter, rotating diodes or permanent magnets while on the same time they are almost maintenance free. IM machines are conveniently operated through reliable voltage source inverters (VSI) allowing safe operation under several hazardous conditions such as stator short circuits, that can prove a liability in the case of PMSMs where there is no control over the excitation and thus the magnets can be demagnetized. Additionally, manufacturing techniques such as slot skewing lead to reduced acoustic noise and vibrations. The simplicity of IMs makes them highly attractive in terms of cost of acquisition.

However, the control of induction machines is much more demanding than that of DC machines mainly due to the nonlinearities of their dynamic model. In order to overcome the latter setback, field-oriented control has been introduced and research is continually pushing towards more sophisticated and efficient strategies [5].

In EVs, the peak efficiency of IMs is usually lower compared to industrial applications, in order to obtain a better performance curve over a wider speed range [5]. 75% efficiency is considered a good figure of merit for a small variable speed motor [7]. However, new design approaches are constantly developed to improve the power density of EV induction drives by up to 30% [8]. Particular designs aiming in the reduction of mechanical vibration and acoustic noise of IMs have also been analyzed for EVs [9]. In addition, electrically pole-changing schemes have been developed for the EV induction drives, which can significantly extend the constant-power operating region to over four times the base speed [10].

### 2.3 SYNCHRONOUS PM DRIVES

PM Synchronous machines are constantly gaining ground in the field of EVs due to distinct advantages such as high efficiency, high power density, and high reliability [5]. To this end, the development of high coercivity neodymium-iron-boron magnets in the early 1980's has played a significant role [6].

There is a great variety of PM arrangements and possible geometries [5]. According to the directions of magnetic flux paths and current-carrying conductors, PM machine topologies for EVs can be classified mainly as radial-field and axial-field.

Axial-flux machines usually have magnets mounted on the surface of the rotor, while radial-flux machines may have the magnets either surface mounted or internal mounted [6]. Although, the rotor PM topologies are the most popular, PM machines can be further classified in stator PM, hybrid PM and memory PM topologies [5].

The main drawback of PMSM drives is their relatively higher cost due to PM materials. In addition the PMs are usually brittle and temperature sensitive while deficient cooling may lead to reduction in performance and permanent demagnetization [11].

## 2.4 SWITCHED RELUCTANCE DRIVES

Although Switched Reluctance Motors (SRMs) are not yet released commercially, they are gaining increased consideration due to the concern of price increase and shortage of magnetic material when the electric vehicles enter mass production [12].

SRMs have the advantages of simple construction, low cost and exceptional torque-speed characteristics. However, their design and control are difficult to implement. Various control techniques have been demonstrated in order to cope with the machine nonlinearities, extend their constant-power region and reduce vibrations and related acoustic noise [5].

## 3. PMSM CONTROL

Both the modulation strategy and the control scheme used on a drive system have a strong correlation with its performance. Nowadays, there is a wide variety of methods used on both fields, each with its unique characteristics and consequently several ways of classifying them. The methods presented in this paper, are selected due to their popularity and are addressed to PMSM drives, however they can be equally used in IM drives.

This section is divided in two parts:

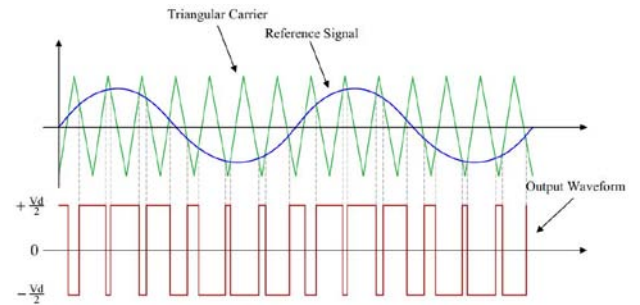
- a) inverter modulation strategies
- b) motor control strategies

### 3.1 INVERTER MODULATION STRATEGIES

The goal of a modulation technique is to produce the optimum voltage and current waveforms with minimum power losses. However, the type of modulation used also affects other aspects of system operation, such as common-mode voltage reduction, dc voltage balancing, input current harmonics minimization, and low  $dv/dt$  [13]. The method employed not only depends on the objectives to be achieved but also on the converter topology.

- a) *Conventional Pulswidth Modulation*

The conventional PWM is the most widespread modulation method because of its high performance, simplicity, fixed switching frequency, and easy digital and analog implementation [13]. As shown in Fig. 2, the technique is based on the comparison of a reference signal, usually a sinusoidal reference, with a triangular carrier. Depending on the result of the comparison between the reference signal and the carrier, a group of power semiconductors are switched on and another off. Thus, the obtained output voltage waveform is a switched signal with a harmonic spectrum containing the fundamental harmonic of the reference signal and some harmonic distortion around the carrier frequency and its multiple values. The basic PWM can be bipolar or unipolar meaning that the output waveform can consist of two or three voltage levels respectively.



**Figure 2.** Conventional PWM

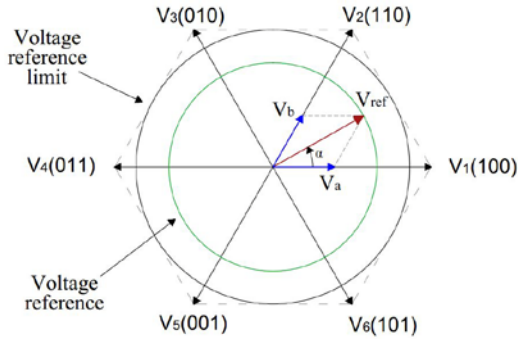
Usually a third harmonic is injected in the reference voltage in order to obtain a better utilization of the DC voltage [13]. The third harmonic doesn't cause problems in the circuit operation since it is canceled in the line-to-line voltages. Another way to achieve third harmonic injection is by using a min-max sequence injection as explained in [13].

#### b) *Space Vector Modulation*

The Space Vector Modulation (SVM) does not use carriers and comparators to generate the switching of a power converter but rather it is based on a vector representation of the possible phase to neutral voltages than can be generated by the converter [14]. The three phase voltages are represented as vectors in a two-dimensional  $\alpha\beta$  plane (the  $\gamma$  component of these vectors is zero considering the neutral current is zero), as shown in Fig. 3. This describes the possible vectors that can be used by the converter representing the six active switching states of the conventional three-phase two-level converter. The reference voltage is represented using the same frame, as a linear combination of the three nearest switching vectors. Although the SVM is a vector representation of the PWM method with a third harmonic injection, it has been claimed superior to PWM due to its better dc-



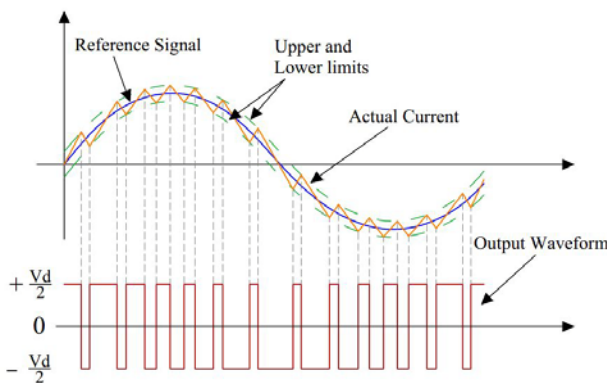
link voltage utilization [13]. Another benefit of the SVM technique is the fact that the switching sequence can be changed by design in order to achieve control targets such as common-mode voltage elimination, current ripple reduction, and switching losses minimization [13].



