



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ
ΙΣΧΥΟΣ

Μοντελοποίηση Μαγνητικών Υλικών για Βελτιστοποίηση Κατασκευής και Λειτουργίας Ηλεκτρικών Μηχανών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Παναγιώτης Γ. Ροβολής

Αθήνα, Ιούνιος 2010



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ
ΙΣΧΥΟΣ

Μοντελοποίηση Μαγνητικών Υλικών για Βελτιστοποίηση Κατασκευής και Λειτουργίας Ηλεκτρικών Μηχανών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Παναγιώτης Γ. Ροβολής

Συμβουλευτική Επιτροπή : Αντώνιος Γ. Κλαδάς

Στέφανος Ν. Μανιάς

Πολυξένη Ι. Γιαννοπούλου-Λασκαράτου

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 24^η Ιουνίου 2010

.....
Α. Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σ. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Π. Γιαννοπούλου-Λασκαράτου
Επ. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....
Ι. Ξανθάκης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ν. Χατζηπαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Φ. Τσαλιγός
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γ. Παπαγιάννης
Επ. Καθηγητής Πολυτεχνικής Σχολής Α.Π.Θ.

Αθήνα, Ιούνιος 2010

.....
Παναγιώτης Γ. Ροβολής

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

Copyright © Παναγιώτης Γ. Ροβολής, 2010

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	9
ABSTRACT	10
ΠΡΟΛΟΓΟΣ	11

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 :ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΑΝΤΙΚΕΙΜΕΝΟ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	13
1.2 ΕΡΕΥΝΗΤΙΚΟΙ ΣΤΟΧΟΙ	14
1.3 ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ	14
1.4 ΑΝΑΣΚΟΠΗΣΗ ΕΡΕΥΝΗΤΙΚΟΥ ΠΕΔΙΟΥ	16
1.4.1. Μοντελοποίηση Σιδηρομαγνητικών Υλικών	16
1.4.2. Υπολογισμός Απωλειών Σιδήρου Μαγνητικών Κυκλωμάτων	18
1.4.3. Αριθμητικές μέθοδοι υπολογισμού του μαγνητικού πεδίου	19
1.5 ΣΗΜΕΙΑ ΚΑΙΝΟΤΟΜΙΚΗΣ ΣΥΝΕΙΣΦΟΡΑΣ	21
1.6 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	22

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΥΛΙΚΑ ΚΑΙ ΑΝΑΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΤΟΥΣ

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	29
2.2 ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΣ ΠΥΡΗΝΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ	29
2.2.1. Κατηγορίες μαγνητικών υλικών	30
2.2.2. Μαγνητικός κορεσμός	30
2.2.3. Μαγνητική υστέρηση	31
2.2.4. Δινορρεύματα στα ηλεκτρικά κυκλώματα	34
2.3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΥ ΠΥΡΗΝΑ	34
2.3.1. Μοντελοποίηση κορεσμού	34
2.3.1.1. Πολυωνυμική αναπαράσταση	35
2.3.1.2. Αναπαράσταση υπερβολής	35
2.3.1.3. Εκθετική αναπαράσταση	36
2.3.1.4. Αναπαράσταση τόξου εφαιπτομένης	36
2.3.2. Μοντελοποίηση υστέρησης και κορεσμού	37
2.3.2.1. Μοντέλο υστέρησης Preisach-Neel	38
2.3.2.2. Τροποποιημένο μοντέλο Preisach	39
2.3.2.3. Μη γραμμικό μοντέλο Preisach (μοντέλο Mayergoyz)	40
2.3.2.4. Μοντέλο Stoner-Wolfart	41
2.3.2.5. Μοντέλο Jiles-Atherton	43
2.3.2.6. Μοντέλο Globus	46
2.3.2.7. Μοντέλο Hodgdon	48
2.3.2.8. Άλλα μοντέλα μη γραμμικής υστέρησης	50
2.3.2.9. Σύγκριση των μοντέλων υστέρησης	51
2.3.3. Μοντελοποίηση δινορρευσμάτων	52
2.3.3.1. Αναπαράσταση σταθερής αντίστασης	52
2.3.3.2. Μοντέλο αναπτύγματος σειράς	53
2.4 ΑΝΑΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΛΑΜΑΡΙΝΩΝ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ	55
2.4.1. Μέθοδος πεπερασμένων διαφορών	56
2.4.2. Μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων	56
2.4.2.1. Μαγνητοστατικά προβλήματα	57
2.4.2.2. Μαγνητοδυναμικά προβλήματα	58
2.4.2.3. Αναπαράσταση μαγνητικών λαμαρίνων	58
2.4.2.4. Οριακές συνθήκες	61
2.4.3. Μέθοδος οριακών στοιχείων	62

2.4.4. Μεικτές μέθοδοι ανάλυσης μαγνητικών πεδίων	62
2.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	62
2.6 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	64

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΙΔΗΡΟΥ ΣΕ ΔΙΑΤΑΞΗ EPSTEIN

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	69
3.2 ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ	69
3.2.1. Μετρήσεις μαγνητικών παραμέτρων	69
3.2.2. Σύστημα μέτρησης με διάταξη Epstein	73
3.2.3. Διαδικασία μετρήσεων	77
3.3 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΙΔΗΡΟΥ Η ΠΥΡΗΝΑ	78
3.3.1. Απώλειες κενού φορτίου	79
3.3.2. Απώλειες Υστέρησης	80
3.3.3. Απώλειες Δινορρευμάτων	83
3.3.4. Σύγκριση των ιδιοτήτων των απωλειών δινορρευμάτων και υστέρησης	85
3.3.5. Συνολικές Απώλειες Πυρήνα	85
3.3.6. Μέτρηση Ισχύος Απωλειών	86
3.4 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ EPSTEIN	90
3.4.1. Ημιτονοειδής διέγερση	90
3.4.1.2. Ενισχυτής	92
3.4.1.3. Κύκλωμα ανατροφοδότησης	92
3.4.1.4. Κάρτα Λήψης Δεδομένων (Data Acquisition Card)	94
3.4.1.5. Λογισμικό της διάταξης μέτρησης	97
3.4.2. PWM Διέγερση	99
3.5 ΜΕΤΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΤΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ	102
3.5.2. Ημιτονοειδής διέγερση	104
3.5.3. Απώλειες σιδήρου με ημιτονοειδή διέγερση	112
3.5.4. Διέγερση με διαμόρφωση εύρους παλμών(PWM)	115
3.5.5. Απώλειες σιδήρου με διέγερση PWM	125
3.6 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΜΕΤΡΗΜΕΝΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΙΔΗΡΟΥ	128
3.6.1. Μοντελοποίηση σιδηρομαγνητικών ελασμάτων με μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων	129
3.6.2. Υπολογισμός απωλειών κενού φορτίου και σύγκριση με πειραματικά δεδομένα	131
3.6.2.1. Ημιτονοειδής Διέγερση	131
3.6.2.2. Διέγερση με τετραγωνικό παλμό	136
3.7 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	139
3.8 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	141

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΝΕΟΥ ΦΑΙΝΟΜΕΝΟΛΟΓΙΚΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΘΕΩΡΗΣΗΣ ΤΗΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΥΣΤΕΡΗΣΗΣ

4.1 . ΕΙΣΑΓΩΓΗ	145
4.2 ΚΛΑΣΣΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ JILES - ATHERTON	145
4.2.1. Εξισώσεις του μοντέλου	145
4.2.1.1. Ενεργό πεδίο	145
4.2.1.2. Ανυστεριτική μαγνήτιση	147
4.2.1.3. Μη αναστρέψιμα και αναστρέψιμα στοιχεία της μαγνήτισης	148
4.2.1.4. Μέθοδοι εκτίμησης	149
4.3 ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟ ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ JILES - ATHERTON	150
4.4 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ	155
4.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	158
4.6 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	159

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΝΕΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΙΔΗΡΟΥ ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΜΕΝΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ

5.1 . ΕΙΣΑΓΩΓΗ	163
5.2 ΑΝΑΛΥΤΙΚΗ ΛΥΣΗ ΘΕΩΡΗΣΗΣ ΔΙΝΟΡΡΕΥΜΑΤΩΝ	163
5.2.2. Μονοδιάστατη λύση	165
5.3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΝΟΡΡΕΥΜΑΤΩΝ	166
5.3.1. Υφιστάμενα μοντέλα δινορρευμάτων	166
5.3.2. Νέο μοντέλο δινορρευμάτων	168
5.4 ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΝΕΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΙΔΗΡΟΥ	172
5.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	182
5.6 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	183

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΜΟΝΤΕΛΩΝ ΣΕ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ

6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	185
6.2 ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΣΕ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΕΝΟΥ ΔΡΟΜΕΑ	185
6.2.1. Απώλειες Σιδήρου σε ημιτονοειδή τροφοδοσία	186
6.2.1.2. Προσομοίωση λειτουργίας κενού φορτίου με κλασσικό δυναμικό μοντέλο	187
6.2.1.3. Προσομοίωση λειτουργίας κενού φορτίου με τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο	190
6.2.2. Απώλειες Σιδήρου σε τροφοδοσία αντιστροφέα (PWM)	196
6.3 ΠΕΔΙΑΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΕΝΟΥ ΔΡΟΜΕΑ	217
6.3.1. Προσομοίωση κινητήρα με την βοήθεια προγράμματος πεπερασμένων στοιχείων	217
6.3.2. Εκκίνηση	218
6.3.3. Λειτουργία κενού φορτίου	219
6.3.4. Λειτουργία σε πλήρες φορτίο	220
6.4 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	221
6.5 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	222

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

7.1 ΚΥΡΙΟΤΕΡΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	225
7.2 ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ	227
7.3 ΘΕΜΑΤΑ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ	227

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: ΕΙΚΟΝΙΚΟ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΑΝΑΛΥΣΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ

Π.Α.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	229
Π.Α.2 ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΙΣΤΟΣΕΛΙΔΑΣ	229
Π.Α.3 ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ ΤΗΣ ΙΣΤΟΣΕΛΙΔΑΣ	231

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β: ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΥΛΙΚΑ

Π.Β.1 Π.1 ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΥΛΙΚΑ ΓΙΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΥΣ ΠΥΡΗΝΕΣ	233
Π.Β.2 ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΤΩΝ ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΥΛΙΚΩΝ	233
Π.Β.2.1. Ταξινόμηση ανάλογα με τις απώλειες πυρήνα	233
Π.Β.2.2. Χαρακτηρισμός Κατηγοριών	234

Π.Β.2.3. Γενικές Κλάσεις	235
Π.Β.3 ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΗ ΠΑΡΑΓΩΓΗ	235
Π.Β.3.1. Μέθοδοι Παραγωγής	235
Π.Β.3.2. Σύνθεση των σιδηρομαγνητικών υλικών	236
Π.Β.3.3. Σύστημα μέτρησης	237
Π.Β.3.4. Ρολά και μήκη κοπής	238
Π.Β.4 ΜΗ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΩΝ ΚΟΚΚΩΝ ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΥΛΙΚΑ	238
Π.Β.4.1. Μη Προσανατολισμένων Κόκκων (No oriented) Σιδηρομαγνητικά υλικά	238
Π.Β.4.2. Oriented σιδηρομαγνητικά υλικά	239
Π.Β.4.3. Ανάπτυξη των κατηγοριών προσανατολισμένων κόκκων	240
Π.Β.4.4. Πλεονεκτήματα	241
Π.Β.5 ΑΠΩΛΕΙΑ ΠΥΡΗΝΩΝ	242
Π.Β.6 ΠΑΧΟΣ ΕΛΑΣΜΑΤΟΠΟΙΗΣΗΣ	243
Π.Β.6.1. Πάχη για εφαρμογές στα 50 και 60 Hz	243
Π.Β.6.2. Αποτελεσματικό πάχος ελασμάτων	244
Π.Β.6.3. Επίδραση του πάχους των ελασμάτων στο κόστος	245
Π.Β.7 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΩΝ ΠΙΕΣΕΩΝ ΣΤΙΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΕΣ ΙΔΙΟΤΗΤΕΣ	245
Π.Β.7.1. Πώς δημιουργούνται οι πιέσεις	246
Π.Β.7.2. Ανόπτηση των ελασμάτων ή των πυρήνων	249
Π.Β.7.2.1. Πλήρως επεξεργασμένα σιδηρομαγνητικά υλικά	249
Π.Β.7.2.2. Ημιεπεξεργασμένα σιδηρομαγνητικά υλικά	249
Π.Β.8 ΜΗΧΑΝΙΚΕΣ ΙΔΙΟΤΗΤΕΣ	250
Π.Β.8.1. Χαρακτηριστικές μηχανικές και φυσικές ιδιότητες	250
Π.Β.8.2. Αντοχή και παραμόρφωση στην κοπή με πρεσάρισμα σε καλούπι (Punchability)	250
Π.Β.8.3. Παράγοντες στην επιλογή ενός υλικού	251
Π.Β.8.4. Τύπος εφαρμογής	252
Π.Β.8.5. Μαγνητικές ιδιότητες	253
Π.Β.8.6. Μηχανικές ιδιότητες	254
Π.Β.8.7. Κόστος	254
Π.Β.8.8. Αξιολόγηση απώλειας των μετασχηματιστών	255
Π.Β.9 ΜΟΝΩΣΗ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ ΤΟΥ ΥΛΙΚΟΥ ΤΩΝ ΠΥΡΗΝΩΝ	256
Π.Β.9.2. Προσδιορισμός της απαραίτητης αντίστασης	256
Π.Β.9.3. Παράγοντες που έχουν επιπτώσεις στη διελασματική απώλεια	259
Π.Β.9.4. Σχεδιασμός	260
Π.Β.9.5. Επεξεργασία	261
Π.Β.9.6. Μέτρηση της αντίστασης μόνωσης επιφάνειας	261
Π.Β.10 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	262
Π.Β.11 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	263

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ: ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ

Π.Γ.1 ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΣΕ ΠΕΡΙΟΔΙΚΑ	265
Π.Γ.2 ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΣΕ ΠΡΑΚΤΙΚΑ ΣΥΝΕΔΡΙΩΝ	265

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Αντικείμενο της παρούσας διατριβής είναι η ανάπτυξη βελτιωμένων μοντέλων θεώρησης των απωλειών των σιδηρομαγνητικών υλικών και μάλιστα μαγνητικών λαμαρίνων με χρήση αναλυτικών μεθόδων αλλά και αριθμητικών τεχνικών για την ακριβέστερη αναπαράσταση των απωλειών κενού φορτίου των μετασχηματιστών και των απωλειών πυρήνα των στρεφόμενων ηλεκτρικών μηχανών.

Αναπτύχθηκε μετρητική διάταξη με τη χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή και κάρτας λήψης δεδομένων για τη δυνατότητα συστηματικής μέτρησης βρόχων υστέρησης και απωλειών σιδήρου σε σιδηρομαγνητικές λαμαρίνες μέσω διάταξης Epstein με βάση τα διεθνή πρότυπα. Η διαδικασία επεκτάθηκε εφαρμόζοντας αντίστοιχες μεθοδολογίες στην διάταξη Epstein για τροφοδοσία από μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιεί τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM).

Επιπλέον, προτάθηκε ένα νέο φαινομενολογικό μοντέλο για την αναπαράσταση της μαγνητικής υστέρησης βασισμένο στο μοντέλο των Jiles–Atherton. Το μοντέλο περιλαμβάνει δυνατότητα δυναμικής μεταβολής του βρόχου υστέρησης.

Επίσης αναπτύχθηκε μοντέλο θεώρησης απωλειών δινορρευσμάτων βασισμένο σε ισοδύναμο κύκλωμα παράλληλης τοπολογίας συγκεντρωμένων παραμέτρων (τροποποιημένο κατά Foster). Η ακρίβεια του μοντέλου επιβεβαιώνεται πειραματικά για μαγνητικές λαμαρίνες προσανατολισμένων και μη προσανατολισμένων κόκκων.

Τέλος προτάθηκε ένα νέο τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής βασισμένο στο κύκλωμα αναπαράστασης των απωλειών σιδήρου συγκεντρωμένων παραμέτρων. Το μοντέλο αυτό επιτρέπει σημαντική βελτίωση στην εκτίμηση των απωλειών σιδήρου σε περιπτώσεις τροφοδοσίας από αντιστροφέα που χρησιμοποιεί τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών.

Λέξεις – Κλειδιά

Βρόχοι υστέρησης, απώλειες σιδήρου, διάταξη Epstein, σιδηρομαγνητικές λαμαρίνες, φαινομενολογικό μοντέλο Jiles – Atherton, μοντέλο Foster, μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων, ασύγχρονος κινητήρας, εικονικό εργαστήριο

ABSTRACT

The subject of the present thesis is the development of improved models accounting for magnetic core losses by using both analytical methods and numerical techniques enabling to represent and estimate with increased accuracy, no load losses of transformers and core losses of rotational electrical machines.

Measurements have been carried out by developing a particular measuring device implemented in a computer with a convenient data acquisition card in order to enable systematic measuring of magnetic hysteresis loops and core losses of ferromagnetic laminations through Epstein device according to the international standards. This procedure has been extended by applying respective methodologies for Epstein device measurements, in cases of supply from power electronic converter using pulse width modulation techniques (PWM).

An improved modified phenomenological model is proposed for magnetic hysteresis loop representation based on Jiles – Atherton model. This modified enables dynamic changes with frequency of magnetic hysteresis loop.

Furthermore, a model accounting for eddy currents losses based on a particular equivalent circuit with parallel topology of lumped parameters (modified following Foster theory) is developed. The proposed model accuracy has been validated by measurements in both cases of grain oriented and non-oriented grain laminations.

Finally, a modified dynamic model of asynchronous electric machine is proposed, based on the previously developed lumped parameter equivalent circuit core loss technique. This model achieved a considerable improvement in core losses estimation under power electronic inverter supply with pulse width modulation techniques.

Keywords

Hysteresis loop, iron losses Epstein device, magnetic steel laminations, Jiles–Atherton model, Foster model, finite element method, induction motor, virtual Laboratory.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η διατριβή αυτή, εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Κατά την διάρκεια της επίπονης αυτής προσπάθειας, αμέριστη υπήρξε η συμπαράσταση και η επιστημονική καθοδήγηση σε όλα τα στάδια της διατριβής αφενός από τον επιβλέποντα την εργασία μου Καθηγητή κ. Αντώνιο Κλαδά, και αφετέρου από τα μέλη της συμβουλευτικής επιτροπής Καθηγητή κ. Στέφανο Μανιά και Επίκουρη Καθηγήτρια κα. Γιαννοπούλου-Λασκαράτου Πολυξένη. Θα ήθελα να τους ευχαριστήσω τόσο για την επιστημονική όσο και την ηθική βοήθεια τους.

Ευχαριστώ τον φίλο και συνάδελφο Κιμουλάκη Νίκο για την ουσιαστική συμβολή του και την συμπαράσταση στις δύσκολες στιγμές αυτής της πορείας

Ευχαριστώ επίσης για την καλή συνεργασία που είχαμε όλο αυτό το διάστημα τους συναδέλφους Διδάκτορες Τσίλη Μαρίνα, Τάτη Κώστα, Χανιώτη Αντώνη και Κεφάλια Θέμη, καθώς και τους Υποψήφιους Διδάκτορες Τσαμπούρη Βαγγέλη, Χάρη Πάτσιο, Μπενακιάρ Μίνωα, Λάζαρη Βασίλη, Μανωλά Ιάκωβο, Παρασκευαδάκη Εύα, Λάσκαρη Κώστα και Κακοσίμο Παναγιώτη.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες εκφράζω στον Παναγιώτη Ζάννη για την πολυδιάστατη βοήθεια του, στον Κώστα Παύλου για την εκτίμησή του και συνολικά στο προσωπικό με το οποίο συνεργάστηκα από τον Τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Ε.Μ.Π.

Ακόμη θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Διδάκτορα κ. Λοΐζο Γεώργιο, για τη συνεργασία του σε θέματα μετρήσεων απωλειών σιδήρου στη διάταξη Epstein.

Τέλος, ευχαριστώ την οικογένεια μου και τα φιλικά μου πρόσωπα, οι οποίοι με στήριξαν απεριόριστα σε κάθε βήμα των σπουδών μου, καθιστώντας εφικτή την πραγματοποίηση των στόχων της πολύχρονης αυτής προσπάθειας.

Ροβολής Γ. Παναγιώτης

Ιούνιος 2010

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΑΝΤΙΚΕΙΜΕΝΟ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Αντικείμενο της παρούσας διατριβής είναι η ανάπτυξη βελτιωμένων μοντέλων θεώρησης των απωλειών των σιδηρομαγνητικών υλικών με χρήση αναλυτικών μεθόδων αλλά και αριθμητικών τεχνικών για την ακριβέστερη αναπαράσταση των απωλειών κενού φορτίου των μετασχηματιστών και των απωλειών πυρήνα των στρεφόμενων ηλεκτρικών μηχανών.

Αρχικά αναπτύχθηκε μετρητική διάταξη με τη χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή και κάρτας λήψης δεδομένων (Data Acquisition Card) για τη δυνατότητα συστηματικής μέτρησης βρόχων υστέρησης και απωλειών σιδήρου σε σιδηρομαγνητικές λαμαρίνες μέσω διάταξης Epstein με βάση τα διεθνή πρότυπα (IEC 404-2, DIN 50462/1-6, BS 6404-2). Οι προτεινόμενες διαδικασίες αφορούν τη λήψη μετρήσεων τάσεως-ρεύματος σε περίπτωση ημιτονοειδούς τάσεως τροφοδοσίας προκειμένου να προσδιοριστούν οι απώλειες και οι βρόχοι υστέρησης για τις συγκεκριμένες μαγνητικές λαμαρίνες. Επίσης, παρότι δεν έχουν αναπτυχθεί αντίστοιχα πρότυπα προς το παρόν, η παραπάνω διαδικασία επεκτάθηκε εφαρμόζοντας αντίστοιχες μεθοδολογίες στην διάταξη Epstein για τροφοδοσία από μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιεί τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM).

Οι μετατροπείς παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον, για τη δυνατότητα που προσφέρουν στον έλεγχο της ταχύτητας των αλλά και της αύξησης της απόδοσης του συστήματος σε χαμηλά φορτία. Ειδικά στην περίπτωση των αντιστροφών ένα σημαντικό πλεονέκτημα είναι ότι επιτυγχάνεται έλεγχος του αρμονικού περιεχομένου των τάσεων που προκύπτουν με αποτέλεσμα την μείωση των απωλειών του κινητήρα και γι' αυτό οι κυματομορφές οδήγησης του κινητήρα αποτελούν κεντρικό αντικείμενο μελέτης.

Η ανάπτυξη των μοντέλων που επιχειρεί η εργασία περιλαμβάνει δύο βήματα: Σε ένα πρώτο βήμα επιδιώκεται η ανάπτυξη τοπικών μοντέλων και μεθοδολογιών αναπαράστασης των απωλειών σιδήρου στη μαγνητική λαμαρίνα με βάση την επιβεβαίωση των βρόχων υστέρησης που προκύπτουν στη διάταξη Epstein. Σε ένα δεύτερο βήμα την αξιοποίηση των τοπικών μοντέλων για την ανάπτυξη μακροσκοπικών μοντέλων αναπαράστασης των μαγνητικών πυρήνων των μετασχηματιστών και των ηλεκτρικών μηχανών.

Τα μοντέλα αυτά μπορούν να αναπαραστήσουν καλύτερα τα λειτουργικά χαρακτηριστικά της ηλεκτρικής μηχανής αλλά και να συμβάλουν στη βελτιστοποίηση της σχεδιάσής της, τόσο μέσω της δυνατότητας ακριβέστερης πρόβλεψης των απωλειών σιδήρου κατά τη φάση της σχεδιαστικής επιλογής της γεωμετρίας, όσο και σε συνδυασμό με αλγορίθμους βελτιστοποίησης του συνολικού κόστους κατασκευής και λειτουργίας.

1.2 ΕΡΕΥΝΗΤΙΚΟΙ ΣΤΟΧΟΙ

Η διαρκώς αυξανόμενη τιμή των καυσίμων αλλά και οι δυσμενείς περιβαλλοντικές επιπτώσεις από την ραγδαία αύξηση της ενεργειακής ζήτησης οδηγούν στην αναζήτηση δυνατοτήτων αύξησης της ενεργειακής απόδοσης των συσκευών και διατάξεων που εμπλέκονται στην παραγωγή, μεταφορά, μετατροπή και κατανάλωση της ηλεκτρικής ενέργειας. Η σωστή σχεδίαση ενός συστήματος απαιτεί πλήρη γνώση της στατικής και της δυναμικής συμπεριφοράς όλων των επιμέρους συνιστωσών του προκειμένου να πετύχουμε το βέλτιστο αποτέλεσμα με τις μικρότερες δυνατές απώλειες. Για το λόγο αυτό αποκτά όλο και μεγαλύτερο ενδιαφέρον η λεπτομερειακή ανάλυση τόσο των απωλειών κενού φορτίου που εμφανίζουν οι μηχανές όσο και των χαρακτηριστικών φόρτισής τους.

Οι σημερινές ανάγκες της βιομηχανίας παραγωγής ηλεκτρικών μηχανών εστιάζεται στο βέλτιστο συμβιβασμό μεταξύ δύο αντιμαχόμενων κριτηρίων: τη βελτίωση της απόδοσης και αξιοπιστίας των προϊόντων από τη μία πλευρά και τη μείωση του κόστους κατασκευής από την άλλη με συνεχή επαναπροσδιορισμό της συσχέτισης των κριτηρίων αυτών λόγω της αύξησης του κόστους της ενέργειας. Η απόδοση των ηλεκτρικών μηχανών μπορεί να βελτιωθεί τόσο με τη μείωση των απωλειών φορτίου όσο και με τη μείωση των απωλειών κενού φορτίου.

Η ακριβής εκτίμηση των απωλειών κατά τη φάση σχεδίασης των μηχανών είναι ζωτικής σημασίας, καθώς επιτρέπει:

- 1) την αύξηση της αξιοπιστίας των μηχανών,
- 2) την εξασφάλιση υψηλής απόδοσης άρα χαμηλού κόστους λειτουργίας,
- 3) τη μείωση του κόστους των υλικών άρα και του κόστους κατασκευής, δεδομένου ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί μικρότερο περιθώριο ασφαλείας για την εξασφάλιση των προδιαγραφών.

1.3 ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ

Στην παρούσα διατριβή επιχειρείται η βελτίωση της μεθοδολογίας αναπαράστασης των απωλειών σιδήρου σε μαγνητικές λαμαρίνες και σε πυρήνες ηλεκτρικών μηχανών έτσι ώστε να προβλέπονται τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά τους (απώλειες κενού φορτίου, απόδοση) σε περιπτώσεις μη ημιτονοειδούς τροφοδοσίας με ικανοποιητική ακρίβεια. Η διατριβή αναπτύσσεται σε επτά κεφάλαια ως εξής:

Στο **Κεφάλαιο 1**, παρουσιάζονται το αντικείμενο και οι στόχοι της διατριβής. Περιγράφονται εν συντομία τα στάδια της εργασίας καθώς και οι λόγοι για τους οποίους έγινε η έρευνα. Επίσης παρουσιάζεται μια σύντομη επισκόπηση της βιβλιογραφίας στα θέματα της διατριβής. Τέλος επισημαίνονται τα καινοτομικά σημεία της παρούσας διατριβής.

Στο **Κεφάλαιο 2** επιχειρείται η συστηματική ανάλυση των τοπικών ιδιοτήτων των σιδηρομαγνητικών υλικών (φαινόμενα υστέρησης και δινορρευσμάτων). Εξετάζονται οι αναλυτικές μεθοδολογίες αλλά και τα φαινομενολογικά μοντέλα που έχουν αναπτυχθεί για την αξιόπιστη αναπαράσταση των τοπικών βρόχων υστέρησης (μοντέλο Preisach-Neel, μοντέλο Jiles-Atherton). Διερευνώνται τα όρια εφαρμογής τους με σκοπό την προσαρμογή τους σε συχνότητες υψηλότερες των 50 Hz και την ενσωμάτωσή τους σε μοντέλα μακροσκοπικής κλίμακας για την αναπαράσταση των μαγνητικών κυκλωμάτων των ηλεκτρικών μηχανών.

Στο **Κεφάλαιο 3** περιγράφονται αναλυτικά οι υφιστάμενες διαδικασίες μετρήσεως απωλειών σε διάταξη Epstein για σιδηρομαγνητικές λαμαρίνες, όπως προβλέπονται από τα διεθνή πρότυπα. Περιγράφεται η διάταξη μετρήσεων που αναπτύχθηκε με κατάλληλη κάρτα καταγραφής δεδομένων σε H/Y για τη μέτρηση βρόχων υστέρησης και τον υπολογισμό των απωλειών σιδηρομαγνητικών υλικών. Αναλύονται οι μετρήσεις τυπικών σιδηρομαγνητικών λαμαρίνων και απεικόνιση των βρόχων υστέρησης τόσο για ημιτονοειδή διέγερση στην περιοχή συχνοτήτων από 50 Hz έως 250 Hz όσο και για παλμική διέγερση για θεμελιώδεις συχνότητες από 50Hz έως 250Hz και διακοπτικές συχνότητες από 1 kHz έως και 5 kHz. Παρουσιάζεται η μετεπεξεργασία των μετρήσεων για τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου των υλικών. Συγκρίνονται οι μετρημένες απώλειες των υλικών με τις χαρακτηριστικές του κατασκευαστή, για διάφορες συχνότητες και διεγέρσεις. Μελετώνται οι απώλειες σε σχέση με την διακοπτική συχνότητα για μη ημιτονοειδή τροφοδοσία. Επίσης προτείνεται ένα νέο μοντέλο υπολογισμού απωλειών με χρήση της μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων και επιβεβαιώνεται πειραματικά τόσο για ημιτονοειδή όσο και για παλμική διέγερση.

Στο **Κεφάλαιο 4** εισάγεται ένα νέο φαινομενολογικό μοντέλο αναπαράστασης της μαγνητικής υστέρησης βασισμένο στο μοντέλο των Jiles –Atherton. Με την βοήθεια μετρήσεως σε ΣΡ υπολογίζονται οι παράμετροι προκειμένου να αναπαραστήσουν τους βρόχους υστέρησης του υλικού σε διάφορες τιμές μαγνητικής επαγωγής και συχνότητες τροφοδοσίας. Το μοντέλο περιλαμβάνει δυνατότητα δυναμικής μεταβολής του βρόχου υστέρησης. Τέλος επιβεβαιώνεται πειραματικά το μοντέλο σε περιπτώσεις διεγέρσεως στις συχνότητες 50 Hz και 500 Hz, αντίστοιχα.

Στο **Κεφάλαιο 5** παρουσιάζεται ένα μοντέλο θεώρησης απωλειών δινορρευσμάτων βασισμένο σε ισοδύναμο κύκλωμα παράλληλης τοπολογίας συγκεντρωμένων παραμέτρων (τροποποιημένο κατά Foster). Η ακρίβεια του μοντέλου επιβεβαιώνεται πειραματικά για μαγνητικές λαμαρίνες προσανατολισμένων και μη προσανατολισμένων κόκκων.

Στο **Κεφάλαιο 6** αναπτύσσεται ένα τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο ασύγχρονης ηλεκτρικής μηχανής βασισμένο στο κύκλωμα αναπαράστασης των απωλειών σιδήρου του προηγούμενου κεφαλαίου. Το μοντέλο αυτό επιτρέπει σημαντική βελτίωση στην εκτίμηση των απωλειών σιδήρου σε περιπτώσεις τροφοδοσία από αντιστροφέα που χρησιμοποιεί τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών.

Στο **Κεφάλαιο 7** συγκεντρώνονται τα βασικά συμπεράσματα που προέκυψαν από την διατριβή, επισημαίνεται η συμβολή της στην προαγωγή της επιστήμης και διατυπώνονται προτάσεις για περαιτέρω έρευνα.

Στο **Παράρτημα Α** αναλύεται το εικονικό εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών που αναπτύχθηκε χρησιμοποιώντας συζευγμένο μοντέλο δυναμικής ανάλυσης (πεδιακής - κυκλωματικής) ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα και διατίθεται στη σχετική ιστοσελίδα της Σχολής
http://ecourses.dbnet.ntua.gr/el/hlektrikes_mhxanes_i/ekpaideytiko_yliko/virtual_lab_machines.html

Στο **Παράρτημα Β** περιγράφονται οι διαδικασίες παραγωγής και κατεργασίας των σιδηρομαγνητικών υλικών έτσι ώστε να αποκτούν τις μαγνητικές ιδιότητες που απαιτούνται στις διάφορες εφαρμογές. Αναλύονται οι μαγνητικές και μηχανικές ιδιότητες των σιδηρομαγνητικών υλικών που προκύπτουν, τα είδη τους, η κατάταξη τους σε κατηγορίες, καθώς και η επιλογή μονωτικών επιστρωμάτων.

Στο **Παράρτημα Γ** παρατίθενται οι δημοσιεύσεις που έχουν γίνει δεκτές κατά την εξέλιξη της διατριβής.

1.4 ΑΝΑΣΚΟΠΗΣΗ ΕΡΕΥΝΗΤΙΚΟΥ ΠΕΔΙΟΥ

1.4.1. Μοντελοποίηση Σιδηρομαγνητικών Υλικών

Η συστηματική ανάλυση των τοπικών ιδιοτήτων των σιδηρομαγνητικών υλικών (φαινόμενα κορεσμού, υστέρησης και δινορρευμάτων) έχει αποτελέσει σημαντικό πεδίο έρευνας. Η μοντελοποίηση μη γραμμικών προβλημάτων παρουσιάζει δυσκολίες και ιδιαιτερότητες. Η ανάγκη μοντελοποίησης υλικών με ανισοτροπικές ιδιότητες είναι σημαντική ιδιαίτερα για την ανάλυση μετασχηματιστών, των οποίων οι πυρήνες, προκειμένου να εμφανίζουν μειωμένες απώλειες σιδήρου, κατασκευάζονται από σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το μαγνητικό πεδίο στους πυρήνες των μετασχηματιστών αναπτύσσεται σε μία κατεύθυνση (ίδια με αυτή του προσανατολισμού των κατευθυνόμενων κόκκων) σε αντίθεση με το μαγνητικό πεδίο στον πυρήνα των στρεφόμενων μηχανών, το οποίο μεταβάλλει την κατεύθυνσή του με το χρόνο) όπου χρησιμοποιούνται ισοτροπικά υλικά.

Ο κορεσμός συμπεριλαμβάνεται στις μορφές των βρόχων υστέρησης, έτσι απαιτείται να μοντελοποιηθεί μαζί με την υστέρηση. Ωστόσο, στα περισσότερα υφιστάμενα μοντέλα (ειδικά στα μοντέλα τριφασικών μηχανών) η υστέρηση δεν μοντελοποιείται λεπτομερώς λόγω της μεγάλης πολυπλοκότητάς της. Το μοντέλο για τη μαγνήτιση του πυρήνα όταν αμελείται η υστέρηση, είναι βασισμένο στην **καμπύλη μέσης μαγνήτισης**, που ονομάζεται επίσης πρότυπη καμπύλη μαγνήτισης. Ο κορεσμός είναι μια μη γραμμική συνάρτηση $\mathbf{B}=(\mathbf{H})$. Πολλοί ερευνητές έχουν προσπαθήσει να αναπαραστήσουν την καμπύλη κορεσμού με κάποια μαθηματική έκφραση. Οι αναπαραστάσεις διαφέρουν από τις εμπειρικές σχέσεις στις πιο περίπλοκες αναλυτικές παραστάσεις όπως είναι πολυωνυμικές [1.1] [1.2], υπερβολικές [1.3] [1.4] και [1.5], τριγωνομετρικές εκθετικές, [1.6], [1.7], και διαφορικές συναρτήσεις.

Η μοντελοποίηση κορεσμού του μαγνητικού πυρήνα χωρίς να συμπεριλαμβάνεται η υστέρηση είναι συνήθως επαρκής για μελέτες ονομαστικής φόρτισης συστημάτων, αλλά δεν προσφέρει ικανοποιητική ακρίβεια για την αναπαράσταση απωλειών κατά τη διάρκεια μεταβατικών φαινομένων που οδηγούν σε υπερρεύματα τις ηλεκτρικές μηχανές. Όταν απαιτείται βελτιστοποίηση της απόδοσης της μηχανής είναι σημαντικό να περιληφθεί η υστέρηση στη μοντελοποίησή της.

Προκειμένου να αναπαρασταθούν οι βρόχοι υστέρησης στα σιδηρομαγνητικά υλικά έχουν αναπτυχθεί δύο μεθοδολογίες διαμόρφωσης φαινομενολογικών μοντέλων: το μοντέλο Preisach-Neel και το μοντέλο Jiles-Atherton. Το μοντέλο υστέρησης Preisach-Neel [1.8] [1.9] θεωρείται από τις πλέον λεπτομερείς μεθοδολογίες προσομοίωσης του φαινομένου της μαγνητικής υστέρησης και έχουν προταθεί πολλές βελτιωμένες εκδόσεις του από τον Mayergoyz [1.10][1.11][1.12]. Επίσης έχουν αναπτυχθεί μαθηματικές εκφράσεις για την συμπλήρωση των απαιτούμενων μετρήσεων στη διαμόρφωση του μοντέλου [1.13] [1.14] και [1.15]. Το μοντέλο Jiles-Atherton παρουσιάστηκε [1.16] για να αναπαραστήσει ισοτροπικά πολυκρυσταλλικά υλικά όπου ο κύριος μηχανισμός μαγνήτισης οφείλεται στην ομοιόμορφη μεταβολή των περιοχών Weiss μέσω μετακίνησης των συνόρων Bloch [1.16]. Το μοντέλο Jiles-Atherton [1.17], παρουσιάζει σημαντικά υπολογιστικά πλεονεκτήματα σε σχέση με το μοντέλο των Preisach-Neel, καθώς εμπλέκει μόνο τέσσερις παραμέτρους για τον πλήρη προσδιορισμό ενός βρόχου υστέρησης. Όμως, εμφανίζει και σημαντικά μειονεκτήματα ιδιαίτερα στην θεώρηση μεταβολής του βρόχου υστέρησης με τη συχνότητα. Επίσης σημαντικά προβλήματα παρουσιάζονται για την αναπαράσταση ελασσόνων βρόχων Carpenter [1.18]. Ο Bergqvist [1.19], ανέπτυξε ένα διανυσματικό μοντέλο Jiles-Atherton, καθώς το αρχικό μοντέλο ήταν βαθμωτό. Επίσης έχουν αναπτυχθεί μέθοδοι [1.20], για τον συστηματικό αριθμητικό υπολογισμό των παραμέτρων του μοντέλου Jiles-Atherton για

διάφορα σιδηρομαγνητικά υλικά. Έχουν παρουσιασθεί συγκριτικές αναλύσεις μεταξύ των δύο προαναφερομένων μοντέλων υστέρησης παρουσίασαν οι [1.21], [1.22].

Ένα άλλο μοντέλο υστέρησης είναι το μοντέλο Globus που προτάθηκε αρχικά για ισότροπα υλικά [1.23] και βασίζεται στο γεγονός ότι ένας πολυκρυσταλλικός μαλακός φερίτης υψηλής μικροδομικής ποιότητας παρουσιάζει μια δακτυλιοειδή κατανομή των περιοχών με όρια προσανατολισμένα κατά 180° [1.24] [1.25].