**Figure 3.** Synthesis of voltage reference in Space Vector modulation.

### c) Hysteresis control

The basic implementation of hysteresis current control is based on the comparison of a measured control variable with a fixed tolerance band. In the case of a power converter, the switching signals are generated as a result of the comparison of the actual phase current with the tolerance band around the reference current associated with that phase, as shown in Fig. 4. This leads to a non-periodic switching of the converter switches (i.e. the switching frequency varies) and as a result the harmonic spectrum can be broad. On the other hand, phase current interactions, a typical characteristic of three-phase systems, have to be considered when designing a hysteresis controller.



**Figure 4.** Hysteresis modulation.

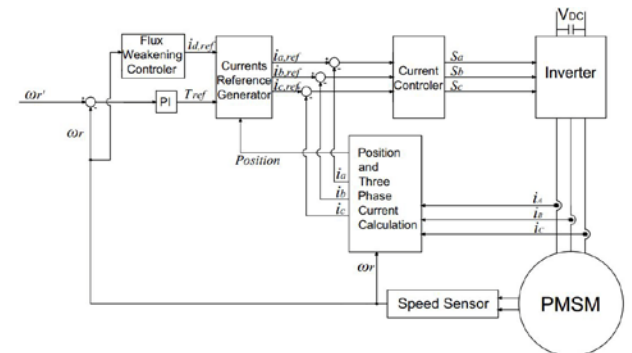
## 3.2 MOTOR CONTROL STRATEGIES

Although there is a large number of controllers for PMSM drive systems, the heart of each technique lies in control loops of the motor's developed torque and flux. In this paper two of the most common closed loop speed-control techniques for PMSMs are presented: the vector control (also known as field oriented control) and the direct

torque control. However more sophisticated control techniques such as artificial intelligence or sensorless controllers have been reported in the literature.

### a) Vector control

The vector control (VC) technique is invented by Blaschke [4] in the 1970's. In this technique the stator current is decomposed into flux and torque producing components for obtaining the decoupled control of PMSM drive in a way similar to the separately excited DC motor. As shown in Fig. 5, the rotor speed,  $\omega_r$ , is compared with a reference speed  $\omega_r'$ . The error is passed on a PI speed controller, which generates the reference torque,  $T_{ref}$  which in turn is used to generate q-axis reference current  $i_{q,ref}$ . The reference field current,  $i_{d,ref}$ , will depend on the rotor speed should it be used in order to take advantage of the flux-weakening area of the drive's torque-speed characteristic. Three phase current references ( $i_{a,ref}$ ,  $i_{b,ref}$ ,  $i_{c,ref}$ ) are then calculated, by transforming the d and q axis components of stator currents and compared to the actual winding currents of the PMSM. The current errors are fed to the PWM unit, which generates the switching signals for the inverter.



**Figure 5.** Vector controller

### b) Direct torque control

Direct torque control (DTC) is similar to the vector control in terms of separate flux and torque component control, however, it does not rely on current commands and depends less on the system parameters [13]. As shown in Fig. 6 in a DTC system the speed error is used in order to produce the reference torque,  $T_{ref}$ , and flux,  $\phi_{ref}$ , signals. An estimator is used to estimate the stator flux linkages in stationary reference frame and the developed electromagnetic torque of PMSM. The estimator inputs the dc link voltage, the phase currents of the PMSM and the switching status of the inverter, obtained by optimum voltage vector selection table. The phase voltages of the PMSM are obtained from the switching status of the inverter and the dc link voltage.





**Figure 10.** Power converter for a small exhibition EV drive

#### 4.2 DEVELOPMENT OF AN EVS BASED ON EXISTING CAR COACHES

Fig. 11 shows the development of an EV based on an existing Smart car coach. The motor employed is a 60kW surface PMSM shown in Fig. 12. The power converter main characteristics are summarized in Table 3.



**Figure 11.** Development of an EV based on a Smart car coach



**Figure 12.** Assembled motor for a 60kW EV used on an existing car coach

Topology	Three level NPC converter
Nominal Power	180 kW
Rated current	600 A
Rated voltage	300 V
Pulse Modulation	Space Vector Modulation
Control method	Vector control

**Table 3.** Power converter parameters for a 60kW EV

## 5. CONCLUSIONS

In this paper, a review of the most popular topologies of motors used in EV and HEV applications has been performed. Furthermore, a synopsis of recent trends in inverter pulse width modulation and motor control techniques has been carried out. Finally, two laboratory-developed prototypes of EVs employing Permanent Magnet Synchronous Machines have been presented, namely: a low-power high-efficiency plug-in EV used for demonstration purposes and a converted 60kW EV based on an existing car coach.

## 6. ACKNOWLEDGMENTS

This work has been supported by the Greek Secretariat for Research and Technology under 09SYN-51-988 grant.

## REFERENCES

1. Momoh, O.D., Omoigui, M.O., 7-10 Sept. 2009, "An Overview of Hybrid Electric Vehicle Technology", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09.
2. C. C. Chan and K. T. Chau, "Modern Electric Vehicle Technology", Oxford, U.K.: Oxford Univ. Press, 2001.
3. M. Ehsani, K. M. Rahman, and H. A. Toliyat, Feb. 1997, "Propulsion system design of electric and hybrid vehicles," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, no. 1, pp. 19–27.
4. K. T. Chau and C. C. Chan, Apr. 2007, "Emerging energy-efficient technologies for hybrid electric vehicles," Proc. IEEE, vol. 95, no. 4, pp. 821–835.
5. Chau, K.T., Chan, C.C., Chunhua Liu, June 2008, "Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, Iss. 6, p.p. 2246-2257.
6. de Santiago, J., Bernhoff, H., Ekegard, B., Eriksson, S., Ferhatovic, S., Waters, R., Leijon, M., "Electrical Motor Drivelines in Commercial All Electric Vehicles: a Review", Dec. 2011, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. PP, Iss. 99.
7. S. Pathak and R. Prakash, 2006, "Development of High Performance AC Drive Train," IEEE Conference on Electric and Hybrid Vehicles, ICEHV '06., pp. 1-3.
8. T.Wang, P. Zheng, and S. Cheng, Jan. 2005, "Design characteristics of the induction motor used for hybrid electric vehicle", IEEE Trans. Magn., vol. 41, no. 1, p.p. 505-508.
9. W. C. Lo, C. C. Chan, Z. Q. Zhu, L. Xu, D. Howe, and K. T. Chau, Aug. 200, "Acoustic noise radiated by PWM-controlled induction machine drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 4, pp. 880–889.
10. S. Z. Jiang, K. T. Chau, and C. C. Chan, Feb. 2003, "Spectral analysis of a new six-phase pole-changing induction motor drive for electric vehicles," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 50, no. 1, pp. 123–131.
11. M. A. Rahman and M. A. Masrur, 2009, "Advances

- on IPM technology for hybrid electric vehicles,” IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC '09, pp. 92-97.
12. Y. Takano et al., 2010 “Design and analysis of a switched reluctance motor for next generation hybrid vehicle without PM materials,” International Conference in Power Electronics (IPEC), 2010, pp. 1801-1806.
  13. Kazmierkowski, M.P., Franquelo, L.G., Rodriguez, J., Perez, M.A., Leon, J.I., Sep. 2011, IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol. 5, Iss. 3, pp. 6-26.
  14. L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S., Kouro, R. Portillo, and M. M. Prats, June 2008 “The age of multilevel converters arrives”, Ind. Electron. Mag., vol. 2, no. 2, pp. 28–39.
  15. F. Blaschke, 1972, “The Principle of Field-Orientation as Applied to the New Tranvektor Closed Loop Control System for Rotating Field Machines”, Proc. Siemens Review Vol.39, pp.217-220.

## **Σχεδίαση και Κατασκευή Κινητήρα Τροχού Μονίμων Μαγνητών Υψηλής Απόδοσης για την ανάπτυξη πρότυπου Ηλεκτρικού Οχήματος**

E. Θεοδώρου, Β. Παπανικολάου, Κ. Λάσκαρης και Α. Κλαδάς  
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών, Εθνικό Μετσόβιο  
Πολυτεχνείο

### **ΠΕΡΙΛΗΨΗ**

Το άρθρο παρουσιάζει τη σχεδιομελέτη και κατασκευή δεκαπολικού σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών, με τυλίγματα κλασματικού βήματος για εφαρμογή σε πρότυπο όχημα χαμηλής ενεργειακής κατανάλωσης. Η μεθοδολογία βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκε πριμοδοτεί την απόδοση έναντι της επίδοσης και εφαρμόζεται σε κινητήρα-τροχό χαμηλής ταχύτητας. Ο προτεινόμενος κινητήρας είναι τύπου εξωτερικού δρομέα επιφανειακών μαγνητών από κράμα NdFeB. Η τελική φάση της σχεδίασης περιλαμβάνει προσομοίωση με τη βοήθεια της μεθόδου των πεπερασμένων στοιχείων σε συνδυασμό με τεχνικές ανάλυσης ευαισθησίας παραμέτρων και τα αποτελέσματα επιβεβαιώνονται πειραματικά. Ο κινητήρας παρά την μικρή ισχύ του παρουσιάζει απόδοση μεγαλύτερη του 90% σε όλες τις λειτουργικές φορτίσεις. Το πρότυπο όχημα που κατασκευάστηκε, περιλαμβάνει σύστημα ηλεκτρικής κίνησης που σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε εξ ολοκλήρου από φοιτητές της Σχολής ΗΜ&ΜΥ του ΕΜΠ, και έλαβε μέρος στον ευρωπαϊκό διαγωνισμό εξοικονόμησης ενέργειας στις μεταφορές "Shell Eco Marathon 2011" επιτυγχάνοντας να διανύσει 3492 χλμ. με κατανάλωση ενέργειας που αντιστοιχεί σε 1 λίτρο βενζίνης.

## **High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor Design and Construction for Electric Vehicle Prototype Development**

E. Theodorou, V. Papanikolaou, K. Laskaris and A. Kladas  
Faculty of Electrical & Computer Engineering, National Technical University of  
Athens

### **ABSTRACT**

This paper describes the design process and construction of a 10-pole permanent magnet synchronous motor, with fractional-pitch windings for a low energy consumption prototype vehicle. The optimization procedure developed favours efficiency requirements over performance for direct-drive low speed application. The proposed motor has external rotor configuration with surface mounted NdFeB magnets. The final design stage involves finite element modelling in conjunction with sensitivity analysis and the obtained results have been validated by measurements. The motor despite its very low power presents efficiency greater than 90% under all operating conditions. The prototype vehicle developed, incorporating a traction system entirely designed and constructed by students of the ECE department of NTUA, participated in the European competition for energy efficiency "Shell Eco Marathon 2011" and succeeded to cover 3492 km consuming energy corresponding to 1 liter of fuel.

## 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η παρούσα εργασία επιχειρεί τη σχεδίαση ηλεκτρικού κινητήρα για εφαρμογή σε σύστημα ηλεκτρικής κίνησης οχήματος, χρησιμοποιώντας ως κύριο κριτήριο βελτιστοποίησης τη μείωση των απωλειών. Το όχημα για το οποίο σχεδιάζεται και κατασκευάζεται ο κινητήρας προορίζεται να συμμετάσχει στον ευρωπαϊκό διαγωνισμό πρότυπων μονοθέσιων οχημάτων οικονομικής μετακίνησης. Η εργασία σε ένα πρώτο βήμα προσδιορίζει τις προδιαγραφές των κύριων λειτουργικών χαρακτηριστικών του κινητήρα και σε ένα δεύτερο βήμα αναπτύσσει τη μελέτη σχεδίασης και διαμόρφωσης όλων των συνιστωσών του. Συγκεκριμένα, ο κινητήρας χαρακτηρίζεται από χαμηλή ισχύ (~ 0.6 kW) , χαμηλή ταχύτητα περιστροφής (~ 400 ΣΑΛ ), και ταυτόχρονα πολύ υψηλή απόδοση (> 90%), με δυνατότητα παροχής υψηλής ροπής εκκίνησης.

Αρχικά, πραγματοποιείται διερεύνηση των δυνατοτήτων, των περιορισμών και των επιλογών που υπάρχουν αναφορικά με τη χρήση ηλεκτρικών κινητήρων σε οχήματα. Μετά από μία σύντομη παρουσίαση του ηλεκτροκίνητου οχήματος ως εφαρμογή, ακολουθεί η συγκριτική παρουσίαση εναλλακτικών τύπων κινητήρα και τεκμηριώνεται η επιλογή της σχεδίασης κινητήρα μόνιμων μαγνητών [1-6].