Οι Coleman και Hodgdon έχουν παρουσιάσει [1.26], [1.27] και [1.28] το μοντέλο Hodgdon που επιχειρεί μια μακροσκοπική προσέγγιση της υστέρησης, δηλαδή προσπαθεί να εκφράσει ακριβώς την σχέση εισόδου-εξόδου που αντιστοιχεί στα φυσικά μεγέθη, χωρίς να αποδίδει τη φυσική μικροσκοπική αναπαράσταση του φαινομένου.

Το μοντέλο Stoner-Wolffarth (S-W) [1.29] περιγράφει τις καμπύλες μαγνήτισης ενός πολυκρυσταλλικού υλικού αποτελούμενου από τη συναρμολόγηση μη αλληλεπιδρώντων σωματιδίων με μονοαξονική ανισοτροπία. Όπως μπορεί να παρατηρηθεί, η υστέρηση στο μοντέλο S-W εισάγεται μόνο διαμέσου της ανισοτροπίας. Οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ των μαγνητικών σωματιδίων αγνοούνται. Μια βελτίωση του μοντέλου προτάθηκε από τους D.L. Atherton, J.R. Beattie [1.30] και εξετάζει την ενσωμάτωση σωματιδίων. Αυτό γίνεται με την προσθήκη ενός όρου στο πεδίο παρόμοιο με τη μοριακή θεωρία Weiss.

Από τα πολυάριθμα μοντέλα υστέρησης που συναντώνται στη βιβλιογραφία, σημαντικό μέρος δεν επιτρέπει την αναπαράσταση ολόκληρης της διαδικασίας μαγνήτισης. Δύο τέτοια μακροσκοπικά μοντέλα προτάθηκαν από τους Z. Tao, L. Jianfei, L. Wanshum, L. Guicun [1.31] με βάση τη θεωρία των fractals και από τους F. de Leon, A. Semlyen [1.32] όπου η υστέρηση μοντελοποιείται σαν μια επαλληλία του γραμμικού διαφορικού όρου σε μια υπερβολική καμπύλη μαγνήτισης. Αυτή η βασική καμπύλη περιγράφεται με μια πολυωνυμική προσεγγιστική σχέση.

Οι F.Ossart, G.Meunier [1.33] συγκρίνουν τέσσερα μοντέλα υστέρησης με πειραματικά αποτελέσματα. Η σύγκριση δείχνει ότι το μοντέλο Mayergoyz (μη γραμμικό Preisach) είναι εκείνο που προσφέρει την μεγαλύτερη ακρίβεια και ευστάθεια μεταξύ των τεσσάρων μοντέλων.

Τα μη γραμμικά φαινόμενα του κορεσμού και της υστέρησης, η μοντελοποίηση των οποίων σχολιάστηκε στις προηγούμενες παραγράφους, αλληλεπιδρούν με τα φαινόμενα των δινορρευσμάτων. Οι απώλειες από τα δινορρεύματα εξαρτώνται σημαντικά από την συχνότητα [1.34]. Έχουν προταθεί μεθοδολογίες για τον υπολογισμό των στιγμιαίων τιμών των δινορρευσμάτων μέσα στον μαγνητικό πυρήνα σε συνδυασμό με την μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων χρησιμοποιώντας ημιαναλυτικές προσεγγίσεις [1.35], [1.36]. Έχουν αναπτυχθεί επίσης μερικές αναλυτικές λύσεις που προσφέρονται για τον υπολογισμό των δινορρευσμάτων, όπως στην εργασία [1.37].

Στα περισσότερα μοντέλα μηχανών οι απώλειες σιδήρου αναπαριστώνται μέσω μίας σταθερής αντίστασης παράλληλα με την αυτεπαγωγή μαγνήτισης. Ο προσδιορισμός της αντίστασης αυτής γίνεται με μετρήσεις σε ονομαστική συχνότητα [1.38]. Η κλασική αναπαράσταση των απωλειών σιδήρου μέσω σταθερής αντίστασης τροποποιείται από τους E.F. Fuchs, Y. You, D.Lin [1.39] εισάγοντας μια μεταβαλλόμενη αντίσταση με την τάση. Οι J. Avila-Rosales [1.46] προτείνουν ένα βελτιωμένο μοντέλο αναπτύγματος σειράς το οποίο είναι κατάλληλο από πλευράς ακρίβειας και υπολογιστικής πολυπλοκότητας σε σχέση με τα ισοδύναμα κυκλώματα Foster.

1.4.2. Υπολογισμός Απωλειών Σιδήρου Μαγνητικών Κυκλωμάτων

Οι απώλειες σιδήρου των μαγνητικών πυρήνων εμφανίζονται λόγω του φαινομένου της μαγνητικής υστέρησης και συμβατικά κατηγοριοποιούνται σε τρεις συνιστώσες ως εξής [1.40]:

- Απώλειες υστέρησης (hysteresis losses).
- Απώλειες δινορρευμάτων (eddy current losses).
- Απώλειες ανώμαλων δινορρευμάτων (anomalous or excess eddy current losses).

Οι απώλειες υστέρησης οφείλονται στη δυσκολία μετακίνησης των συνόρων Bloch κατά τη μεταβολή του μαγνητικού πεδίου μέσα στο υλικό με αποτέλεσμα η καμπύλη μαγνήτισης να αλλάζει ανάλογα με την ιστορία μεταβολής του μαγνητικού πεδίου. Τα δινορρεύματα έχουν μακροσκοπικό χαρακτήρα και αναπτύσσονται λόγω της αγωγιμότητας του υλικού, αντιτίθενται στη μεταβολή του μαγνητικού πεδίου με τυπική συμπεριφορά το προκαλούμενο «επιδερμικό φαινόμενο». Τέλος, τα ανώμαλα δινορρεύματα έχουν μικροσκοπικό χαρακτήρα, αναπτύσσονται στις περιοχές Weiss κατά τη μετακίνηση των συνόρων του Bloch και είναι ανάλογα με την τοπική χρονική μεταβολή της μαγνητικής επαγωγής.

Τα μοντέλα που βρίσκουν συνήθως εφαρμογή στην αναπαράσταση των βρόχων υστέρησης είναι τα φαινομενολογικά μοντέλα, δηλαδή μαθηματικά μοντέλα προσομοίωσης πολύ αργών χρονικών μεταβολών του πεδίου. Αν και έχουν δώσει ικανοποιητικά αποτελέσματα στις χαμηλές συχνότητες (50 Hz για παράδειγμα), η δυναμική μεταβολή τους σε υψηλότερες συχνότητες που σε πολλές εφαρμογές παίζουν σημαντικό ρόλο, δεν προσφέρει ικανοποιητική ακρίβεια και για αυτόν το λόγο δεν έχουν καθιερωθεί κοινά αποδεκτές μεθοδολογίες αναπαράστασης των απωλειών σιδήρου [1.41].

Η μείωση των απωλειών κενού φορτίου μπορεί να γίνει με έναν από τους παρακάτω τρόπους:

- Χρήση μαγνητικού υλικού πυρήνα με χαμηλότερες απώλειες.
- Μείωση της μαγνητικής επαγωγής.
- Μείωση του μήκους της διαδρομής της ροής.

Γενικά, αυτές οι ενέργειες οδηγούν σε αύξηση του όγκου του πυρήνα ή σε επιβάρυνση των απωλειών φορτίου της διάταξης.

Οι πιο διαδεδομένες μέθοδοι για τον προσδιορισμό των απωλειών κενού φορτίου σιδηρομαγνητικών υλικών είναι η κατασκευή πειραματικών διατάξεων και η αριθμητική ανάλυση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου του πυρήνα [1.42].

Η μέθοδος των πειραματικών διατάξεων για τη χάραξη χαρακτηριστικών καμπυλών απαιτεί τη διεξαγωγή ενός μεγάλου αριθμού μετρήσεων, προκειμένου να διερευνηθεί η επίδραση των παραμέτρων που επηρεάζουν τις απώλειες κενού φορτίου αλλά και να δημιουργηθεί μια εκτεταμένη βάση δεδομένων η οποία να επιτρέπει τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου για διάφορες τιμές της μαγνητικής επαγωγής και τύπους διεγέρσεως όταν πρόκειται για γνωστό υλικό [1.43]. Η συγκεκριμένη μέθοδος παρουσιάζει πολύ καλή ακρίβεια στην περίπτωση τυποποιημένων σιδηρομαγνητικών υλικών για τα οποία υπάρχουν επαρκή στοιχεία και συγκεκριμένων κυματομορφών διεγέρσεως. Στην περίπτωση όμως μη τυποποιημένων διεγέρσεων ή/και σιδηρομαγνητικών υλικών θα πρέπει πρώτα να γίνουν αντίστοιχες μετρήσεις να χαραχθούν τα αντίστοιχα διαγράμματα και έτσι να υπολογιστούν οι

απώλειες κενού φορτίου. Για τον λόγο αυτό είναι αναγκαίο οι καμπύλες να ανακατασκευάζονται με τρόπο συστηματικό, ώστε να προσαρμόζονται στα νέα μαγνητικά υλικά όταν αλλάζουν τα δεδομένα. Αυτή η διαδικασία προϋποθέτει αυξημένο κόστος και χρόνο.

Έχουν αναπτυχθεί, επίσης, διάφορες μέθοδοι αριθμητικής ανάλυσης του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου, οι οποίες έχουν αποτελέσει αντικείμενο ανάπτυξης εξειδικευμένων κωδικών λογισμικού, όπως η μέθοδος των πεπερασμένων διαφορών που αποτελεί την πρώτη μέθοδο που αναπτύχθηκε και η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων, που είναι η μέθοδος που έχει επικρατήσει στις πρόσφατες εφαρμογές.

Τα προγράμματα αυτά περιλαμβάνουν συγκεκριμένα βήματα ορισμού της γεωμετρίας του προβλήματος, δημιουργίας του πλέγματος, προσδιορισμού των χαρακτηριστικών των υλικών, κατάστροψη της προς ελαχιστοποίηση συνάρτησης, επίλυση του προβλήματος και υπολογισμού της κατανομής της άγνωστης ποσότητας (συνήθως βαθμωτό μαγνητικό δυναμικό ή διανυσματικό μαγνητικό δυναμικό) και τέλος μετεπεξεργασίας των αποτελεσμάτων για τον υπολογισμό των επιθυμητών μεγεθών. Η μεθοδολογία αυτή έχει εφαρμοστεί με ιδιαίτερη επιτυχία στην αναπαράσταση των μαγνητικών κυκλωμάτων των ηλεκτρικών μηχανών. Έτσι με αυτή την αριθμητική μέθοδο ανάλυσης του μαγνητικού πεδίου της μηχανής μπορεί να υποβοηθηθεί ο σχεδιασμός και να υπολογισθούν οι παράμετροι της λειτουργικής συμπεριφοράς της μηχανής.

Οι *Girgis, Yannucci*, και *Templeton* [1.44] υπολογίζουν την κατανομή της μαγνητικής ροής και τις παραμέτρους του πυρήνα μετασχηματιστή χρησιμοποιώντας τέτοιες μεθόδους. Οι *Fuchs, Masoum*, και *Roesler* [1.45] προσδιορίζουν τα ρεύματα διέγερσης και απωλειών σιδήρου, με εφαρμογή της μεθόδου των πεπερασμένων διαφορών. Οι *Rosales* και *Semlyen* [1.46] χρησιμοποιούν τη μέθοδο των πεπερασμένων διαφορών για τη συνδυασμένη επίλυση με κορεσμό και δινορρεύματα, όχι όμως και υστέρηση.

Οι *Girgis, te Nyenhuis, Gramm*, και *Wrethag* [1.47] προσδιορίζουν πειραματικά την επίδραση διαφόρων παραμέτρων της διαδικασίας παραγωγής των πυρήνων στις απώλειες κενού φορτίου των μετασχηματιστών τύπου στοιβαχτού πυρήνα. Οι *Mechler* και *Girgis* [1.48] υπολογίζουν την κατανομή των απωλειών κενού φορτίου στους μετασχηματιστές τύπου στοιβαχτού πυρήνα, χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των πεπερασμένων διαφορών. Οι *Enokizono* και *Soda* [1.49] αναπτύσσουν μία μεθοδολογία για την απευθείας ανάλυση των απωλειών κενού φορτίου των μετασχηματιστών, χρησιμοποιώντας μία βελτιωμένη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων.

Εκτός από τις αριθμητικές μεθόδους ανάλυσης του μαγνητικού πεδίου, έχουν γίνει πολύ σημαντικές προσπάθειες για τη μοντελοποίηση μαγνητικών πυρήνων και τριφασικών μετασχηματιστών με διάφορα μοντέλα μαγνητικών κυκλωμάτων. Έχουν αναπτυχθεί [1.50] γεωμετρικά μοντέλα μετασχηματιστή, τα οποία αναπαριστούν τον πυρήνα και τα τυλίγματα του μετασχηματιστή με συνδυασμένο τρόπο.

1.4.3. Αριθμητικές μέθοδοι υπολογισμού του μαγνητικού πεδίου

Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων [150] έχει εισαχθεί στην επίλυση προβλημάτων του μαγνητικού πεδίου χαμηλών συχνοτήτων από τον *Silvester* [1.51, 1.52]. Πολλοί ερευνητές αναπτύσσουν μεθοδολογίες για την επίλυση κυρίως διδιάστατων προβλημάτων, λόγω της αυξημένης υπολογιστικής επιβάρυνσης που απαιτούσε η εφαρμογή του διανυσματικού μαγνητικού δυναμικού σε προβλήματα τριών διαστάσεων [1.61]-[1.72]. Τρισδιάστατα προβλήματα αναλύονται αρχικά με την εισαγωγή βαθμωτού μαγνητικού δυναμικού, *Zienkiewicz* [1.53] και *Simkin* και *Trowbridge* [1.54], [1.55], για παράδειγμα.

Η ραγδαία εξέλιξη της μεθόδου των πεπερασμένων στοιχείων δίνει τη δυνατότητα λεπτομερούς υπολογισμού του μαγνητικού πεδίου σε περιπτώσεις δισδιάστατων και τρισδιάστατων γεωμετριών, ενώ με την υπέρθεση στοιχειωδών δισδιάστατων (και τρισδιάστατων αντίστοιχα) λύσεων επιτρέπει τον υπολογισμό του πεδίου σκέδασης τριφασικών μετασχηματιστών [1.62]-[1.85]. Τα μοντέλα πεπερασμένων στοιχείων μπορούν ακόμη να συνδυαστούν με διαδικασίες βελτιστοποίησης της σχεδίασης με στόχο τη βελτίωση του σχήματος των τυλιγμάτων για ελαχιστοποίηση των δυνάμεων που αναπτύσσονται κατά το βραχυκύκλωμα [1.50].

Μοντέλα πεπερασμένων στοιχείων έχουν χρησιμοποιηθεί εκτενώς, εκτός από τον υπολογισμό του πεδίου σκέδασης και της τάσης βραχυκύκλωσης, και για τον υπολογισμό των απωλειών δινορρευσμάτων, ο οποίος αποτελεί πρόβλημα μεγάλου ενδιαφέροντος σε πολλές βιομηχανικές εφαρμογές, [1.56]. Οι προσπάθειες για την επίλυση των προβλημάτων δινορρευσμάτων επικεντρώνονται στην εισαγωγή κατάλληλων διατυπώσεων ως προς το βαθμωτό και διανυσματικό μαγνητικό δυναμικό, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η καλή ακρίβεια και το χαμηλό υπολογιστικό κόστος της λύσης τους, [1.57]. Στα πλαίσια αυτών των προσπαθειών, οι Γκόλιας και Τσιμπούκης χρησιμοποιούν αυτοβελτιούμενες τεχνικές της μεθόδου των πεπερασμένων στοιχείων για την επίλυση τρισδιάστατων προβλημάτων δινορρευσμάτων στην αναφορά [1.58]. Οι Pavlik, Johnson και Girgis αναπτύσσουν ένα εργαλείο για τον υπολογισμό των διαφυγουσών απωλειών και των απωλειών δινορρευσμάτων σε μετασχηματιστές τύπου πυρήνα στην αναφορά [1.59] ενώ οι Turowski και Pelikant πραγματοποιούν πρόβλεψη της αύξησης θερμοκρασίας στο κέλυφος μετασχηματιστών λόγω των δινορρευσμάτων στην αναφορά [1.60].

Η δισδιάστατη μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων έχει όμως χρησιμοποιηθεί και για τη μελέτη όλων των βασικών χαρακτηριστικών των μετασχηματιστών, πέραν του πεδίου σκέδασης και των δινορρευσμάτων: ο Moses τη χρησιμοποιεί για υπολογισμό απωλειών στην αναφορά [1.61]. Στην αναφορά [1.62] εξετάζονται εσωτερικά σφάλματα των τυλιγμάτων με τη δισδιάστατη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων από τους Wang και Butler, ενώ στην αναφορά [1.63] οι Yu και Liu τη χρησιμοποιούν ως βάση για την ανάλυση κορεσμού ΣΡ. Οι Driesen, Belmans και Hameyer την εφαρμόζουν για τη μελέτη των επιπτώσεων αρμονικών ρευμάτων στην αναφορά [1.64], ενώ οι Wen, Zhou, Fu και Jin τη χρησιμοποιούν για την ανάλυση του πεδίου μετασχηματιστών μετατροπών HVDC στην αναφορά [1.65]. Χρησιμοποιείται επίσης κατά την εξαγωγή των παραμέτρων του ισοδύναμου κυκλώματος [1.66], [1.67] από τους Chipping, Kutkut, Novotny, Divan και Qing, Lee, Jian, Jovanovic αντίστοιχα. Άλλες εργασίες στην ίδια κατηγορία, από τους Mechler, Girgis και teNyenhuys, προτείνουν τη μέθοδο των πεπερασμένων διαφορών ως μέθοδο εκτίμησης των απωλειών και της κατανομής της ροής σε μετασχηματιστές τύπου στοιβακτού πυρήνα [1.68],[1.69],[1.70] ενώ ο Pierce τη χρησιμοποιεί για τον υπολογισμό της κατανομής θερμοκρασίας σε μετασχηματιστές ξηρού τύπου [1.71].

Παρά το γεγονός ότι η δισδιάστατη μοντελοποίηση είναι κατάλληλη για την επίλυση πολλών προβλημάτων σχεδίασης, μπορεί να κριθεί ανεπαρκής για λεπτομερή ανάλυση και υπολογισμό του μαγνητικού πεδίου, οπότε και απαιτείται η τρισδιάστατη μοντελοποίηση. Η υλοποίηση τρισδιάστατων μοντέλων πεπερασμένων στοιχείων συναντάται πολύ συχνά στην τεχνική βιβλιογραφία: για παράδειγμα, οι Koppikar, Kulkarni, Srinivas, Khaparde και Jain υλοποιούν λεπτομερή αναπαράσταση μονοφασικού αυτομετασχηματιστή στην αναφορά [1.72], ενώ οι Lin, Xiang, Yanlu, Zhingwang, Guoqiang και Yinhan υπολογίζουν απώλειες στην αναφορά [1.73]. Τρισδιάστατος υπολογισμός απωλειών, μαγνητικής ροής και πεδίου σκέδασης πραγματοποιείται επίσης στην αναφορά [1.74]. Επιπλέον, τα μη γραμμικά χαρακτηριστικά του σιδήρου έχουν μοντελοποιηθεί κατάλληλα μέσω της μεθόδου, από τους Mohammed και Demerdash, [1.75] τους Enokizono και Soda, [1.76], και τον Προυσαλίδη [1.77] ενώ για τη μελέτη της αλληλεπίδρασης μετασχηματιστών ισχύος με μη γραμμικά φορτία έχει πραγματοποιηθεί σύζευξη κυκλωματικών και πεδιακών εξισώσεων, [1.78],[1.79].

Εκτός από τους μετασχηματιστές, η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων συναντάται επίσης σε μεγάλο βαθμό στην ανάλυση όλων των ειδών ηλεκτρικών μηχανών. Αναφέρεται ενδεικτικά η εφαρμογή της σε σύγχρονες μηχανές από τους Shima, Ide, Takahashi, Yoshinari και Nitobe, [1.80], σε επαγωγικούς κινητήρες και γεννήτριες από τους Williamson και Gersh, [1.81] και Chan, Lai και Yan, [1.82], αντίστοιχα, και σε ειδικές μηχανές όπως οι γεννήτριες μονίμων μαγνητών από τους Colamartino, Marchand, Razek και Pavlik, Garg, Repp και Weiss, [1.83],[1.84] ή οι μηχανές μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης από τους Moallem και Ong, [1.85].

Πρόσφατα, σημαντική προσπάθεια αφορά τη μοντελοποίηση των σιδηρομαγνητικών υλικών ενόψει της ενσωμάτωσής τους σε κώδικες πεπερασμένων στοιχείων [1.86]-[1.98], θέμα το οποίο θα αναπτυχθεί εκτενώς στη συνέχεια της εργασίας.

1.5 ΣΗΜΕΙΑ ΚΑΙΝΟΤΟΜΙΚΗΣ ΣΥΝΕΙΣΦΟΡΑΣ

Τα κύρια σημεία της παρούσας διδακτορικής διατριβής που εμφανίζουν καινοτομία, μπορούν να συνοψιστούν ως εξής:

- Ανάπτυξη νέου φαινομενολογικού μοντέλου θεώρησης της μαγνητικής υστέρησης βασισμένου στο μοντέλο Jiles-Atherton που επιτρέπει τη δυναμική μεταβολή του βρόχου υστέρησης σε συχνότητες υψηλότερες των 50 Hz.
- Ανάπτυξη αριθμητικής μεθοδολογίας βασισμένης στη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων για τη συνδυασμένη μοντελοποίηση δινορρευσμάτων και υστέρησης σε ημιτονοειδή και παλμική διέγερση.
- Προσαρμογή μοντέλου συγκεντρωμένων παραμέτρων παράλληλης τοπολογίας (τροποποιημένο Foster) για την αναπαράσταση δινορρευσμάτων υψηλών συχνοτήτων σε μαγνητικές λαμαρίνες
- Εφαρμογή του τροποποιημένου μοντέλου Foster στη σύνθεση νέου δυναμικού μοντέλου ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα, το οποίο επιτρέπει σημαντική βελτίωση στην εκτίμηση των απωλειών σιδήρου σε περιπτώσεις τροφοδοσίας από αντιστροφέα χρησιμοποιώντας τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM)

1.6 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1.1] C.E. Lin, J.-B. Wei, C.-L. Huang, C.-J. Huang, "A New Model for Transformer Saturation Characteristics by Including Hysteresis Loops", IEEE Transactions on Magnetism, vol. 25, no. 3, May 1989.
- [1.2] D. Dolinar, J. Pihler, B. GrEar, "Dynamic Model of a Three-Phase Power Transformer", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, no. 4, October 1993.
- [1.3] L.C.O. de Oliveira, J.C. Rossi, F.A. de Camargo Pires, "Asymmetrical Magnetization in Three-Phase Core Type Transformers", Proceedings of the 38th Midwest Symposium on Circuits and Systems, vol. 2, August 1995.
- [1.4] J.Arnllaga, W. Enright, N. R. Watson, A.R. Wood, "Improved Simulation of HVDC Converter Transformers in Electromagnetic Transients Programs", IEE Proceedings- Generation Transmission Distribution, vol. 144, no. 2, March 1997.
- [1.5] A. Medina, J. Arrillaga, "Simulation of Multilimb Power Transformers in the Harmonic Domain", IEE Proceedings-C, vol. 139, no. 3, May 1992.
- [1.6] J. Pedra, L. Sainz, F. Corcoles, R. Lopez, M. Salichs, "PSICE computer model of a nonlinear three-phase three-legged transformer", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 19, no. 1, January 2004
- [1.7] C. Perez-Rojas, "Fitting Saturation and Hysteresis via Arctangent Functions" IEEE Power Engineering Review, November 2000.
- [1.8] F. Preisach "Über die magnetische Nachwirkung" Zeitschrift der Physik 1935, p.p.27-302
- [1.9] L.Neel, "Theory of Rayleigh's law of magnetisation" Cahiers de physique Vol. 12, pp.1-20, 1942
- [1.10] T.Doong, I.D.Mayergoyz , "On Numerical Implementation of Hysteresis Models" IEEE Transactions on Magnetism, vol. 21, no.5, Sept.1985, p.p. 1853-1855.
- [1.11] I.D. Mayergoyz "Mathematical Models of Hysteresis" IEEE Transactions on Magnetism, vol. 22, no.5, Sept.1986, p.p. 603-608.
- [1.12] I.D. Mayergoyz , G. Friedman "Generalised Preisach Model of Hysteresis" IEEE Transactions on Magnetism, vol. 24, no.1, Jan. 1988, p.p. 212-217.
- [1.13] N. Burais, "Etude et Modélisation des Pertes dans les Circuits Magnétiques en Régime Non Sinusoïdal a Fréquence Industrielle Elevee", thèse de Docteur – Ingénieur, Ecole Centrale de Lyon, Institut national Polytechnique de Grenoble (France) Mai 1981
- [1.14] A.Kladas, "Etude du Couple et des Pertes Fer d'une Machine a Reluctance Variable" rapport de stage de D.E.A. Laboratoire des Universités Paris VI et XI, Orsay 1983 (France)
- [1.15] S.Y.R. Hui, J.Zhu "Numerical Modeling and simulation of hysteresis effects in magnetic cores using transmission-line modeling and the Preisach theory" IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol.142, No. 1, Jan 1995, p.p.57-62
- [1.16] D. C. Jiles and D. L. Atherton, "Theory of ferromagnetic hysteresis," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 61, pp. 48-60, 1986.
- [1.17] Θ.Δ. Κεφάλας, "Ανάλυση απωλειών μετασχηματιστών ισχύος με προηγμένα υλικά" Διδακτορική διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, Νοέμβριος 2008.
- [1.18] K. H. Carpenter, "A differential equation approach to minor loops in the Jiles-Atherton hysteresis model," *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 27, no. 6, pp. 4404-4406, Nov. 1991.
- [1.19] A. J. Bergqvist, "A simple vector generalization of the Jiles-Atherton model of

- hysteresis" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, no. 5, pp. 4213-4215, Sep. 1996.
- [1.20] D. C. Jiles, J. B. Thoeleke, and M. K. Devine, "Numerical determination of hysteresis parameters for the modeling of magnetic properties using the theory of ferromagnetic hysteresis," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 28, no. 1, pp. 27-35, Jan. 1992.
- [1.21] A. Benabou, S. Clenet, and F. Piriou, "Comparison of Preisach and Jiles-Atherton models to take into account hysteresis phenomenon for finite element analysis," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 261, pp. 139-160, 2003.
- [1.22] F. Liorzou, B. Phelps, D.L. Atherton, "Macroscopic Models of Magnetization", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 2, March 2000.
- [1.23] A. Globus, "Universal Hysteresis Loop for Soft Ferrimagnetic Material", *Proceedings European Physical Society, Conference on Soft Magnetic Material 2*, 1975.
- [1.24] A. Globus, P. Dublex, M. Guyot, "Determination of Initial Magnetization Curve from Crystallites Size and Effective Anisotropy Field", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. MAG-7, May 1971.
- [1.25] M. Guyot, A. Globus, "Determination of the Domain Wall Energy and the Exchange Constant from Hysteresis in Ferrimagnetic Polycrystals" *Phys. Stat. Sol. (b)*, vol.59, 1973
- [1.26] B.D. Coleman, M.L. Hodgdon, "A Constitutive Relation for rate-Independent Hysteresis in Ferromagnetic Soft Materials", *Int. J. Engin. Sci.*, 24, no. 6, 1986.
- [1.27] B.D. Coleman, M.L. Hodgdon, "On α Class of Constitutive Relations for Ferromagnetic Hysteresis" *Arch. Rational Mech. Anal.*
- [1.28] M.L. Hodgdon, "Applications of a Theory of Ferromagnetic Hysteresis", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24, no. 1, January 1988
- [1.29] E.C. Stoner, E.P. Wollfarth, "A Mechanism of Magnetic Hysteresis in Heterogeneous Alloys" *Phil. Trans. Roy. Soc.*, vol. 240A, May 4, 1948.
- [1.30] D.L. Atherton, J.R. Beattie, "A Mean Field Stoner-Wollfarth Hysteresis Model", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, November 1990.
- [1.31] Z. Tao, L. Jianfei, L. Wanshum, L. Guicun, "Simulation of Transformer Hysteresis Loop Using Fractal Theory", *Proceedings of the 2002 IEEE Canadian Conference on Electrical & Computer Engineering*.
- [1.32] F. de Leon; A. Semlyen, "A Simple Representation of Dynamic Hysteresis Losses in Power Transformers", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 1, January 1995.
- [1.33] F. Ossart, G. Meunier, "Comparison between Various Hysteresis Models and Experimental Data" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 5, September 1990
- [1.34] R.I. Potter, R.J. Schmulian, "Self Consistently Computed Magnetization Patterns in Thin Magnetic Recording Media", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. MAG-7, no. 4 December 1971
- [1.35] A.G. Kladas, J.A. Tegopoulos, "3D Eddy Currents Modelling by means of a Particular Reduced Scalar Potential Technique", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 2, March 1997.
- [1.36] A.G. Kladas, J.A. Tegopoulos, "Eddy Currents Modeling in Solid Iron by Using Analytical Elements" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 30, no. 5, September 1994.
- [1.37] J. Juillard, B. de Barmon, G. Berthiau, "Simple Analytical Three-Dimensional Eddy-Current Model" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 1, January

- 2000.
- [1.38] E.J. Tarasiewicz, A.S. Morched, A. Narang, E.P. Dick, "Frequency Dependent Eddy Current Models for Nonlinear Iron Cores", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 8, no. 2, May 1993.
 - [1.39] E.F. Fuchs, Y. You, D. Lin, "Development and Validation of GIC Transformer Models", Research Project 19Z-SK205V, Final Report prepared for Martin Marietta Energy Systems
 - [1.40] Π. Σ. Γεωργιάκης, "Συμβολή μεθόδων τεχνητής νοημοσύνης στη μείωση των απωλειών κενού φορτίου μετασχηματιστών διανομής," Διδακτορική διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, Μάρτιος 2000.
 - [1.41] M. Amar and F. Protat, "A simple method for the estimation of power losses in silicon iron sheets under alternating pulse voltage excitation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 30, pp. 942-944, Mar. 1994.
 - [1.42] R. S. Albir and A. J. Moses, "Reduction in transformer losses achieved by staggering lamination layers," *Physica Scripta*, vol. 39, pp. 629-638, 1989.
 - [1.43] A. Dymkov, Transformer Design. English translation from the Russian by A. Gavrilovets, Mir Publishers, Moscow, 1975.
 - [1.44] R. S. Girgis, D. A. Yannucci, and J. B. Templeton, "Performance parameters on power transformers using 3D magnetic field calculations," *IEEE Transactions on PAS*, vol. 103, no. 9, September 1984, pp. 2708-2713.
 - [1.45] E. F. Fuchs, M. A. S. Masoum, D. J. Roesler, "Large signal nonlinear model of anisotropic transformers for nonsinusoidal operation; Part II: Magnetizing and core-loss currents," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, no. 4, October 1991, pp. 1509-1516.
 - [1.46] J. Avila-Rosales, A. Semlyen, "Iron core for electromagnetic transients," *IEEE Transactions on PAS*, vol. 104, no. 11, November 1985, pp. 3189-3194.
 - [1.47] R.S. Girgis, E.G. teNijenhuis, K. Gramm, and J.E. Wrethag, "Experimental Investigations on Effect of Core Production Attributes on Transformer Core Loss Performance," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 2, April 1998, pp. 526-531.
 - [1.48] G.F. Mechler, and R.S. Girgis, "Calculation of Spatial Loss Distribution in Stacked Power and Distribution Transformer Cores," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 2, April 1998, pp. 532-537.
 - [1.49] M. Enokizono and N. Soda, "Direct iron loss analysis for transformer by improved finite element method," *Proceedings of the 1998 International Conference on Electrical Machines*, pp. 988-993, September 2-4, 1998, Istanbul, Turkey.
 - [1.50] Μ. Α. Τσίλη, "Ανάπτυξη μεικτών αριθμητικών τεχνικών πεπερασμένων στοιχείων - οριακών στοιχείων για τη σχεδίαση μετασχηματιστών ισχύος," Διδακτορική διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, Ιούνιος 2005.
 - [1.51] P. Silvester, "High-Order Polynomial Triangular Finite Elements for Potential Problems," *Int. J. Engng. Sci.*, Vol. 7, pp. 849-861, 1969.
 - [1.52] P. Silvester, "A General High-Order Finite-Element Waveguide Analysis Program," *IEEE Tran. MTT*, Vol. 17, No 4, pp. 204-210, 1969.
 - [1.53] O C. Zienkiewicz, "The finite element method-from intuition to generality," *Appl. Mech. Rev.* Vol. 23, pp. 249-56, 1970.
 - [1.54] J. Simkin, C. W. Trowbridge, "Three-Dimensional Nonlinear Electromagnetic Field Calculations, using Scalar Potentials," *IEE Proceedings*, Vol. 127B, No 6, pp. 368-374, 1980.
 - [1.55] C. W. Trowbridge, "Three-Dimensional Field Computation," *IEEE Trans. Magn.*,

- Vol. 18, No 1, pp. 293-297, 1982.
- [1.56] E. E. Kriezis, T. D. Tsiboukis, S. M. Panas, J. A. Tegopoulos, "Eddy Currents: Theory and Applications," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 80, No 10, pp. 1559-1589, Oct. 1992.
 - [1.57] Ν. Α. Γκόλιας, "Ενιαία Αντιμετώπιση 3-Διάστατων Προβλημάτων του Η/Μ Πεδίου με Αυτοβελτιούμενες Τεχνικές της Μεθόδου των Πεπερασμένων Στοιχείων". Διδακτορική Διατριβή, ΑΠΘ, Θεσσαλονίκη 1993.
 - [1.58] N. A. Golias, T. D. Tsiboukis, "3D Eddy-Current Computation with a Self-Adaptive Refinement Technique," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 31, No 3, pp. 2261-2268, May 1995.
 - [1.59] D. Pavlik, D. C. Johnson, R. S. Girgis, "Calculation and reduction of stray and eddy losses in core-form transformers using a highly accurate finite element modelling technique," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 8, No. 1, pp. 239-245, Jan. 1993.
 - [1.60] J. Turowski, A. Pelikant: "Eddy current losses and hot spot evaluation in cover plates of power transformers ", *IEE Proc. Electric Power Applications*, Vol. 144, no 6, pp. 435-440, 1997.
 - [1.61] A. J. Moses, "Comparison of transformer loss prediction from computed and measured flux density distribution," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 34, No. 4, pp. 1186-1188, 1998.
 - [1.62] H. Wang, K. L. Butler, "Finite element analysis of internal winding faults in distribution transformers," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 16, No. 3, pp. 422-428, Jul. 2001.
 - [1.63] S. Lu, Y. Liu, "FEM analysis of DC saturation to assess transformer susceptibility to geomagnetically induced currents," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 8, No. 3, pp. 1367-1376, Jul. 1993.
 - [1.64] J. Driesen, R. Belmans, K. Hameyer, "The computation of the effects of harmonic currents on transformers using a coupled electromagnetic-thermal FEM approach," *IEEE Int. Conf. on Harmonics and Quality of Power*, Vol 2, pp. 720-725, Oct. 2000.
 - [1.65] K. Wen, Y. Zhou, J. Fu, T. Jin, "A calculation method and some features of transient field under polarity reversal voltage in HVDC insulation," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. , No. 1, pp. 223-230, Jan. 1993.
 - [1.66] S. Chiping, N. H. Kutkut, D. W. Novotny, D. M. Divan, "General equivalent circuit of a multi-winding co-axial winding transformer," *Thirtieth IEEE IAS Annual Meeting (IAS '95)*, pp. 2507-2514, Vol.3, Oct. 1995.
 - [1.67] C. Qing, F. C. Lee, Z. J. Jian, M. M. Jovanovic, "A new model for multiple-winding transformer," *25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '94)*, Vol 2, pp. 864-871, Jun. 1994.
 - [1.68] G. F. Mechler, R. S. Girgis, "Calculation of spatial loss distribution in stacked power and distribution transformer cores," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 13, No. 2, pp. 532-537, Apr. 1998.
 - [1.69] G. E. Mechler, R. S. Girgis, "Magnetic flux distributions in transformer core joints," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 15, No. 1, pp. 198-203, Jan. 2000.
 - [1.70] E. G. teNyenhuis, G. F. Mechler, R. S. Girgis, "Flux distribution and core loss calculation for single phase and five limb three phase transformer core designs," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 15, No. 1, pp. 204-209, Jan 2000.
 - [1.71] L. W. Pierce, "Predicting hottest spot temperatures in ventilated dry type transformer windings," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 9, No. 2, pp. 1160-1172, Apr. 1994.

- [1.72] D. A. Koppikar, S. V. Kulkarni, P. N. Srinivas, S. A. Khaparde, R. Jain, "Evaluation of flitch plate losses in power transformers," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 14, No. 3, pp. 996-1001, Jul. 1999.
- [1.73] C. Lin, C. Xiang, Z. Yanlu, C. Zhingwang, Z. Guoqiang, Z. Yinhan, "Losses calculation in transformer tie plate using the finite element method," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 34, No. 5, pp. 3644-3647, 1998.
- [1.74] I.L. Nahas, B. Szabados, R.D. Findlay, M. Poloujadoff, S. Lee, P. Burke, D. Perco, "Three dimensional flux calculation on a three-phase transformer," *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 1, No. 3, pp. 156-160, 1986.
- [1.75] O. Mohammed, N. Demerdash, "A 3-D finite element perturbational method for determining saturated values of transformer winding including experimental verification," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 21, No. 5, pp.1877-1879, Sep 1985.
- [1.76] M. Enokizono, N. Soda, "Finite element analysis of transformer model core with measured reluctivity tensor," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 33, No. 5, pp. 4110-4112, Sept. 1997.
- [1.77] J. Prousalidis, N. D. Hatziaargyriou, A. G. Kladas: "Iron lamination efficient representation in power transformers", *Proceedings of the 1st Japanese-Greek Joint Workshop on Superconductivity and Magnetic Materials*, pp. 171-176, Athens, 1999.
- [1.78] S. Bouissou, F. Piriou, C. Kieny, G. Tanneau, "Numerical simulation of a power transformer using 3D finite element method coupled to circuit equation," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 30, No. 5, pp. 3224-3227, Sep 1994.
- [1.79] A.A. Arkadan, R.H. VanderHeiden, "Three-dimensional nonlinear finite element modeling of a voltage source excited transformer feeding a rectifier load," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 28, No. 5, pp. 2265-2267, Sep 1992.
- [1.80] K. Shima, K. Ide, M. Takahashi, Y. Yoshinari, M. Nitobe, "Calculation of Leakage Inductances of a Salient-Pole Synchronous Machine Using Finite Elements," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 14, No. 4, pp. 1156-1161, Dec. 1999.
- [1.81] S. Williamson, D.R. Gersh, "Finite element calculation of double-cage rotor equivalent circuit parameters," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 11, No. 1, pp. 41-48, Mar. 1996.
- [1.82] T. F. Chan, L. L. Lai, Lie-Tong Yan, "Finite Element Analysis of a Single-Phase Grid-Connected Induction Generator with the Steinmetz Connection," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 18, No. 2, pp. 321-329, Jun. 2003.
- [1.83] F. Colamartino, C. Marchand, A. Razek, "Torque ripple minimization in permanent magnet synchronous servodrive," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 14, No. 3, pp. 616-621, Sept. 1999.
- [1.84] D. Pavlik, V. K. Garg, J. R. Repp, J. Weiss, "A finite element technique for calculating the magnet sizes and inductances of permanent magnet machines," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 3, No. 1, pp. 116-122, Mar. 1998.
- [1.85] M. Moallem, C. M. Ong, "Predicting the torque of a switched reluctance machine from its finite element field solution," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol 5, No. 4, pp. 733-739, Dec. 1990.
- [1.86] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: An engineering approach", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, No. 2, pp. 981-989, Apr. 2006.
- [1.87] J.V. Leite, N. Sadowski, P. Kuo-Peng, and J.P.A. Bastos, "A new anisotropic vector hysteresis model based on stop hysteron", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, pp. 1500-1503, May 2005.