Εξειδικεύεται η μεθοδολογία σχεδίασης του ηλεκτροκινητήρα που υιοθετήθηκε. Η μεθοδολογία αυτή αποτελεί μια σύνθετη διαδικασία της οποίας οι διάφορες επί μέρους δράσεις περιλαμβάνουν την επιλογή των κατάλληλων υλικών κατασκευής, τις θεωρητικές σχέσεις της προκαταρκτικής σχεδίασης των διαστάσεων και τα υπολογιστικά εργαλεία λεπτομερούς πεδιακής ανάλυσης, όπως τα μοντέλα πεπερασμένων στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν. Ακολουθεί η αναλυτική παρουσίαση και σύγκριση των διάφορων τύπων κινητήρων μόνιμων μαγνητών, αναφορικά με τη διάταξη, τη μαγνήτιση και την τοποθέτηση των μαγνητών. Δίνεται έμφαση στην τοπολογία εξωτερικού δρομέα και στη χρήση συγκεντρωμένου τυλίγματος κλασματικού βήματος και εξηγείται γιατί αυτά πρόκειται να υλοποιηθούν.

Στη συνέχεια παρατίθεται η εφαρμογή της προαναφερόμενης μεθοδολογίας ενώ αναπτύσσεται και η πλήρως παραμετροποιημένη σχεδίαση της μηχανής, για να ακολουθήσει η βελτιστοποίηση της γεωμετρίας της, μέσω της ανάλυσης ευαισθησίας βασικών παραμέτρων. Παρουσιάζονται επίσης τα αναμενόμενα χαρακτηριστικά του κινητήρα μόνιμων μαγνητών και η οριστική σχεδίαση του δοκιμίου προς κατασκευή. Τελικά, ακολουθεί η πειραματική επιβεβαίωση των χαρακτηριστικών επίδοσης και απόδοσης καθώς και η ενσωμάτωση του κινητήρα στον τροχό και το πρότυπο όχημα.

## 2. ΣΧΕΔΙΟΜΕΛΕΤΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Η απαίτηση για όχημα χαμηλών απωλειών υποδεικνύει την κατασκευή ενός κινητηρίου συστήματος υψηλής απόδοσης, στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, το οποίο να απαιτεί ταυτόχρονα χαμηλή ισχύ. Έχει επιλεγεί η προσαρμογή του κινητήρα στον τροχό ώστε να αποφευχθεί το κιβώτιο μετάδοσης, καθώς και οι επιπλέον απώλειες που αυτό συνεπάγεται. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο ο κινητήρας επιλέγεται με εξωτερικό δρομέα.

Για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, το όχημα καλείται να διανύσει περίπου 25 km σε πίστα χωρίς κλίση στο μέγιστο χρόνο των 51 λεπτών. Αυτό ισοδυναμεί με μέση ταχύτητα 29.4 km/h, δηλαδή περίπου 30 km/h. Βέβαια, για να αντισταθμιστεί ο χρόνος της εκκίνησης, θα πρέπει η ταχύτητα στη διάρκεια του αγώνα να κυμαίνεται από 30 km/h έως 35 km/h . Η εκκίνηση θα πρέπει να γίνει ομαλά, όπως και κάθε είδους επιτάχυνση ή επιβράδυνση κατά τη διάρκεια του αγώνα, με σκοπό την ελαχιστοποίηση των απωλειών και για αυτό το λόγο θα πρέπει να αυξηθεί η μέση ταχύτητα για το υπόλοιπο μέρος της διαδρομής.

### 2.1 Εκτίμηση βασικών προδιαγραφών κινητήρα

Δεδομένου ότι ο κινητήρας βρίσκεται εσωτερικά του τροχού, η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του τροχού ταυτίζεται με τη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Για τον υπολογισμό της γωνιακής αυτής ταχύτητας λαμβάνονται υπόψη τα παρακάτω μεγέθη:

- Η μέση ταχύτητα του οχήματος  $v_{mean} \sim 10$  m/sec
- Η ακτίνα του κινητηρίου τροχού  $r = 0.234$  m

Τελικά, προκύπτει η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής:

$$\omega_{rm} = \frac{v_{mean}}{r} = 41.55 \text{ rad/sec}$$

Από τη γωνιακή ταχύτητα υπολογίζονται και οι ονομαστικές στροφές:

$$n = 400 \text{ rpm ή ΣΑΛ}$$

Δεδομένων των απαιτήσεων εκκίνησης του οχήματος, ο κινητήρας υπερδιαστασιολογήθηκε, ώστε να εξασφαλισθεί ροπή εκκίνησης

$$T_{el} = 16 Nm$$

Άρα η επιθυμητή ονομαστική ισχύς είναι:

$$P_{el} = T_{el} \cdot \omega_{rm} = 670 Watt$$

## 2.2 Προκαταρκτική Σχεδίαση

Η προκαταρκτική σχεδίαση του κινητήρα με βάση τα μαγνητικά μεγέθη περιλαμβάνει τα ακόλουθα βήματα:

- Προσδιορισμό της επιφάνειας του διακένου, που θα εξασφαλίζει την απαραίτητη ηλεκτρομαγνητική ροπή σε μόνιμη και μεταβατική κατάσταση λειτουργίας.
- Προσδιορισμό των διαμορφώσεων του δρομέα και του στάτη, που επιτρέπουν τη δημιουργία κατάλληλου μαγνητικού πεδίου στο διάκενο.
- Έλεγχο των μαγνητικών και ηλεκτρικών ειδικών φορτίσεων.
- Ανάλυση των απωλειών σιδήρου και χαλκού.

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

$$F_t = P_t \cdot A$$

$$T_e = \frac{1}{2} \cdot D \cdot F_t$$

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

Επίσης, η επαπτομενική δύναμη και πίεση του διακένου δίνονται από τις σχέσεις:

$$F_t = L \cdot \oint_C B_n \cdot H_t \cdot dc \Rightarrow F_t = \frac{L}{\mu_0} \cdot \oint_C B_n \cdot B_t \cdot dc$$

$$P_t = \frac{1}{\pi \cdot D \cdot \mu_0} \cdot \oint_C B_n \cdot B_t \cdot dc$$

Τέλος, προκύπτει:

$$D^2 \cdot L = 52.24 cm^3$$

Η τελική διαστασιολόγηση του διακένου προκύπτει από την ολοκλήρωση της πεδιακής μελέτης και λαμβάνοντας υπόψη περιορισμούς που θέτει η κατασκευή του κινητήρα. Συγκεκριμένα, επιλέγονται οι διαστάσεις:

$$L = 20mm, D = 85mm$$

Το πλάτος του διακένου θα πρέπει να έχει την ελάχιστη δυνατή τιμή που επιτρέπουν οι εδράσεις και είναι:

$$g = 0.7mm$$

Η μέση ροή ανά πόλο υπολογίζεται:

$$\Phi = \frac{B_{av} \cdot \pi \cdot L \cdot D}{P} = \frac{0.7 \cdot \pi \cdot 20mm \cdot 85mm}{10} = 0.37 mWb$$

Για ενεργό τιμή φασικής τάσης  $e = 25 V$  οι σπείρες των πηνίων κάθε φάσης δίνονται από την παρακάτω σχέση:

$$N_i = \frac{e}{4.44 \cdot f \cdot \frac{P}{2} \cdot \Phi} = 92$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος δίνεται από τη σχέση:

$$I_{rms} = \frac{P_{el}}{3 \cdot e \cdot \cos \varphi} = 10.63A$$

Η αναγκαία διατομή αύλακος υπολογίζεται με κριτήριο τη μέγιστη πυκνότητα ρεύματος, η οποία τίθεται  $J = 4 \text{ A/mm}^2$ . Συνεπώς, η ελάχιστη ενεργή διατομή αύλακος υπολογίζεται ως εξής:

$$A_{Cu} = \frac{ME\Delta}{J} = 245 \text{ A/mm}^2$$

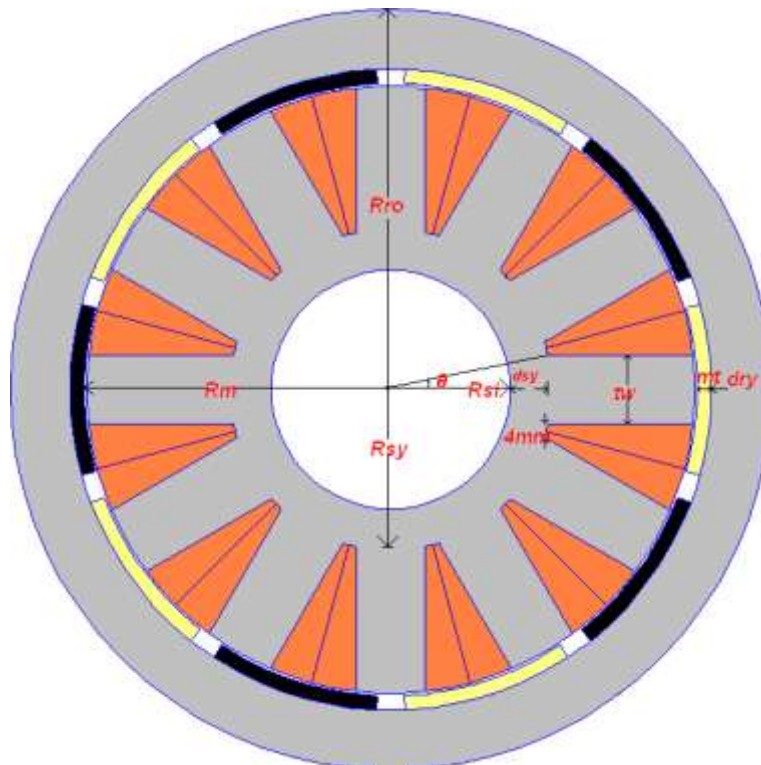
Θεωρώντας συντελεστή πληρότητας της αύλακας ίσο με 0.6, η συνολική διατομή κάθε αύλακας θα πρέπει να είναι τουλάχιστον:

$$A_{slot} = \frac{A_{Cu}}{0.6} = 408 \text{ mm}^2$$

Η ειδική μαγνητική φόρτιση έχει τεθεί ίση με 0.7 T ενώ η ειδική ηλεκτρική φόρτιση υπολογίζεται ως εξής:

$$ac = \frac{3 \cdot 2 \cdot N_i \cdot P / 2 \cdot I_{rms}}{\pi \cdot D} = 10992 \text{ A} \cdot \text{ε/m}$$

Η γεωμετρική διαμόρφωση του δρομέα καθορίζεται από την ανάγκη για χαμηλές απώλειες πυρήνα και δινორρευμάτων. Επιλέγεται δρομέας επιφανειακών μαγνητών γιατί παρουσιάζει αμελητέες απώλειες πυρήνα, καθώς ο επιφανειακός μαγνήτης επιβάλλει σχεδόν σταθερή μαγνητική επαγωγή στο σώμα του σιδήρου. Οι μαγνήτες κράματος Νεοδυμίου – Σιδήρου – Βορίου (NdFeB) επιλέγονται λόγω της μεγαλύτερης πυκνότητας ενέργειας που εμφανίζουν σε σχέση με τους υπόλοιπους διαθέσιμους τύπους μαγνητών. Η προτεινόμενη διαμόρφωση δρομέα απεικονίζεται στο σχήμα 1.

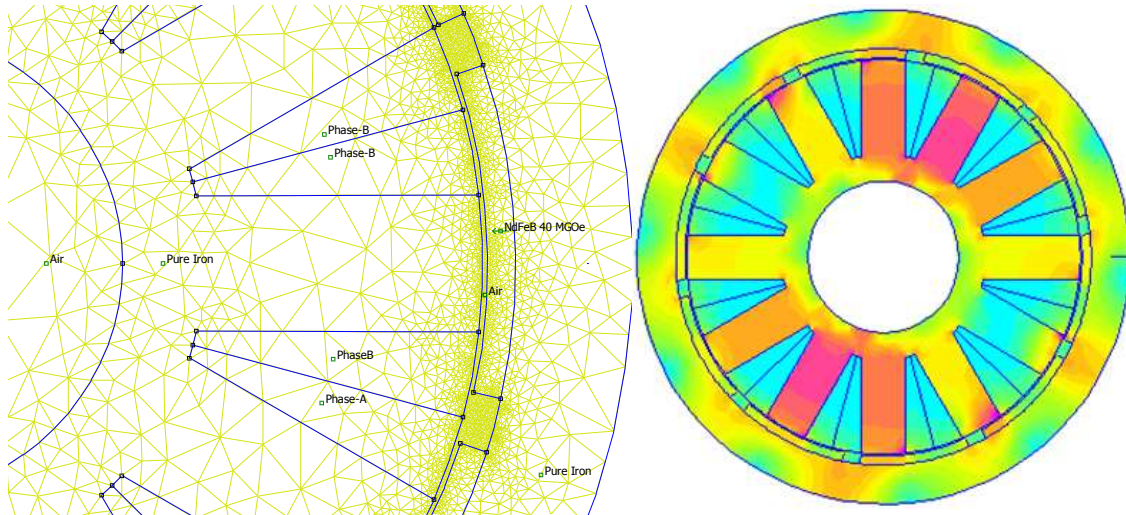


Σχ. 1 Αναπαράσταση της διαμόρφωσης του κινητήρα.