- [1.88] P.J. Leonard, P. Marketos, A.J. Moses, and M. Lu, "Iron losses under PWM excitation using a dynamic hysteresis model and finite elements", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, No 4, pp. 907–910, April 2006.
- [1.89] H. Nam, K.H. Ha, J.J. Lee, J.P. Hong and G.H. Kang, "A Study on Iron Loss Analysis Method Considering the Harmonics of the Flux Density Waveform Using iron Loss Curves Tested on Epstein Samples", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, No 3, pp.1472-1475, May 2003.
- [1.90] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari and M. Pastorelli "About the Possibility of Defining a Standard Method for Iron Loss Measurement in Soft Magnetic Materials with Inverter Supply", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No 5, pp.1283-1288, Sept. – Oct. 1997.
- [1.91] Zbigniew Gmyrek, Aldo Boglietti, and Andrea Cavagnino, "Iron Loss Prediction With PWM Supply Using Low- and High-Frequency Measurements: Analysis and Results Comparison", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No 4, pp.1722 – 1728 April 2008.
- [1.92] R. Kaczmarek, M. Amar, and F. Protat, "Iron Loss Under PWM Voltage Supply on Epstein Frame and in Induction Motor Core" IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, no 1, pp.189–194, January 1996.
- [1.93] C. Cester, A. Kedous-Lebouc, and B. Cornut "Iron Loss Under Practical Working Conditions of a PWM Powered Induction Motor", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 33, No 5, pp.3766–3768, September 1997.
- [1.94] Giuseppe S. Buja, and Marian P. Kazmierkowski, "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors—A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No 4, pp.744–757 August 2004.
- [1.95] Giuseppe S. Buja, and Marian P. Kazmierkowski, "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors - A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No 4, pp.744–757 August 2004.
- [1.96] M. Enokizono, "Vector Magnetic Property and Magnetic Characteristic Analysis by Vector Magneto-Hysteretic E&S Model", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No 3, pp. 1148–1153, March 2009.
- [1.97] Zhiguang Cheng, N. Takahashi, B. Forghani, G. Gilbert, J. Zhang, L. Liu, Y. Fan, X. Zhang, Y. Du, J. Wang, and C. Jiao, "Analysis and Measurements of Iron Loss and Flux Inside Silicon Steel Laminations", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No 3, pp. 1222–1225, March 2009.
- [1.98] P. Burrascano, E. Cardelli, E. Della Torre, G. Drisaldi, A. Faba, M. Ricci, and A. Pirani, "Numerical Identification Procedure for a Phenomenological Vector Hysteresis Model", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No 3, pp. 1166–1169, March 2009.

ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΥΛΙΚΑ ΚΑΙ ΑΝΑΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΤΟΥΣ

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η συστηματική ανάλυση των τοπικών ιδιοτήτων των σιδηρομαγνητικών υλικών (φαινόμενα υστέρησης και δινορρευσμάτων) που είναι διαμορφωμένα σε λαμαρίνες και αποτελούν την πιο διαδεδομένη τεχνική κατασκευής των μαγνητικών κυκλωμάτων των μετασχηματιστών και των ηλεκτρικών μηχανών. Εξετάζονται οι αναλυτικές μεθοδολογίες αλλά και τα φαινομενολογικά μοντέλα για την αξιόπιστη αναπαράσταση των τοπικών βρόχων υστέρησης (μοντέλο Preisach-Neel, μοντέλο Jiles-Atherton). Το μοντέλο υστέρησης Preisach-Neel θεωρείται από τους πιο ακριβείς τρόπους προσομοίωσης του φαινομένου της μαγνητικής υστέρησης αλλά και το πιο απαιτητικό από πλευράς παραμέτρων που πρέπει να προσδιοριστούν. Η χρήση του μοντέλου και των διάφορων τροποποιημένων εκδοχών του, επιτρέπει τον προσδιορισμό της μαγνητικής επαγωγής B σε κάθε σημείο του δοκιμίου, λαμβάνοντας ως είσοδο την ένταση του μαγνητικού πεδίου H . Έτσι, οδηγεί στον υπολογισμό των απωλειών υστέρησης για δεδομένο σημείο λειτουργίας στην καμπύλη μαγνήτισης του υλικού. Το μοντέλο των Jiles-Atherton περιγράφει την υστέρηση των σιδηρομαγνητικών υλικών για την περίπτωση βρόχων υστέρησης με σιγμοειδή μορφή. Τα θεωρητικά αποτελέσματα μπορούν να αναπαράγουν την καμπύλη αρχικής μαγνήτισης και οικογένειες κύριων (συμμετρικών) βρόχων υστέρησης. Πολύ σημαντική για την επιτυχή εφαρμογή του μοντέλου είναι η κατάλληλη εκτίμηση της καμπύλης ανυστέρησης.

Η ανάλυση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου στο επίπεδο της μαγνητικής λαμαρίνας είναι επίσης δυνατή με αριθμητικές μεθόδους ανάλυσης, όπως η μέθοδος των πεπερασμένων μεθόδων των πεπερασμένων στοιχείων, που είναι η μέθοδος που έχει επικρατήσει στις πρόσφατες εφαρμογές. Βεβαίως, με τις δυνατότητες που παρέχουν, προς το παρόν τουλάχιστον, τα υπολογιστικά συστήματα, είναι πρακτικά αδύνατη η πλήρης αναπαράσταση των φαινομένων σε επίπεδο μαγνητικής λαμαρίνας και σε μακροσκοπικό επίπεδο μαγνητικού κυκλώματος της διάταξης. Για το σκοπό αυτό βρίσκονται στο στάδιο της ανάπτυξης τεχνικές ομογενοποίησης, οι οποίες όμως δεν έχουν φθάσει ακόμα το επίπεδο βιομηχανικής εφαρμογής.

2.2 ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΣ ΠΥΡΗΝΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ

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

πυριτιούχος σίδηρος, κράματα νικελίου-σιδήρου (permalloy), κράματα κοβαλτίου-νικελίου-σιδήρου (perminvar), κράματα κοβαλτίου-σιδήρου (permendur).

2.2.1. Κατηγορίες μαγνητικών υλικών

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

$$B = B_0 + \mu_0 M \quad (2.1)$$

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

$$\chi_m = \mu_r - 1 \quad (2.2)$$

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

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

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

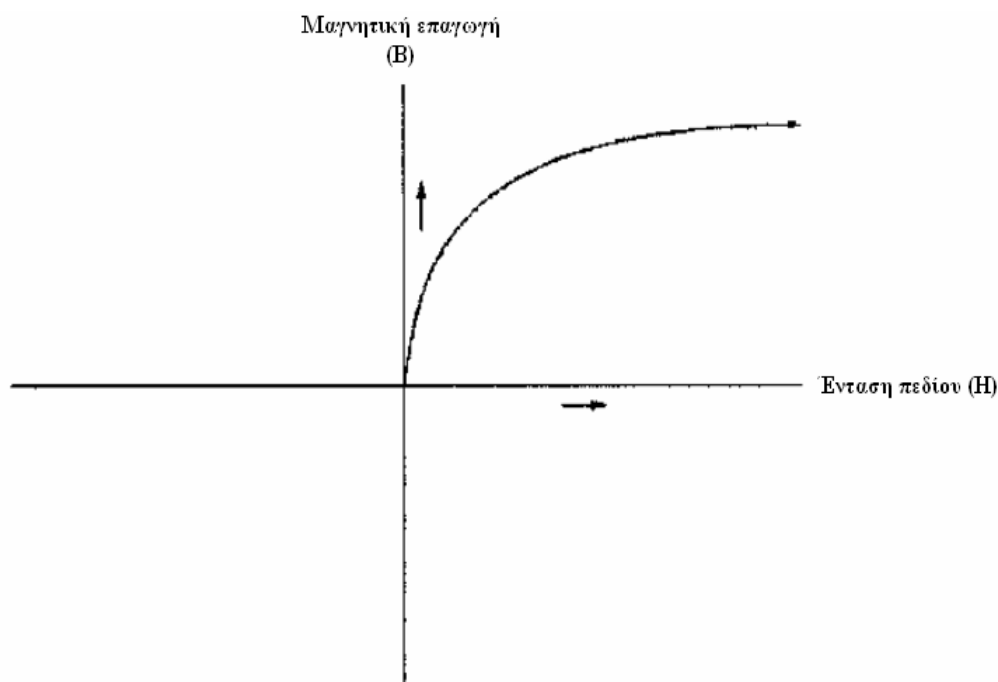
Τα σιδηρομαγνητικά υλικά παρουσιάζουν μεγάλη και θετική μαγνητική επιδεκτικότητα σε ένα εξωτερικό μαγνητικό πεδίο, [2.36-2.38]. Εμφανίζουν μια ισχυρή έλξη στα μαγνητικά πεδία και μπορούν να διατηρήσουν τις μαγνητικές ιδιότητές τους αφότου έχει αφαιρεθεί το μαγνητικό πεδίο. Τα σιδηρομαγνητικά υλικά έχουν ελεύθερα ηλεκτρόνια έτσι τα άτομά τους εμφανίζουν μαγνητική ορμή. Αποκτούν τις ισχυρές μαγνητικές ιδιότητές τους λόγω της παρουσίας μαγνητικών περιοχών. Σε αυτές τις περιοχές, μεγάλος αριθμός ατόμων (10^{12} έως 10^{15}) είναι ευθυγραμμισμένος παράλληλα έτσι ώστε το μαγνητικό πεδίο μέσα στην περιοχή να είναι ισχυρό. Όταν ένα σιδηρομαγνητικό υλικό είναι σε αμαγνήτιστη κατάσταση, οι περιοχές οργανώνονται σχεδόν τυχαία και το συνολικό μαγνητικό πεδίο για το τμήμα αυτό είναι μηδέν. Όταν εφαρμόζεται ένα εξωτερικό πεδίο μαγνήτισης, οι περιοχές ευθυγραμμίζονται για να δημιουργηθεί το ισχυρό μαγνητικό πεδίο μέσα στο τμήμα.

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

2.2.2. Μαγνητικός κορεσμός

Στα σιδηρομαγνητικά υλικά η σχετική μαγνητική διαπερατότητα που παρουσιάζεται στην εξίσωση (2.2), οπότε και η μαγνήτιση M , δεν έχουν σταθερή τιμή. Αντίθετα, η τιμή της μ_r σε αυτά τα υλικά εξαρτάται κατά ένα μεγάλο μέρος από την ένταση του μαγνητικού πεδίου H που εφαρμόζεται σε αυτό. Ο λόγος για αυτήν την εξάρτηση βρίσκεται πάλι στις

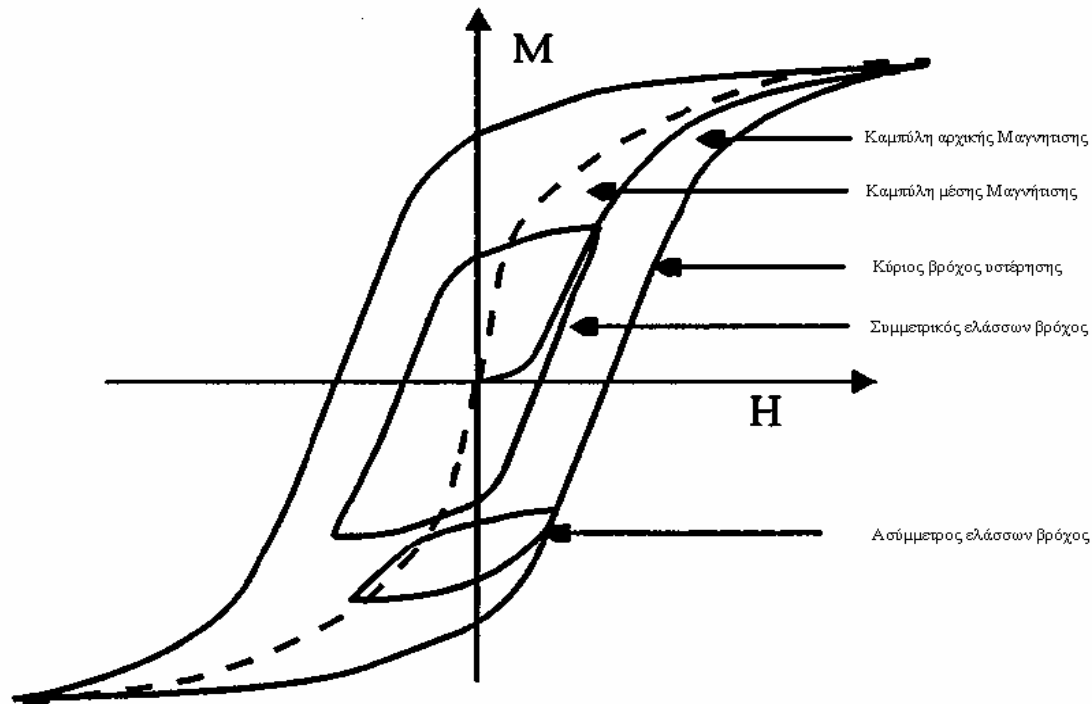
μαγνητικές περιοχές του υλικού. Όταν όλο και περισσότερες από αυτές τις μαγνητικές περιοχές αναγκάζονται να ευθυγραμμιστούν με το εξωτερικό μαγνητικό πεδίο, η τιμή της σχετικής διαπερατότητας θα εμφανιστεί να μειώνεται. Όταν όλες σχεδόν οι μαγνητικές περιοχές ευθυγραμμιστούν με το εξωτερικό πεδίο η σχετική μαγνητική διαπερατότητα θα φθάσει την τιμή 1, που σημαίνει ότι το υλικό έχει χάσει τον σιδηρομαγνητικό χαρακτήρα του. Το υλικό ονομάζεται σε αυτήν τη κατάσταση **κορεσμένο**. Δεδομένου ότι το μαγνητικό πεδίο $\mathbf{B}$ σε ένα υλικό συσχετίζεται με την ένταση του μαγνητικού πεδίου $\mathbf{H}$ μέσω της σχετικής μαγνητικής διαπερατότητας μ_r (η οποία εν γένει στα σιδηρομαγνητικά υλικά έχει μη σταθερή τιμή), η σχέση μεταξύ $\mathbf{B}$ και $\mathbf{H}$ είναι μη γραμμική. Η μη γραμμική συνάρτηση $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ είναι η έκφραση για τον κορεσμό του σιδηρομαγνητικού υλικού. Στο σχήμα 2.1 παρουσιάζεται η καμπύλη κορεσμού (καμπύλη αρχικής μαγνήτισης) για ένα τυπικό σιδηρομαγνητικό υλικό.



Σχήμα 2.1: Καμπύλη κορεσμού ενός τυπικού σιδηρομαγνητικού υλικού (καμπύλη αρχικής μαγνήτισης)

2.2.3. Μαγνητική υστέρηση

Όταν ένα σιδηρομαγνητικό υλικό μαγνητίζεται σε μια κατεύθυνση, φθάνει σε κατάσταση ελάχιστης ενέργειας. Αυτό σημαίνει ότι δεν θα επανέλθει πίσω στην μηδενική μαγνήτιση όταν αφαιρεθεί το επιβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο. Για να οδηγηθεί πίσω στην μηδενική μαγνήτιση θα πρέπει να του επιβληθεί ένα πεδίο με αντίθετη κατεύθυνση. Εάν ένα εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο εφαρμόζεται στο υλικό, η μαγνήτισή του θα καταγράφει έναν βρόχο που ονομάζεται βρόχος υστέρησης. Η μη επαναφορά από την ίδια καμπύλη μαγνήτισης όταν αυξομειώνεται το πεδίο είναι μια ιδιότητα που ονομάζεται υστέρηση και συσχετίζεται με την ύπαρξη των μαγνητικών περιοχών στο υλικό. Μόλις αναπροσανατολιστούν οι περιοχές του υλικού, αφαιρείται κάποια ενέργεια για να επιστρέψουν ξανά στην αρχή. Η υστέρηση προκαλεί διάφορους τύπους φαινομένων: την αλληλεπίδραση μεταξύ των περιοχών, την ανισοτροπία ή την εσωτερική τριβή τύπου αγκύρωσης που προκαλούνται από τις κρυσταλλογραφικές ακαθαρσίες, τις εξαρθρώσεις κλπ. Η επικρατέστερη αιτία διαφέρει ανάλογα με το υλικό που μελετάται.

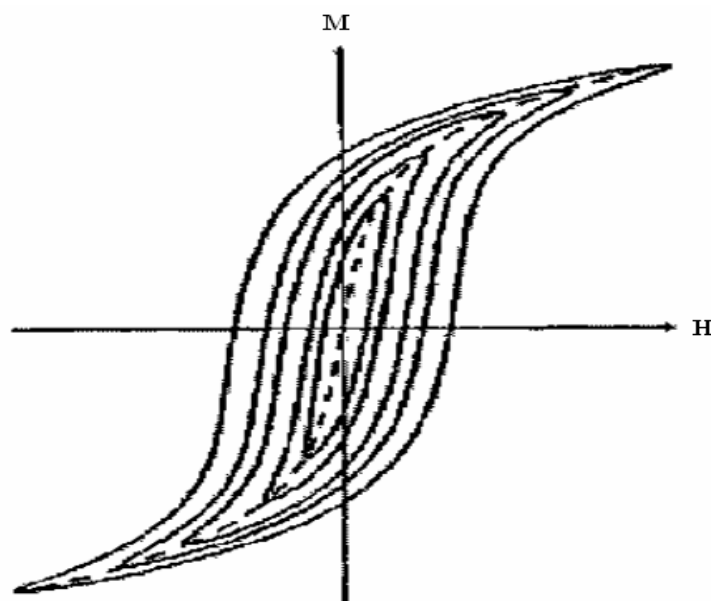


Σχήμα 2.2: Βρόχοι υστέρησης για ένα τυπικό σιδηρομαγνητικό υλικό

Στο σχήμα 2.2 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές μαγνήτισης $M(H)$ για ένα τυπικό σιδηρομαγνητικό υλικό. Σε αυτό το σχήμα περιγράφονται μερικές σημαντικές καμπύλες που σχετίζονται με την μαγνητική υστέρηση. Αν φανταστούμε ένα dc μαγνητικό πεδίο να εφαρμόζεται σε ένα αμαγνήτιστο υλικό, η χαρακτηριστική $M(H)$ που σχεδιάζεται είναι η καμπύλη αρχικής μαγνήτισης του σχήματος 2.2. Θεωρούμε τώρα ότι όταν φθάσει στον κορεσμό το υλικό, το εφαρμοζόμενο μαγνητικό πεδίο αλλάζει την κατεύθυνση και αυξάνεται έως ότου φθάσει το υλικό ξανά στον κορεσμό, αλλά από την αρνητική πλευρά. Εάν αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται, τότε σχεδιάζεται ο κύριος βρόχος υστέρησης που παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο μηχανισμός της υστέρησης είναι γενικός. Αυτό σημαίνει ότι εκτός από τον κύριο βρόχο υστέρησης στις άκρες του οποίου το μαγνητικό υλικό είναι εντελώς κορεσμένο, υπάρχει άπειρος αριθμός άλλων, μικρότερων βρόχων υστέρησης, οι οποίοι βρίσκονται μέσα στον κύριο βρόχο υστέρησης. Αυτοί ονομάζονται ελάσσονες βρόχοι υστέρησης. Ο σχηματισμός ενός ελάσσονος βρόχου υστέρησης παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2. Υποθέτουμε ότι ανερχόμαστε τον κύριο βρόχο υστέρησης. Υποθέτουμε επίσης ότι πριν φθάσει στο θετικό σημείο κορεσμού, το εφαρμοζόμενο μαγνητικό πεδίο αλλάζει κατεύθυνση. Τότε η καμπύλη $M(H)$ θα αρχίσει να κατεβαίνει με παρόμοιο τρόπο με αυτόν του κύριου βρόχου υστέρησης και στην πραγματικότητα θα φθάσει ασυμπτωτικά τον κύριο βρόχο στο σημείο του αρνητικού κορεσμού. Εάν το εφαρμοζόμενο πεδίο αλλάξει την κατεύθυνση πάλι πριν φθάσει στον πλήρη κορεσμό, τότε η καμπύλη θα αρχίσει να ανέρχεται άλλη μια φορά. Ο ανερχόμενος κλάδος θα περάσει μέσω του πρώτου σημείου αντιστροφής και θα φθάσει ασυμπτωτικά τον ανερχόμενο κλάδο του κύριου βρόχου, εκτός και αν το πεδίο δεν αλλάξει την κατεύθυνση πάλι. Όπως μπορεί να φανεί ήδη, δεν υπάρχει όριο για την τάξη των ελασσόνων βρόχων, αλλά όλοι πρέπει να βρεθούν μέσα στα όρια του κύριου βρόχου υστέρησης. Ο βρόχος υστέρησης που περιγράφεται παραπάνω είναι ένας μη συμμετρικός ελάσσων βρόχος. Εάν το πρώτο σημείο αντιστροφής βρίσκεται πάνω στην αρχική καμπύλη, τότε είναι επίσης δυνατό να σχηματιστούν συμμετρικοί ελάσσονες βρόχοι.

Στο σχήμα 2.2 υπάρχει επίσης μια άλλη καμπύλη, που παρουσιάζεται με τη διακεκομμένη γραμμή. Αυτή είναι η **καμπύλη μέσης μαγνήτισης**, η οποία είναι μεγάλης σπουδαιότητας για την μοντελοποίηση των μαγνητικών υλικών. Εξ' ορισμού, η καμπύλη

μέσης μαγνήτισης είναι η $M(H)$ σχέση που θα λαμβανόταν εάν δεν υπήρχε η επίδραση της υστέρησης στο υλικό [2.1]. Αυτό σημαίνει ότι κάθε σημείο της καμπύλης μέσης μαγνήτισης αντιστοιχεί στη διαμόρφωση περιοχών που δίνει τη χαμηλότερη πιθανή ενέργεια ή το συνολικό ενεργειακό ελάχιστο για έναν δεδομένο εξωτερικό πεδίο, ενώ τα σημεία της καμπύλης υστέρησης αντιστοιχούν στις διαμορφώσεις περιοχών όπου η ενέργεια έχει μόνο τοπικά ελάχιστα. Λόγω του ειδικού χαρακτήρα της, η καμπύλη μέσης μαγνήτισης δεν μπορεί να μετρηθεί άμεσα. Αντ' αυτού, κάθε σημείο της καμπύλης πρέπει να παραχθεί με τρόπο παρόμοιο με τη διαδικασία απομαγνήτισης με την εναπόθεση ενός αργά μεταβαλλόμενου εναλλασσόμενου μαγνητικού πεδίου χαμηλής συχνότητας σύμφωνα με ένα σταθερό συνεχές πεδίο. Μια άλλη προτεινόμενη μεθοδολογία προκύπτει αν εφαρμοστεί μια ομαλή εναλλασσόμενη διέγερση σε διαφορετικά επίπεδα τάσεων. Συνδέοντας όλες τις άκρες των κύριων βρόχων υστέρησης που σχεδιάζονται, σχηματίζεται η καμπύλη μέσης μαγνήτισης (παρουσιάζεται με την διακεκομμένη γραμμή στο σχήμα 2.3). Αυτή η καμπύλη βρίσκεται μόνο στο πρώτο και τρίτο τεταρτημόριο.

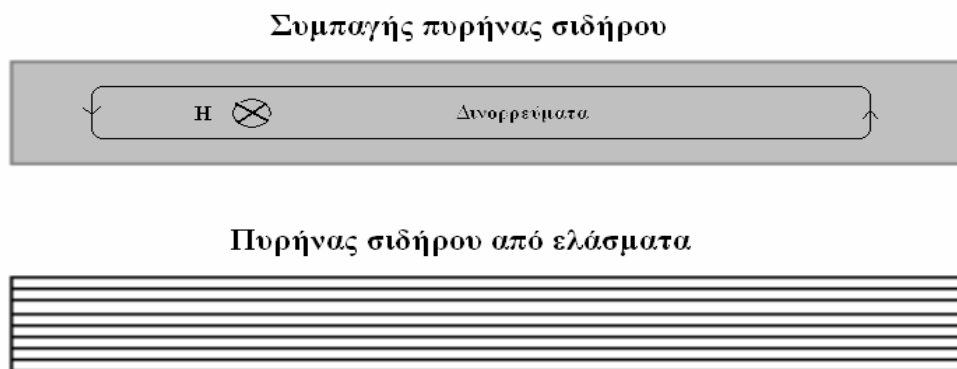


Σχήμα 2.3: Συμμετρικοί ελλείσσονες βρόχοι μαγνήτισης και καμπύλη μέσης μαγνήτισης

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

2.2.4. Δινορρεύματα στα ηλεκτρικά κυκλώματα

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



Σχήμα 2.4: Δινορρεύματα μέσα σε ένα τμήμα μαγνητικού πυρήνα

2.3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΥ ΠΥΡΗΝΑ

Στο προηγούμενο κεφάλαιο παρουσιάσαμε την ποιοτική αναπαράσταση των διαφόρων μη γραμμικοτήτων που εμφανίζει ο μαγνητικός πυρήνας. Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε μερικές μεθόδους μοντελοποίησης καθώς επίσης και ορισμένα πλήρη ποσοτικά μοντέλα για την αναπαράσταση αυτών των μη γραμμικοτήτων.

2.3.1. Μοντελοποίηση κορεσμού

Ο κορεσμός συμπεριλαμβάνεται στις μορφές των βρόχων υστέρησης, έτσι μπορεί να μοντελοποιηθεί μαζί με την υστέρηση. Ωστόσο, στα περισσότερα υφιστάμενα μοντέλα (ειδικά στα μοντέλα τριφασικών μηχανών) η υστέρηση δεν μοντελοποιείται λόγω της μεγάλης πολυπλοκότητάς της και τον μικρών απωλειών που εισάγει. Γι' αυτόν το λόγο θα παρουσιάσουμε αρχικά το απλό μοντέλο για τη μαγνήτιση του πυρήνα όταν εξαιρείται η υστέρηση, που είναι βασισμένο στην **καμπύλη μέσης μαγνήτισης**, που ονομάζεται επίσης πρότυπη καμπύλη μαγνήτισης.

Όπως απεικονίζεται στο σχήμα 2.4 ο κορεσμός είναι μια μη γραμμική συνάρτηση $B=(H)$. Πολλοί ερευνητές έχουν προσπαθήσει να αναπαραστήσουν την καμπύλη κορεσμού με κάποια συνάρτηση. Οι αναπαραστάσεις διαφέρουν από τις εμπειρικές σχέσεις

στις πιο περίπλοκες αναλυτικές παραστάσεις όπως είναι εκθετικές, υπερβολικές, πολυωνυμικές, τριγωνομετρικές, και διαφορικές εξισώσεις. Θα παρουσιάσουμε εν συντομία μερικές από αυτές τις αναπαραστάσεις στην συνέχεια.

2.3.1.1. Πολυωνυμική αναπαράσταση

Η μονότιμη χαρακτηριστική κορεσμού (καμπύλη μέσης μαγνήτισης) μπορεί να παρασταθεί από την παρακάτω γενική πολυωνυμική σχέση :

$$i = A' \phi + B' \phi^n \quad (2.3)$$

Η τιμή n της μη γραμμικής μαγνητικής καμπύλης μπορεί να βρεθεί αναφερόμενη στην κατάσταση κορεσμού της μοντελοποιούμενης μηχανής. Για μικρές ισχύεις το n παίρνει τις τιμές στην περιοχή 3-5, ενώ για τις υψηλότερες ισχύεις παίρνει τιμές στην περιοχή 7-9 [2.2].

Μια άλλη αναπαράσταση προτεινόμενη στο άρθρο [2.3], συνδυάζει τη χρήση του πολυωνύμου της 13^{ης} τάξης για την ακόρεστη περιοχή της καμπύλης μαγνήτισης με την παραβολή για τη κορεσμένη περιοχή :

$$H(B) = \sum_{i=0}^{13} c_i B^i \quad (2.4)$$

$$H - H(T_0) = k(B - B(T_0))^2$$

Η εφαρμογή του πολυωνύμου γίνεται με την μέθοδο ελαχίστων τετραγώνων του σφάλματος. Στο κοινό σημείο T_0 το πολυώνυμο και η παραβολή πρέπει να έχουν τις ίδιες τιμές συνάρτησης και πρώτης παραγώγου. Η παραβολή που ικανοποιεί τις απαιτήσεις μπορεί να προσδιοριστεί από το σύστημα των εξισώσεων:

$$\begin{aligned} H(T_1) &= k(B(T_1) - B(T_0))^2 + H(T_0) \\ H(T_2) &= k(B(T_2) - B(T_0))^2 + H(T_0) \\ \frac{dH}{dB}(T_1) &= 2k(B(T_1) - B(T_0)) \end{aligned} \quad (2.5)$$

k , $B(T_0)$ και $H(T_0)$ είναι οι παράμετροι που προκύπτουν από τη λύση του συστήματος των εξισώσεων (2.5).

2.3.1.2. Αναπαράσταση υπερβολής

Μια άλλη αναπαράσταση της καμπύλης μαγνήτισης είναι αυτή με χαρακτηριστική υπερβολής. Στο άρθρο [2.4] χρησιμοποιείται η παρακάτω συνάρτηση :

$$H = a \cdot \sinh(\beta \cdot B) \quad (2.6)$$

όπου οι παράμετροι a και β καθορίζονται από τα πειραματικά αποτελέσματα με μια επαναληπτική διαδικασία. Στα άρθρα [2.5] και [2.6], χρησιμοποιήθηκε μια άλλη πιο

περίπλοκη υπερβολική προσέγγιση της καμπύλης μαγνήτισης, η οποία περιγράφεται από την εξίσωση (2.7):

$$F(i, \varphi) = (m_1 i + b_1 - \varphi)(m_2 i + b_2 - \varphi) - b_1 b_2 = \varepsilon \cdot \varphi \quad (2.7)$$

όπου $\varepsilon\varphi$ είναι ένας όρος διορθώσεως που παρέχει την επιθυμητή καμπυλότητα στην περιοχή γονάτου, m_1 και m_2 είναι οι κλίσεις της ακόρεστης και κορεσμένης περιοχής αντίστοιχα και b_1, b_2 είναι οι τεταγμένες στην προέλευση της ασύμπτωτης στο m_1 και m_2 αντίστοιχα.

2.3.1.3. Εκθετική αναπαράσταση

Ερευνητές, έχουν προσεγγίσει την καμπύλη μαγνήτισης με την εκθετική συνάρτηση στο άρθρο [2.7]. Ο ορισμός της συνάρτησης δίνεται ως εξής :

$$H = \frac{\varphi}{\frac{K_1}{\left(1 + \left(\frac{|\varphi|}{\varphi_0}\right)^p\right)^{1/p}} + K_2} \quad (2.8)$$

όπου K_1 και K_2 καθορίζονται από την κλίση στην γραμμική και μη γραμμικές ζώνες της καμπύλης μαγνήτισης, p είναι μια παράμετρος που επηρεάζει τη μορφή της καμπύλης και φ_0 είναι το μαγνητικό δυναμικό στο γόνατο της καμπύλης.

2.3.1.4. Αναπαράσταση τόξου εφαπτομένης

Ίσως μια από τις πιο ενδιαφέρουσες αναπαραστάσεις της καμπύλης μαγνήτισης είναι με την συνάρτηση τόξου εφαπτομένης. Τέτοια αναπαράσταση μπορεί να βρεθεί στο άρθρο [2.8], όπου μπορούμε επίσης να δούμε πώς η μοντελοποιημένη καμπύλη μπορεί να προσεγγίσει ικανοποιητικά το γενικό μοντέλο υστέρησης. Εδώ θα παρουσιάσουμε μόνο την καμπύλη μέσης μαγνήτισης :

$$\varphi(i) = \varphi_n \arctan(mi) + \Delta\varphi \cdot i \quad (2.9)$$

Οι τρεις παράμετροι της εξίσωσης (2.9) υπολογίζονται από την πραγματική καμπύλη μαγνήτισης μέσω των εξισώσεων (2.10):

$$\begin{aligned} \varphi_n &= \varphi_x \frac{2}{\pi} \\ m &= \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{i_2 - i_1} \frac{\pi}{2\varphi_s} \\ \Delta\varphi &= \frac{\varphi_s - \varphi_n \arctan(mi_s)}{i_s} \end{aligned} \quad (2.10)$$

όπου:

φ_x είναι η τιμή του φ στη διασταύρωση των κλίσεων,

φ_n είναι η τιμή του φ_s που κανονικοποιείται στο μέγιστο της συνάρτησης του τόξου εφαπτομένης, $\pi/2$,

φ_s είναι η κορεσμένη τιμή του φ στην πραγματική χαρακτηριστική μαγνήτισης,

m είναι η αρχική κλίση της καμπύλης, που κανονικοποιείται στην μέγιστη τιμή $\pi/2$ του τόξου εφαπτομένης και στην τιμή κορεσμού φ_s ,

i_s είναι η τιμή του i που αντιστοιχεί στο φ_s ,

$\Delta\varphi$ είναι η γραμμική αύξηση του φ ,

φ είναι η μαγνητική ροή σκέδασης, και

i είναι το ρεύμα μαγνήτισης.

Ο υπολογισμός των παραμέτρων της (2.10) γίνεται με την χρήση μιας απλής διαδικασίας από την πραγματική χαρακτηριστική της καμπύλης μαγνήτισης.

2.3.2. Μοντελοποίηση υστέρησης και κορεσμού

Η μοντελοποίηση κορεσμού του μαγνητικού πυρήνα χωρίς να συμπεριλαμβάνεται η υστέρηση μπορεί να είναι αρκετά ακριβής για μερικές μελέτες συστημάτων, αλλά μπορεί να μην προσφέρει ικανοποιητική ακρίβεια για την αναπαράσταση μερικών μη γραμμικών επιδράσεων των μεταβατικών φαινομένων στις ηλεκτρικές μηχανές. Όταν υπάρχει ανάγκη για μεγαλύτερη ακρίβεια, πρέπει να περιληφθεί επίσης η υστέρηση στην μοντελοποίηση. Αρκετά προβλήματα προκύπτουν στην προσπάθεια να μοντελοποιηθεί η μαγνητική υστέρηση :

- Η μορφή των βρόχων υστέρησης είναι παρόμοια με τη καμπύλη μέσης μαγνήτισης. Αυτό σημαίνει ότι δεν μπορεί να περιγραφεί εύκολα με μια αναλυτική συνάρτηση.
- Η διαμόρφωση των ελασσόνων βρόχων υστέρησης μπορεί να αποδειχθεί πολύ δυσεπίτευκτος στόχος, λόγω των διάφορων περιορισμών. Για παράδειγμα, ένας περιορισμός είναι η σταθερότητα των ελασσόνων βρόχων : όταν εφαρμόζουμε το ίδιο μεταβαλλόμενο πεδίο, η χαρακτηριστική $B(H)$ πρέπει να παραμείνει στον ίδιο ελάσσονα βρόχο (αυτό το πρόβλημα υπάρχει σε μερικά μοντέλα της υστέρησης).

Τα μοντέλα υστέρησης μπορούν να χωρισθούν σε δύο κύριες κατηγορίες:

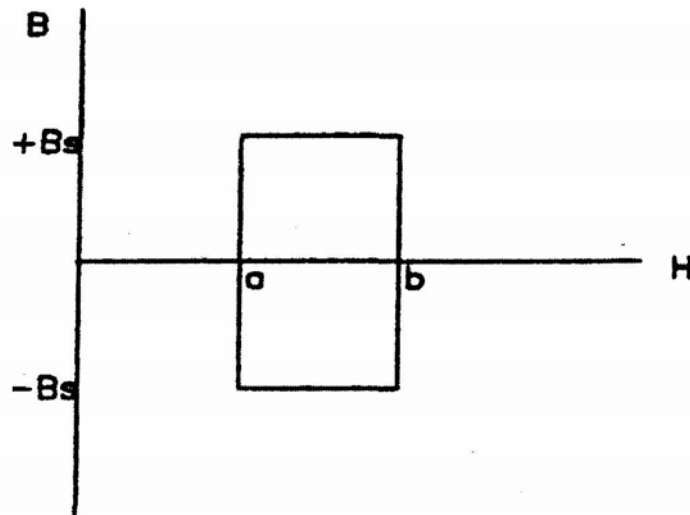
- Τα μικρο-μαγνητικά μοντέλα, τα οποία θεωρούν όλες τις γνωστές ενέργειες πάνω σε μια πολύ μικρή κλίμακα και βρίσκουν την μαγνητική διαμόρφωση που δίνει την ελάχιστη ενέργεια. Το γνωστό μοντέλο Preisach και οι βελτιωμένες εκδόσεις του είναι ίσως η αντιπροσωπευτικότερη περίπτωση αυτών των μοντέλων [2.9], [2.10], [2.11].
- Μοντέλα του μη γραμμικού φαινομένου υστέρησης που εμφανίζεται μακροσκοπικά στα μαγνητικά κυκλώματα των μηχανών. Σε αυτήν την περίπτωση, η επίδραση της υστέρησης μοντελοποιείται από τη μακροσκοπική συμπεριφορά των μηχανών σε διάφορα επίπεδα ονομαστικής τάσης όπου πολλές από αυτές τις μοντελοποιήσεις αποτελούν ακριβή προσαρμογή καμπυλών που αγνοούν την θεμελιώδη φυσική. Ένα παράδειγμα αυτής της προσέγγισης μπορεί να βρεθεί στο άρθρο [2.12].

Τα πρώτα μοντέλα θεωρούνται ακριβή αλλά απαιτούν δεδομένα που είναι συχνά μη διαθέσιμα, ενώ τα δεύτερα έχουν αποδειχθεί ότι στις περισσότερες περιπτώσεις δεν προσφέρουν ικανοποιητική ακρίβεια. Στις επόμενες παραγράφους θα παρουσιάσουμε σύντομα τα κυριότερα μοντέλα υστέρησης, τα οποία μπορούν να θεωρηθούν στις μέρες μας ως κλασσικά [2.13].

2.3.2.1. Μοντέλο υστέρησης Preisach-Neel

Το μοντέλο υστέρησης Preisach-Neel θεωρείται από τους πλέον ακριβείς τρόπους εξομοιώσεως του φαινομένου υστέρησης γενικά, κι όχι μόνον για τα μαγνητικά υλικά. Για το λόγο αυτό, στη βιβλιογραφία συναντάται συχνά ως ένα μαθηματικό μοντέλο που συνδέει τη διέγερση με την υστερούσα, ως προς αυτήν, απόκριση ενός συστήματος. Στην ειδική περίπτωση που το σύστημα είναι ένα μαγνητικό υλικό, ως διέγερση θεωρείται η πεδιακή ένταση H ενώ ως απόκριση η μαγνητική επαγωγή B .

Σύμφωνα με τη μεθοδολογία κατά Preisach, το μαγνητικό υλικό απαρτίζεται από ένα πολύ μεγάλο αριθμό (σχεδόν άπειρο) μαγνητικών διπόλων. Κάθε δίπολο έχει ένα στοιχειώδη ορθογώνιο βρόχο υστέρησης, που αντιστοιχεί μόνον σε δύο καταστάσεις μαγνητίσεως, τη θετική και την αρνητική (σχήμα 2.5). Η συνολική μαγνήτιση του όλου δοκιμίου προκύπτει συσσωρευτικά από τη μαγνήτιση όλων των δίπολων, ή ισοδύναμα προσδιορίζεται από την μαγνητική κατάσταση της πλειοψηφίας των δίπολων.



Σχήμα 2.5: Ορθογωνικός στοιχειώδης βρόχος υστέρησης διπόλου κατά Preisach

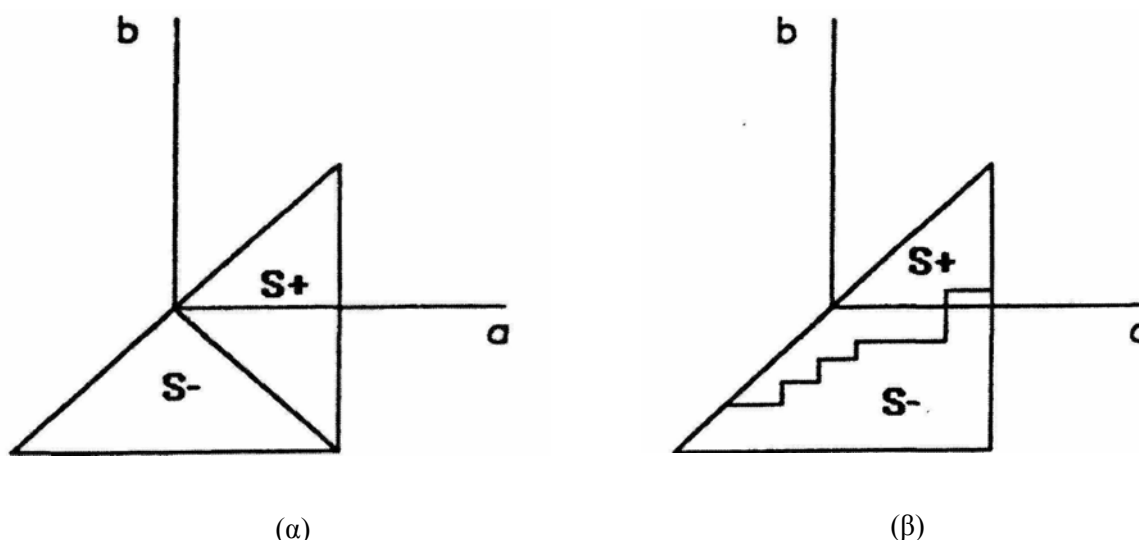
Ειδικότερα, η σχέση εισόδου-εξόδου μεταξύ H και B είναι της μορφής :

$$B = 2B_s \iint_{a \geq b} \varphi(a, b) \gamma(a, b) da db \quad (2.11)$$

όπου $\varphi(a, b)$ είναι μία συνάρτηση βάρους, με τιμές μη μηδενικές εντός των ορίων του κυρίου βρόχου υστερήσεως, ο οποίος αντιστοιχίζεται με ένα ισοσκελές τρίγωνο (σχήμα 2.6α), το τρίγωνο Preisach. Ο άξονας a αντιστοιχεί σε αυξήσεις του H , ενώ ο άξονας b σε μειώσεις του H . Στο αμαγνήτιστο υλικό το τρίγωνο είναι συμμετρικό ως προς τον άξονα $a = -b$, που αντανakλά τη συμμετρία του κυρίου βρόχου υστερήσεως ως προς την αρχή των αξόνων. Η συμμετρία αυτή σημαίνει ότι :

$$\varphi(-a, -b) = \varphi(b, a)$$

Ο τελεστής $\gamma(a, b)$ ισούται με +1 εάν αντιστοιχεί σε στοιχειώδη επιφάνεια $da db$ από θετικά μαγνητισμένα δίπολα, ενώ ισούται με -1 στην περίπτωση αρνητικά μαγνητισμένης στοιχειώδους επιφανείας.



Σχήμα 2.6: α): Τρίγωνο Preisach αμαγνήτιστου υλικού β): Τρίγωνο Preisach μαγνητισμένου υλικού

Σε ένα τυχαίο σημείο λειτουργίας, η επιφάνεια του τριγώνου διαιρείται σε δύο υποπεριοχές, (σχήμα 2.6), τη θετική S_+ που περιλαμβάνει τα θετικά μαγνητισμένα δίπολα και την αρνητική S_- με τα αρνητικά μαγνητισμένα δίπολα. Οι δύο περιοχές αυτές είναι ίσες μεταξύ τους όταν το υλικό είναι αμαγνήτιστο (σχήμα 2.6α). Σε κάθε άλλη περίπτωση (σχήμα 2.6β), χωρίζονται από μία γραμμή που εξαρτάται από την προϊστορία, καθώς τα σημεία θλάσεως (γόνατα) της γραμμής αυτής αντιστοιχούν στα σημεία αντιστροφής (reversing points) του διεγείροντος μαγνητικού πεδίου H , δηλαδή τα σημεία στα οποία αλλάζει το πρόσημο της παραγώγου dB/dH . Ισοδύναμα, κάθε σημείο αντιστροφής ταυτίζεται με το σημείο κορυφής ενός εκκινούντος ελάχιστον βρόχου. Η συνάρτηση βάρους $\phi(a,b)$, δηλαδή το ποσοστό των διπόλων με βρόχο που χαρακτηρίζεται από τις τιμές a και b , μπορεί ισοδύναμα να εκληφθεί ως μία συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας. Έτσι, η ποσότητα $\phi(a,b)dadb$ ισούται με την πιθανότητα ένα αυθαίρετα εκλεγμένο δίπολο να έχει βρόχο (a,b) . Σημειώνεται ότι στη σχέση (2.11), η συνάρτηση $\phi(a,b)$ είναι κανονικοποιημένη στην μονάδα, ενώ η τιμή του B σε απόλυτη τιμή (Tesla) προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό με τη μέγιστη τιμή B_s . Οι τιμές της συνάρτησης βάρους $\phi(a,b)$ λαμβάνονται διαφορίζοντας την εξίσωση (2.11) ως προς a και b , ενώ οι τιμές των παραγώγων (στο αριστερό μέλος της (2.11)) λαμβάνονται από μετρημένους βρόχους υστερήσεως (τον κύριο και ελάχιστον). Αξίζει να τονισθεί ότι οι ελάχιστοι βρόχοι χαρακτηρίζονται από την τάξη τους δηλαδή πρώτης τάξεως ορίζονται οι βρόχοι που εκκινούν από τον κύριο βρόχο, δεύτερης τάξεως αυτοί που εκκινούν από ελάχιστον βρόχους πρώτης τάξεως κ.ο.κ. Είναι προφανές, ότι η ακρίβεια του μοντέλου αυξάνεται όσο μεγαλύτερο είναι το πλήθος των διαθέσιμων βρόχων πολλών τάξεων. Σημειώνεται τέλος, ότι στην αυστηρά πρωτότυπη έκδοση του μοντέλου, η σχέση (2.11) συνδέει όχι το B και το H αλλά το M και το H . Ωστόσο, όπως ειπώθηκε και παραπάνω στα μαλακά μαγνητικά υλικά, η αριθμητική διαφορά μεταξύ μαγνητίσεως M και μαγνητικής επαγωγής B είναι αμελητέα.

2.3.2.2. Τροποποιημένο μοντέλο Preisach

Όταν το κλασσικό μοντέλο Preisach, που περιγράφεται στην προηγούμενη παράγραφο, χρησιμοποιείται για ηλεκτρομαγνητικά μεταβατικά φαινόμενα, προκύπτουν τρία σημαντικά προβλήματα [2.14]:

- Αυξανόμενες απαιτήσεις δεδομένων. Στις περισσότερες περιπτώσεις, στον πρακτικό μηχανικό παρέχονται μόνο τα βασικά στοιχεία του μαγνητικού υλικού του πυρήνα, δηλ. η αρχική καμπύλη μαγνήτισης και ο κύριος βρόχος υστέρησης.
- Αυξανόμενες απαιτήσεις μνήμης. Η ακριβής αναπαράσταση της επίδρασης της υστέρησης με το μοντέλο Preisach απαιτεί τη διδιάστατη μήτρα $M_{\alpha\beta}$ όπου αποθηκεύεται

η συνάρτηση βάρους $\mu(\alpha, \beta)$. Εάν αυτό το μοντέλο υστέρησης εφαρμοστεί σε ένα πρόγραμμα ανάλυσης ενός συστήματος ισχύος, θα υπήρχε απαίτηση για αυξανόμενη μνήμη υπολογιστών.

- Προσαρμογή εισόδου-εξόδου στο μοντέλο. Συνήθως, για την ανάλυση συστημάτων δίνονται οι χρονικές μεταβολές των τάσεων και ζητούνται τα ρεύματα. Αυτό θα σημαίνει ότι η σχέση $B(H)$ πρέπει να αντιστραφεί, δεδομένου ότι η πυκνότητα ροής B είναι άμεσα ανάλογη προς την τάση (που εφαρμόζεται) ενώ η ένταση πεδίου H είναι ανάλογη προς το ρεύμα (έξοδος).

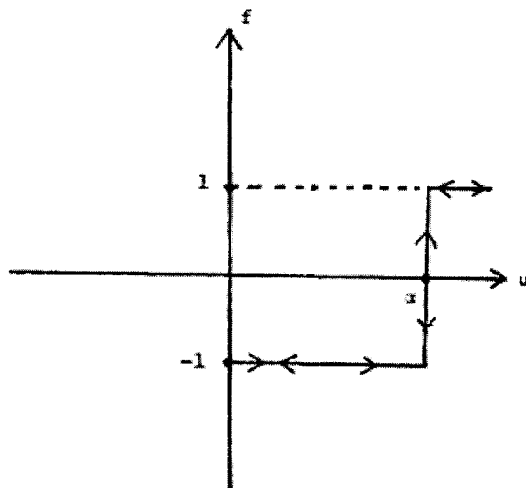
Στο άρθρο [2.14] προτείνεται μια τροποποίηση του κλασσικού μοντέλου Preisach. Σύμφωνα με το προτεινόμενο μοντέλο, η συνάρτηση βάρους $\mu(\alpha, \beta)$ αναλύεται σε δύο ξεχωριστές μεταβλητές συναρτήσεις:

$$\mu(\alpha, \beta) = \mu_1(\alpha)\mu_2(\beta) \quad (2.12)$$

Ο προσδιορισμός των δύο νέων συναρτήσεων $\mu_1(\alpha)$ και $\mu_2(\beta)$ γίνεται με παρόμοιο τρόπο με τον προσδιορισμό της κανονικοποιημένης συνάρτησης βάρους $\mu(\alpha, \beta)$. Οι λεπτομέρειες για την αριθμητική διαδικασία μπορούν να βρεθούν στην §3 στο άρθρο [2.14]. Η ανάλυση της συνάρτησης βάρους προσφέρει τη λύση στα πρώτα δύο προαναφερθέντα προβλήματα, δηλαδή αυτό των δεδομένων εισόδου και των απαιτήσεων μνήμης υπολογιστών.

2.3.2.3. Μη γραμμικό μοντέλο Preisach (μοντέλο Mayergoyz)

Η επέκταση του κλασσικού μοντέλου Preisach προτάθηκε από τον Mayergoyz στο άρθρο [2.11]. Το γενικευμένο μοντέλο επιτρέπει σε κάποιον να εγκαταστήσει όχι μόνο πρώτης αλλά και δεύτερης τάξης καμπύλες μετάβασης. Αυτό οδηγεί σε υψηλότερη ακρίβεια, καθώς επίσης και στην πολύ καλή σταθερότητα των ελασσόνων βρόχων. Η βασική ιδέα του γενικευμένου προτύπου είναι η προσθήκη ενός άλλου είδους στοιχειώδους μονάδας, η οποία περιγράφεται από τον στοιχειώδη τελεστή $\hat{\lambda}_\alpha$ που παρουσιάζεται στο σχήμα (2.7).



Σχήμα 2.7: Στοιχειώδης βηματικός τελεστής $\hat{\lambda}_\alpha$

Μαζί με τον νέο τελεστή, δύο νέες συναρτήσεις βάρους εισάγονται:

- Η συνάρτηση κατανομής $\mu(\alpha, \beta, v(t))$, η οποία εξαρτάται από την τιμή του ρεύματος εισόδου (αυτή είναι η παρουσιαζόμενη μη γραμμικότητα του μοντέλου), και

- Η συνάρτηση κατανομής $v(\alpha)$ για τον νέο στοιχειώδη βηματικό τελεστή.

Το μη γραμμικό μοντέλο Preisach περιγράφεται από την εξίσωση:

$$f(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu(\alpha, \beta, u(t)) \hat{\gamma}_{\alpha\beta} u(t) d\alpha d\beta + \int_{-\infty}^{+\infty} v(\alpha) \hat{\lambda}_{\alpha} u(t) d\alpha \quad (2.13)$$

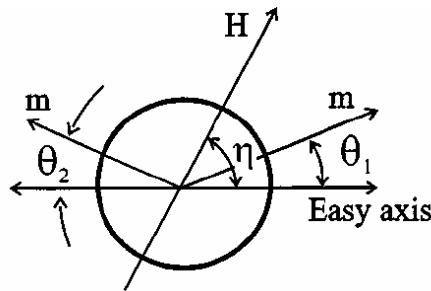
Το νέο μοντέλο επιτρέπει μια γεωμετρική εξήγηση που πραγματοποιείται με παρόμοιο τρόπο με αυτόν του κλασσικού μοντέλου. Υπάρχει επίσης μια άλλη αναπαράσταση του μοντέλου (2.13):

$$f(t) = \iint_{\delta^+(t)} \mu(\alpha, \beta, u(t)) u(t) d\alpha d\beta - \iint_{\delta^-(t)} \mu(\alpha, \beta, u(t)) u(t) d\alpha d\beta + \int_{-\infty}^{u(t)} v(\alpha) d\alpha - \int_{u(t)}^{+\infty} v(\alpha) d\alpha \quad (2.14)$$

Για να καθοριστούν τα $\mu(\alpha, \beta, v(t))$ και $v(\alpha)$, απαιτούνται τα σύνολα των καμπύλων μετάβασης πρώτης και δεύτερης τάξης. Η αριθμητική εφαρμογή του μη γραμμικού μοντέλου Preisach μπορεί να βρεθεί στην §IV του [2.11]. Το μη γραμμικό μοντέλο Preisach είναι ίσως ένα από τα ακριβέστερα μοντέλα υστέρησης. Εντούτοις, το απαραίτητο δεδομένο εισόδου καθώς επίσης και η πολύ μεγάλη μήτρα χαρτογράφησης (τρισεδιάστατα, για όλες τις πιθανές τιμές εισόδου), καθιστούν το μοντέλο ακατάλληλο για την ανάλυση συστημάτων.

2.3.2.4. Μοντέλο Stoner-Wolffarth

Το μοντέλο Stoner-Wolffarth (S-W) εισήχθη αρχικά το 1948 στο άρθρο [2.15]. Σε αυτήν την αρχική του μορφή, περιγράφει τις καμπύλες μαγνήτισης ενός πολυκρυσταλλικού υλικού αποτελούμενο από την συναρμολόγηση μη αλληλεπιδρώντων σωματιδίων με μονοαξονική ανισοτροπία. Εδώ θα παρουσιάσουμε τις κύριες ιδέες του μοντέλου, καθώς επίσης και μερικές βελτιώσεις προτεινόμενες στο άρθρο [2.1].



Σχήμα 2.8: Διάγραμμα ενός S-W σωματιδίου όπου παρουσιάζονται οι δύο σταθερές ενεργειακές καταστάσεις

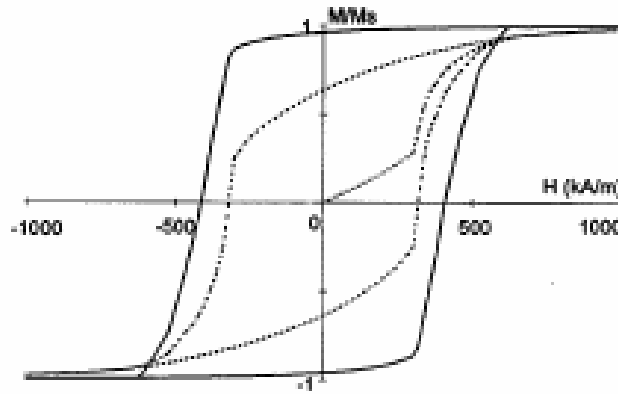
Θεωρούμε την περίπτωση ενός σωματιδίου S-W του σχήματος 2.8. Οι γωνίες θ και η είναι οι γωνίες μεταξύ του διανύσματος μαγνήτισης $\mathbf{m}$ του σωματιδίου και του άξονα εύκολης μαγνήτισης και του εφαρμοσμένου πεδίου $\mathbf{H}$, αντίστοιχα. Η μαγνήτιση του σωματιδίου θεωρείται ότι έχει πάντα το ίδιο πλάτος, αλλά η κατεύθυνσή της μπορεί να διαφέρει. Η ελάχιστη ενέργεια του σωματιδίου είναι το άθροισμα της μαγνητοκρυσταλλικής του ενέργειας και της μαγνητοστατικής ενέργειας :

$$E = K_u \sin^2(\theta) - \mu_0 |\mathbf{m}| |\mathbf{H}| \cos(\eta - \theta) \quad (2.15)$$

όπου K_u είναι η μονοαξονική σταθερά ανισοτροπίας και μ_0 είναι η μαγνητική διαπερατότητα του κενού. Τόσο η αναστρέψιμη όσο και η μη αναστρέψιμη μαγνήτιση μπορούν να περιγραφούν από την εξίσωση (2.15). Για να προσομοιωθεί η συμπεριφορά ολόκληρου του υλικού, αθροίζουμε την συνεισφορά ενός συνόλου από σωματίδια S-W. Στο αρχικό μοντέλο ένας προσανατολισμένος κρύσταλλος εκφράζεται με την κανονική συνάρτηση κατανομής :

$$F(\eta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(\eta - \bar{\eta})^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.16)$$

όπου σ είναι το πλάτος της ενεργού κατανομής που συνδέεται με τη μέση γωνία $\bar{\eta}$ μεταξύ της κατεύθυνσης του πεδίου και την κατεύθυνση του άξονα εύκολης μαγνήτισης του δείγματος. Το σχήμα 2.9 παρουσιάζει δυο βρόχους υστέρησης που προκύπτουν για διαφορετικά είδη συστάσεων.

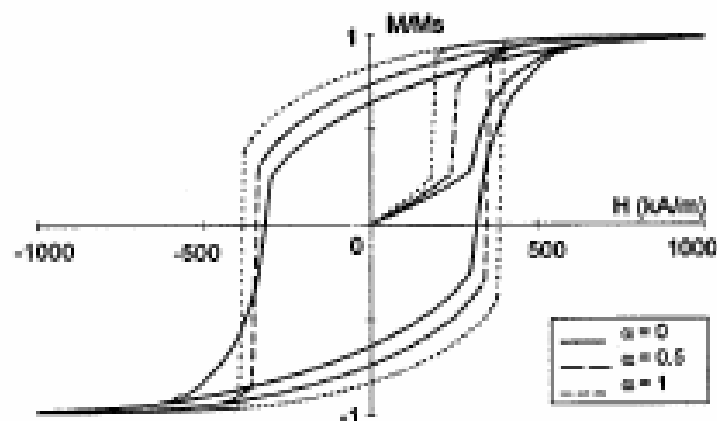


Σχήμα 2.9: Βρόχοι υστέρησης που προκύπτουν για διαφορετικά είδη σύστασης ($\sigma = 15^\circ$)
διακεκομμένη γραμμή: η ισοτροπική κατανομή του σωματιδίου S-W
πλήρης γραμμή: ανισότροπη κατανομή του σωματιδίου S-W

Όπως μπορεί να παρατηρηθεί, η υστέρηση στο μοντέλο S-W εισάγεται μόνο διαμέσου της ανισοτροπίας. Οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ των μαγνητικών σωματιδίων αγνοούνται. Στο άρθρο [2.1] παρουσιάζονται μερικές βελτιώσεις για το μοντέλο S-W. Η πρώτη βελτίωση προτάθηκε στο άρθρο [2.16] και εξετάζει την ενσωμάτωση σωματιδίων. Αυτό γίνεται με την προσθήκη ενός όρου στο πεδίο παρόμοιο με τη μοριακή θεωρία Weiss. Το σωματίδιο βρίσκεται τώρα υπό την επίδραση μαγνητικού πεδίου:

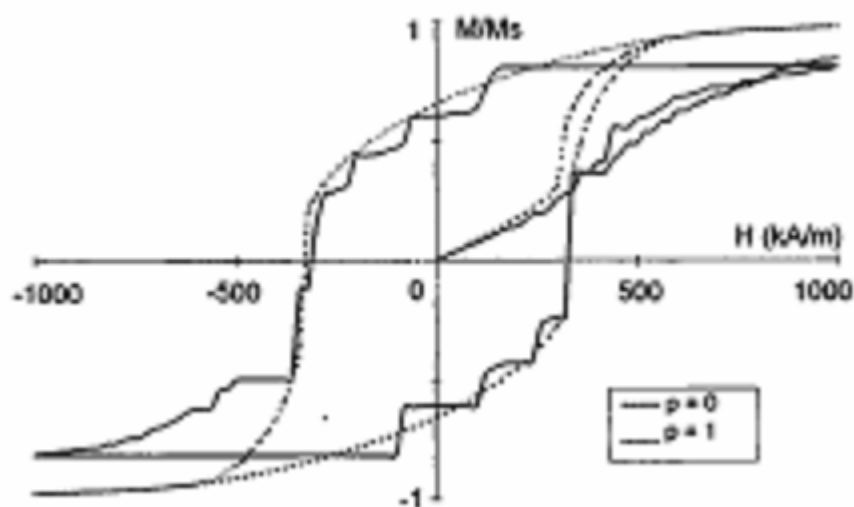
$$\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{H} + a\mathbf{M} \quad (2.17)$$

Παραδείγματα βρόχων υστέρησης που προκύπτουν για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου αλληλεπίδρασης πεδίου a παρουσιάζονται στο σχήμα 2.10.



Σχήμα 2.10: Κύριοι βρόχοι υστέρησης υπολογισμένοι για διαφορετικές τιμές του α (ισοτροπική κατανομή του σωματιδίου, $K_u=1.5 \cdot 10^5 \text{ J/m}^3$)

Η δεύτερη βελτίωση είναι η εισαγωγή των επιδράσεων αγκύρωσης στο μοντέλο. Με τον όρο αγκύρωση επισημαίνεται ότι η περιστροφή του σωματιδίου εμποδίζεται από τις ατέλειες του κρυσταλλικού πλέγματος όπως οι εξαρθρώσεις, κ.λ.π. Στο άρθρο [2.1] η εφαρμοζόμενη ροπή αγκύρωσης στο σωματίδιο θεωρείται ότι είναι ανάλογη προς τη μαγνήτιση με συντελεστή αναλογίας p . Στο σχήμα 2.11 παρουσιάζεται μια σύγκριση των βρόχων υστέρησης που προκύπτουν με και χωρίς την επίδραση όρου αγκύρωσης.



Σχήμα 2.11: Επίδραση της παραμέτρου αγκύρωσης στον κύριο βρόχο υστέρησης διακεκομμένη γραμμή: χωρίς αγκύρωση, πλήρης γραμμή: με την επίδραση αγκύρωσης

Το πλήρες μοντέλο Stoner-Wolhfarth καθορίζεται από έξι παραμέτρους, από τις οποίες οι τρεις ($M_s, K_u, \bar{\eta}$) είναι μετρήσιμες ενώ οι άλλες τρεις (α, p, σ) είναι προσδιοριζόμενες.

2.3.2.5. Μοντέλο Jiles-Atherton

Το μοντέλο Jiles-Atherton (J-A) παρουσιάστηκε στο άρθρο [2.17] για να περιγράψει τα ισοτροπικά πολυκρυσταλλικά υλικά όπου η κύρια εξέλιξη μαγνήτισης είναι η αυξομείωση των περιοχών μέσω μετακίνησης των συνόρων τους. Το μοντέλο είναι χτισμένο σε μια καμπύλη μέσης μαγνήτισης, με τον τρόπο που θα περιγραφεί εν συντομία στην συνέχεια. Η

ενέργεια ανά μονάδα όγκου E μιας τυπικής περιοχής με τις μαγνητικές ροπές ανά μονάδα όγκου $\mathbf{m}$ και το εσωτερικό μαγνητικό πεδίο $\mathbf{H}$ δίνεται από την εξίσωση (2.18) :

$$E = -\mu_0 \mathbf{m} \cdot \mathbf{H} \quad (2.18)$$

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

$$E = -\mu_0 \mathbf{m} \cdot (\mathbf{H} + \alpha \mathbf{M}) \quad (2.19)$$

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

$$M_{\text{an}} = M_s f(H_{\text{eff}}) \quad (2.20)$$

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

$$M_{\text{an}} = M_s \left(\coth\left(\frac{H_{\text{eff}}}{\alpha}\right) - \left(\frac{\alpha}{H_{\text{eff}}}\right) \right) \quad (2.21)$$

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

$$dE_p = k \cdot dM \quad (2.22)$$

όπου k είναι μικροδομική παράμετρος ανάλογη προς την πυκνότητα περιοχών αγκύρωσης και προς την ενέργεια των περιοχών αγκύρωσης. Αυτή η παράμετρος λαμβάνεται να είναι σταθερή στο αρχικό μοντέλο, εντούτοις, παραλλαγές αυτής της παραμέτρου έχουν εξεταστεί στο άρθρο [2.18]. Η ενέργεια του υλικού είναι τώρα ίση με την ενέργεια τροφοδότησης που προκύπτει από την καμπύλη μέσης μαγνήτισης, μειωμένη κατά την ενέργεια που χάθηκε για την υπερνίκηση των περιοχών αγκύρωσης, οπότε τελικά η μη αναστρέψιμη ενέργεια γίνεται :

$$\mu_0 \int M_{\text{irr}}(H) dH_{\text{eff}} = \mu_0 \int M_{\text{an}}(H) dH_{\text{eff}} - \mu_0 \int k \left(\frac{dM_{\text{irr}}}{dH_{\text{eff}}} \right) dH_{\text{eff}} \quad (2.23)$$

Η εξίσωση (2.23) περιγράφει μόνο τις αντιστρεπτές μεταβολές της μαγνήτισης M_{irr} . Για να συμπεριληφθεί η αντιστρέψιμη μαγνήτιση, οι Jiles και Atherton χρησιμοποίησαν την ακόλουθη εξίσωση :

$$M_{\text{rev}} = c(M_{\text{an}} - M_{\text{irr}}) \quad (2.24)$$

Η συνολική μαγνήτιση που προκύπτει είναι :

$$M_{\text{rev}} = M_{\text{rev}} + M_{\text{irr}} \quad (2.25)$$

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

$$\begin{aligned} \frac{dM_{\text{irr}}}{dH} &= \frac{M_{\text{an}}(H) - M_{\text{irr}}(H)}{\delta k - \alpha(M_{\text{an}}(H) - M_{\text{irr}}(H))} \\ \frac{dM_{\text{rev}}}{dH} &= c \left(\frac{dM_{\text{an}}}{dH} - \frac{dM_{\text{rev}}}{dH} \right) \\ \frac{dM}{dH} &= \frac{dM_{\text{rev}}}{dH} + \frac{dM_{\text{irr}}}{dH} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Όπου δ είναι κατευθυντική παράμετρος :

$$\delta = \text{sign}(dH) \quad (2.27)$$

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

M_s : η πηγαία μαγνήτιση,

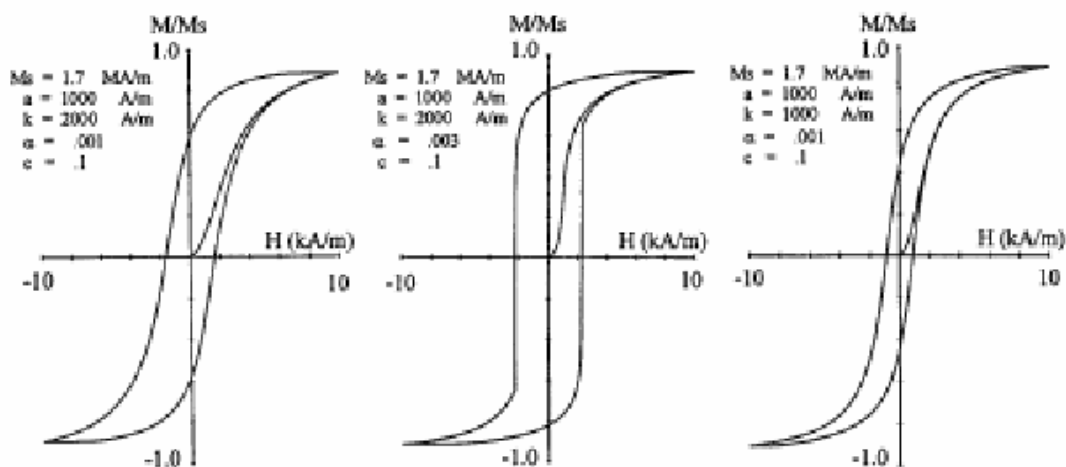
k : παράμετρος για την περιγραφή της επίδρασης αγκύρωσης,

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

α : η παράμετρος για την τροποποιημένη συνάρτηση Langevin (2.21),

c : παράμετρος για την αντιστρέψιμη συνιστώσα μαγνήτισης.

Στο σχήμα 2.12 παρουσιάζονται διάφορα παραδείγματα βρόχων υστέρησης που υπολογίζονται για διαφορετικές τιμές αυτών των παραμέτρων.

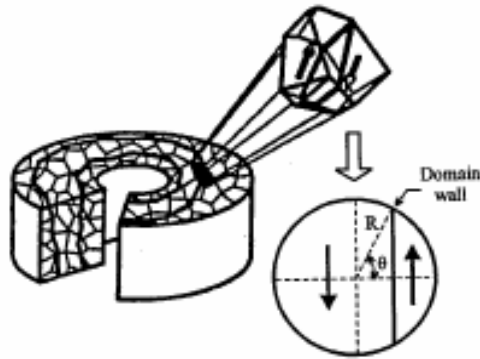


Σχήμα 2.12: Υπολογισμένοι βρόχοι υστέρησης για διαφορετικές τιμές των παραμέτρων Jiles-Atherton

Μια διαδικασία προσέγγισης εισάγεται στο άρθρο [2.19] για να επιτρέψει στον χρήστη να καθορίσει την τιμή σε κάθε παράμετρο για ένα συγκεκριμένο υλικό.

2.3.2.6. Μοντέλο Globus

Το μοντέλο Globus προτάθηκε αρχικά στο άρθρο [2.20] και βασίζεται στο γεγονός ότι ένας πολυκρυσταλλικός μαλακός φερίτης υψηλής μικροδομικής ποιότητας παρουσιάζει μια δακτυλιοειδή κατανομή των περιοχών με όρια προσανατολισμένα κατά 180° . Για να απλοποιηθεί η αναπαράσταση δειγμάτων σαν προσανατολισμένο σύνολο κόκκων, υποθέτουμε ότι κάθε κόκκος διασχίζει μόνο μια περιοχή με όρια προσανατολισμένα κατά 180° (σχήμα 2.13).



Σχήμα 2.13: Μείωση του πολυκρυσταλλικού δείγματος στον κόκκο Globus

Σε αυτές τις περιπτώσεις, η διαδικασία μαγνήτισης περιγράφεται από την κίνηση των ορίων των περιοχών μέσα στον κόκκο. Τόσο οι αντιστρέψιμες όσο και η μη αντιστρέψιμες διαδικασίες μαγνήτισης περιγράφονται εξετάζοντας πρώτα την ομαλή μετακίνηση των ορίων των περιοχών (μια αντιστρέψιμη διαδικασία) και έπειτα, όταν η δύναμη αγκύρωσης υπερνικείται, μια παράλληλη απότομη μετατόπιση των ορίων των περιοχών (μια μη αντιστρέψιμη διαδικασία). Για να υπολογιστεί η ένταση του μαγνητικού πεδίου H , ο Globus ελαχιστοποίησε το άθροισμα των ακόλουθων τριών ενεργειών:

$dE_f = 2\pi f R^2 \sin(\theta) d\theta$	Τριβή των ορίων των περιοχών στα όρια των κόκκων
$dE_\gamma = 2\pi \gamma R^2 \sin(\theta) \cos(\theta) d\theta$	Ενέργεια ορίων περιοχών
$dE_H = -2\pi M_s H R^3 \sin^3(\theta) d\theta$	Μαγνητοστατική ενέργεια

όπου θ , R είναι όπως περιγράφονται στο σχήμα 2.13 και f , γ είναι παράμετροι για το μοντέλο. Πρέπει να σημειωθεί ότι ο πρώτος όρος της ενέργειας (τριβή ορίων περιοχών στα όρια των κόκκων) είναι μια άλλη έκφραση για την επίδραση αγκύρωσης που αναφέρθηκε ήδη στα προηγούμενα μοντέλα. Με την ελαχιστοποίηση του αθροίσματος αυτών των τριών ενεργειακών συνιστωσών, προκύπτει η ακόλουθη έκφραση για το μαγνητικό πεδίο, σαν συνάρτηση της θέσης των ορίων των περιοχών μέσα στον κόκκο :

$$H = \frac{f + \gamma \cos(\theta)}{M_s R \sin^2(\theta)} \quad (2.28)$$

Η μεταβολή της μαγνήτισης dM κατά τη διάρκεια μιας μικρής μετατόπισης του ορίου μεταξύ μαγνητικών περιοχών είναι ανάλογη της μεταβολής του όγκου της περιοχής :

$$dM = 2M_s \frac{dV}{V_0} \quad (2.29)$$

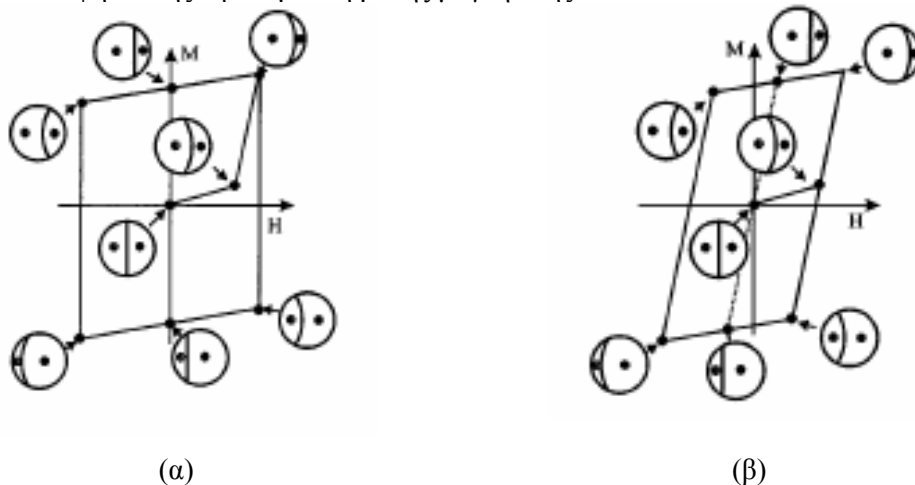
όπου V_0 είναι ο όγκος του κόκκου. Με την ολοκλήρωση της εξίσωσης (2.29) ως προς $R\cos(\theta)$, λαμβάνουμε την ακόλουθη σχέση για την μαγνήτιση, σαν συνάρτηση της θέσης του ορίου μεταξύ μαγνητικών περιοχών μέσα στον κόκκο:

$$M = \frac{1}{2} M_s \cos(\theta)(2 + \sin^2(\theta)) \quad (2.30)$$

Οι εξισώσεις (2.28) και (2.30) περιγράφουν την καμπύλη μαγνήτισης όταν λαμβάνεται υπόψη η απότομη μετατόπιση ορίου μεταξύ περιοχών, οι οποίες περιγράφουν μόνο την μη αναστρέψιμη διαδικασία μαγνήτισης. Ωστόσο, υπάρχει επίσης ένα αναστρέψιμο μέρος της μαγνήτισης που οφείλεται στην ικανότητα να μετακινηθεί ελαστικά το όριο μεταξύ περιοχών. Στο άρθρο [2.21] προτείνεται η παρακάτω σχέση για την αντιστρέψιμη μαγνήτιση:

$$M_{rev} = \frac{3}{8} M_s^2 \frac{D}{\gamma} H \quad (2.31)$$

Στο σχήμα 2.14 (α) αναπαρίσταται ποιοτικά ένας τυπικός βρόχος που προτείνεται από τον Globus στην περίπτωση ασθενούς μαγνητικού πεδίου. Το σχήμα 2.14 (β) είναι μια άλλη αναπαράσταση των βρόχων υστέρησης Globus, προτεινόμενη στο άρθρο [2.1], η οποία λαμβάνει υπόψη επίσης την καμπύλη μέσης μαγνήτισης.



Σχήμα 2.14: (α) Απλός βρόχος υστέρησης Globus (β) Νέα μορφή του βρόχου υστέρησης Globus. Η διακεκομμένη γραμμή αναπαριστά την καμπύλη μέσης μαγνήτισης

Το μοντέλο Globus περιγράφεται τώρα από το σύνολο των εξισώσεων (2.28), (2.30) και (2.31). Οι τέσσερις φυσικές παράμετροι του μοντέλου είναι:

M_s : μπορεί να μετρηθεί άμεσα όπως ήδη αναφέρθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια

R : μπορεί να υπολογιστεί από την παρατήρηση του μεγέθους ενός δείγματος κόκκου

f, γ : παράμετροι που προσδιορίζονται πειραματικά

Η πειραματική διαδικασία για τον προσδιορισμό των δύο τελευταίων παραμέτρων του μοντέλου περιγράφεται στο άρθρο [2.22]. Το μοντέλο Globus είναι ένα σχετικά απλό

μοντέλο υστέρησης, αλλά μάλλον ακατάλληλο για τους σκοπούς της πεδιακής κατανομής. Εντούτοις, η έννοια του μοντέλου μαγνητικών περιοχών με μετακινούμενα όρια εισάγει μια αποδοτική φυσική αναπαράσταση των αντιστρέψιμων και μη αντιστρέψιμων διαδικασιών μαγνήτισης.