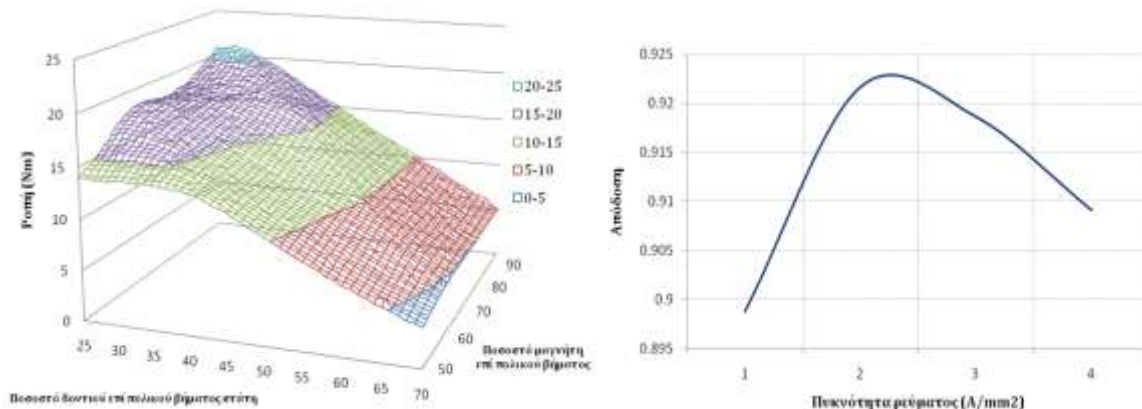
### 2.3 Οριστική Σχεδίαση – Ανάλυση Ευαισθησίας Παραμέτρων

Για να επιβεβαιωθεί η προκαταρκτική σχεδίαση και να εξετασθεί η ευαισθησία των παραμέτρων σε σχέση με τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων. Το πλέγμα που υιοθετήθηκε περιλαμβάνει 150.000 κόμβους και μία λεπτομέρειά του φαίνεται στο σχήμα 2α ενώ η κατανομή του μαγνητικού πεδίου σε ονομαστικές συνθήκες φαίνεται στο σχήμα 2β.



**Σχ. 2α** Λεπτομέρεια του πλέγματος των πεπερασμένων στοιχείων που υιοθετήθηκε. **Σχ. 2β** Κατανομή του μαγνητικού πεδίου του κινητήρα σε ονομαστική λειτουργία.

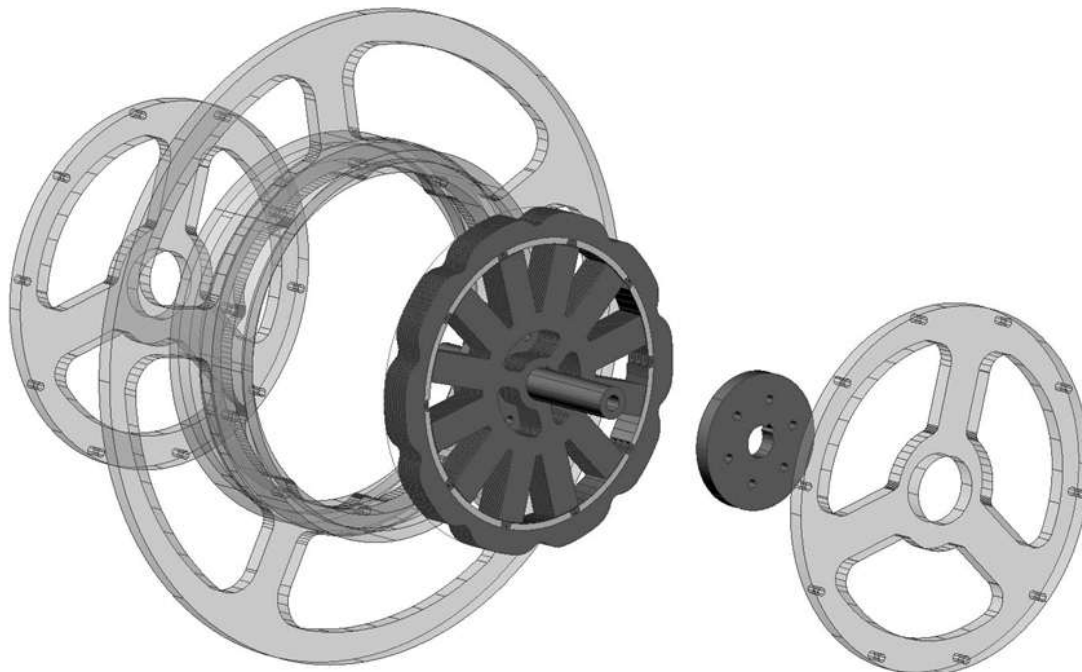
Προκειμένου να ολοκληρωθεί η σχεδίαση πραγματοποιήθηκε η ανάλυση ευαισθησίας των γεωμετρικών παραμέτρων αλλά και των χαρακτηριστικών των υλικών και των φορτίσεων. Στο σχήμα 3α παρουσιάζεται η ευαισθησία της ροπής του κινητήρα ως προς τις γεωμετρικές παραμέτρους του πάχους του δοντιού του στάτη και του πλάτους του μαγνήτη του δρομέα σε σχέση με το βήμα αύλακας και το πολικό βήμα, αντίστοιχα. Επιπλέον στο σχήμα 3β φαίνεται η ανάλυση ευαισθησίας της απόδοσης του κινητήρα σε σχέση με την πυκνότητα ρεύματος στα τυλίγματα. Από τα σχήματα αυτά μπορεί να συμπεράνει κανείς ότι η προσεγγιστική τιμή πάχους δοντιού ίσου με το 1/3 του βήματος αύλακας και πλάτους μαγνήτη ίσου με τα 2/3 του πολικού βήματος που υιοθετείται κατά την κλασική σχεδίαση είναι πολύ κοντά στο ολικό βέλτιστο. Αντίθετα η υιοθετούμενη τιμή πυκνότητας ρεύματος 4 A/mm<sup>2</sup> είναι σχετικά υψηλή σε σχέση με τη βέλτιστη για τον υπό σχεδίαση κινητήρα.



**Σχ. 3α** Ανάλυση ευαισθησίας της ροπής σε σχέση με τη γεωμετρία δοντιού και μαγνήτη. **Σχ. 3β** Ανάλυση ευαισθησίας της απόδοσης σε σχέση με την πυκνότητα ρεύματος.

### 3. ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΑΙ ΔΟΚΙΜΑΣΤΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ

Με την ολοκλήρωση του σχεδιασμού του κινητήρα πραγματοποιήθηκε η κατασκευή των συνιστωσών του και η συναρμολόγησή του στον κινητήριο τροχό όπως φαίνεται στο σχήμα 4. Η κατασκευή των πυρήνων του στάτη και του δρομέα του κινητήρα πραγματοποιήθηκαν από φύλλα μαγνητικής λαμαρίνας πάχους 0.35 mm που κόπηκαν και συναρμολογήθηκαν κατάλληλα. Για την τοποθέτηση και ευθυγράμμιση των φύλλων λαμαρίνας χρησιμοποιήθηκαν εργαλεία σύσφιξης από ανοξείδωτο ασάλι, σχεδιασμένα σε πρόγραμμα AutoCad ειδικά για τις ανάγκες της κατασκευής.