2.3.2.7. Μοντέλο Hodgdon

Το μοντέλο Hodgdon είναι μια μακροσκοπική προσέγγιση της υστέρησης, δηλαδή προσπαθεί να εκφράσει ακριβώς την σχέση εισόδου-εξόδου που αντιστοιχεί στα φυσικά μεγέθη, χωρίς να εμπλέκεται στη φυσική μικροσκοπική αναπαράσταση του φαινομένου. Οι Coleman και Hodgdon έχουν παρουσιάσει στα άρθρα [2.23] και [2.24] την εξίσωση (2.32), μαζί με ένα σύνολο περιορισμών για το α και τις συναρτήσεις f και g των μαγνητικών υλικών που οδηγεί σε μια θεώρηση που είναι σε συμφωνία με τη μονοδιάστατη, ανεξάρτητη σιδηρομαγνητική υστέρηση, η οποία μπορεί να βρει εφαρμογή στα σιδηρομαγνητικά υλικά τύπου isoperm.

$$\dot{B} = \alpha \left| \dot{H} \right| [f(H) - B] + \dot{H} g(H) \quad (2.32)$$

οι συναρτήσεις f και g υπόκεινται στους ακόλουθους περιορισμούς [2.25]:

- Η f πρέπει να είναι τμηματικά ομαλή, να έχει μονοτονική αύξηση, περιττή συνάρτηση του H , με μια παράγωγο, f' , η οποία έχει πεπερασμένο όριο $f'(\infty)$ για μεγάλο H
- Η g πρέπει να είναι τμηματικά συνεχής, άρτια συνάρτηση του H , με πεπερασμένο όριο που ικανοποιεί την σχέση $g(\infty) = f'(\infty)$ και
- για όλα τα πεπερασμένα H , οι συναρτήσεις f' και g πρέπει να ικανοποιούν τις ανισότητες:

$$f'(H) \geq g(H) \geq \alpha \cdot e^{-\alpha H} \int_H^{\infty} [f'(z) - g(z)] \cdot e^{-\alpha z} dz \quad (2.33)$$

Όπως παρουσιάζεται στα άρθρα [2.23] και [2.24] η εξίσωση (2.32) μπορεί να γραφεί με την εξής μορφή :

$$\frac{dB}{dH} = \begin{cases} \alpha |f(H) - B| + g(H) & \text{για } \dot{H} > 0 \\ -\alpha |f(H) - B| + g(H) & \text{για } \dot{H} < 0 \end{cases} \quad (2.34)$$

Οι εξισώσεις (2.34) είναι καταλληλότερες από τις εξισώσεις (2.32) για την αναλυτική και αριθμητική επίλυση.

Μια τροποποίηση που βασίζεται στην αλλαγή της θέσης των B και H στην εξίσωση (2.32), επιτρέπει την εξάρτηση των συναρτήσεων του υλικού από το $\dot{H}$ και επεκτείνει τη θεωρία, αυτή στην περίπτωση υλικών nonisoperm [2.25]. Κάτω από αυτές τις τροποποιήσεις, η διαφορική εξίσωση (2.32) γίνεται :

$$\dot{H} = \alpha \left| \dot{B} \right| \left[\tilde{f}(B) - H \right] + \dot{B} \tilde{g}(B) \quad (2.35)$$

η οποία μπορεί να γραφεί επίσης ως εξής :

$$\frac{dB}{dH} = \begin{cases} \left(\alpha \left| \tilde{f}(B) - H \right| + \tilde{g}(B) \right)^{-1} & \text{για } \dot{H} > 0 \\ \left(-\alpha \left| \tilde{f}(B) - H \right| + \tilde{g}(B) \right)^{-1} & \text{για } \dot{H} < 0 \end{cases} \quad (2.36)$$

Οι περιορισμοί για τα $\tilde{f}$, $\tilde{g}$ και α γίνονται τώρα :

- Η $\tilde{f}$ πρέπει να είναι τμηματικά ομαλή, περιττή συνάρτηση του B , με μια παράγωγο, $\tilde{f}'$, η οποία εμφανίζει ένα πεπερασμένο όριο $\tilde{f}'(\infty)$ για μεγάλο B
- Η $\tilde{g}$ πρέπει να είναι τμηματικά συνεχής, άρτια συνάρτηση του B , με ένα πεπερασμένο όριο που ικανοποιεί την σχέση $\tilde{g}(\infty) = \tilde{f}'(\infty)$ και
- για όλα τα πεπερασμένα B , οι συναρτήσεις $\tilde{f}'$ και $\tilde{g}$ πρέπει να ικανοποιήσουν την ανισότητα :

$$\tilde{g}(B) \geq \max \left\{ \tilde{f}'(B), \alpha \cdot e^{\alpha \cdot B} \left[\int_B^{\infty} [\tilde{f}'(z) - \tilde{g}'(z)] \cdot e^{-\alpha \cdot z} dz \right] \right\} \quad (2.37)$$

Στο άρθρο [2.25] η εξίσωση (2.37) εφαρμόζεται σε διάφορα υλικά. Για την ευκολότερη προσαρμογή της μπορεί να γραφεί με την μορφή πεπερασμένων διαφορών ως εξής :

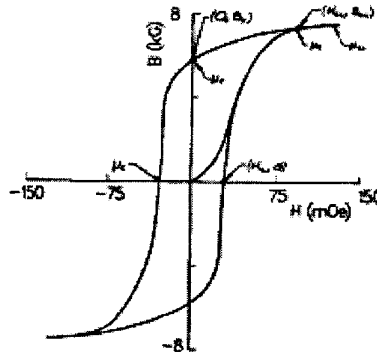
$$B_{i+1} = B_i + \left[\begin{matrix} + \\ - \end{matrix} \alpha \left[\tilde{f}(B_i) - H_i \right] + \tilde{g}(B_i) \right]^{-1} (H_{i+1} - H_i) \quad (2.38)$$

όπου, μαζί με την προδιαγραφή για την αρχική κατάσταση (H_0, B_0), το αρχικό πρόσημο του $\dot{H}$, και ένα πλήθος διαδοχικών σημείων H , επιτρέπει την άμεση μοντελοποίηση οποιασδήποτε χαρακτηριστικής. Ο Hodgdon είχε διατυπώσει τις παρακάτω χρήσιμες σχέσεις για την $\tilde{f}$ και την $\tilde{g}$, προκειμένου να μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε διάφορα υλικά :

$$\tilde{f}(B) = \begin{cases} A_1 \tan(A_2 B) & \text{για } |B| \leq B_{cl} \\ A_1 \tan(A_2 B_{cl}) + \frac{B - B_{cl}}{\mu_{cl}} & \text{για } B > B_{cl} \\ -A_1 \tan(A_2 B_{cl}) + \frac{B - B_{cl}}{\mu_{cl}} & \text{για } B < -B_{cl} \end{cases} \quad (2.39)$$

$$\tilde{g}(B) = \begin{cases} \tilde{f}'(B) \left[1 - A_3 \exp \left(\frac{-A_4 |B|}{B_{cl} - |B|} \right) \right] & \text{για } |B| \leq B_{cl} \\ \tilde{f}'(B) & \text{για } |B| \geq B_{cl} \end{cases} \quad (2.40)$$

όπου B_{cl} είναι η απόλυτη τιμή της πυκνότητας ροής στο σημείο τερματισμού του κύριου βρόχου και μ_{cl} είναι η κλίση της χαρακτηριστικής $B(H)$ πέρα από το τελικό σημείο (σχήμα 2.15).



Σχήμα 2.15: Αρχική καμπύλη μαγνήτισης όπως προκύπτει από τις εξισώσεις (3.36) και (3.37). Οι τιμές της μαγνητικής επαγωγής, της έντασης του μαγνητικού πεδίου και οι κλίσεις στα περιγραφόμενα σημεία χρησιμοποιούνται για να υπολογιστούν οι παράμετροι του μοντέλου

Το μοντέλο Hodgdon μπορεί να επεκταθεί περαιτέρω προκειμένου να περιγραφούν τα φαινόμενα υστέρησης όπως αναπτύσσονται σε γρήγορα μεταβαλλόμενα μαγνητικά πεδία, εντούτοις, οι εξισώσεις (2.32)-(2.40) είναι επαρκείς για να μοντελοποιήσουν τον μαγνητικό πυρήνα των ηλεκτρικών μηχανών στις μελέτες χαμηλών συχνοτήτων.

2.3.2.8. Άλλα μοντέλα μη γραμμικής υστέρησης

Υπάρχουν και άλλα πολυάριθμα μοντέλα υστέρησης στην βιβλιογραφία. Ωστόσο, άλλα είναι απλά, και μη ικανά να αναπαραστήσουν ολόκληρη τη διαδικασία μαγνήτισης και άλλα έχουν αναπτυχθεί μόνο για προκαθορισμένες εφαρμογές. Εδώ θα αναφερθούμε εν συντομία σε δύο μακροσκοπικά μοντέλα :

- Στο άρθρο [2.26] προτείνεται μια ενδιαφέρουσα προσέγγιση της υστέρησης, βασισμένη στην θεωρία των fractals. Αυτή η θεωρία χρησιμοποιεί τις απλές διαδικασίες και τις επαναλήψεις για να διαμορφώσει τα δυναμικά φαινόμενα των σύνθετων συστημάτων. Η ομοιότητα του κύριου βρόχου υστέρησης με τους ελάχιστους βρόχους αποκαλύπτει ότι οι fractal λειτουργίες μπορούν να αποδώσουν τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα της σιδηρομαγνητικής υστέρησης. Η προτεινόμενη μέθοδος χρησιμοποιεί γραμμικούς-μεταβαλλόμενους συντελεστές για να συμπίσει τον κύριο βρόχο και να λάβει τους ελάχιστους βρόχους υστέρησης.
- Στο άρθρο [2.27] η υστέρηση μοντελοποιείται σαν μια επαλληλία του γραμμικού διαφορικού όρου $K_{hyst}(B-B_{rev})$ σε μια υπερβολική καμπύλη μαγνήτισης. Αυτή η βασική καμπύλη περιγράφεται με μια πολυωνμική προσεγγιστική σχέση της μορφής :

$$H_{basis} = K_{basis} B + K_{n1} B^{n1} + K_{n2} B^{n2} \quad (2.41)$$

Κατόπιν, η εξίσωση υστέρησης γίνεται :

$$H = H_{basis} + K_{hyst} (B - B_{rev}) \quad (2.42)$$

με το B_{rev} να είναι το τελευταίο σημείο αντιστροφής.

2.3.2.9. Σύγκριση των μοντέλων υστέρησης

Το ερώτημα "ποιο είναι το καλύτερο μοντέλο για την αναπαράσταση της υστέρησης" είναι δύσκολο να απαντηθεί. Κάθε μοντέλο έχει τα πλεονεκτήματα αλλά και τα μειονεκτήματά του, η τελική επιλογή πρέπει να γίνεται σύμφωνα με το σκοπό του μοντέλου. Είναι εντούτοις προφανές ότι, όσο ακριβέστερο είναι το μοντέλο τόσο περισσότερα δεδομένα εισόδου και υπολογιστικός χρόνος απαιτείται για την εφαρμογή του. Μια σύγκριση των διαφορετικών πλεονεκτημάτων των κυριότερων μοντέλων θα είναι πολύ χρήσιμη στο χρήστη που αναζητεί το κατάλληλο μοντέλο για την εφαρμογή του.

Στο άρθρο [2.1] συγκρίνονται τα τέσσερα κλασσικά μοντέλα (Preisach, Stoner-Wolffarth, Jiles-Atherton και Globus). Τα συμπεράσματα συνοψίζονται στον παρακάτω πίνακα:

	Stoner-Wolffarth	Jiles-Atherton	Globus	Preisach
Μηχανισμός	περιστροφή	Μη καθορισμένος	Κίνηση ορίων	Αλλαγή κατεύθυνσης διπόλων
Ανισοτροπία	μονοαξονική	πολυαξονική	πολυαξονική	Μη καθορισμένη
Αλληλεπίδραση περιοχών	ναι	ναι	όχι	Κίνηση μοντέλου
Αγκύρωση	ναι	ναι	ναι	Μη καθορισμένη
Μαγνήτιση περιοχών	Ανισοτροπικό ή ιστροπικό	ιστροπικό	μονοαξονικό	Μη καθορισμένη
Ενέργεια ορίων	όχι	όχι	ναι	όχι
Αντιστρεπτότητα	ναι	Πρόσθετο μοντέλο	ναι	Πρόσθετο μοντέλο
Ελάσσονες βρόχοι	ναι	προσεγγιστικοί	-	ναι
Απομαγνήτιση	-	ναι	-	ναι
Καμπύλη μέσης μαγνήτισης	ναι	ναι	ναι	ναι
Παράμετροι Μετρήσιμες παράμετροι	$M_s^*, K_u^*, \bar{H}^*, \sigma, \alpha, p$	$M_s^*, c^*, a^*, \alpha^*, k^*$	$M_s^*, \gamma^*, R^*, f^*$	$\mu(\alpha, \beta)$
Κόκκοι	απλή περιοχή	πολλές περιοχές	δυο περιοχές	Μη καθορισμένο
Υπολογιστικός χρόνος	+++	++	+	++++
Υλικά	Σκληρά μαγνητικά υλικά	Μαλακά υλικά φερρίτες	Μαλακοί φερρίτες	Μαγνητική εγγραφή Λεπτές μεμβράνες Μαλακά υλικά

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.1 Σύγκριση των κυριότερων κλασσικών μοντέλων υστέρησης

Στο άρθρο [2.27] τέσσερα μοντέλα υστέρησης συγκρίνονται με πειραματικά αποτελέσματα : οι δύο προσαρμογές του απλού πολυωνυμικού μοντέλου που εισάγονται στο άρθρο [2.29], το μοντέλο Hodgdon και το μοντέλο Mayergoysz. Η σύγκριση δείχνει ότι το μοντέλο Mayergoysz (μη γραμμικό Preisach) είναι εκείνο που προσφέρει την μεγαλύτερη ακρίβεια και ευστάθεια μεταξύ των τεσσάρων μοντέλων.

2.3.3. Μοντελοποίηση δινορρευμάτων

Τα μη γραμμικά φαινόμενα του κορεσμού και της υστέρησης, η μοντελοποίηση των οποίων σχολιάστηκε στις προηγούμενες παραγράφους, επηρεάζονται από τα δινορρεύματα χαμηλής συχνότητας. Από την άλλη μεριά, όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι απώλειες από τα δινορρεύματα εξαρτώνται σημαντικά από την συχνότητα. Ο υπολογισμός των στιγμιαίων τιμών των δινορρευμάτων μέσα στον μαγνητικό πυρήνα μπορεί να προσεγγισθεί σε συνδυασμό με την μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων χρησιμοποιώντας ημιαναλυτικές προσεγγίσεις [2.30]. Υπάρχουν επίσης μερικές αναλυτικές λύσεις που προσφέρονται για τον υπολογισμό των δινορρευμάτων [2.31], [2.32]. Ωστόσο, στα μοντέλα των ηλεκτρικών μηχανών για τις μελέτες των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης είναι αρκετό να περιγράψει κανείς την επίδραση των δινορρευμάτων στην συμπεριφορά της μηχανής με όσο το δυνατόν μικρότερη πολυπλοκότητα.

Στα περισσότερα μοντέλα μηχανών οι απώλειες δινορρευμάτων αναπαριστώνται από μια σταθερή αντίσταση παράλληλα με την αυτεπαγωγή μαγνήτισης. Ο προσδιορισμός της αντίστασης δινορρευμάτων γίνεται με μετρήσεις σε ονομαστική συχνότητα [2.33]. Η ανεξαρτησία της συχνότητας αυτής της αναπαράστασης περιορίζει τη χρήση τέτοιων μοντέλων μηχανών σε μια στενή ζώνη συχνοτήτων. Στις επόμενες παραγράφους θα παρουσιάσουμε την κλασική αναπαράσταση των απωλειών δινορρευμάτων μέσω σταθερής αντίστασης, καθώς επίσης και το βελτιωμένο μοντέλο αναπτύγματος σειράς (ισοδύναμα κυκλώματα Foster).

2.3.3.1. Αναπαράσταση σταθερής αντίστασης

Στην πλειοψηφία των μοντέλων των μηχανών, ο μαγνητικός πυρήνας μοντελοποιείται ως μια μη γραμμική αυτεπαγωγή, που προσομοιώνει την επίδραση κορεσμού, παράλληλα με μια σταθερή αντίσταση, που αναπαριστά τις απώλειες δινορρευμάτων και υστέρησης. Οι σημαντικότεροι περιορισμοί αυτής της μοντελοποίησης είναι οι παρακάτω:

- Για να καθοριστούν οι τιμές των σταθερών παράλληλων αντιστάσεων, θεωρούμε ότι η πηγή τάσης είναι συμμετρική ημιτονοειδής σε μόνιμη κατάσταση. Αυτή η υπόθεση οδηγεί στους αυστηρούς περιορισμούς όταν γίνεται η χρήση τέτοιων μοντέλων, δηλ. δεν είναι κατάλληλα για ημιτονοειδή τροφοδοσία (π.χ. από μετατροπέα) ή μη συμμετρική λειτουργία της μηχανής. Εντούτοις, σε ομάδα εφαρμογών η υπόθεση της συμμετρίας και ημιτονοειδούς χρονικής μεταβολής πληρείται (τροφοδοσία ηλεκτρικής μηχανής από το δίκτυο).
- Οι απώλειες του πυρήνα είναι εξαρτημένες από την τάση και την συχνότητα. Η αναπαράσταση με τις σταθερές αντιστάσεις δεν είναι ικανοποιητική στην θεώρηση αρμονικών συχνοτήτων.

Ο προσδιορισμός αυτών των αντιστάσεων γίνεται συνήθως από τις δοκιμές ανοιχτού κυκλώματος στην ονομαστική συχνότητα λειτουργίας. Για έναν τριφασικό μετασχηματιστή με μια αντίσταση απωλειών σιδήρου για κάθε φάση στο πρωτεύων, ο υπολογισμός της παραμέτρου του μοντέλου γίνεται με βάση την εξίσωση (2.43) :

$$R_k = \frac{V_{n,pri}^2}{3P_{loss}} \quad (2.43)$$

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

- εάν το μοντέλο του μετασχηματιστή περιλαμβάνει ήδη την αναπαράσταση της υστέρησης, μέσω άλλου μοντέλου οι απώλειες λόγω υστερήσεως μπορούν να υπολογιστούν από τον αντίστοιχο βρόχο υστέρησης. Αφαιρούνται έπειτα από τις απώλειες κενού φορτίου και η αντίσταση που καθορίζεται με την εξίσωση (2.43) αντιστοιχεί μόνο στις απώλειες δινορρευμάτων.
- μια άλλη τροποποίηση είναι η χρήση μιας μεταβαλλόμενης με την τάση αντίστασης, η χαρακτηριστική της οποίας προσδιορίζεται με καταγραφή πραγματικού χρόνου της τάσης και του ρεύματος πηγής κατά τη διάρκεια των δοκιμών ανοιχτού κυκλώματος [2.34]. Αυτή η προσέγγιση περιγράφεται από την εξίσωση (2.44) :

$$R_k(V) = \frac{V_{pri}(t)}{I_{pri}(t)} \quad (2.44)$$

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

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

$$P_{dinop.} \sim \left(\frac{d\Phi}{dt} \right)^2 \quad (2.45)$$

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

2.3.3.2. Μοντέλο αναπτύγματος σειράς

Στο άρθρο [2.35], προτείνεται η ακόλουθη σχέση για την ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση ενός πηνίου τυλιγμένου γύρω από έναν πυρήνα από ελάσματα σιδήρου με την επίλυση των εξισώσεων Maxwell υπό την προϋπόθεση ότι το μαγνητικό πεδίο είναι ίδιο σε όλα τα ελάσματα:

$$Z(j\omega) = \frac{4N^2 Sx}{ld^2 \gamma} \tanh(x)$$

όπου

$$x = d \sqrt{j\omega \mu \frac{\gamma}{2}}$$
(2.46)

όπου :

μ : μαγνητική διαπερατότητα ελάσματος χάλυβα

γ : ηλεκτρική αγωγιμότητα ελάσματος χάλυβα

S : συνολική διατομή όλων των ελασμάτων

d : πάχος της ελάσματος

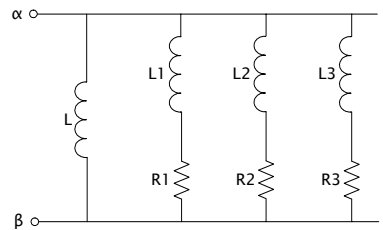
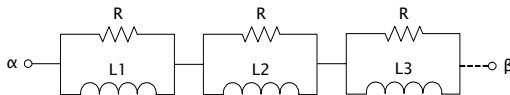
l : μήκος του πυρήνα

N : αριθμός σπειρών

Ο όρος $\tanh(x)$ στην εξίσωση (2.46) μπορεί να αναπτυχθεί σε τριγωνομετρική σειρά ως εξής [2.33]:

$$\tanh(x) = 2x \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{x^2 + \left(\pi \frac{2k-1}{2} \right)^2}$$
(2.47)

Αντικαθιστώντας αυτήν την έκφραση στην εξίσωση (2.46) παίρνουμε την σχέση για τη σύνθετη αντίσταση $Z(j\omega)$ που μπορεί να προκύψει χρησιμοποιώντας την εν σειρά σύνδεση των κλάδων παράλληλων R-L κυκλωμάτων που απεικονίζονται στο σχήμα 2.16 (α), ή παράλληλων κυκλωμάτων που δίνονται στο σχήμα 2.16 (β). Αυτά τα κυκλώματα είναι γνωστά σαν ισοδύναμα κυκλώματα Foster σειράς και παράλληλα, αντίστοιχα.



(α) ισοδύναμο κύκλωμα Foster σειράς

(β) ισοδύναμο κύκλωμα Foster παράλληλο

Σχήμα 2.16: Ισοδύναμα κυκλώματα Foster

Για τον προσδιορισμό των παραμέτρων των κυκλωμάτων σειράς και παραλλήλου κατά Foster χρησιμοποιούνται οι εξισώσεις (2.48) και (2.49) αντίστοιχα:

$$R = \frac{8N^2 S}{d^2 l \gamma} \quad L_k = \frac{L}{(2k-1)} \quad L = \frac{8N^2 S \mu}{\pi^2 l}$$
(2.48)

$$R = \frac{2N^2 \pi^2 S}{d^2 l \gamma} \quad R_k = R k^2 \quad L = \frac{N^2 S \mu}{l} \quad L_k = \frac{L}{2}$$
(2.49)

Για να ενσωματωθεί ο κορεσμός και η υστέρηση τα επαγωγικά στοιχεία στα ισοδύναμα κυκλώματα Foster αναπαριστούν την επαγωγική αντίσταση μαγνήτισης, που πρέπει να γίνει μη γραμμική. Η ακρίβεια του μοντέλου εξαρτάται τον αριθμό των όρων που χρησιμοποιούνται σε σχέση με την συχνότητα. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι υπολογιστικές απαιτήσεις του μοντέλου αναπτύγματος σειράς το καθιστούν ακατάλληλο για τις εφαρμογές πολύ υψηλής συχνότητας.

2.4 ΑΝΑΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΛΑΜΑΡΙΝΩΝ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ΠΕΠΕΡΑΣΜΕΝΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

Η μελέτη, σχεδίαση και κατασκευή ηλεκτρομαγνητικών διατάξεων και συστημάτων ηλεκτρομηχανικής μετατροπής της ενέργειας, απαιτεί μεταξύ άλλων την ακριβή γνώση της διαμόρφωσης και της χωρικής κατανομής του μαγνητικού πεδίου σε ένα μαγνητικό κύκλωμα.

Η διαδικασία του ακριβούς προσδιορισμού ενός μαγνητικού πεδίου μέσω της αναλυτικής λύσης των εξισώσεων Maxwell που το περιγράφουν, προϋποθέτει την υιοθέτηση παραδοχών και απλοποιήσεων σχετικά με την πολυπλοκότητα της γεωμετρίας που μελετάται και τα χαρακτηριστικά των υλικών που την συνθέτουν, έτσι ώστε η λύση αφενός να είναι επιτεύξιμη και αφετέρου να προκύπτει με την λιγότερη δυνατή υπολογιστική ισχύ.

Αποτέλεσμα αυτών των συμβάσεων, είναι να περιορίζεται σημαντικά το πεδίο εφαρμογών των μεθόδων χρήσης αμιγώς αναλυτικών τεχνικών για την μελέτη μαγνητικών πεδίων, ενώ σε πολλές περιπτώσεις σχεδίασης ηλεκτρομηχανικών συστημάτων είναι επιπλέον αναγκαία και η χρήση απλών εμπειρικών κανόνων [2.39].

Η αριθμητική επίλυση των εξισώσεων του μαγνητικού πεδίου [2.40], επιτρέπει την ανάλυση προβλημάτων και την περιγραφή της συμπεριφοράς ηλεκτρομηχανικών συστημάτων μετατροπής της ενέργειας, χωρίς τους περιορισμούς στους οποίους υπόκεινται οι αναλυτικές τεχνικές επίλυσης των μερικών διαφορικών εξισώσεων. Η χρήση αριθμητικών τεχνικών, βρίσκει εφαρμογή στην επίλυση στατικών, μη στατικών, γραμμικών, μη γραμμικών προβλημάτων, ορισμένα σε γεωμετρικό χώρο μίας, δύο ή τριών διαστάσεων [2.41].

Μια αριθμητική μέθοδος ανάλυσης, υπολείπεται σε ακρίβεια σε σχέση με την αντίστοιχη αναλυτική λύση του ίδιου προβλήματος, καθώς η λύση που παρέχει είναι προσεγγιστική. Η σημαντική όμως αύξηση της απόδοσης των ηλεκτρονικών υπολογιστών, σε συνδυασμό με την εξέλιξη των αριθμητικών τεχνικών ανάλυσης των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων, επιτυγχάνει σήμερα, βέλτιστη ανάλυση και ελαχιστοποίηση του εισερχόμενου σφάλματος στον προσδιορισμό και την απεικόνιση του μαγνητικού πεδίου ηλεκτρομηχανικών διατάξεων και συστημάτων [2.42].

Το έλλειμμα σε ακρίβεια σε σχέση με την αναλυτική μέθοδο λύσης, οφείλεται στο ότι μια αριθμητική μέθοδος, δεν επιλύει το συνεχές πρόβλημα όπως αυτό εκφράζεται από τις διαφορικές εξισώσεις του πεδίου, αλλά κάποιο αντίστοιχο διακριτό πρόβλημα. Έτσι, για την περίπτωση της μελέτης ενός μαγνητικού πεδίου, δεν υπολογίζεται το ζητούμενο μέγεθος (συνήθως διανυσματικό ή βαθμωτό δυναμικό) στο συνεχές πεδίο ορισμού της συνάρτησης, αλλά σε ένα αριθμό "κατάλληλα" επιλεγμένων διακριτών σημείων του πεδίου ορισμού.

Με την βοήθεια των αριθμητικών μεθόδων επίλυσης, οι διαφορικές εξισώσεις μετατρέπονται σε ένα σύστημα αλγεβρικών εξισώσεων, με αγνώστους τις τιμές του δυναμικού στα προεπιλεγμένα σημεία. Η επίλυση του συστήματος των εξισώσεων παρέχει την τιμή του δυναμικού επί αυτών των σημείων, ενώ η τιμή επί των υπολοίπων σημείων του γεωμετρικού χώρου, προκύπτει αναγωγικά με την βοήθεια κατάλληλων συναρτήσεων παρεμβολής.

Είναι φανερό ότι ο τρόπος και η διαδικασία επιλογής των διακριτών σημείων για την εφαρμογή μιας αριθμητικής τεχνικής επίλυσης των διαφορικών εξισώσεων, επικουρεί στην επίτευξη βέλτιστης λύσης, όταν καταφέρει να ισοσταθμίζονται αφενός ο ελάχιστος απαιτούμενος αριθμός σημείων που μπορεί να εξασφαλίσει λύση με ικανοποιητική ακρίβεια με τον μέγιστο δυνατό αριθμό σημείων που επιτρέπει την επίτευξη λύσης εντός εύλογου χρόνου και με την ελάχιστη δυνατή υπολογιστική ισχύ. Το υπεισερχόμενο σφάλμα δεν εξαρτάται μόνο από την διακριτοποίηση του χώρου, αλλά και από την ίδια την αριθμητική μέθοδο που επιλέγεται για την επίλυση του προβλήματος.

Οι σημαντικότερες αριθμητικές μέθοδοι μπορούν να καταταχθούν σε τρία κυρίως είδη, αυτό της μεθόδου των πεπερασμένων διαφορών, της μεθόδου των πεπερασμένων στοιχείων και της μεθόδου των οριακών στοιχείων.

2.4.1. Μέθοδος πεπερασμένων διαφορών

Η μέθοδος των πεπερασμένων διαφορών βασίζεται στην διακριτοποίηση της προς επίλυση διαφορικής εξίσωσης. Σε εφαρμογές πεδιακής ανάλυσης, οι παράγωγοι προσεγγίζονται με τη βοήθεια διαφορών αλγορίθμων, σαν λόγοι διαφορών του δυναμικού των κόμβων προς τις αντίστοιχες αποστάσεις μεταξύ τους. Η εφαρμογή της μεθόδου απαιτεί ένα ομοιόμορφο πλέγμα, όπου οι κόμβοι τοποθετούνται σε γραμμές που τέμνονται ορθογωνικά. Αυτή η προϋπόθεση χρειάζεται ιδιαίτερη προσοχή όταν οι οριακές συνθήκες είναι του τύπου Neumann ή του τύπου Cauchy, περιλαμβάνουν δηλαδή την κάθετη παράγωγο.

2.4.2. Μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων

Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων είναι μία από τις ευρύτερα χρησιμοποιούμενες αριθμητικές τεχνικές για την πεδιακή ανάλυση διατάξεων δισδιάστατης ή τρισδιάστατης γεωμετρίας που περιλαμβάνουν υλικά με μη γραμμικά χαρακτηριστικά, όπως είναι οι πάσης φύσης ηλεκτρικές μηχανές [2.43].

Η επίλυση των εξισώσεων του πεδίου με την μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων (ΠΣ) επιτρέπει την ανάλυση προβλημάτων χωρίς τους περιορισμούς στους οποίους υπόκεινται οι αναλυτικές τεχνικές (απλές γεωμετρίες - γραμμικά μέσα). Στη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, το εξεταζόμενο πεδίο αναπαρίσταται από μια ομάδα πεπερασμένου αριθμού στοιχείων [2.44]. Η διακριτοποίηση του χώρου πραγματοποιείται με τρίγωνα ή τετράεδρα, εάν το πρόβλημα είναι δισδιάστατο ή τρισδιάστατο, αντίστοιχα.

Η λύση όμως που επιτυγχάνεται με την μέθοδο των ΠΣ δεν είναι η ακριβής αλλά μια προσεγγιστική λύση. Η διαφορά προκύπτει επειδή δεν λύνεται το συνεχές πρόβλημα που εκφράζεται από τις διαφορικές εξισώσεις αλλά κάποιο αντίστοιχο διακριτό πρόβλημα. Έτσι δεν υπολογίζεται η άγνωστη ποσότητα (συνήθως βαθμωτό ή διανυσματικό δυναμικό) σε όλα τα σημεία του πεδίου ορισμού αλλά σε ένα αριθμό επιλεγμένων σημείων (κόμβων). Με την μέθοδο ΠΣ οι διαφορικές εξισώσεις μετατρέπονται σε ένα σύστημα αλγεβρικών εξισώσεων με αγνώστους τις τιμές του δυναμικού στους κόμβους που επιλέχθηκαν. Η επίλυση του συστήματος των εξισώσεων παρέχει την προσεγγιστική λύση. Η τιμή του δυναμικού για τα υπόλοιπα σημεία του χώρου προκύπτει με την βοήθεια κατάλληλων συναρτήσεων παρεμβολής.

Η συγκεκριμένη μέθοδος, δεν διακριτοποιεί την διαφορική εξίσωση αλλά κάποια ολοκληρωτική μορφή που προκύπτει από αυτήν. Από φυσική άποψη η ολοκληρωτική εξίσωση αντιστοιχεί στην αναζήτηση του ακρότατου της ενέργειας.

Η μέθοδος αυτή προσαρμόζεται εύκολα σε περιπτώσεις που παρουσιάζουν πολύπλοκη γεωμετρία γι' αυτό και είναι η επικρατέστερη.

2.4.2.1. Μαγνητοστατικά προβλήματα

Μαγνητοστατικά ονομάζονται τα προβλήματα όπου τα πεδία είναι χρονικά ανεξάρτητα. Σε αυτή την περίπτωση η ένταση του μαγνητικού πεδίου ($\mathbf{H}$) και η μαγνητική επαγωγή ($\mathbf{B}$) δίνονται από τις σχέσεις (2.50),(2.51) [2.42].

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}, \quad (2.50)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.51)$$

όπου η σχέση ανάμεσα στην ένταση του μαγνητικού πεδίου ($\mathbf{H}$) και τη μαγνητική επαγωγή ($\mathbf{B}$) για κάθε υλικό (με εξαίρεση τους μόνιμους μαγνήτες) μπορεί να γραφεί με τη μορφή:

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.52)$$

Εάν ένα υλικό είναι μη γραμμικό (πχ κορεσμένος σίδηρος), η διαπερατότητα μ είναι μια συνάρτηση της μαγνητικής επαγωγής $\mathbf{B}$:

$$\mu = \mathbf{B} / \mathbf{H}(\mathbf{B}) \quad (2.53)$$

Με την μέθοδο των Πεπερασμένων Στοιχείων (Π.Σ.), το μαγνητικό πεδίο που ικανοποιεί τις προηγούμενες εξισώσεις, υπολογίζεται μέσω του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού $\mathbf{A}$. Η μαγνητική επαγωγή $\mathbf{B}$ υπολογίζεται από το διανυσματικό δυναμικό με βάση τη σχέση (2.54):

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.54)$$

ο ορισμός της μαγνητικής επαγωγής $\mathbf{B}$ πάντα ικανοποιεί την (2.51). Έτσι η (2.50) μπορεί να ξαναγραφεί ως εξής (2.55):

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(\mathbf{B})} \nabla \times \mathbf{A} \right) = \mathbf{J} \quad (2.55)$$

Για ένα γραμμικό ιστροπικό υλικό η σχέση (2.55) μετατρέπεται στην (2.56):

$$-\frac{1}{\mu(\mathbf{B})} \nabla^2 \mathbf{A} = \mathbf{J} \quad (2.56)$$

Στην γενική περίπτωση των τριών διαστάσεων (3-D), το διανυσματικό δυναμικό $\mathbf{A}$ είναι ένα διάνυσμα τριών συνιστωσών. Στα προβλήματα δύο διαστάσεων, οι δύο από τις τρεις συνιστώσες είναι μηδέν μένοντας μόνο η συνιστώσα με διεύθυνση κάθετη στο επίπεδο απεικόνισης του μαγνητικού πεδίου [2.44], [2.45]. Το πλεονέκτημα της χρήσης της εξίσωσης του διανυσματικού δυναμικού είναι ότι όλες οι συνθήκες που ικανοποιούνται έχουν συνδυαστεί σε μια μόνο εξίσωση. Εάν υπολογισθεί το $\mathbf{A}$, μπορούν στην συνέχεια να υπολογιστούν τα μεγέθη της μαγνητικής επαγωγής $\mathbf{B}$ καθώς και της έντασης $\mathbf{H}$ του μαγνητικού πεδίου.

2.4.2.2. Μαγνητοδυναμικά προβλήματα

Εάν το πεδίο είναι χρονικά μεταβαλλόμενο, ρεύματα επαγωγής (δινορρεύματα) δημιουργούνται σε υλικά με μη μηδενική αγωγιμότητα. Στην περίπτωση αυτή οι εξισώσεις του Maxwell που σχετίζονται με την κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου πρέπει να ληφθούν υπόψη. Συμβολίζοντας την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου με $\mathbf{E}$ και την πυκνότητα ρεύματος με $\mathbf{J}$, ο νόμος του Ohm παίρνει τη μορφή:

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (2.57)$$

Το προκαλούμενο ηλεκτρικό πεδίο τότε υπακούει στην παρακάτω σχέση:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.58)$$

Αντικαθιστώντας μέσω του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού τη μαγνητική επαγωγή $\mathbf{B}$ στην (2.58) προκύπτει:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\nabla \times \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (2.59)$$

Στην περίπτωση των προβλημάτων δύο διαστάσεων, η (2.59) μπορεί να ολοκληρωθεί οπότε προκύπτει :

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla V \quad (2.60)$$

Εισάγοντας την σχέση (2.57) την σχέση (2.60) προκύπτει :

$$\mathbf{J} = -\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \sigma \nabla V \quad (2.61)$$

Αντικαθιστώντας την σχέση (2.61) στην σχέση (2.56) η εξίσωση παίρνει τη μορφή:

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 \mathbf{A} = \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \mathbf{J}_{\text{src}} + \sigma \nabla V \quad (2.62)$$

όπου το $\mathbf{J}_{\text{src}}$ παριστάνει τις εφαρμοζόμενες πηγές ρεύματος. Ο όρος ∇V είναι ένα πρόσθετο βαθμωτό διάνυσμα τάσης που σε δισδιάστατα προβλήματα είναι σταθερό σε ένα αγωγίμο υλικό.

2.4.2.3. Αναπαράσταση μαγνητικών λαμαρίνων

Όσον αφορά τις απώλειες πυρίνα, ο τρόπος μαγνήτισης των σιδηρομαγνητικών υλικών δεν είναι ομογενής. Η εσωτερική δομή ενός μαγνητισμένου σιδηρομαγνητικού υλικού μπορεί να χωριστεί σε περιοχές, οι οποίες διαφέρουν κατά τη διεύθυνση μαγνήτισης. Οι περιοχές αυτές οριοθετούνται με ένα είδος μαγνητικών «τοιχωμάτων» και οποιαδήποτε μεταβολή στη συνολική μαγνήτιση του υλικού μπορεί να επιτευχθεί μόνο με τη μετακίνηση αυτών των τοιχωμάτων. Έτσι, οι μεταβολές στη μαγνήτιση του υλικού έχουν έντονα τοπικό χαρακτήρα και μπορούν να θεωρηθούν διακριτές στο χώρο.

Η χωρική και χρονική μεταβολή μαγνήτισης του υλικού συνεπάγεται γρήγορες τοπικές μεταβολές της, ακόμη και για απειροελάχιστα μικρό ρυθμό μεταβολών του εξωτερικού πεδίου. Οι αλλαγές αυτές στη μαγνήτιση σχετίζονται με τοπικές απώλειες ενέργειας, οφειλόμενες τόσο στη μεταβολή της φοράς μαγνήτισης των στοιχειωδών δινορρευμάτων που αναπτύσσονται στο υλικό (απώλειες δινορρευμάτων). Οι απώλειες αυτές καθορίζονται από τη χωρική και χρονική κατανομή των μεταβολών μαγνήτισης. Κατά συνέπεια, δεν υπάρχει σαφής φυσικός διαχωρισμός μεταξύ των απωλειών υστέρησης και δινορρευμάτων. Πρακτικά, υπάρχει ένα μόνο φυσικό αίτιο δημιουργίας των απωλειών μαγνήτισης, δηλαδή η δυσκολία στη μετακίνηση των τοιχωμάτων μαγνήτισης (λόγω των δινορρευμάτων και του φαινομένου υστέρησης).

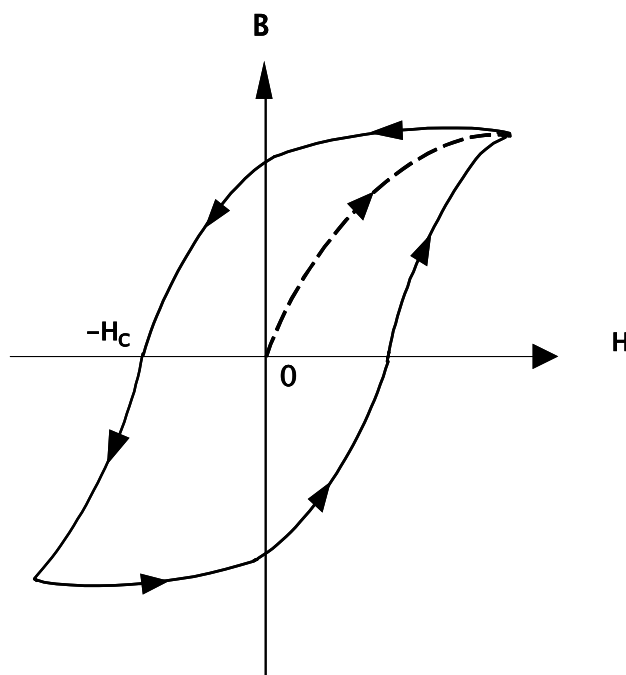
Ωστόσο, η δυσκολία προσδιορισμού της χωρικής και χρονικής κατανομής των μεταβολών μαγνήτισης έχει καθιερώσει την υιοθέτηση του διαχωρισμού των απωλειών μαγνήτισης σε στατικές απώλειες υστέρησης και σε δυναμικές απώλειες δινορρευμάτων και ανωμάτων δινορρευμάτων.

Η υστέρηση οφείλεται στην μετακίνηση των συνόρων Bloch στις μαγνητικές δομές του Weiss. Στο μαγνητοστατικό πρόβλημα στην εξίσωση Poisson (2.63) η πυκνότητα ρεύματος $\mathbf{J}$ έχει αντικατασταθεί με ένα κατάλληλο όρο πηγής για να περιγράψει την υστέρηση ($-\mathbf{H}_c$) (εξίσωση 2.64).

$$\nabla \times (\nu_{\text{diff}} \nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J} \quad (2.63)$$

$$\mathbf{J} = \nabla \times (-\mathbf{H}_c) \quad (2.64)$$

Ο στατικός βρόχος υστέρησης απεικονίζεται στο Σχ.2.17

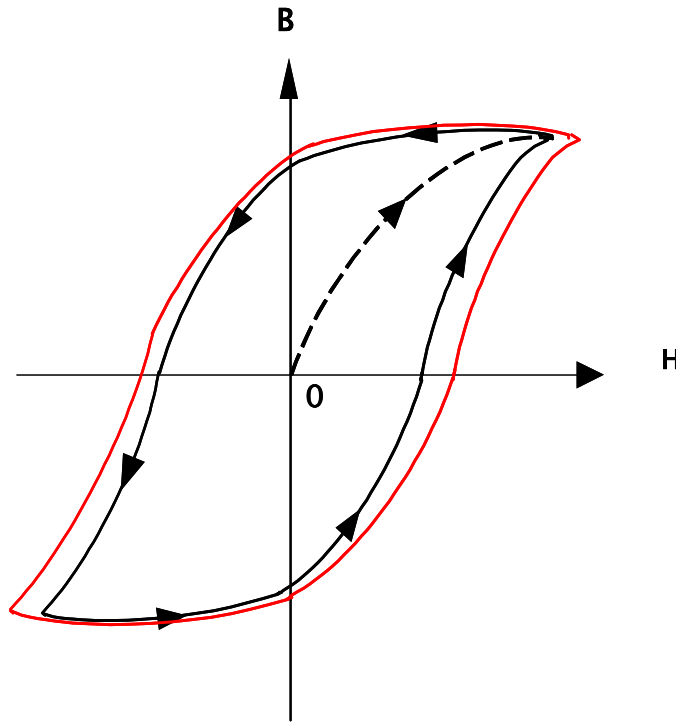


Σχήμα 2.17: Στατικός βρόχος υστέρησης

Τα δινορρεύματα είναι κλειστά επαγωγικά ρεύματα που αναπτύσσονται στα σιδηρομαγνητικά υλικά και εμφανίζονται υπό μορφή θερμότητας και αντιτίθενται στη μεταβολή του μαγνητικού πεδίου. Για το μαγνητοδυναμικό πρόβλημα στην εξίσωση διαχύσεως (2.65) που περιγράφει το δυναμικό βρόχο υστέρησης τα δινορρεύματα αναπαρίστανται με τον όρο $\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}$

$$\nabla \times (\nu_{\text{diff}} \nabla \times \mathbf{A}) + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \nabla \times (-\mathbf{H}_c) \quad (2.65)$$

Στο Σχ.2.18 απεικονίζεται ο στατικός βρόχος υστέρησης καθώς και η συμβολή των απωλειών των δινορρευμάτων στην αύξηση της επιφάνειας του βρόχου και άρα αύξησης των συνολικών απωλειών. Οι απώλειες των δινορρευμάτων καθώς και των ανώμαλων δινορρευμάτων ονομάζονται και δυναμικές απώλειες υστέρησης λόγω του ότι οι απώλειες αυτές αυξάνονται με την αύξηση της συχνότητας..

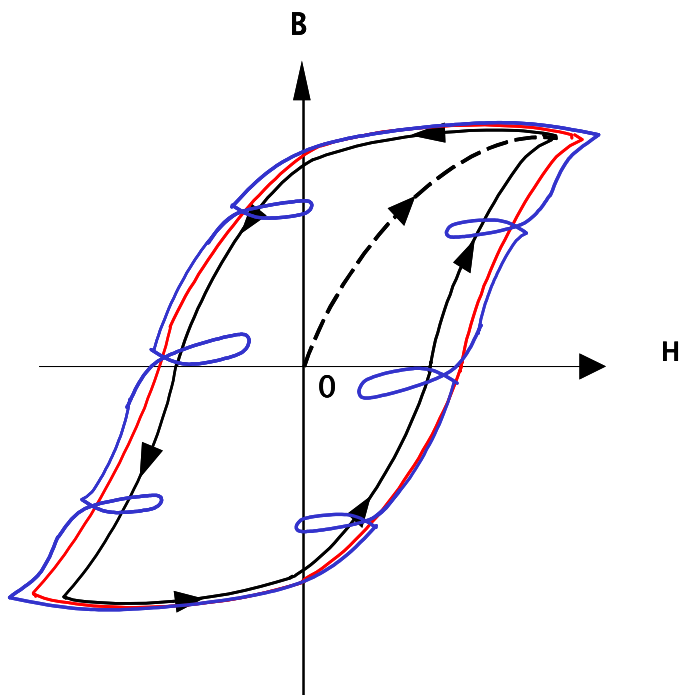


Σχήμα 2.18: Δυναμικός βρόχος υστέρησης

Τα ανώμαλα δινορρεύματα είναι εξ επαγωγής ρεύματα (μικροσκοπικά) που αντιτίθενται στη μετακίνηση των συνόρων Bloch των δομών Weiss. Στην εξίσωση διαχύσεως (2.66) που αναπαριστά το υψίσυγχο μαγνητοδυναμικό πρόβλημα έχει προστεθεί κατάλληλος όρος πηγής $(-\mathbf{H}_a)$ που λαμβάνει υπόψη την συνεισφορά των ανώμαλων δινορρευμάτων.

Στο Σχ.2.19 παρατηρούμε την ανάπτυξη ελασσόνων βρόχων στις υψηλές συχνότητες, εξαιτίας των ανώμαλων δινορρευμάτων, με αύξηση της επιφάνειας του βρόχου υστέρησης και άρα αύξηση των συνολικών απωλειών.

$$\nabla \times (\nu_{\text{diff}} \nabla \times \mathbf{A}) + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \nabla \times (-\mathbf{H}_c - \mathbf{H}_a) \quad (2.66)$$



Σχήμα 2.19: Δυναμικός βρόχος υστέρησης με ανώτερες αρμονικές συνιστώσες

2.4.2.4. Οριακές συνθήκες

Για τον υπολογισμό του μαγνητικού πεδίου, με την μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, απαιτείται ο καθορισμός ειδικών οριακών συνθηκών, κατά μήκος συγκεκριμένων ορίων της γεωμετρίας που εξετάζεται. Οι οριακές συνθήκες που χρησιμοποιούνται είναι οι παρακάτω [2.46]:

Συνθήκη Dirichlet. Σε αυτό τον τύπο οριακής συνθήκης, η τιμή του A είναι σαφώς καθορισμένη πάνω στο όριο, πχ $A=0$. Η πιο κοινή χρήση της οριακής συνθήκης Dirichlet είναι να καθορίσει $A=0$ κατά μήκος ενός ορίου εμποδίζοντας τη ροή να περάσει το όριο.

Συνθήκη Neumann. Αυτή η οριακή συνθήκη καθορίζει τη φυσική παράγωγο του A κατά μήκος του ορίου. Συνήθως, $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$ ορίζεται κατά μήκος ενός ορίου για να εμποδίσει τη ροή να περάσει το όριο σε γωνία 90° .

Συνθήκη Robin. Αυτό το είδος οριακής συνθήκης είναι ένα μείγμα ανάμεσα στην οριακή συνθήκη Dirichlet και στην οριακή συνθήκη Neumann, ορίζοντας μια σχέση ανάμεσα στην τιμή του A και στις φυσικές παραγώγους του ορίου. Ένα παράδειγμα αυτής της οριακής συνθήκης είναι :

$$\frac{\partial A}{\partial n} + cA = 0$$

Αυτή η οριακή συνθήκη χρησιμοποιείται συχνά σε προβλήματα με ρεύματα αυτεπαγωγής (δινορρεύματα).

2.4.3. Μέθοδος οριακών στοιχείων

Η μέθοδος των οριακών στοιχείων προκύπτει από διακριτοποίηση της ολοκληρωτικής εξίσωσης η οποία είναι μαθηματικά ισοδύναμη με την αρχική μερική διαφορική εξίσωση (ΜΔΕ) που περιγράφει το εξεταζόμενο πρόβλημα. Ο μετασχηματισμός αυτής της διαφορικής εξίσωσης οδηγεί σε διατύπωση μίας ολοκληρωτικής εξίσωσης πάνω στο σύνορο του εξεταζόμενου χώρου και ενός ολοκληρώματος το οποίο συσχετίζει τη λύση στο σύνορο με τη λύση στα υπόλοιπα σημεία του χώρου. Ο μετασχηματισμός αυτός μπορεί να πραγματοποιηθεί μόνο για συγκεκριμένες κατηγορίες ΜΔΕ. Έτσι, η μέθοδος των οριακών στοιχείων δε μπορεί να εφαρμοστεί σε τόσο ευρύ φάσμα εφαρμογών, όσο η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων. Ωστόσο, σε περιπτώσεις που η μέθοδος των οριακών στοιχείων μπορεί να εφαρμοστεί, αποτελεί συνήθως μία αριθμητική μέθοδο πιο εύχρηστη και υπολογιστικά αποδοτική από τη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων [2.47], [2.48].

Τα προτερήματα της μεθόδου οριακών στοιχείων συνίστανται κατά κύριο λόγο στο γεγονός ότι απαιτεί διακριτοποίηση μόνο του συνόρου (ή των συνόρων) του πεδίου ορισμού της ΜΔΕ (ενώ στην περίπτωση της ΜΠΣ απαιτείται διακριτοποίηση όλου του πεδίου ορισμού της ΜΔΕ). Έτσι, το εξεταζόμενο πρόβλημα μειώνεται αποδοτικά κατά μία διάσταση: για παράδειγμα, μία εξίσωση που περιγράφει ένα τρισδιάστατο πρόβλημα μετασχηματίζεται σε ολοκληρωτική εξίσωση πάνω στην εξωτερική του επιφάνεια, μετατρέποντας έτσι το πρόβλημα σε δισδιάστατο. Σε περιπτώσεις που το εξεταζόμενο πεδίο είναι εξωτερικό του συνόρου, η έκταση του πεδίου είναι άπειρη και τα πλεονεκτήματα της χρήσης οριακών στοιχείων γίνονται ακόμη πιο εμφανή, καθώς η εξίσωση που περιγράφει τον άπειρο χώρο μετασχηματίζεται σε εξίσωση πάνω στο πεπερασμένο σύνορο [2.49], [2.50].

2.4.4. Μεικτές μέθοδοι ανάλυσης μαγνητικών πεδίων

Σε πολλές περιπτώσεις ανάλυσης σύνθετων προβλημάτων με ιδιαιτερότητες που μπορεί να οφείλονται, σε πολύπλοκη γεωμετρία, στην έντονη παρουσία αρμονικών αλλά και την μεταβολή των μαγνητικών χαρακτηριστικών των υλικών εξαιτίας κυματομορφών διαμόρφωσης εύρους παλμών, στην παρουσία υλικών που εκτείνονται στο άπειρο, ή ακόμη στην μελέτη συζευγμένων προβλημάτων πεδιακής και δυναμικής ανάλυσης, βέλτιστη λύση μπορεί να προκύψει με την χρήση αλγορίθμων που ενσωματώνουν μεικτές τεχνικές ανάλυσης.

Είναι δυνατή η κατασκευή αλγορίθμων οι οποίοι να συνδυάζουν περισσότερες τις μιας αριθμητικές τεχνικές αλλά και αναλυτικές λύσεις σε υποχώρους του πεδίου ορισμού του προβλήματος, με αποτέλεσμα την αύξηση της αποδοτικότητας του αλγορίθμου και επίτευξη μεγαλύτερης ακρίβειας υπολογισμών.

Στην βιβλιογραφία συναντώνται μεικτές-υβριδικές τεχνικές ανάλυσης που αφορούν το συνδυασμό μεθόδου πεπερασμένων και οριακών στοιχείων [2.51], [2.52], καθώς και της μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων σε συνδυασμό με αναλυτικές λύσεις [2.53], [2.54].

2.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στο κεφάλαιο αυτό επιχειρήθηκε βιβλιογραφική επισκόπηση των μοντέλων αναπαράστασης των απωλειών σιδήρου των σιδηρομαγνητικών λαμαρίνων που έχουν αναπτυχθεί, προκειμένου να αναδειχθούν τα καταλληλότερα για ενσωμάτωση σε μακροσκοπική μέθοδο αναπαράστασης του μαγνητικού πεδίου, όπως η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων. Επιπλέον, διερευνήθηκαν τα σχετικά πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν, καθώς και τα όρια αποδοτικής εφαρμογής τους, ώστε να προσδιοριστούν ενδεχόμενες επεκτάσεις που απαιτούνται για την επίλυση προβλημάτων που περιλαμβάνουν αρμονικές συχνότητες σε σχέση με την θεμελιώδη συχνότητα των 50 Hz.

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

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

2.6 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [2.1] F. Liorzou, B. Phelps, D.L. Atherton, "Macroscopic Models of Magnetization", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 36, no. 2, March 2000.
- [2.2] C.E. Lin, J.-B. Wei, C.-L. Huang, C.-J. Huang, "A New Model for Transformer Saturation Characteristics by Including Hysteresis Loops", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 25, no. 3, May 1989.
- [2.3] D. Dolinar, J. Pihler, B. GrEar, "Dynamic Model of a Three-Phase Power Transformer", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, no. 4, October 1993.
- [2.4] L.C.O. de Oliveira, J.C. Rossi, F.A. de Camargo Pires, "Asymmetrical Magnetization in Three-Phase Core Type Transformers", Proceedings of the 38th Midwest Symposium on Circuits and Systems, vol. 2, August 1995.
- [2.5] J.Arnalaga, W. Enright, N. R. Watson, A.R. Wood, "Improved Simulation of HVDC Converter Transformers in Electromagnetic Transients Programs", IEE Proceedings-Generation Transmission Distribution, vol. 144, no. 2, March 1997.
- [2.6] A. Medina, J. Arrillaga, "Simulation of Multilimb Power Transformers in the Harmonic Domain", IEE Proceedings-C, vol. 139, no. 3, May 1992.
- [2.7] J. Pedra, L. Sainz, F. Corcoles, R. Lopez, M. Salichs, "PSPICE computer model of a nonlinear three-phase three-legged transformer", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 19, no. 1, January 2004
- [2.8] C. Perez-Rojas, "Fitting Saturation and Hysteresis via Arctangent Functions" IEEE Power Engineering Review, November 2000.
- [2.9] F. Preisach, "Ueber die magnetische Nachwirkung", Zeitschrift der Physik, vol. B 94, 1935.
- [2.10] I.D. Mayergoyz, "Mathematical Models of Hysteresis (Invited)", IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG-22, no. 5, September 1986.
- [2.11] I.D. Mayergoyz, G. Friedman, "Generalized Preisach Model of Hysteresis (Invited)", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 24, no. 1, January 1988.
- [2.12] F. de Leon; A. Semlyen, "A Simple Representation of Dynamic Hysteresis Losses in Power Transformers", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 10, no. 1, January 1995
- [2.13] F. de Leon; A. Semlyen, "A Simple Representation of Dynamic Hysteresis Losses in Power Transformers", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 10, no. 1, January 1995.
- [2.14] J.M. Prousalidis, N.D. Hatziaargyriou, B.C. Papadimas, "Representation of Hysteresis in Three-Phase Transformer Models for Electromagnetic Transients", IEE Proceedings on Electrical Power Applications, vol. 143, no. 4, July 1996.
- [2.15] E.C. Stoner, E.P. Wohlfarth, "A Mechanism of Magnetic Hysteresis in Heterogeneous Alloys" Phil. Trans. Roy. Soc., vol. 240A, May 4, 1948.
- [2.16] D.L. Atherton, J.R. Beattie, "A Mean Field Stoner-Wohlfarth Hysteresis Model", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 26, November 1990.
- [2.17] D.C. Jiles, D.L. Atherton, "Theory of Ferromagnetic Hysteresis", JMMM vol. 61, 1986
- [2.18] D.C. Jiles, "Theory of Ferromagnetic Hysteresis", J. Appl. Phys., vol. 55, no.6, 1984.
- [2.19] D.C. Jiles, J.B. Thoeke, M.K. Devine, "Numerical Determination of Hysteresis Parameters for the Modeling of Magnetic properties Using the Theory of

- Ferromagnetic Hysteresis" IEEE Transactions on Magnetism, vol. 28, no. 1, January 1992.
- [2.20] A. Globus, "Universal Hysteresis Loop for Soft Ferrimagnetic Material", Proceedings European Physical Society, Conference on Soft Magnetic Material 2, 1975.
 - [2.21] A. Globus, P. Dublex, M. Guyot, "Determination of Initial Magnetization Curve from Crystallites Size and Effective Anisotropy Field", IEEE Transactions on Magnetism, vol. MAG-7, May 1971.
 - [2.22] M. Guyot, A. Globus, "Determination of the Domain Wall Energy and the Exchange Constant from Hysteresis in Ferrimagnetic Polycrystals" Phys. Stat. Sol. (b), vol.59, 1973
 - [2.23] B.D. Coleman, M.L. Hodgdon, "A Constitutive Relation for rate-Independent Hysteresis in Ferromagnetic Soft Materials", Int. J. Engin. Sci., 24, no. 6, 1986.
 - [2.24] B.D. Coleman, M.L. Hodgdon, "On α Class of Constitutive Relations for Ferromagnetic Hysteresis" Arch. Rational Mech. Anal.
 - [2.25] M.L. Hodgdon, "Applications of a Theory of Ferromagnetic Hysteresis", IEEE Transactions on Magnetism, vol. 24, no. 1, January 1988
 - [2.26] Z. Tao, L. Jianfei, L. Wanshun, L. Guicun, "Simulation of Transformer Hysteresis Loop Using Fractal Theory", Proceedings of the 2002 IEEE Canadian Conference on Electrical & Computer Engineering.
 - [2.27] F. de Leon; A. Semlyen, "A Simple Representation of Dynamic Hysteresis Losses in Power Transformers", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 10, no. 1, January 1995.
 - [2.28] F. Ossart, G. Meunier, "Comparison between Various Hysteresis Models and Experimental Data" IEEE Transactions on Magnetism, vol. 26, no. 5, September 1990
 - [2.29] R.I. Potter, R.J. Schmulian, "Self Consistently Computed Magnetization Patterns in Thin Magnetic Recording Media", IEEE Transactions on Magnetism, vol. MAG-7, no. 4 December 1971
 - [2.30] A.G. Kladas, J.A. Tegopoulos, "3D Eddy Currents Modelling by means of a Particular Reduced Scalar Potential Technique", IEEE Transactions on Magnetism, vol. 33, no. 2, March 1997.
 - [2.31] J. Juillard, B. de Barmon, G. Berthiau, "Simple Analytical Three-Dimensional Eddy-Current Model" IEEE Transactions on Magnetism, vol. 36, no. 1, January 2000.
 - [2.32] A.G. Kladas, J.A. Tegopoulos, "Eddy Currents Modeling in Solid Iron by Using Analytical Elements" IEEE Transactions on Magnetism, vol. 30, no. 5, September 1994.
 - [2.33] E.J. Tarasiewicz, A.S. Morched, A. Narang, E.P. Dick, "Frequency Dependent Eddy Current Models for Nonlinear Iron Cores", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 8, no. 2, May 1993.
 - [2.34] E.F. Fuchs, Y. You, D. Lin, "Development and Validation of GIC Transformer Models", Research Project 19Z-SK205V, Final Report prepared for Martin Marietta Energy Systems.
 - [2.35] J. Avila-Rosales, F.L. Alvarado, "Nonlinear Frequency Dependent Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies in Power Systems", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, no.11, November 1982
 - [2.36] Διπλωματική Εργασία Α. Κοντήρη, "Μοντελοποίηση Τριφασικού Μετασχηματιστή Τύπου Πυρήνα – Θεωρία και Εφαρμογή", ΕΜΠ, Αθήνα, Σεπτέμβριος 2005.
 - [2.37] G. D. Kalokiris, A. G. Kladas, "High speed machines using advanced magnetic materials analyzed by appropriate finite element models", Proceedings of WSEAS

- 2004, 12-13 July 2004, Athens (Vouliagmeni), Greece, published in Journal of IASME Transactions, vol. 1, no 2, pp. 355-359, 2004.
- [2.38] G. D. Kalokiris, A. G. Kladas, "New magnetic material impact in electric machine design: high speed operation and reduction of losses", 4th European Magnetic Sensors and Actuators Conference, EMSA2002, 3-5 July 2002, Athens, Greece, p.s6p6, published in the Journal of Sensors and Actuators A: Physical (Elsevier), vol.106, no 1/3, pp. 292-297, 2003.
- [2.39] K. J. Binns, P. J. Lawrenson, C. W. Trowbridge, "The analytical and numerical solution of electric and magnetic fields", Wiley, Chichester, 2002.
- [2.40] P. Silvester, "High-Order Polynomial Triangular Finite Elements for Potential Problems," Int. J. Engng. Sci., Vol. 7, pp. 849-861, 1969.
- [2.41] P. Silvester, "A General High-Order Finite-Element Waveguide Analysis Program," IEEE Tran. MTT, Vol. 17, No 4, pp. 204-210, 1969.
- [2.42] J. Bastos, "Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods". Marcel Dekker, April 2003.
- [2.43] Μαρίνα Α. Τσίλη, "Ανάπτυξη μεικτών αριθμητικών τεχνικών πεπερασμένων στοιχείων – οριακών στοιχείων για τη σχεδίαση μετασχηματιστών ισχύος", Διδακτορική διατριβή, Ε.Μ.Π., Ιούνιος 2005
- [2.44] F. G. Uler, O. A. Mohammed, "A 3-D Finite Element Mesh Generator for Complex Volumes," IEEE Trans. Magn., Vol. 30, No 5, pp. 3539-3542, Sept. 1994.
- [2.45] S. H. Lo, "Delaunay triangulation of non-convex planar domains," International Journal for Numerical Methods in Engineering, Vol. 28, pp. 2695-2707, 1989.
- [2.46] M. A. Tsili, A. G. Kladas, P. S. Georgilakis, A. T. Souflaris and D. G. Paparigas, "Incorporation of Advanced Numerical Field Analysis Techniques in the Industrial Transformer Design Process," Proc. IEE MEDOWER'2004, Lemesos, Cyprus, November 2004.
- [2.47] J. P. Peng, "Solution of Two and Three Dimensional Electromagnetics Problems Using Numerical Methods", PhD Thesis, Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, N.Y., 1984.
- [2.48] M. Enokizono and N. Soda, "Finite element analysis of transformer model core with measured reluctivity tensor," IEEE Transactions on Magnetism, vol. 33, no. 5, pp. 4110-4112, Sep. 1997.
- [2.49] M. Enokizono and N. Soda, "Direct magnetic loss analysis by FEM considering vector magnetic properties," IEEE Transactions on Magnetism, vol. 34, no. 5, pp. 3008-3011, Sep. 1998
- [2.50] Jonathan Richard Shewchuk, "Triangle: Engineering a 2D Quality Mesh Generator and Delaunay Triangulator", Applied Computational Geometry: Towards Geometric Engineering, volume 1148 of Lecture Notes in Computer Science, pages 203-222, Springer-Verlag, Berlin, May 1996.
- [2.51] L. P. George, F. Hecht, E. Saltel, "Automatic mesh generator with specified boundary," Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, pp. 269-288, 1991.
- [2.52] M. A. Tsili, A. G. Kladas, P. S. Georgilakis, A. T. Souflaris and D. G. Paparigas, "Incorporation of Advanced Numerical Field Analysis Techniques in the Industrial Transformer Design Process," Proc. IEE MEDOWER'2004, Lemesos, Cyprus, November 2004.
- [2.53] Jim Ruppert, "A Delaunay Refinement Algorithm for Quality 2-Dimensional Mesh Generation", Journal of Algorithms 18(3), p-p 548-585, May 1995.

- [2.54] J. Z. Cendes, N. D. Shenton, "Three-dimensional finite element mesh generation using Delaunay tessellation," IEEE Trans. Magn., Vol. 21, No 6, pp. 2535-2538, 1985.

ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΙΔΗΡΟΥ ΣΕ ΔΙΑΤΑΞΗ EPSTEIN

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφονται αναλυτικά οι υφιστάμενες διαδικασίες μετρήσεως απωλειών με διάταξη Epstein [3.4] – [3.5] για σιδηρομαγνητικές λαμαρίνες, όπως προβλέπονται από τα διεθνή πρότυπα. Περιγράφεται η διάταξη μετρήσεων που αναπτύχθηκε με κατάλληλη κάρτα καταγραφής δεδομένων σε ΗΥ για τη μέτρηση βρόχων υστέρησης και τον υπολογισμό των απωλειών σιδηρομαγνητικών υλικών. Αναλύονται οι μετρήσεις τυπικών σιδηρομαγνητικών λαμαρίνων και απεικονίζονται βρόχοι υστέρησης τόσο για ημιτονοειδή διέγερση στην περιοχή συχνοτήτων από 50 Hz έως 250 Hz όσο και για παλμική διέγερση για θεμελιώδεις συχνότητες από 50 Hz έως 250 Hz και διακοπτικές συχνότητες από 1 kHz έως και 5 kHz. Στην συνέχεια παρουσιάζεται η μετεπεξεργασία των μετρήσεων για τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου των υλικών και συγκρίνονται οι μετρημένες απώλειες των υλικών με τις χαρακτηριστικές του κατασκευαστή, για διάφορες συχνότητες και διεγέρσεις. Σε ένα επόμενο στάδιο μελετώνται οι απώλειες σε σχέση με την διακοπτική συχνότητα για μη ημιτονοειδή τροφοδοσία. Τέλος προτείνεται ένα νέο μοντέλο υπολογισμού απωλειών με χρήση της μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων και επιβεβαιώνεται πειραματικά τόσο για ημιτονοειδή όσο και για παλμική διέγερση.

3.2 ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ

3.2.1. Μετρήσεις μαγνητικών παραμέτρων

Η θεωρία της διαδικασίας μαγνήτισης των σιδηρομαγνητικών υλικών σε διέγερση εναλλασσόμενου ρεύματος, χρησιμοποιεί τα μεγέθη της μαγνητικής επαγωγής $\mathbf{B}$ και της εντάσεως του μαγνητικού πεδίου $\mathbf{H}$ δεδομένου ότι είναι τοπικές ποσότητες που μεταβάλλονται σε κάθε σημείο μέσα στο δείγμα. Στην πράξη τα τοπικά μεγέθη δεν είναι εύκολο να μετρηθούν σε κάθε σημείο. Είναι γεγονός ότι ένας κατάλληλος τρόπος να μετρηθεί η μαγνητική επαγωγή σε κάποια περιοχή ενός πυρήνα είναι μέσω περιέλιξης της αντίστοιχης μαγνητικής λαμαρίνας του δείγματος με σπείρες αγωγού και μέτρησης της αναπτυσσόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμews που αναπτύσσεται στα άκρα των σπειρών όταν μεταβάλλεται η μαγνητική επαγωγή. Αυτό που ανιχνεύεται στην περίπτωση αυτή είναι ο μέσος όρος $\frac{dB}{dt}$ από το τμήμα του δείγματος που αγκαλιάζεται από τις σπείρες. Η ένταση μαγνητικού πεδίου είναι ακόμα πιο δύσκολο να μετρηθεί και η μόνη θέση που μπορεί να μετρηθεί απ' ευθείας μέσω οργάνου είναι στο χώρο έξω από το δείγμα. Ως εκ τούτου η τιμή της έντασης του μαγνητικού πεδίου εκτιμάται έμμεσα από με τη μέτρηση του ρεύματος στο τύλιγμα.

Η αποκαλούμενη "μέθοδος μετασχηματιστών" είναι μια εξαιρετικά απλή μέθοδος μέτρησης σε διεγέρσεις εναλλασσόμενου ρεύματος που χρησιμοποιούμε στην πράξη (σχήμα

3.1) για τη μέτρηση της μαγνητικής επαγωγής, της έντασης μαγνητικού πεδίου, της μαγνητικής διαπερατότητας κ.λπ., σε διάφορες διεγέρσεις και συχνότητες. Οι κλειστές μορφές πυρήνων, όπως οι τοροειδείς πυρήνες ή οι πυρήνες ελασμάτων είναι κατάλληλοι ως δοκίμια για τέτοιου τύπου μετρήσεις. Η μαγνήτιση μπορεί να πραγματοποιηθεί με τροφοδοσία από το δίκτυο των 50 Hz ή με τη χρησιμοποίηση μιας γεννήτριας ημιτονοειδούς κυματομορφής [3.1].

Η ένταση του μαγνητικού πεδίου μπορεί να μετρηθεί με τη μέθοδο μετασχηματιστών βασισμένη στον θεώρημα του Ampere που αφορά την εφαπτομενική συνιστώσα του H γύρω από οποιαδήποτε κλειστή καμπύλη C που περικλείει ρεύμα I_C [3.1]. Αυτό εκφράζεται με την παρακάτω μαθηματική σχέση:

$$\oint_C H \cdot dL = I_C \quad (3.1)$$

Η ένταση του μαγνητικού πεδίου υπολογίζεται με τη βοήθεια της εξίσωσης 3.2 και στην περίπτωση μαγνήτισης ενός πυρήνα σχήματος U με αριθμό σπειρών N που περιλαμβάνει ένα ή περισσότερα ελάσματα. Σε αυτήν την περίπτωση απαιτείται ιδιαίτερη προσοχή, δεδομένου ότι η μαγνητική επαγωγή δεν είναι ομοιόμορφα κατανομημένη σε όλο το μαγνητικό κύκλωμα και απαιτείται κατάλληλη προσέγγιση για τον προσδιορισμό του ενεργού μαγνητικού μήκους των αγωγών.

$$\tilde{H} = \frac{N}{l_m} \tilde{I} \quad (3.2)$$

$\tilde{H}$ είναι η ενεργός (rms) τιμή της έντασης μαγνητικού πεδίου σε (A/m);

$\tilde{I}$ είναι η ενεργός (rms) τιμή του ρεύματος σε (A);

l_m είναι το ενεργό μήκος των αγωγών σε (m);

N είναι ο αριθμός σπειρών πρωτεύοντος.

Εάν η μέγιστη τιμή του ρεύματος συμβολίζεται με $\hat{I}$ τότε συμβολίζουμε την μέγιστη ένταση του μαγνητικού πεδίου με $\hat{H}$.

Η μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής $\hat{B}$ (T) δίνεται από την εξίσωση 3.3

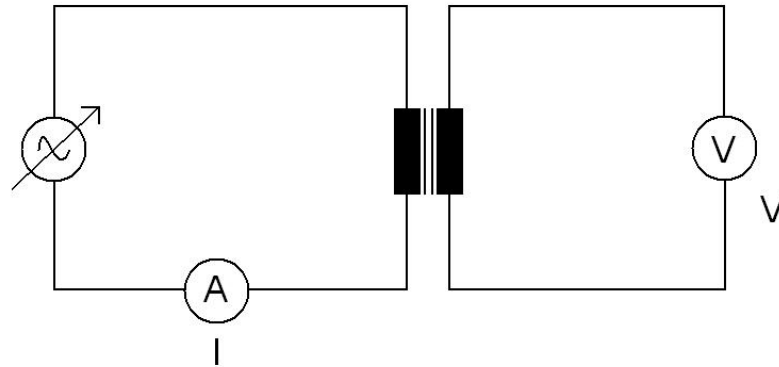
$$\hat{B} = \frac{1}{4 N S f} |\bar{V}| \quad (3.3)$$

f είναι η συχνότητα σε (Hz)

N είναι ο αριθμός σπειρών δευτερεύοντος

S είναι η διατομή των δοκιμίων σε (m²)

$|\bar{V}|$ είναι η μέση τιμή της ανορθωμένης τάσης δευτερεύοντος σε (V).



Σχήμα 3.1: Κύκλωμα «μεθόδου μετασχηματιστών» για μέτρηση των μαγνητικών ιδιοτήτων σιδηρομαγνητικού υλικού.

Η εξίσωση (3.4) ισχύει για οποιαδήποτε κυματομορφή της ροής που έχει περιττή συμμετρία (δηλ. περιέχει μόνο περιττής τάξης αρμονικές) και αυτό μπορεί να προέλθει από τις πρώτες αρχές όπως παρουσιάζεται παρακάτω [3.1].

Εξετάζουμε τη γενική περίπτωση όταν η στιγμιαία τιμή της μαγνητικής επαγωγής $B(t)$ σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή t μπορεί να δοθεί από μια σειρά της μορφής

$$B(t) = \sum_{r=1} a_r \sin(r\omega t + \phi_r) \quad (3.4)$$

Υποθέτουμε ότι το B παίρνει την μέγιστη τιμή σε κάποιο χρόνο λ . Τότε

$$B(\lambda) \equiv \hat{B} = \sum_{r=1} a_r \sin(r\omega\lambda + \phi_r) \quad (3.5)$$

Μετά από χρόνο π/ω (χρόνος μισής περιόδου της θεμελιώδους συχνότητας), η επαγωγή θα δίνεται από τη σχέση:

$$B(\lambda + \frac{\pi}{\omega}) = \sum_{r=1} a_r \sin(r\pi + r\omega\lambda + \phi_r) \quad (3.6)$$

Κατά συνέπεια γενικά ισχύει $B(\lambda + \frac{\pi}{\omega}) \neq \pm B(\lambda)$. Άλλά εάν το r είναι πάντα περιττό π.χ. εάν η ροή αποτελείται από περιττής τάξης αρμονικές συνιστώσες τότε:

$$B(\lambda + \frac{\pi}{\omega}) = -B(\lambda) \quad (3.7)$$

επίπτωση της οποίας είναι ότι οι θετικές και αρνητικές αιχμές της κυματομορφής της ροής χωρίζονται εγκαίρως μέχρι τη μισή περίοδο της θεμελιώδους συχνότητας. Άρα

$$\frac{dB}{dt} = \sum_{r=1} a_r r \omega \cos(r\omega t + \phi_r) \quad (3.8)$$

και αυτό μηδενίζεται για $t = \lambda + \frac{n\pi}{\omega}$. Η μέση τιμή του $\frac{dB}{dt}$ πάνω από το μισό της περιόδου θεμελιώδους συχνότητας είναι επομένως

$$\left(\frac{dB}{dt}\right)_{av} = \frac{\omega}{\pi} \int_{\lambda}^{\lambda+\frac{\pi}{\omega}} \sum_{r=1} a_r r \omega \cos(r\omega t + \phi_r) dt \quad (3.9)$$

$$\left(\frac{dB}{dt}\right)_{av} = \frac{\omega}{\pi} \sum_{r=1} a_r [\sin(r\omega\lambda + \phi_r) - \sin(r\pi + r\omega\lambda + \phi_r)] \quad (3.10)$$

Εάν και μόνο εάν το r είναι περιττός αριθμός, προκύπτει η εξίσωση (3.11)

$$\left(\frac{dB}{dt}\right)_{av} = \frac{2\omega}{\pi} \sum_{r=1} a_r \sin(r\omega\lambda + \phi_r) = \frac{2\omega}{\pi} \hat{B} \quad (3.11)$$

Στην περίπτωση ενός δοκιμαστικού πηνίου το προκαλούμενο ηλεκτρομαγνητικό πεδίο είναι

$$V = NS \frac{dB}{dt} \quad (3.12)$$

$$V_{av} = \bar{V} = NS \left(\frac{dB}{dt}\right)_{av} \quad (3.13)$$

Ο συνδυασμός των εξισώσεων (3.11) και (3.13) δίνει:

$$V_{av} = \bar{V} = NS \frac{2\omega}{\pi} \hat{B} = 4NSf \hat{B} \quad (3.14)$$

Όταν η κυματομορφή της μαγνητικής επαγωγής είναι ημιτονοειδής ισχύει η σχέση $\tilde{V} = 1.111 |\bar{V}|$ όπου ($\tilde{V}$ είναι η ενεργός τιμή της τάσης στο δευτερεύον τύλιγμα) και η εξίσωση (3.14) μπορεί να γραφεί:

$$\hat{B} = \frac{1}{4.44NSf} \tilde{V} \quad (3.15)$$

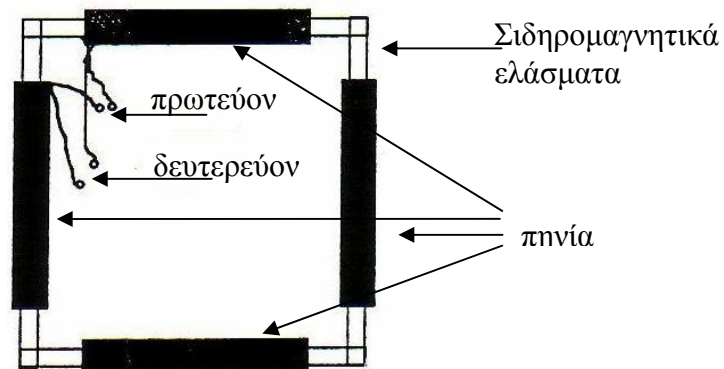
Η σχετική μαγνητική διαπερατότητα συμβολίζεται με μ και δίνεται σχέση από την :

$$\mu = \frac{1}{\mu_0} \frac{\hat{B}}{\hat{H}} \quad (3.16)$$

όπου $\hat{B}$ είναι η μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής σε Tesla (T), $\hat{H}$ είναι η μέγιστη τιμή της έντασης του μαγνητικού πεδίου σε (A/m).

3.2.2. Σύστημα μέτρησης με διάταξη Epstein

Η διάταξη Epstein (Σχήματα 3.2, 3.3 και 3.4) αποτελείται από τέσσερα ζεύγη κοίλων (σωληνωτών) πηνίων στο εσωτερικό των οποίων τοποθετούνται τα σιδηρομαγνητικά ελάσματα του προς μέτρηση υλικού. Τα τυλίγματα συνδέονται ανά τέσσερα σε σειρά αποτελώντας ένα πρωτεύον και ένα δευτερεύον τύλιγμα. Επειδή τα τυλίγματα είναι συγκεντρικά, η σκέδαση μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος είναι πολύ μικρή. Παρόλα αυτά στην διάταξη υπάρχει πηνίο αντιστάθμισης της ροής σκεδάσεως μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, το οποίο συνδέεται σε σειρά με το πηνίο δευτερεύοντος και η μέτρηση λαμβάνεται μεταξύ του άκρου του πηνίου αντιστάθμισης και του δευτερεύοντος όπως φαίνεται στα σχήματα 3.4 και 3.5.