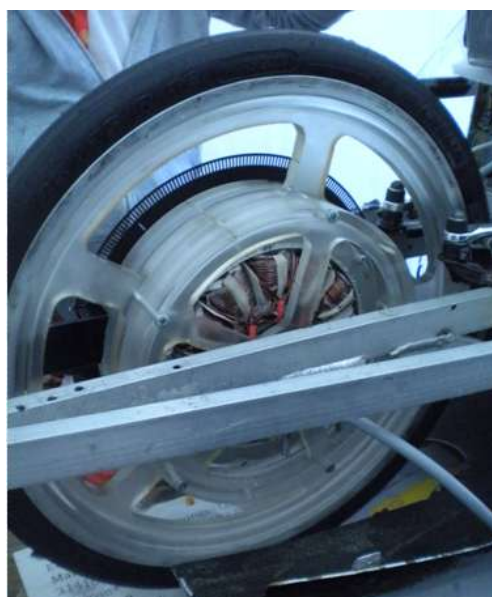
Σχ. 4 Ανάπτυγμα συνιστωσών κινητήρα-τροχού ηλεκτρικού οχήματος.

Αφού δημιουργήθηκε ο πυρήνας του στάτη και τοποθετήθηκε πάνω στον άξονά του, ποτίστηκε σε ειδική κόλλα ώστε να σταθεροποιηθεί το σύστημα. Μερικά από τα φύλλα που χρησιμοποιήθηκαν για το δρομέα διέθεταν ειδικές εγκοπές για την τοποθέτηση των μαγνητών. Οι μαγνήτες λειτουργήσαν και ως σταθεροποιητές για το σώμα του δρομέα.

Στη συνέχεια κατασκευάστηκε το τύλιγμα του στάτη χρησιμοποιώντας χάλκινο σύρμα διατομής  $3.5\text{mm}^2$  διαμορφώνοντας 35 σπείρες. Ο υπό κατασκευή στάτης φαίνεται στο σχήμα 5α ενώ ο κινητήριος τροχός του οχήματος στο σχήμα 5β, αντίστοιχα.



Σχ. 5α Φάση κατασκευής στάτη του κινητήρα μονίμων μαγνητών.



Σχ. 5β Ο κινητήρας μονίμων μαγνητών προσαρμοσμένος στον τροχό του οχήματος.

#### 4. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στο πλαίσιο της παρούσας εργασίας σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε κινητήρας υψηλής απόδοσης με σκοπό να ικανοποιεί τις προδιαγραφές που ετέθησαν από την εφαρμογή, η οποία αφορούσε την κίνηση ενός προτύπου οχήματος χαμηλών απωλειών.

Συγκεκριμένα, πρόκειται για κινητήρα μονίμων μαγνητών με επιφανειακή διάταξη σε εξωτερικό δρομέα, και απόδοσης άνω του 90% σε ικανοποιητικό εύρος μεταβολής της ισχύος εξόδου. Επιπλέον, σημαντική ήταν και η ικανότητα παροχής αυξημένης ροπής, σε σχέση με αυτήν που απαιτείται από την εφαρμογή. Ο εν λόγω κινητήρας κατασκευάστηκε και ενσωματώθηκε στον τροχό του οχήματος “Πυρφόρος”, στο πλαίσιο της συμμετοχής της ομάδας HMMY του ΕΜΠ στον ευρωπαϊκό διαγωνισμό οικονομίας καυσίμου Shell Eco Marathon 2011 (σχήμα 6). Στον διαγωνισμό αυτό το πρότυπο όχημα επέτυχε να διανύσει 3492 χλμ. με κατανάλωση ενέργειας που αντιστοιχεί σε 1 λίτρο βενζίνης.



**Σχ. 6** Πρότυπο όχημα “Πυρφόρος” της ομάδας HMMY του ΕΜΠ διαγωνιζόμενο στον ευρωπαϊκό διαγωνισμό οικονομίας καυσίμου Shell Eco Marathon 2011.

#### ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] A.M. El-Refai, “Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, no. 1, pp. 107-121, Jan. 2010.
- [2] K. Laskaris and A. Kladas, “Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, no. 1, pp. 138-145, Jan. 2010.
- [3] J.K. Tangudu, T.M. Jahns, A.M. El-Refai, “Core loss prediction using magnetic circuit model for fractional-slot concentrated-winding interior permanent magnet machines”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2010 (ECCE 2010), pp. 1004 – 1011, 2010
- [4] Mitch Olszewski, “Fractional-Slot Surface Mounted PM Motors with Concentrated Windings for HEV Traction Drives”, Energy Efficiency and Renewable Energy Freedom CAR and Vehicle Technologies, Vehicle Systems Team, 2005.
- [5] Khwaja M. Rahman, Nitin R. Patel, Terence G. Ward, James M. Nagashima, Federico Caricchi, Fabio Crescimbin, “Application of Direct-Drive Wheel Motor for Fuel Cell Electric and Hybrid Electric Vehicle Propulsion System”, Industry Applications Society Annual Meeting, Seattle, WA, October 2001, Paper IPCSD-06-029.
- [6] R. H. Staunton, S.C. Nelson et. Al. , “PM motor parametric design analyses for a Hybrid Electric Vehicle traction drive application” , Oak Ridge National Laboratory, September 2004.

# Konstantinos Laskaris

## Business Address

9 Iroon Polytechniou Street  
Zografou Campus, 15780 Athens, Greece  
(+30) 210 7723765  
[laskaris@central.ntua.gr](mailto:laskaris@central.ntua.gr)

## Home Address

[laskaris@gmail.com](mailto:laskaris@gmail.com)

## EDUCATION

### National Technical University of Athens

*Athens, GR*

Ph.D. Faculty of Electrical and Computer Engineering, December 2011.

Thesis: Design and Construction of Permanent Magnet Motors for Electric Vehicle Applications.

### Imperial College London

*London, UK*

MSc. Communications and Signal Processing, November 2004.

Thesis: Hardware Design for 3D Image Reconstruction and Video Stereovision.

### National Technical University of Athens

*Athens, GR*

Dip. Eng. Faculty of Electrical and Computer Engineering, November 2002.

Diploma thesis: Modeling of 3-phase Induction Motor for Electric Traction Applications, with mark 10/10.

## AWARDS

### Shell EcoMarathon® Pan-European Fuel Economy Competition

Team Leader of Prometheus Team, Lausitz Germany, May 2011.