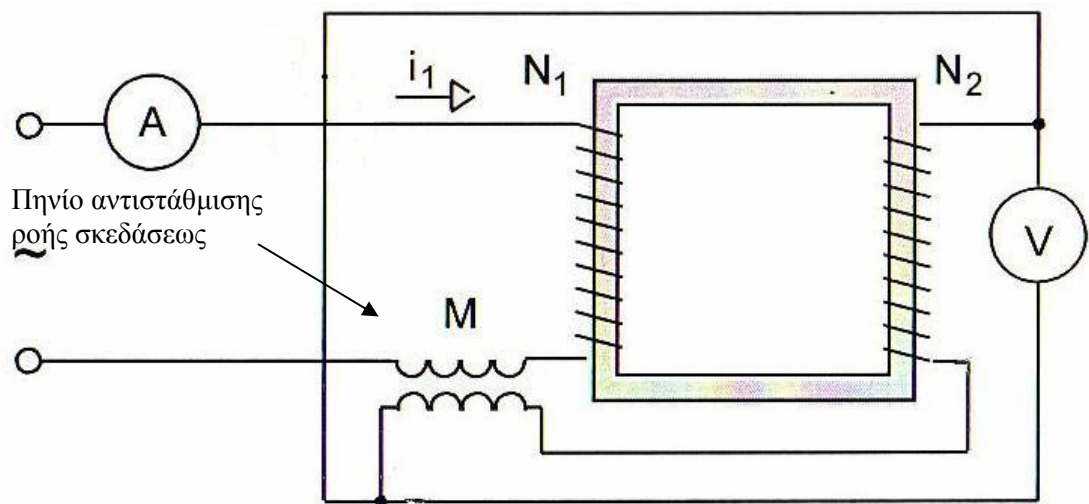
Σχήμα 3.2: Διάταξη Epstein (Σχηματική αναπαράσταση).



Σχήμα 3.3: Διάταξη Epstein που χρησιμοποιήθηκε στο εργαστήριο για τις μετρήσεις.



Σχήμα 3.4: Διάταξη Epstein που χρησιμοποιήθηκε στο εργαστήριο για τις μετρήσεις



Σχήμα 3.5: Πηνίο αντιστάθμισης ροής σκεδάσεως διάταξης Epstein.

Τα προς μέτρηση δοκίμια (φύλλα σιδηρομαγνητικού υλικού) τοποθετούνται στο εσωτερικό των τυλιγμάτων ομοιόμορφα και ισάριθμα σε κάθε πλευρά με επικάλυψη στα άκρα (Σχήμα 3.7). Η όλη διάταξη αποτελεί ένα στοιχειώδη μονοφασικό μετασχηματιστή που το μαγνητικό του κύκλωμα αποτελείται από τα δοκίμια ενώ το ηλεκτρικό του κύκλωμα αποτελούν τα συγκεντρικά τυλίγματα. Ο αριθμός των ελιγμάτων των τυλιγμάτων είναι ίσος με $4 \times 175 = 700$ για το πρωτεύον τύλιγμα και ο ίδιος για το δευτερεύον. Άρα ο λόγος μετασχηματισμού είναι 1 (Σχήμα 3.6). Στην συσκευή επιβάλλεται ημιτονοειδής τάση στο πρωτεύον τύλιγμα με το δευτερεύον ανοικτοκυκλωμένο. Μετράται το ρεύμα διέγερσης που

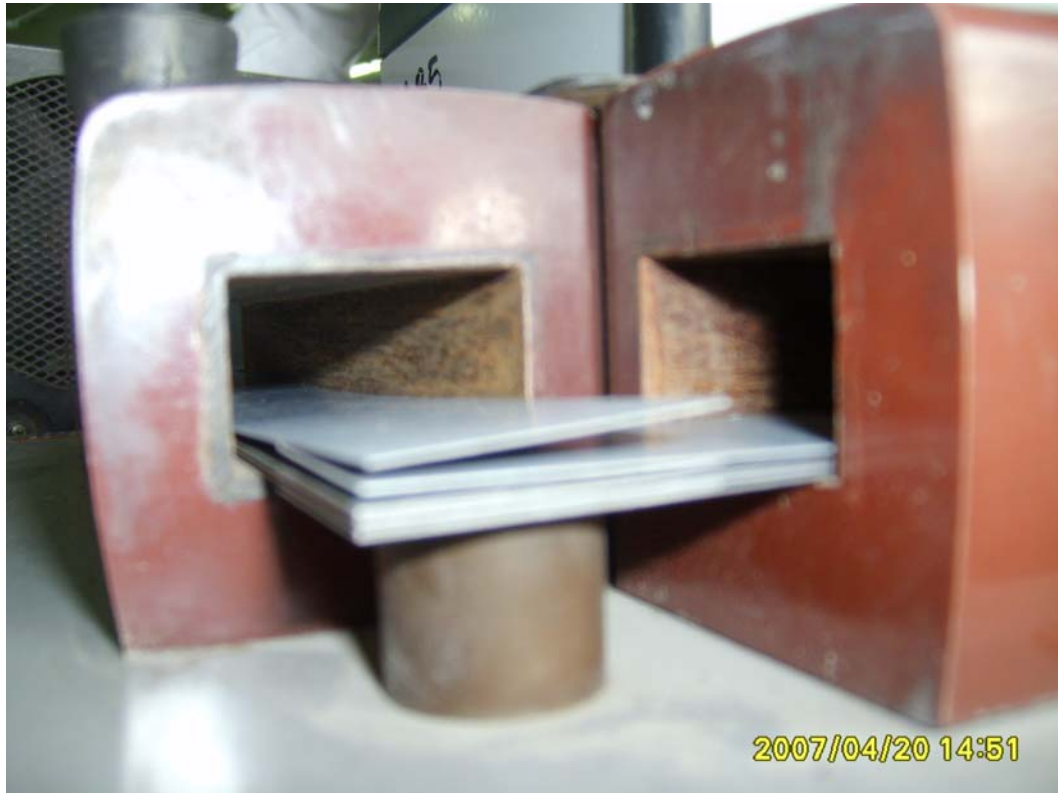
απορροφά ο στοιχειώδης μετασχηματιστής για την μαγνήτιση του υλικού καθώς και για την κάλυψη των απωλειών του. Επίσης με την βοήθεια των μετρήσεων υπολογίζονται οι απώλειες. Μέσω κατάλληλων σταθερών πολλαπλασιασμού υπολογίζονται τα μεγέθη της μαγνητικής επαγωγής B και της έντασης του μαγνητικού πεδίου H , ενώ προκύπτει και η σχέση των απωλειών του μαγνητικού υλικού P_{Fe} , συναρτήσει της μαγνητικής επαγωγής B .



Σχήμα 3.6: Πινακίδα συσκευής Epstein

Σύμφωνα με τους κανονισμούς IEC 404-2 [3.4] οι προδιαγραφές της μέτρησης απωλειών σιδήρου με διάταξη Epstein είναι οι εξής:

- Τα τυλίγματα να έχουν μήκος τουλάχιστον 19cm
- Κάθε πηνίο έχει το ένα τέταρτο του συνολικού αριθμού των σπειρών
- Το πρωτεύον τύλιγμα έχει 700 (4x175) σπείρες, αποτελείται δε από δύο πηνία διατομής $1,8 \text{ mm}^2$ τυλιγμένα σε τρία στρώματα και είναι συνδεδεμένα παράλληλα
- Το δευτερεύον έχει 700 (4x175) σπείρες και αποτελείται από ένα χάλκινο πηνίο διατομής $0,8 \text{ mm}^2$ τυλιγμένων σε ένα στρώμα
- Τα δοκίμια έχουν μήκος $280 \leq l \leq 320 \text{ mm}$ με ακρίβεια $\pm 0,5 \text{ mm}$ και πλάτος $30 \text{ mm} \pm 0.2 \text{ mm}$
- Ο αριθμός των δειγμάτων πρέπει να είναι πολλαπλάσιος του τέσσερα
- Οι κλάσεις των μετρητικών οργάνων πρέπει να είναι το πολύ 0,5
- Το τροφοδοτικό ενδείκνυται να έχει σφάλμα τάσεως και σφάλμα συχνότητας μικρότερο από 0,02%
- Η ενεργός μάζα των δοκιμίων θα πρέπει να είναι το λιγότερο 240 gr για δοκίμια μήκους 280 m



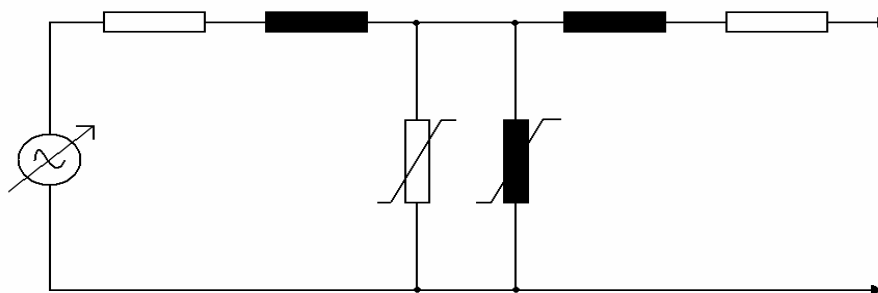
Σχήμα 3.7: Τοποθέτηση δοκιμίων (φύλλων σιδηρομαγνητικού υλικού) στην διάταξη Epstein



Σχήμα 3.8: Τοποθέτηση δοκιμίων (φύλλων σιδηρομαγνητικού υλικού) στην διάταξη Epstein

3.2.3. Διαδικασία μετρήσεων

Το ισοδύναμο κύκλωμα της διάταξης Epstein που αντιστοιχεί σε αυτό ενός μονοφασικού μετασχηματιστή παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.9. Τα δευτερεύον είναι ανοικτοκυκλωμένο και δεν ρέει ρεύμα ενώ στο πρωτεύον εφαρμόζεται ημιτονοειδής τάση. Συνεπώς, η πεπλεγμένη μαγνητική ροή λ άρα και η μαγνητική επαγωγή είναι επίσης ημιτονοειδή μεγέθη. Αντίθετα, λόγω του μαγνητικού κορεσμού, το ρεύμα διεγέρσεως που ρέει στο πρωτεύον είναι μη ημιτονοειδές, αφού εκτός από την θεμελιώδη περιλαμβάνει και ανώτερες αρμονικές συνιστώσες. Το ίδιο ισχύει και για την ένταση του μαγνητικού πεδίου H .



Σχήμα 3.9: Ισοδύναμο κύκλωμα διάταξης Epstein

Στις μετρήσεις που λαμβάνονται, πρέπει να διορθώνονται τα σφάλματα που εισάγουν τα μετρητικά όργανα όσον αφορά την τάση στα άκρα του πρωτεύοντος τυλίγματος και στις μετρούμενες απώλειες. Στην παρούσα εργασία οι μετρήσεις ρεύματος και τάσης έγιναν με την βοήθεια ηλεκτρονικού υπολογιστή στον οποίο καταγράφονταν οι στιγμιαίες τιμές των μεγεθών, ενώ επιπλέον η επίδραση τους στο προς μέτρηση κύκλωμα ήταν εξαιρετικά μικρή. Αναλυτικότερα τα βήματα της διαδικασίας μέτρησης έχουν ως εξής:

1. Καταγραφή επιβαλλόμενης τάσης στο πρωτεύον $v_1(t)$
2. Καταγραφή επαγόμενης τάσης στο δευτερεύον $v_2(t)$
3. Καταγραφή ρεύματος διεγέρσεως $i_1(t)$
4. Υπολογισμός της πεπλεγμένης ροής $\lambda(t)$ ολοκληρώνοντας την $v_2(t)$, όπως φαίνεται στη σχέση (3.17). Ισοδύναμα σε περίπτωση απόλυτα ημιτονοειδούς μεταβολής της τάσεως η $\lambda(t)$ μπορεί να υπολογισθεί από την ολίσθηση της $v_2(t)$ κατά 90° και διαίρεση με την κυκλική συχνότητα τροφοδοσίας ω_1 .

$$\lambda(t) = \int v_2(t) dt \quad (3.17)$$

Εναλλακτικά η $\lambda(t)$ μπορεί να υπολογιστεί από την τάση $v_1(t)$ εφόσον όμως ληφθεί η πτώση τάσης στο πρωτεύον τύλιγμα.

5. Υπολογισμός της μαγνητικής επαγωγής $B(t)$ διαιρώντας την $\lambda(t)$ με τον αριθμό των ελιγμάτων N και την συνολική διατομή S_{Fe} των ελασμάτων ανά τύλιγμα (πάχος ελάσματος x πλάτος ελάσματος x πλήθος ελασμάτων ανά έλιγμα), όπως φαίνεται στη σχέση (3.18).

$$B(t) = \frac{1}{NS_{Fe}} \lambda(t) \quad (3.18)$$

6. Υπολογισμός της εντάσεως του μαγνητικού πεδίου $H(t)$ από την σχέση (3.19), πολλαπλασιάζοντας το ρεύμα πρωτεύοντος $i(t)$ επί τον συνολικό αριθμό ελιγμάτων N , και διαιρώντας με το μέσο συνολικό ενεργό μήκος του μαγνητικού κυκλώματος l_{Fe} το οποίο για την διάταξη Epstein είναι 0,94 m.

$$H(t) = \frac{N}{l_{Fe}} i(t) \quad (3.19)$$

7. Υπολογισμός της απορροφούμενης μέσης ισχύος P . Σε περίπτωση μοναδιαίου συντελεστή ισχύος η ενεργός ισχύς μπορεί να υπολογισθεί από το ολοκλήρωμα του γινομένου τάσεως – ρεύματος σε μια περίοδο T , ως εξής:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_1(t) i_1(t) dt \quad (3.20)$$

Στην περίπτωση που τα όργανα μετρήσεως έχουν σημαντική αντίσταση απωλειών, αυτή πρέπει να ληφθεί υπόψη και να γίνουν οι απαραίτητες διορθώσεις.

8. Υπολογισμός των αρμονικών συνιστωσών ρεύματος με χρήση διακριτού μετασχηματισμού Fourier.

3.3 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΙΔΗΡΟΥ Η ΠΥΡΗΝΑ

Οι μαγνητικές ιδιότητες της ύλης οφείλονται στο κβαντικό φαινόμενο της ύπαρξης διπολικής ροπής στα στοιχειώδη σωμάτια που απαρτίζουν τα άτομα, η οποία με τη σειρά της οφείλεται στο κβαντικό μέγεθος spin των στοιχειωδών σωματίων και στην κίνηση ηλεκτρικών φορτίων σε ατομική κλίμακα. [3.21] Το σπουδαίο είναι πώς αυτές οι μαγνητικές ροπές εμφανίζονται κβαντισμένες σε διάφορες ενεργειακές στάθμες (κατά μέτρο και διεύθυνση) και υπό την επίδραση εξωτερικού αιτίου (μαγνητικό πεδίο, θέρμανση, μηχανική καταπόνηση) είναι δυνατό να μεταβούν από μια στάθμη σε κάποια άλλη, απορροφώντας το απαιτούμενο ποσό ενέργειας για αυτή την μεταβολή [3.20] Όταν αιτία μιας τέτοιας μεταβολής είναι ένα εξωτερικό μαγνητικό πεδίο επιτυγχάνεται ο προσανατολισμός των στοιχειωδών μαγνητικών ροπών σύμφωνα με αυτό, σε ένα βαθμό που εξαρτάται τόσο από το πλάτος του εφαρμοζόμενου πεδίου, όσο και από άλλους παράγοντες που σχετίζονται με το υλικό. Ο προσανατολισμός αυτός για κάποια υλικά διατηρείται σε ένα μεγάλο ποσοστό δίπολων και μετά την άρση του πεδίου με αποτέλεσμα το υλικό να εμφανίζεται μαγνητισμένο. Αντίθετα, η θέρμανση ή ένα ισχυρό μηχανικό σοκ σε ένα μαγνητισμένο υλικό μπορούν να επαναφέρουν την τυχαία κατανομή των στοιχειωδών ροπών και το υλικό στη συνέχεια να εμφανίζεται μαγνητικά ουδέτερο.

Για την κατασκευή των πυρήνων των ηλεκτρικών μηχανών χρησιμοποιούνται ελάσματα σιδηρομαγνητικού υλικού, που διευκολύνουν την μαγνητική ροή (συγκεντρώνουν τις μαγνητικές γραμμές στην μάζα τους) και είναι μονωμένα μεταξύ τους. Το σιδηρομαγνητικό υλικό αποτελείται κυρίως από κράμα πυριτίου-σιδήρου, αλλά και άλλων υλικών σε μικρότερη αναλογία με ή χωρίς προσανατολισμένους κόκκους. Ο σίδηρος χρησιμοποιείται επειδή έχει μεγάλη μαγνητική διαπερατότητα και άρα πολύ καλές μαγνητικές ιδιότητες, επιτρέποντας τη λειτουργία σε υψηλή μαγνητική επαγωγή όταν εφαρμόζεται εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο. Ένα άλλο πλεονέκτημα είναι και το χαμηλότερο κόστος από τα διαθέσιμα σιδηρομαγνητικά υλικά. Στα σιδηρομαγνητικά ελάσματα με προσανατολισμένους κόκκους έχουμε την ύπαρξη μιας διεύθυνσης που

επιτρέπει ευκολότερα την διέλευση της μαγνητικής ροής, που ονομάζεται διεύθυνση κύλισης (rolling). όπως περιγράφηκε στο δεύτερο κεφάλαιο της παρούσας διατριβής. Η ύπαρξη αυτής της διεύθυνσης καθιστά το υλικό έντονα ανισότροπο.

3.3.1. Απώλειες κενού φορτίου

Οι απώλειες κενού φορτίου στην περίπτωση των μετασχηματιστών σχεδόν αποκλειστικά αφορούν τις απώλειες μαγνήτισης του σιδηρομαγνητικού υλικού, γι αυτό και αναφέρονται συχνά αδιάκριτα από τις απώλειες πυρήνα. Αντίθετα, οι απώλειες κενού φορτίου στις στρεφόμενες ηλεκτρικές μηχανές, περιλαμβάνουν εκτός από τις απώλειες πυρήνα και τις μηχανικές απώλειες καθώς και συχνά μη αμελητέες απώλειες χαλκού. Όσον αφορά τις απώλειες πυρήνα, ο τρόπος μαγνήτισης των σιδηρομαγνητικών υλικών δεν είναι ομογενής. Η εσωτερική δομή ενός μαγνητισμένου σιδηρομαγνητικού υλικού μπορεί να χωριστεί σε περιοχές, οι οποίες διαφέρουν κατά τη διεύθυνση μαγνήτισης. Οι περιοχές αυτές οριοθετούνται με ένα είδος μαγνητικών «τοιχωμάτων» και οποιαδήποτε μεταβολή στη συνολική μαγνήτιση του υλικού μπορεί να επιτευχθεί μόνο με τη μετακίνηση αυτών των τοιχωμάτων. Έτσι, οι μεταβολές στη μαγνήτιση του υλικού έχουν έντονα τοπικό χαρακτήρα και μπορούν να θεωρηθούν διακριτές στο χώρο.

Η ύπαρξη προσμίξεων και οι ατέλειες μέσα στο υλικό εμποδίζουν την κίνηση των τοιχωμάτων που προαναφέρθηκαν και προκαλούν άτακτες μετακινήσεις τους, καθιστώντας την ταχύτητα μετακίνησής τους όχι ανάλογη με το ρυθμό μεταβολής του εξωτερικού πεδίου και τη συνολική μεταβολή της μαγνήτισης διακριτή στο χρόνο.

Η χωρική και χρονική μεταβολή μαγνήτισης του υλικού συνεπάγεται γρήγορες τοπικές μεταβολές της, ακόμη και για απειροελάχιστα μικρό ρυθμό μεταβολών του εξωτερικού πεδίου. Οι αλλαγές αυτές στη μαγνήτιση σχετίζονται με τοπικές απώλειες ενέργειας, οφειλόμενες τόσο στη μεταβολή της φοράς μαγνήτισης των στοιχειωδών δινορρευμάτων που αναπτύσσονται στο υλικό (απώλειες δινορρευμάτων). Οι απώλειες αυτές καθορίζονται από τη χωρική και χρονική κατανομή των μεταβολών μαγνήτισης. Κατά συνέπεια, δεν υπάρχει σαφής φυσικός διαχωρισμός μεταξύ των απωλειών υστέρησης και δινορρευμάτων. Πρακτικά, υπάρχει ένα μόνο φυσικό αίτιο δημιουργίας των απωλειών μαγνήτισης, δηλαδή η δυσκολία στη μετακίνηση των τοιχωμάτων μαγνήτισης (λόγω των δινορρευμάτων και του φαινομένου υστέρησης), [3.39].

Ωστόσο, η δυσκολία προσδιορισμού της χωρικής και χρονικής κατανομής των μεταβολών μαγνήτισης έχει καθιερώσει την υιοθέτηση του διαχωρισμού των απωλειών μαγνήτισης P_m σε δύο είδη, δηλαδή τις στατικές απώλειες υστέρησης P_h και τις δυναμικές απώλειες δινορρευμάτων P_e , έτσι ώστε:

$$P_m = P_h + P_e, \quad (3.21)$$

Η παραπάνω προσέγγιση, αν και απλοποιεί σημαντικά τη μοντελοποίηση των απωλειών μαγνήτισης, μπορεί να οδηγήσει σε μεγάλα σφάλματα πρόβλεψης των πραγματικών τιμών απωλειών σε ειδικές περιπτώσεις μεταβολής του πεδίου. Για την αποφυγή των σφαλμάτων αυτών, συναντάται συχνά στην τεχνική βιβλιογραφία η εισαγωγή μίας τρίτης «τεχνητής» συνιστώσας απωλειών, αναφερόμενη ως «απώλειες ανωμαλίας κατανομής δινορρευμάτων» (eddy current anomalous loss), P_a .

Παρά το γεγονός ότι υπάρχουν προσεγγίσεις για τον αναλυτικό προσδιορισμό των παραμέτρων P_h και P_e των απωλειών μαγνήτισης, [3.22], η δυσκολία πρόβλεψης της τρίτης συνιστώσας (η οποία ουσιαστικά οφείλεται στην απόκλιση λόγω σφαλμάτων στην πρόβλεψη

των δύο άλλων συνιστωσών) έχει οδηγήσει σε αναζήτηση διαφορετικών μεθόδων πρόβλεψης των απωλειών κενού φορτίου, οι οποίες συνδυάζουν πειραματική μελέτη των υλικών του πυρήνα.

Οι απώλειες των δινορρευμάτων και ανώμαλων δινορρευμάτων ονομάζονται και δυναμικές απώλειες υστέρησης λόγω του ότι οι απώλειες αυτές αυξάνονται με την αύξηση της συχνότητας..

3.3.2. Απώλειες Υστέρησης

Οι απώλειες υστέρησης είναι στενά συνδεδεμένες με το φαινόμενο σύμφωνα με το οποίο ενέργεια απορροφάται από μέσο το οποίο διαπεράται από μαγνητικό πεδίο. Εάν το μέσο είναι οτιδήποτε άλλο εκτός του κενού, μέρος μόνο της ενέργειας που λαμβάνεται από το ηλεκτρικό κύκλωμα διέγερσης αποθηκεύεται σε αυτό. Το μέρος τούτο είναι ανακτήσιμο από το μέσο όταν η μαγνητεγερτική δύναμη (ΜΕΔ) διέγερσης αφαιρεθεί. Το υπόλοιπο της ενέργειας μετατρέπεται σε θερμότητα ως αποτέλεσμα έργου που εκτελείται στο υλικό του μέσου κατά τη διάρκεια της απόκρισής του στη μαγνήτιση.

Για τον υπολογισμό των απωλειών υστέρησης, αρχικά καθορίζεται η αποθηκευμένη ενέργεια ανά μονάδα όγκου σε σημείο του μαγνητικού πεδίου όταν η μαγνητική επαγωγή στο σημείο αυτό μεταβληθεί από την τιμή B_1 στην τιμή B_2 . Στην περίπτωση αυτή η ενέργεια ανά μονάδα όγκου που απορροφάται από το μέσο είναι [3.22]:

$$w = \int_{B_1}^{B_2} H dB \quad (3.22)$$

όπου B είναι η μαγνητική επαγωγή (ή πυκνότητα μαγνητικής ροής), και H είναι η μαγνητική ένταση.

Για την ολοκλήρωση της (3.22) είναι απαραίτητη η γνώση της H ως συνάρτησης της B για τη θεωρούμενη μεταβολή της πυκνότητας μαγνητικής ροής. Έτσι αν η πυκνότητα ροής B εκτελεί κυκλική μεταβολή και το διαρρέομενο από τη ροή μέσο είναι σιδηρομαγνητικό υλικό, είναι αναγκαία η καμπύλη μαγνήτισης του υλικού του πυρήνα κατά τη διάρκεια ενός πλήρους κύκλου.

Η μαγνητική επαγωγή B και η πεδιακή ένταση H συνδέονται με τη σχέση (3.23) [3.5]:

$$B = \mu_0 H + M, \quad (3.23)$$

όπου M είναι η μαγνήτιση και μ_0 η μαγνητική διαπερατότητα του κενού ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$).

Η σχέση (3.22) εφαρμόζεται στους μόνιμους μαγνήτες, ενώ στα μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά, όπου το M διαφέρει πολύ λίγο από το B , χρησιμοποιείται ευρύτατα η εξίσωση (3.24):

$$B = \mu_0 \mu_r H = \mu H, \quad (3.24)$$

όπου μ η μαγνητική διαπερατότητα του υλικού και μ_r η σχετική μαγνητική διαπερατότητά του.

Η σχέση (3.24) ισχύει στη γραμμική περιοχή της καμπύλης μαγνήτισης, δηλαδή σε εκείνη την περιοχή στην οποία το B είναι ευθέως ανάλογο του H . Ωστόσο, η (3.24) μπορεί να

επεκταθεί και να ισχύει προσεγγιστικά και στη μη γραμμική περιοχή, όπου όμως στην περίπτωση αυτή το μ δεν είναι σταθερό, αλλά είναι συνάρτηση του H , $\mu(H)$, οπότε η εξίσωση (3.24) μετασχηματίζεται στην:

$$B = \mu(H)H . \quad (3.25)$$

Το ολοκλήρωμα της σχέσης (3.22) είναι ανάλογο του εμβαδού που ορίζεται από την καμπύλη $B(H)$ του μέσου, και εξαρτάται από τις τιμές των B_1 και B_2 . Εάν η πυκνότητα ροής μειωθεί από μία ορισμένη τιμή σε μικρότερη τιμή, το αλγεβρικό σημείο του w είναι αρνητικό και αποδίδεται ενέργεια από το υλικό. Όταν το θεωρούμενο μέσο είναι σιδηρομαγνητικό υλικό, η καμπύλη μαγνήτισης μεταξύ δύο οποιοδήποτε τιμών B_1 και B_2 οι οποίες αντιστοιχούν σε μειούμενες τιμές του H , είναι διάφορη από την καμπύλη η οποία αντιστοιχεί σε αυξανόμενες τιμές του H . Αυτό είναι φανερό από το βρόχο υστέρησης του Σχήματος 3.11, όπου διακρίνεται ο ανερχόμενος κλάδος ή κλάδος μαγνήτισης και ο κατερχόμενος κλάδος ή κλάδος απομαγνήτισης. Λόγω της διαφοράς των καμπυλών των δύο κλάδων, προκύπτει ότι η ενέργεια που απορροφάται από το υλικό, όταν η πυκνότητα ροής αυξηθεί από B_1 και B_2 , είναι μεγαλύτερη από την ενέργεια που επιστρέφεται όταν η πυκνότητα ροής μειώνεται από B_2 σε B_1 . Η διαφορά των δύο αυτών ενεργειών είναι ίση με τις απώλειες υστέρησης.

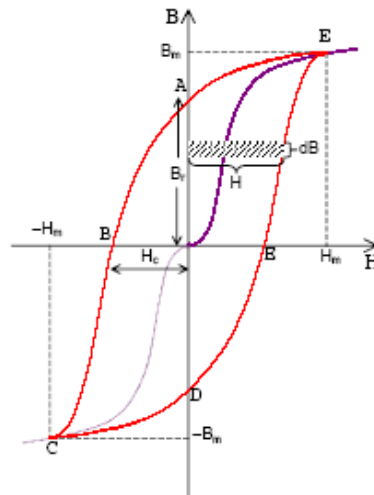
Όταν το μαγνητικό πεδίο αυξάνεται σταδιακά, αυξάνεται και η μαγνητική ροή (γραμμική περιοχή). Από ένα σημείο και μετά η αύξηση της μαγνητικής ροής μειώνεται (γόνατο της καμπύλης και στο τελευταίο στάδιο η μαγνητική ροή παρουσιάζει αμελητέα αύξηση. Αυτή η κατάσταση ονομάζεται κορεσμός. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι όλα τα μαγνητικά δίπολα του υλικού έχουν προσανατολιστεί και όσο και να αυξάνουμε το εξωτερικό πεδίο δεν παρουσιάζεται αύξηση στην μαγνητική ροή (Σχήμα 3.10).



Σχήμα 3.10: Καμπύλη Αρχικής Μαγνήτισης

Εάν το μαγνητικό πεδίο εφαρμόζεται αρχικά σε ένα απομαγνητισμένο μαγνητικό υλικό και έπειτα παύει να υφίσταται, το υλικό διατηρεί μερικώς την μαγνήτιση του. Δηλαδή η πυκνότητα μαγνητικής ροής που παράγεται από το μαγνητικό πεδίο δεν εξαφανίζεται εντελώς.

Το ποσό της πυκνότητα ροής που παραμένει είναι γνωστό ως παραμένων μαγνητισμός. Αυτός ο παραμένων μαγνητισμός μπορεί να αφαιρεθεί και να απομαγνητιστεί τελείως το υλικό με την εφαρμογή ενός μαγνητικού πεδίου στην αντίθετη κατεύθυνση. Το ποσό απομαγνήτισης του μαγνητικού πεδίου που απαιτείται είναι γνωστό ως συνέχουσα δύναμη H_c . Αυτό βέβαια δεν εμφανίζεται στην αρχική καμπύλη μαγνήτισης. Μια αύξηση στο μαγνητικό πεδίο στην αρνητική κατεύθυνση θα οδηγούσε στον κορεσμό στην αντίστροφη κατεύθυνση.



Σχήμα 3.11: Βρόχος υστέρησης μαγνητικού υλικού

Εάν αυτή η διαδικασία συνεχιστεί, Διαμορφώνεται ένας βρόχος γνωστός ως βρόχος BH ή βρόχος υστέρησης. Αυτός ο βρόχος εμφανίζεται όταν το μαγνητικό πεδίο είναι εναλλασσόμενο και αποτελεί απώλεια ενέργειας, γνωστή ως απώλεια υστέρησης (Σχήμα 3.11).

Ο βρόχος υστέρησης διαγράφεται τόσες φορές στη μονάδα του χρόνου, όσες ορίζει η συχνότητα του επιβαλλόμενου πεδίου, το εμβαδόν του βρόχου δε, είναι ευθέως ανάλογο των απωλειών υστέρησης.

Πρώτος ο Steinmetz διατύπωσε (εξίσωση 3.26) ότι η ενέργεια που μετατρέπεται θερμότητα ανά μονάδα όγκου και ανά κύκλο κατά τη διάρκεια μιας κυκλικής αλλαγής της μαγνήτισης είναι ανάλογη προς τη μέγιστη μαγνητική επαγωγή υψωμένη στην 1,6 δύναμη.

$$w = \eta B_m^n, \quad (3.26)$$

όπου η σταθερά η είναι γνωστή σαν σταθερά του Steinmetz και ο εκθέτης n είναι γνωστός σαν εκθέτης του Steinmetz και B_m είναι η μέγιστη πυκνότητα μαγνητικής ροής. Η σταθερά αναλογίας εξαρτάται μόνο από το υλικό [3.40]. Κατά συνέπεια για μια εναλλασσόμενη τροφοδοσία συχνότητας f,

$$\text{Απώλειες ισχύος ανά μονάδα όγκου} = \eta B_m^{1.6} f$$

Η σταθερά του Steinmetz για μερικά κοινά μαγνητικά υλικά είναι:

Σκληρός χυτοχάλυβας 7000, χυτοχάλυβας από 750 έως 3000, χυτοσίδηρος από 2760 έως 4000, πολύ μαλακός σίδηρος 500, πυριτιούχος χάλυβας σε ελάσματα (με Si 0 2%) 530, πυριτιούχος χάλυβας σε ελάσματα (με Si 4,8%) 191.

Νεότερες μελέτες σε μαγνητικά υλικά που κατασκευάστηκαν μετά την έρευνα του Steinmetz έδειξαν ότι η τιμή 1.6 για τον εκθέτη της (3.26) δεν επαρκεί. Για το λόγο αυτό προτείνεται να χρησιμοποιείται η (3.26) με προσοχή επειδή η τιμή του n, η οποία μπορεί να ποικίλει από 1.5 έως 2.5, ενδέχεται να μην είναι σταθερή για ένα υλικό.

Για ορισμένα υλικά, μία έκφραση όπως η (3.26) δεν είναι επαρκώς ακριβής για γενική χρήση. Για αυτό, οι δύο σταθερές η και n πρέπει να υπολογισθούν για ορισμένη περιοχή του

B_m και κατόπιν να χρησιμοποιούνται για τιμές του B_m μόνο μέσα στην περιοχή αυτή. Έτσι, η (3.26) μπορεί να γραφεί σε λογαριθμική μορφή ως εξής:

$$\log w = n \log B_m + \log \eta, \quad (3.27)$$

δηλαδή υπάρχει γραμμική σχέση μεταξύ της $\log w$ και της $\log B_m$. Άρα, αν απεικονιστούν γραφικά μετρήσεις της $\log w$ για διάφορες τιμές της $\log B_m$, τότε αυτές θα βρίσκονται πάνω σε μία ευθεία γραμμή με κλίση n . Θεωρητικά, δύο μόνο μετρήσεις των w και B_m είναι αρκετές για τον υπολογισμό των σταθερών η και n , όμως αν χρησιμοποιηθούν περισσότερα ζεύγη τιμών, τότε θα φανεί πόσο καλά προσαρμόζεται η (3.27) στις μετρήσεις. Αν οι μετρήσεις δεν βρίσκονται πάνω σε μία ευθεία γραμμή, τότε η μορφή της εξίσωσης (3.26) δεν είναι κατάλληλη για τον υπολογισμό των απωλειών υστέρησης [3.24].

Οι συνολικές απώλειες υστέρησης σε όγκο V μαγνητικού υλικού σε όλα τα σημεία του οποίου η πυκνότητα ροής είναι ομοιόμορφη και μεταβάλλεται κυκλικά με συχνότητα f κύκλους ανά δευτερόλεπτο μπορεί να εκφραστεί εμπειρικά ως:

$$P_h = \eta V f B_m^n. \quad (3.28)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι οι σχέσεις (3.26) και (3.28) ισχύουν μόνο κάτω από τη θεώρηση συμμετρικών βρόχων υστέρησης στους οποίους η πυκνότητα ροής B μεταβάλλεται μεταξύ ίσων θετικών και αρνητικών τιμών και στους οποίους δεν υφίστανται τοπικά επανεισερχόμενοι βρόχοι.

3.3.3. Απώλειες Δινωρρευμάτων

Όταν σε ένα μέσο η μαγνητική ροή μεταβάλλεται με το χρόνο, εμφανίζεται ένα ηλεκτρικό πεδίο E στο μέσο, και ισχύει ο νόμος επαγωγής του Faraday:

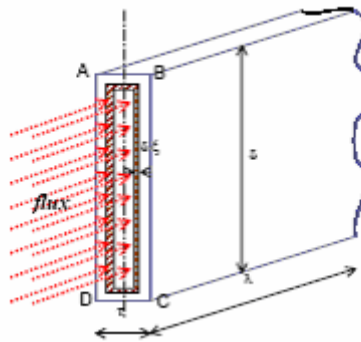
$$\oint_l \mathbf{E} d\mathbf{l} = - \frac{d}{dt} \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s}, \quad (3.29)$$

όπου l είναι ο κλειστός δρόμος ο οποίος περικλείει το εμβαδόν που προσπίπτει η ροή φ . Αν το μέσο είναι αγωγίμο εγκαθίσταται ένα ρεύμα γύρω από τον κλειστό δρόμο από την επαγόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη e , που προέρχεται από το επικαμπύλιο ολοκλήρωμα του ηλεκτρικού πεδίου $\mathbf{E}$. Τα ρεύματα αυτά ονομάζονται δινωρρεύματα, η δε παρουσία τους έχει σαν αποτέλεσμα απώλειες θερμότητας (φαινόμενο *Joule*) λόγω της κυκλοφορίας ρευμάτων εντός του υλικού, οι οποίες ονομάζονται απώλειες δινωρρευμάτων.

Το δινωρρεύματα εμφανίζονται στην μάζα ενός υλικού αγωγού όταν αυτό το υλικό βρίσκεται σε εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο. Η ύπαρξη των δινωρρευμάτων προκαλεί απώλειες ισχύος. Οι απώλειες δινωρρευμάτων μαζί με τις απώλειες υστέρησης προκαλούν τη θέρμανση των μαγνητικών υλικών. Για να μειωθούν αυτές οι απώλειες επιλέγονται υλικά με χαμηλό συντελεστή Steinmetz που επιλέγονται αλλά και ο μαγνητικός πυρήνας ελασματοποιείται για να μειώσει την απώλεια λόγω δινωρρευμάτων.

Εάν η μαγνητική ροή είναι εναλλασσόμενη $B = B_m \cos \omega t$, τα δινωρρεύματα εμφανίζονται γύρω στην περιφέρεια του ελάσματος, όπως παρουσιάζεται σκιασμένα στο σχήμα. Τα δινωρρεύματα θα προσπαθήσουν επίσης να αλλάξουν τη ροή, έτσι ώστε η ροή η

περιφέρεια θα είναι συγκριτικά μεγαλύτερη. Εντούτοις, σε πολύ λεπτά ελάσματα (δέκατο του mm), μπορούμε να αγνοήσουμε αυτή την επίδραση.



Σχήμα 3.12: Εμφάνιση δινορρευμάτων σε σιδηρομαγνητικό έλασμα

Εξετάζοντας την διαδρομή των δινορρευμάτων σε μια απόσταση ξ από τον άξονα της διατομής και της διείσδυσης του πλήρους μήκους λ των ελασμάτων βλέπουμε ότι εάν η συχνότητα τροφοδοσίας είναι f και το στοιχειώδες πάχος $\Delta\xi$, η μεταβολή της πυκνότητας ροής πάνω από μισό κύκλο θα δινόταν από τη διαφορά των θετικών και αρνητικών αιχμών δια του χρόνου για μισό κύκλο

Για τον υπολογισμό των απωλειών δινορρευμάτων σε συνθήκες όμοιες με αυτές που υφίστανται στον πυρήνα του μετασχηματιστή, θεωρείται επίπεδη λεπτή μεταλλική πλάκα από ηλεκτρικά αγωγίμο υλικό, η οποία διαπερνάται από εναλλασσόμενη ροή ϕ . Έστω τ το πάχος της πλάκας, και ρ η ειδική αντίσταση όγκου του υλικού. Θεωρούμε επίσης ότι η πλάκα αποτελείται από όμοια ελάσματα με τέλεια μόνωση μεταξύ τους, έτσι ώστε να μην υφίστανται ρεύματα κάθετα προς τα ελάσματα. Στην πλάκα παραδεχόμαστε ότι προσπίπτει μαγνητικό πεδίο ομοιόμορφα διανεμημένο του οποίου η διεύθυνση είναι παράλληλη προς τον άξονα (κατά μήκος) της πλάκας και το μέτρο του μεταβάλλεται με το χρόνο:

$$B = B_m \cos \omega t. \quad (3.30)$$

Κάτω από τις θεωρήσεις αυτές, αποδεικνύεται ότι η μέση τιμή των απωλειών δινορρευμάτων δίδεται από τη σχέση του *Steinmetz*:

$$P_e = \frac{\pi^2 f^2 \tau^2 B_m^2 V}{6\rho}, \quad (3.31)$$

όπου f είναι η συχνότητα μεταβολής της πυκνότητας ροής, τ το πάχος του ελάσματος, B_m η μέγιστη πυκνότητα μαγνητικής ροής, V ο όγκος του υλικού του πυρήνα, και ρ η ειδική αντίσταση όγκου του υλικού [3.24].