Best Greek and 7th international performance of "Pyrforos" research prototype vehicle in Europe, achieving 3492 km/l of fuel. <http://sem.ntua.gr/>

## RESEARCH

### Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics, NTUA

*Athens, GR*

## EXPERIENCE

Advisor: Prof. Antonios G. Kladas

- Currently working on permanent magnet traction motor design using Finite Element Methods. Focus is on the applied motor Field Oriented Control for maximum system power utilization.
- Work involves iron loss modeling using numerical techniques and optimization methodology development for permanent magnet traction motors.
- Defined a novel numerical tool, the Power Utilization Coefficient (PUC) that provides an objective criterion used to constrain traction system oversizing, under constant power control strategies.
- Introduced advanced optimization methodology, based on moving boundary technique in conjunction with sequential Vernier increase of optimization variables, in order to provide optimal shape in permanent magnets for maximum power density.

- Separated the contribution of back Electromotive Force waveform shape, in iron losses, providing a detailed quantitative analysis, validated by a sequence of experiments.
- Modeled iron losses incorporating field rotation and losses due to minor hysteresis loops for both the stator and the rotor.
- Incorporated experimental data into a dynamic model for dynamic torque angle correction in Field Oriented Control.

(Mar. 2007 – present)

## TEACHING EXPERIENCE

### **NTUA, Faculty of Electrical and Computer Engineering**

*Athens, GR*

Teaching Assistant

(April 2007 – present)

Courses involved:

- Electrical Machines I
- Electrical Machines II
- Electrical Machine Design using Finite Element Methods

### **Technological Educational Institute of Piraeus**

*Piraeus, GR*

Department of Electrical Engineering

Adjunct Lecturer

(September 2009 – present)

Courses involved:

- Electrical Machines I
- Renewable Energy Sources I
- Renewable Energy Sources II
- Electrical Energy Systems II

## WORK EXPERIENCE

### **Siemens A.G - DIP (Development Innovations & Projects)**

*Athens, GR*

DSP Engineer

*Aug. 2005 – Feb. 2007*

Worked in the design and development of telecommunications software subsystems for protocol testing tools, protocol analyzers, and interworking units using development tools based on C++ technologies.

### **Crystal Audio S. A.**

*Athens, GR*

DSP design engineer,

*Dec. 2004 – Aug. 2005*

Worked on a TMS320C6000 Texas Instruments DSP platform to implement the code for the processing of measurements and the subsequent inverse filtering of the audio signal in real-time.

## PATENTS

### **Title : Variable Excitation Field Permanent Magnet Motor**

Patent No. : OBI-20110100549, Industry Property Organization of Greece,  
US Patent Pending

## PUBLICATIONS

### *Publications in Scientific Journals after peer review:*

- [1] K. Laskaris and A. Kladas, "Optimal Power Utilization by adjusting Torque Boost and Field Weakening Operation in Permanent Magnet Traction Motors", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Accepted for publication, Digital Object Identifier: TEC-00461-2011.
- [2] K. Laskaris and A. Kladas, "Permanent Magnet Shape Optimization Effects on Synchronous Motor Performance", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 3776-3783, no. 9, Sep. 2011.
- [3] K. Laskaris and A. Kladas, "Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, pp. 138-145, no. 1, Jan. 2010. **Cited by 15**
- [4] K. Laskaris, E. Theodorou, V. Papanikolaou and A. Kladas, "High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor design for Light Electric Vehicle Applications", accepted for publication in the *Journal of Materials Science Forum*.

### *Publications in International Conference Proceedings after peer review:*

- [5] K. Laskaris, A. Kladas, "Permanent magnet geometry optimization for surface PM motor with maximum power density by using a particular Vernier technique", *Proceedings of the COMPUMAG 2011 Conference*, Sydney, Australia, 12-15 Jul 2011, Paper ID CMP-700
- [6] K. Laskaris, Antonios Chaniotis and A. Kladas, "High performance traction motor design and construction for small passenger electric car", *Proceedings of the XIX International Conference on Electrical Machines*, Rome, Italy, 6-8 Sep 2010, Paper ID RD-013854
- [7] K. Laskaris and A. Kladas, "Permanent magnet shape optimization for high efficiency electric traction motors", *Proceedings of the 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation CEFC2010*, Chicago, USA, 9-12 May 2010, Paper ID 1758
- [8] K. Laskaris, Efrosyni Theodorou, Vasilios Papanikolaou and A. Kladas, "High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor design for Light Electric Vehicle Applications", *Proceedings of the 7<sup>th</sup> Japanese-Mediterranean and Central European Workshop*, Budapest, Hungary, 5-8 Jul 2011, Paper ID: P20.
- [9] K. Laskaris and A. Kladas, "Comparison of Internal and Surface Permanent Magnet Motor Topologies for Electric Vehicle Applications", *Proceedings of the 8th Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium, 2009*, ELECTROMOTION 2009. **Cited by 1**
- [10] K. Laskaris, Anastasios G. Vichos and A. Kladas, "Permanent Magnet Wheel Motor for Electric Vehicle Applications", *Proceedings of the COMPUMAG 2009 Conference*, Florianopolis, Brazil, 22-26 Nov 2009, Paper ID CMP-700
- [11] K. Laskaris and A. Kladas, "High Torque Internal Permanent Magnet Motor for Electric Traction Applications", *Proceedings of the XVIII International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, 6-9 September 2008, Paper ID 1428. **Cited by 3**

- [12] D. Gyparakis, N. Apostolopoulos, C. Patsios, K. Laskaris, A. Kladas, "Permanent Magnet Synchronous Machine Drives for Electric Vehicle Applications", *1st MARINELIVE International Workshop on Propulsion Systems*, Athens, Greece, Jan. 11-12, 2012.
- [13] E. Theodorou, V. Papanikolaou, K. Laskaris and A. Kladas "High Efficiency Permanent Magnet Wheel Motor Design and Construction for Electric Vehicle Prototype Development", E.E Cigré, Athens, Greece, Dec 15-16. (in Greek).
- [14] V. Tsakiris, C. Orinos, K. Laskaris, "Objective and Subjective Evaluation of Digital Equalization Systems - Measurements of Resonances and Colorations", *Audio Engineering Society Convention Paper*, 118th Convention, Barcelona, Spain, 28-31 May 2005.

**MEMBER OF  
SCIENTIFIC  
ORGANIZATIONS**

- Member of the IEEE Magnetics Society
- Member of the Vehicular Technology Society
- Member of the Power & Energy Society
- Member of the Industrial Electronics Society
- Member of the Industry Applications Society
- Member of the *Technical Chamber of Greece*

**REVIEWER  
IN JOURNALS**

- IEEE Transactions on Magnetics
- IEEE Transactions on Industrial Electronics
- IEEE Transactions on Energy Conversion

**ACTIVITIES**

Volunteer engineer for the Athens Olympic and Paralympic Games in 2004  
 Classical Music - Piano Conservatoire  
 Semi-pro in Water Polo and Swimming  
 Passionate about Travelling and New Culture Discovery, Art Photography.

**LANGUAGES**

**Greek** Native  
**English** Native Speaker (TOEFL 273/300)  
**German** Conversational (Goethe Institute Zertifikat Deutsch)