Η σχέση (3.31) δεν πρέπει να θεωρηθεί ως ακριβής σχέση υπολογισμού των πραγματικών απωλειών πυρήνα, αλλά ως μέσον το οποίο δείχνει τον τρόπο με τον οποίο οι απώλειες δινορρευμάτων εξαρτώνται από τους διάφορους παράγοντες. Έτσι οι απώλειες αυτές είναι ανάλογες προς το τετράγωνο της συχνότητας, το τετράγωνο του πάχους του ελάσματος και το τετράγωνο της πυκνότητας ροής και είναι αντιστρόφως ανάλογη της ειδικής αντίστασης του υλικού. Η απώλεια δινορρευμάτων για ορισμένο υλικό γράφεται και ως εξής:

$$P_e = K_e f^2 \tau^2 B_m^2 V, \quad (3.32)$$

όπου:

$$K_e = \frac{\pi^2}{6\rho}. \quad (3.33)$$

Παρόλο που θεωρητικά η σταθερά K_e για ένα μαγνητικό υλικό υπολογίζεται από τη σχέση (3.33), είναι προτιμότερο να καθορίζεται από μετρήσεις σε δείγμα του υλικού. Τούτο διότι δεν ισχύουν με ακρίβεια οι παραδοχές λόγω του πεπερασμένου όγκου του υλικού, της χαμηλής αντίστασης μεταξύ των ελασμάτων και των διακένων αέρα μέσα στον πυρήνα.

3.3.4. Σύγκριση των ιδιοτήτων των απωλειών δινορρευμάτων και υστέρησης

1. Οι απώλειες δινορρευμάτων είναι ανάλογες προς το τετράγωνο της συχνότητας, ενώ οι απώλειες υστέρησης είναι ανάλογες άμεσα προς τη συχνότητα.
2. Οι απώλειες δινορρευμάτων είναι ανάλογες προς το τετράγωνο της μέγιστης πυκνότητας ροής, ενώ οι απώλειες υστέρησης είναι συνήθως ανάλογες προς την μέγιστη πυκνότητα ροής υψωμένη στην 1,6 δύναμη.
3. Οι απώλειες δινορρευμάτων είναι ανάλογες προς το τετράγωνο του πάχους των ελασμάτων ενώ οι απώλειες υστέρησης δεν εξαρτώνται από το πάχος των ελασμάτων.
4. Οι απώλειες δινορρευμάτων εξαρτώνται από την ειδική αντίσταση του υλικού, ενώ οι απώλειες υστέρησης εξαρτώνται από τη σταθερά του Steinmetz του υλικού.

3.3.5. Συνολικές Απώλειες Πυρήνα

Οι συνολικές απώλειες ισχύος οι οποίες λαμβάνουν χώρα σε πυρήνες μετασχηματιστών οι οποίοι υπόκεινται σε εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο είναι ίσες με το άθροισμα των απωλειών υστέρησης και δινορρευμάτων. Έτσι λοιπόν, αν συνδυάσουμε τις εμπειρικές σχέσεις (3.28) και (3.31), προκύπτει ότι οι συνολικές απώλειες πυρήνα ανά μονάδα όγκου δίνονται από τη σχέση:

$$p_\pi = \frac{P_h + P_e}{V} = \eta B_m^n + \frac{\pi^2 f^2 \tau^2 B_m^2}{6\rho}. \quad (3.34)$$

Εάν η μέση τιμή της πυκνότητας ροής είναι η ίδια σε όλο τον όγκο V του πυρήνα, οι συνολικές απώλειες στον όγκο αυτό είναι:

$$P_\pi = V p_\pi. \quad (2.14)$$

Οι συνολικές απώλειες πυρήνα μπορούν να εκφραστούν συναρτήσει της ενδεικνύμενης τιμής E της ΗΕΔ. Η μέγιστη τιμή Φ_m της ροής συναρτήσει της E σε πηνίο N ελιγμάτων είναι:

$$\Phi_m = \frac{E}{4.44 f N}, \quad (3.35)$$

όταν η ροή και συνεπώς η ΗΕΔ μεταβάλλονται ημιτονοειδώς με το χρόνο.

Εάν η πυκνότητα ροής στο εμβαδόν S της διατομής του πυρήνα είναι ομοιόμορφη:

$$B_m = \frac{\Phi_m}{S} = \frac{E}{4.44fNS} \quad (3.36)$$

Για δεδομένο μετασχηματιστή, ο αριθμός ελιγμάτων και η διατομή του πυρήνα καθορίζονται από την κατασκευή. Έτσι:

$$B_m = K \frac{E}{f} \quad (3.37)$$

Με αντικατάσταση της (3.37) στη (3.34) προκύπτει:

$$p_\pi = \eta f \left(\frac{KE}{f} \right)^n + \frac{\pi^2 f^2 \tau^2 K^2 E^2}{6\rho f^2} = K_1 \frac{E^n}{f^{n-1}} + K_2 E^2 \quad (3.38)$$

Οι απώλειες υστέρησης, εκφρασμένες συναρτήσει της ενδεικνύμενης τιμής της ΗΕΔ δίνονται από τον πρώτο όρο του δεύτερου μέλους της (3.38), μόνο όταν η μορφή του κύματος είναι ημιτονοειδής.

Αντίθετα, ο δεύτερος όρος των απωλειών πυρήνα της (3.38), δίνει τις απώλειες διννορευμάτων ανεξάρτητα από τη μορφή του κύματος, υπό τον όρο ότι οι συχνότητες των αρμονικών του μη ημιτονοειδούς κύματος δεν είναι αρκετά υψηλές ώστε να προκαλούν έντονο επιδερμικό φαινόμενο. Όταν το κύμα ροής αποτελείται από συνιστώσες διαφόρων συχνοτήτων, η κάθε μία από τις συνιστώσες αυτές επάγει διννορεύματα στον πυρήνα. Οι απώλειες διννορευμάτων που παράγονται από κάθε αρμονική συνιστώσα της ροής είναι ανάλογες του τετραγώνου της αυτής αρμονικής συνιστώσας της ΗΕΔ, η οποία επάγεται στο τύλιγμα. Τότε, εάν $E_1, E_3, E_5, \dots$ είναι οι ενδεικνύμενες τιμές της θεμελιώδους και των αρμονικών συνιστωσών της επαγόμενης ΗΕΔ, οι συνολικές απώλειες διννορευμάτων ανά μονάδα όγκου είναι, σύμφωνα με το δεύτερο όρο της (3.38):

$$p_e = K_2 (E_1^2 + E_3^2 + E_5^2 + \dots) \quad (3.39)$$

Όμως το άθροισμα των $E_1^2, E_3^2, E_5^2, \dots$ είναι ίσο με το τετράγωνο της ενδεικνύμενης τιμής E της ΗΕΔ. Ας σημειωθεί επίσης ότι οι απώλειες διννορευμάτων, όταν εκφραστούν συναρτήσει της E , είναι ανεξάρτητες της συχνότητας.

3.3.6. Μέτρηση Ισχύος Απωλειών

Το εμβαδόν της περιοχής που περικλείεται από το βρόχο B-H είναι ίσο με τη συνολική ενέργεια απωλειών του σιδηρομαγνητικού υλικού κατά τη διάρκεια μιας περιόδου. Σε πολλή χαμηλή συχνότητα (που αναφέρεται και ως στατική μεταβολή ή μαγνήτιση σε συνεχές ρεύμα), όπου ο βρόχος διαγράφεται πολύ αργά, η επιφάνεια του βρόχου αντιπροσωπεύει την απώλεια λόγω υστέρησης. Αυτό μπορεί να περιγραφεί από την έκφραση (3.40).

$$W_h = \oint H dB \quad J/m^3 \quad (3.40)$$

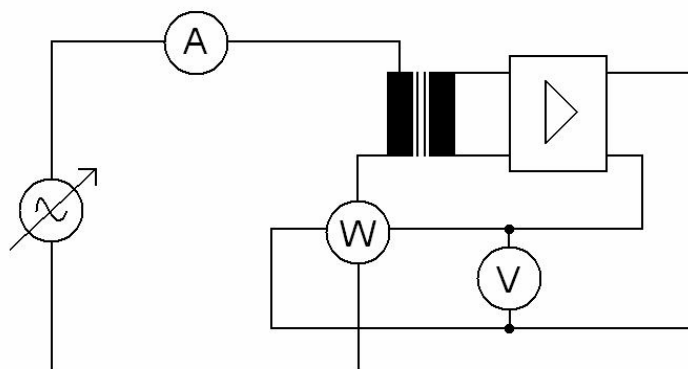
Για τη δυναμική περίπτωση (μαγνήτιση εναλλασσόμενου ρεύματος) ο βρόχος αντιπροσωπεύει πάλι την ενέργεια που απελευθερώνεται κατά τη διάρκεια ενός κύκλου. Σε αυτήν την περίπτωση η ενέργεια περιέχει τις απώλειες δινορρευσμάτων καθώς επίσης και υστέρησης. Τα δινορρευσματά προκαλούν μια διεύρυνση του βρόχου B-H επίσης έχουν επίδραση στην αλλαγή του πλάτους και της φάσης του μαγνητικού πεδίου μέσω της διατομής του υλικού κάθετα στην κατεύθυνση της μαγνήτισης.

Για μια καλύτερη κατανόηση της μέτρησης απωλειών ισχύος, πρέπει να εξεταστούν οι φυσικές και πρακτικές έννοιες της μαγνητικής απώλειας ισχύος. Σύμφωνα με το θεώρημα Poynting και το θεώρημα απόκλισης η συνολική ισχύς ενός ομοιόμορφου ηλεκτρομαγνητικού κύματος που ρέει σε έναν όγκο V που περιβάλλεται από την επιφάνεια S είναι:

$$-\oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) d\mathbf{S} = -\int_V \nabla (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) dv \quad (3.41)$$

Το εξωτερικό γινόμενο $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$ γνωστό και ως διάνυσμα Poynting, ερμηνεύεται ως στιγμιαία πυκνότητα ισχύος που ρέει στην επιφάνεια και μετριέται στα Watt ανά τετραγωνικό μέτρο (W/m^2). Η διεύθυνση του διανύσματος δείχνει την διεύθυνση της στιγμιαίας ροής ισχύος στο συγκεκριμένο σημείο.

Για την άμεση μέτρηση των απωλειών ισχύος, χρησιμοποιείται η μέθοδος των βαττομέτρων και του κυκλώματος με ηλεκτρονικό ενισχυτή (Σχήματα 3.13, 3.14). Το ρεύμα πρωτεύοντος διαρρέει το δείγμα και συνδέεται με το αμπερομετρικό τύλιγμα του οργάνου ενώ το βολτομετρικό τύλιγμα του οργάνου συνδέεται με το δευτερεύον τύλιγμα. Οι εσωτερικές απώλειες του βαττομέτρου πρέπει να ληφθούν υπόψη στην περίπτωση των πολύ μικρών δειγμάτων και των χαμηλών απωλειών όπου μπορεί να είναι απαραίτητη η χρήση ενισχυτών υψηλού κέρδους [3.1].

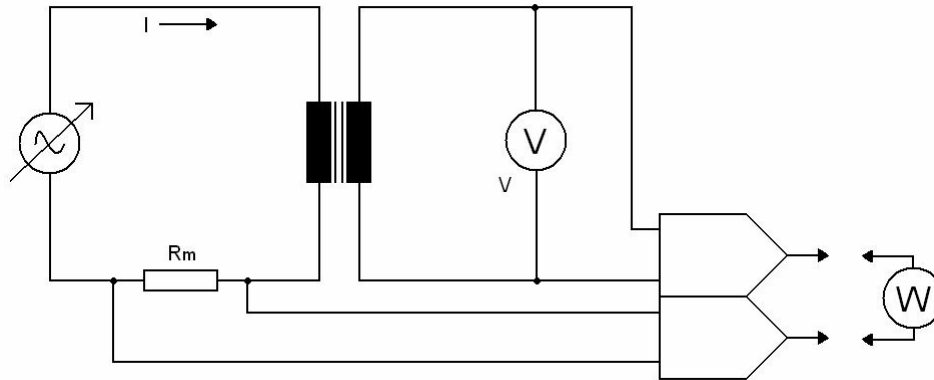


Σχήμα 3.13: Κύκλωμα μέτρησης απωλειών χρησιμοποιώντας βαττόμετρο

Στις συχνότητες πολύ πάνω από 50 Hz δεν είναι πλέον δυνατό να μετρηθούν οι απώλειες με τα συμβατικά βαττόμετρα. Αντ' αυτού χρησιμοποιούνται ηλεκτρονικές μετρητικές διατάξεις (μέθοδος ενισχυτή) όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.14. Με αυτήν την μέθοδο οι μετρήσεις απωλειών μπορούν να πραγματοποιηθούν επιτυχώς μέχρι την κλίμακα μερικών MHz ακόμη και με μη ημιτονοειδείς τάσεις [3.1].

Σε ένα οποιοδήποτε κύκλωμα, τόσο τα μεγέθη της τάσεως όσο και τα μεγέθη του ρεύματος δεν είναι αμιγώς ημιτονοειδή, αλλά περιλαμβάνουν και ανώτερες αρμονικές συνιστώσες. Στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, αυτό οφείλεται στα μη γραμμικά στοιχεία

κυρίως στις διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος. Ωστόσο τα ίδια ισχύουν και στην απλή περίπτωση της διάταξης Erstein, καθώς το ρεύμα που απορροφά από το τροφοδοτικό είναι



Σχήμα 3.14: Κύκλωμα μέτρησης απωλειών χρησιμοποιώντας ηλεκτρονικό ενισχυτή

μη ημιτονοειδές λόγω μη γραμμικής συμπεριφοράς του μαγνητικού υλικού, αλλά και η τάση του τροφοδοτικού είναι συχνά παραμορφωμένη. Έτσι, εάν η τροφοδοσία τάσης λαμβάνεται από το βιομηχανικό δίκτυο, αυτό περιέχει και αρμονικές περιττής τάξεως, ενώ αν λαμβάνεται από κάποιο τροφοδοτικό ισχύος (όπως στην συγκεκριμένη περίπτωση των μετρήσεων από τον ενισχυτή ισχύος) αυτό θα έχει κάποια πεπερασμένη τιμή συνολική παραμόρφωση [3.1].

Αναλυτικότερα, εάν η τάση και το ρεύμα έχουν την εξής γενική μορφή (σε ανάλυση αρμονικών συνιστωσών κατά Fourier):

$$v = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h=0}^{\infty} V_h \sin(h\omega t + a_h) \quad (3.42)$$

$$i = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h=0}^{\infty} I_h \sin(h\omega t + \beta_h) \quad (3.43)$$

Οι ενεργές τιμές (rms) αυτών είναι:

$$V = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} V_h^2} = V_1^2 + V_H^2 \quad (3.44)$$

$$i = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} I_h^2} = I_1^2 + I_H^2 \quad (3.45)$$

όπου V_H , I_H είναι η συνολική ενεργός τιμή όλων των ανώτερων (εξαιρουμένης της θεμελιώδους) αρμονικών συνιστωσών [3.3].

Η θεμελιώδης φαινομένη ισχύς, καθώς και οι ενεργός και άεργος ισχύς υπολογίζονται ως εξής:

$$P_1 = V_1 I_1 \cos(a_1 - \beta_1) \quad (3.46)$$

$$Q_1 = V_1 I_1 \sin(a_1 - \beta_1) \quad (3.47)$$

$$S_1^2 = (V_1 I_1)^2 = P_1^2 + Q_1^2 \quad (3.48)$$

Από την άλλη πλευρά, η συνολική φαινομένη ισχύς είναι

$$S_1^2 = (V_1 I_1)^2 = (V_1 I_1)^2 + (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 \quad (3.49)$$

όπου :

$(V_1 I_H)^2$: είναι η ισχύς παραμορφώσεως ρεύματος (current distortion power), χωρίς ενεργό μέρος.

$(V_H I_1)^2$: είναι η ισχύς παραμορφώσεως τάσης (voltage distortion power), χωρίς ενεργό μέρος.

$S_H^2 = (V_H I_H)^2$: είναι η αρμονική φαινομένη ισχύς (harmonic apparent power).

Στην αρμονική φαινομένη ισχύ περιλαμβάνεται ένα μέρος ενεργού ισχύος, η συνολική αρμονική ενεργός ισχύς (total harmonic active power).

$$P_H = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos(a_h - \beta_h) \quad (3.50)$$

Το συμπληρωματικό μέρος ισχύος καλείται συνολική αρμονική μη ενεργός ισχύς (total harmonic non active power).

$$N_H = \sqrt{S_H^2 - P_H^2} \quad (3.51)$$

Βάσει των ανωτέρων ορισμών προκύπτει, ότι εάν η ενεργός ισχύς υπολογίζεται από την εξίσωση (3.20), τότε περιλαμβάνει και την αρμονική ενεργό ισχύ, κάτι που στην περίπτωση της διάταξης Epstein αντενδείκνυται καθώς προδιαγράφεται ότι η τροφοδοσία τάσεως να είναι αμιγώς ημιτονοειδής. Έτσι, ως μέτρηση ενεργού ισχύος προτείνεται η εξίσωση (3.46) δηλαδή βάσει των θεμελιωδών συνιστωσών τάσεως και ρεύματος.

Επίσης οι συνολικές απώλειες μπορούν να υπολογιστούν και ως εξής:

Οι απώλειες ισχύος για μια περίοδο δίνονται από την παρακάτω σχέση

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{B} \quad \text{J/m}^3 \quad (3.52)$$

Από τον νόμο του Ampere προκύπτει:

$$H = \frac{N_1 I_{prim}}{l} \quad (3.53)$$

όπου N_1 : είναι ο αριθμός σπειρών πρωτεύοντος πηνίου

I_{prim} : ρεύμα πρωτεύοντος πηνίου

l : μέσο μήκος διαδρομής πυρήνα

Από το νόμο του Faraday υπολογίζεται:

$$E = AN_2 \frac{dB}{dt} \quad (3.54)$$

όπου N_2 : είναι ο αριθμός σπειρών δευτερεύοντος πηνίου

A : η διατομή του πυρήνα

$\frac{dB}{dt}$: η μεταβολή της μαγνητικής επαγωγής

Εάν ρ είναι η πυκνότητα του υλικού και f η συχνότητα του δικτύου τροφοδοσίας τότε οι συνολικές απώλειες δίνονται από τη σχέση (3.55):

$$P_{ap} = \frac{f}{\rho A} \frac{N_1}{N_2} \int_0^T I_{pri} E dt \quad \text{W/kg} \quad (3.55)$$

Εάν η ενεργός μάζα είναι $m_e = \rho A$ οι συνολικές απώλειες θα είναι:

$$\frac{1}{m_e} \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{T} \int_0^T I_{pri} E dt = \frac{1}{m_e} \frac{N_1}{N_2} \times P_w \quad (3.56)$$

όπου P_w είναι η ένδειξη του βαττομέτρου.

3.4 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ EPSTEIN

Η διάταξη Epstein, όπως προαναφέρθηκε, αποτελεί καθιερωμένη διάταξη χαρακτηρισμού των απωλειών των μαγνητικών λαμαρίνων με σαφώς προδιαγεγραμμένες διαδικασίες από διεθνή πρότυπα. Οι διαδικασίες αυτές αφορούν κυρίως την περίπτωση ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενου μαγνητικού πεδίου, η οποία στη συνέχεια εξετάζεται ξεχωριστά, ενώ οι αντίστοιχες διαδικασίες για την περίπτωση μη ημιτονοειδούς χρονικής μεταβολής του πεδίου βρίσκονται ακόμη στο στάδιο διαμόρφωσης.

3.4.1. Ημιτονοειδής διέγερση

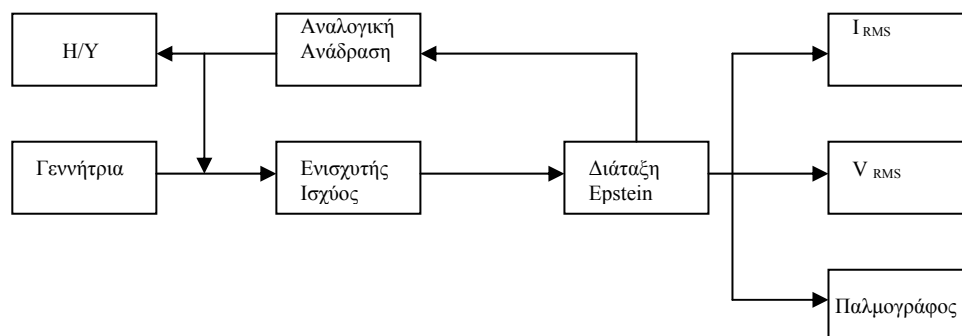
Στο Σχήμα 3.15 φαίνεται η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε, στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ, για τις μετρήσεις απωλειών κενού φορτίου, σιδηρομαγνητικών ελασμάτων κατευθυνόμενων κόκκων (HiB, M4) και μη κατευθυνόμενων κόκκων (non oriented) μεγάλων και μικρών κόκκων.

Η συγκεκριμένη εργαστηριακή διάταξη αποτελείται από τα παρακάτω στοιχεία.

- Διάταξη Epstein
- Ενισχυτής ακουστικών συχνοτήτων.
- Μετασχηματιστής με λόγο 1:1
- Αναλογικό τροφοδοτικό -20V, +20V
- Αναλογικά όργανα (ένα βολτόμετρο, ένα αμπερόμετρο, ένα βαττόμετρο).
- Παλμογράφος.
- Αισθητήριο τάσεως (Voltage Probe).
- Αισθητήριο ρεύματος (Current Probe).

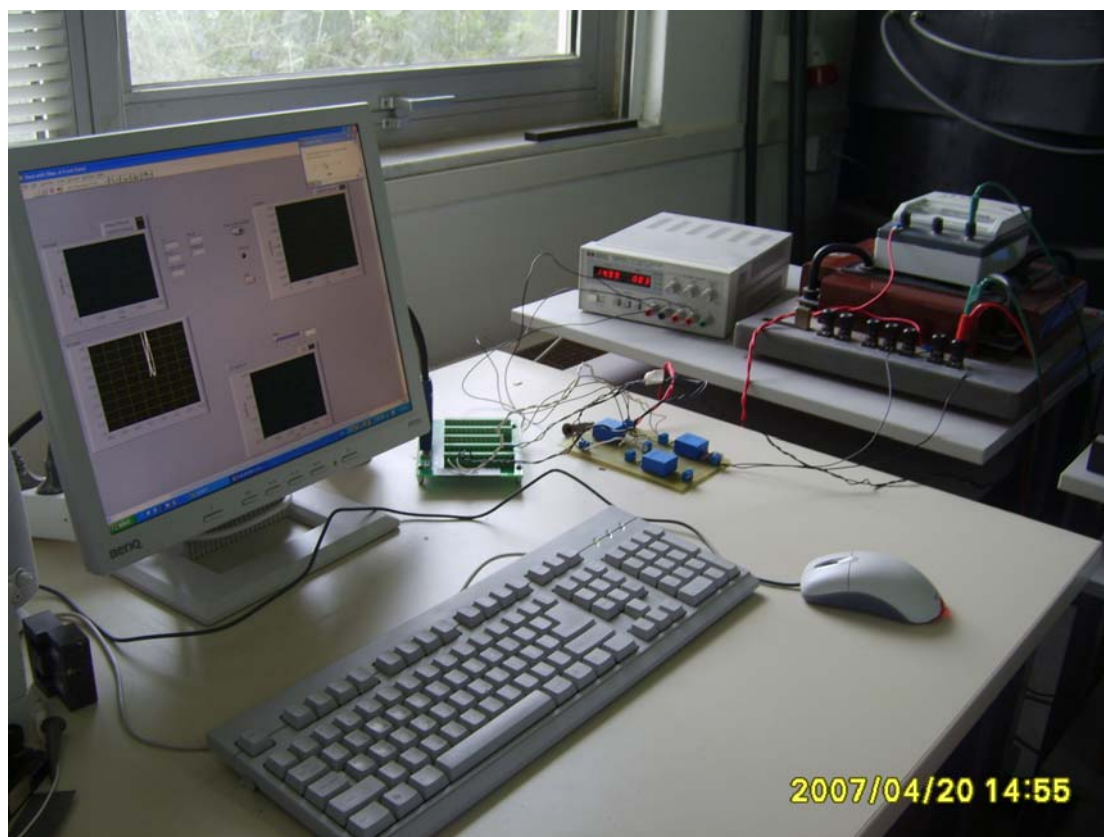
- Κλεμοσειρά σύνδεσης αισθητηρίων με την κάρτα δειγματοληψίας.
- Κάρτα δειγματοληψίας (Data Acquisition).
- Προσωπικό ηλεκτρονικό υπολογιστή με το πρόγραμμα LabVIEW.

Το διάγραμμα βαθμίδων της διάταξης που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.15: Διάγραμμα βαθμίδων της διάταξης μετρήσεων

Η διάταξη αποτελείται από την συσκευή Epstein, έναν ενισχυτή ισχύος που ενισχύει το σήμα που δίνουμε σαν είσοδο είτε από γεννήτρια σήματος είτε από την κάρτα του H/Y όπως έγινε στην συγκεκριμένη περίπτωση. Η διάταξη συμπληρώνεται με ηλεκτρονικό κύκλωμα ανατροφοδότησης προκειμένου να μην έχουμε παραμόρφωση στην τάση εισόδου και εξόδου και να διατηρείται η ημιτονοειδής χρονική μεταβολή (Σχήμα 3.16) [3.2].



Σχήμα 3.16: Εργαστηριακή διάταξη μετρήσεων σιδηρομαγνητικών ελασμάτων Μετρήσεων

3.4.1.2. Ενισχυτής

Ο ενισχυτής που χρησιμοποιείται για την ενίσχυση του σήματος είναι ένας ενισχυτής ακουστικών συχνοτήτων ισχύος 1,5 kW (Σχήμα 3.17). Ο ενισχυτής αυτός επιλέχθηκε για την ενίσχυση των σημάτων προκειμένου να αναπαράγει ημιτονικό σήμα στις διάφορες συχνότητες χωρίς να εισάγει παραμόρφωση. Προκειμένου να είμαστε σίγουροι ότι είμαστε απαλλαγμένοι από dc συνιστώσα το ενισχυμένο σήμα τροφοδοτεί ένα μετασχηματιστή με λόγο 1:1 και αυτός με την σειρά του τροφοδοτεί την διάταξη Epstein.



Σχήμα 3.17: Ενισχυτής ακουστικών συχνοτήτων

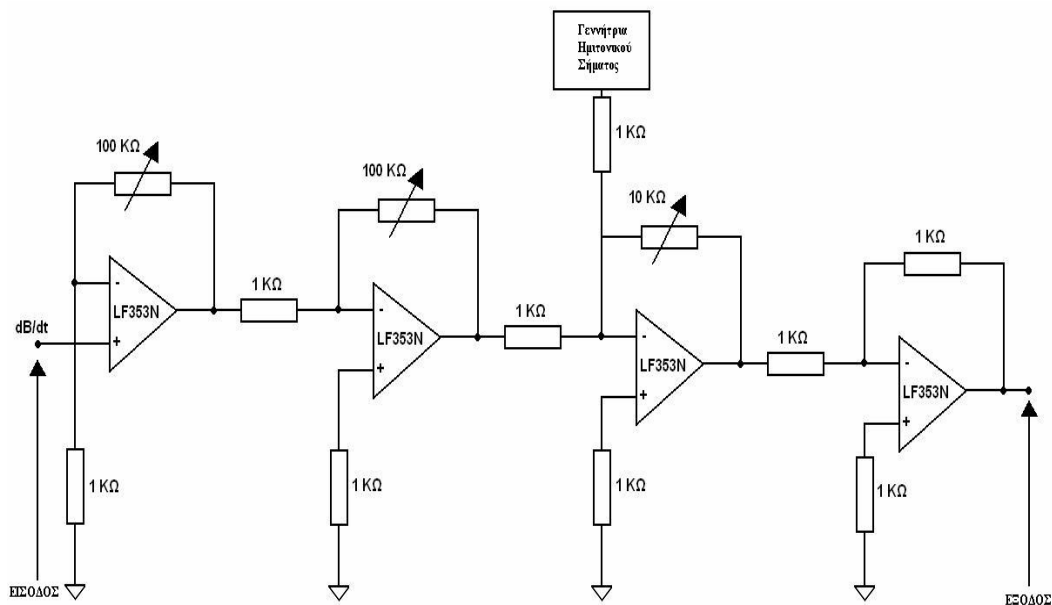
3.4.1.3. Κύκλωμα ανατροφοδότησης

Το κύκλωμα ανατροφοδότησης περιλαμβάνει διάφορες βαθμίδες μεταβλητού κέρδους ενίσχυσης και κατασκευάστηκε χρησιμοποιώντας τον τελεστικό ενισχυτή LF 353N που διαθέτει χαμηλή στάθμη θορύβου και χαμηλή παραμόρφωση. Το σήμα τάσης εξόδου ενισχύεται δύο φορές και αθροίζεται έπειτα σε αντίθεση φάσης με το ημιτονοειδές σήμα εισόδου. Το προκύπτον σήμα αποθηκεύεται και τροφοδοτεί τον ενισχυτή ισχύος για να ολοκληρωθεί ο βρόχος.

Η ημιτονοειδής κυματομορφή σε μια καθορισμένη συχνότητα λαμβάνεται από μια γεννήτρια σημάτων, με ανατροφοδότηση. Το σήμα από το δευτερεύον ανατροφοδοτείται αρνητικά (αφαιρούμενο από το σήμα της γεννήτριας σήματος) και ένας ενισχυτής ισχύος ενισχύει το προκύπτον σήμα.

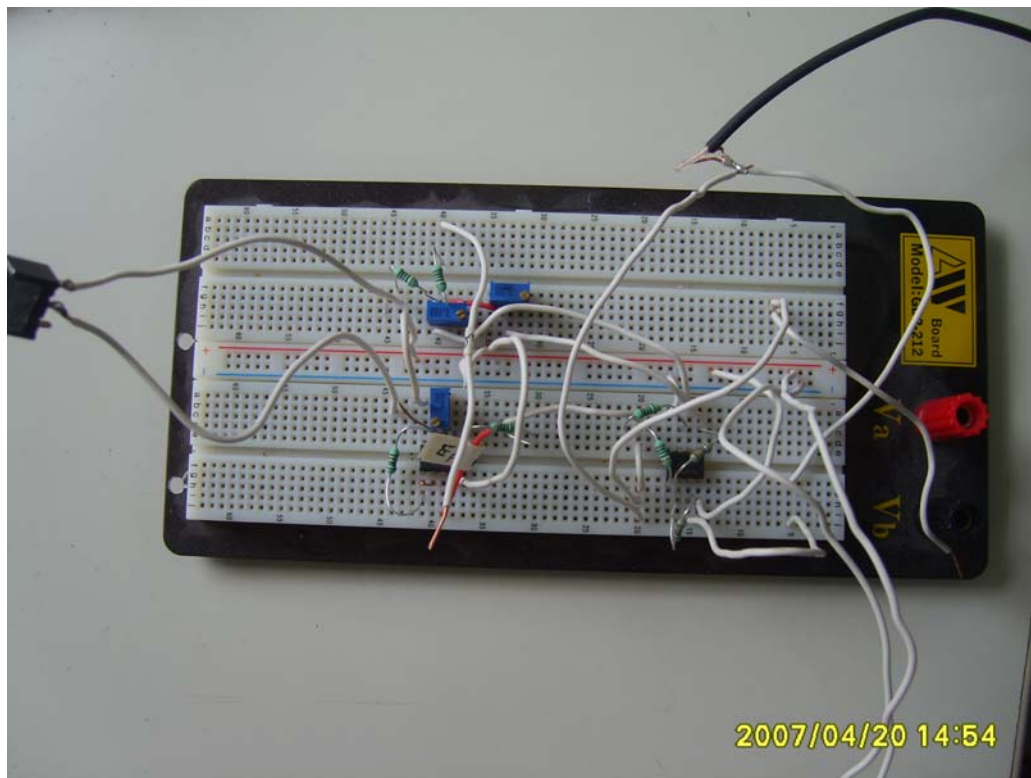
Ακόμη και μια μικρή συνεχής τιμή (dc offset) στην τάση στην έξοδο του ενισχυτή μπορεί να έχει επιπτώσεις στη μέτρηση των απωλειών ισχύος. Για αυτόν τον λόγο χρησιμοποιείται ένας μετασχηματιστής απομόνωσης (λόγος μετασχηματισμού 1:1) για να απομονώσει ενδεχόμενη συνεχής τιμή τάσης (dc offset) που μπορεί να υπάρξει στην έξοδο του ενισχυτή και ως εκ τούτου στο τύλιγμα μαγνήτισης του δείγματος.

Ένας παλμογράφος απεικονίζει την τάση εξόδου, στις σπείρες του δευτερεύοντος, προκειμένου να αποφευχθεί κακή λειτουργία του ενισχυτή (υπερφόρτωση, ταλάντωση). Η αρνητική ανατροφοδότηση υιοθετήθηκε προκειμένου να ελεγχθεί η κυματομορφή της ροής



Σχήμα 3.18: Ηλεκτρονικό κύκλωμα ανατροφοδότησης.

. Το πλάτος και η μορφή της κυματομορφής της μαγνητικής επαγωγής μπορούν να ελεγχθούν για να είναι ημιτονοειδής με κατάλληλο συνδυασμό του παραγόμενου σήματος εισόδου και του σήματος εξόδου. Το κύκλωμα αρνητικής ανατροφοδότησης παρουσιάζεται στα σχήματα 3.18, 3.19 [3.1].



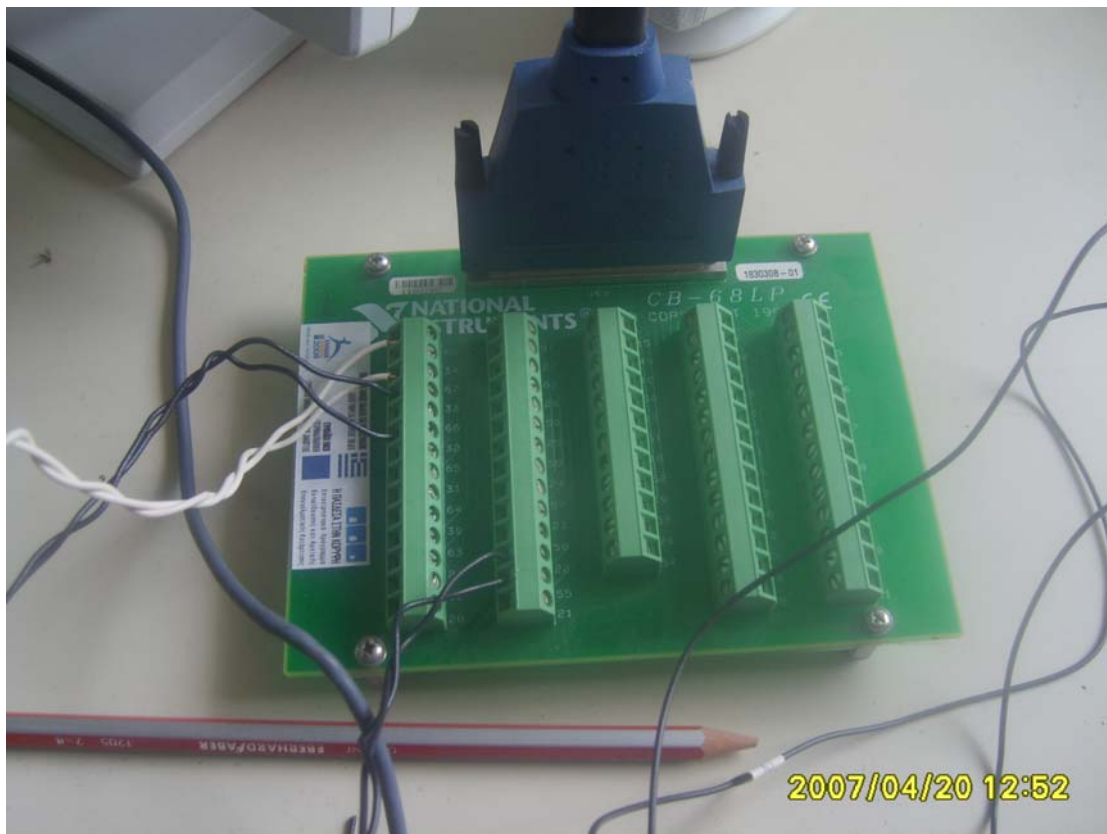
Σχήμα 3.19: Ηλεκτρονικό κύκλωμα ανατροφοδότησης

3.4.1.4. Κάρτα Λήψης Δεδομένων (Data Acquisition Card)

Η κάρτα λήψης δεδομένων που χρησιμοποιήθηκε είναι τύπου PCI που τοποθετείται στην κατάλληλη θύρα του υπολογιστή. Η κάρτα αυτή διαθέτει τόσο αναλογικές όσο και ψηφιακές εισόδους και εξόδους. Έτσι υπάρχει η δυνατότητα ταυτόχρονης δειγματοληψίας διαφόρων σημάτων (αναλογικών ή ψηφιακών) αλλά και ταυτόχρονης παραγωγής τους. Η συγκεκριμένη κάρτα είναι τύπου PCI 6251 της National Instruments και έχει τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

- ο 16 αναλογικές εισόδους
- ο 2 αναλογικές εξόδους
- ο και 24 ψηφιακές εισόδους/εξόδους (I/O)
- ο μέγιστη συχνότητα δειγματοληψίας 1 MHz

Η σύνδεση της κάρτας για την λήψη των σημάτων από τα κυκλώματα πραγματοποιείται με τη βοήθεια ενός καλωδίου που συνδέει την κάρτα του Η/Υ με μια 68-pin κλεμοσειρά (Σχήμα 3.20) όπου γίνονται οι εξωτερικές συνδέσεις. Σ' αυτή την κλεμοσειρά συνδέονται οι έξοδοι των αισθητήριων τάσης και ρεύματος και οδηγούνται τα σήματα στην κάρτα δειγματοληψίας.



Σχήμα 3.20: Κλεμοσειρά συνδέσεων κάρτας PCI 6251 της National Instruments

Τα δοκίμια που χρησιμοποιήθηκαν για την μέτρηση των απωλειών σιδήρου καθώς και για την χάραξη των βρόχων υστέρησης είναι από υλικά κατευθυνόμενων κόκκων τύπου HiB και M4 και μη κατευθυνόμενων κόκκων (NO) μεγάλων και μικρών κόκκων που δόθηκε από την εταιρεία Schneider-Electric και κόπηκε στις απαιτούμενες διαστάσεις (Σχήμα 3.21) στο εργαστήριο του Ε.Μ.Π. με βάση τις προδιαγραφές του προτύπου IEC 404-2 [3.4].



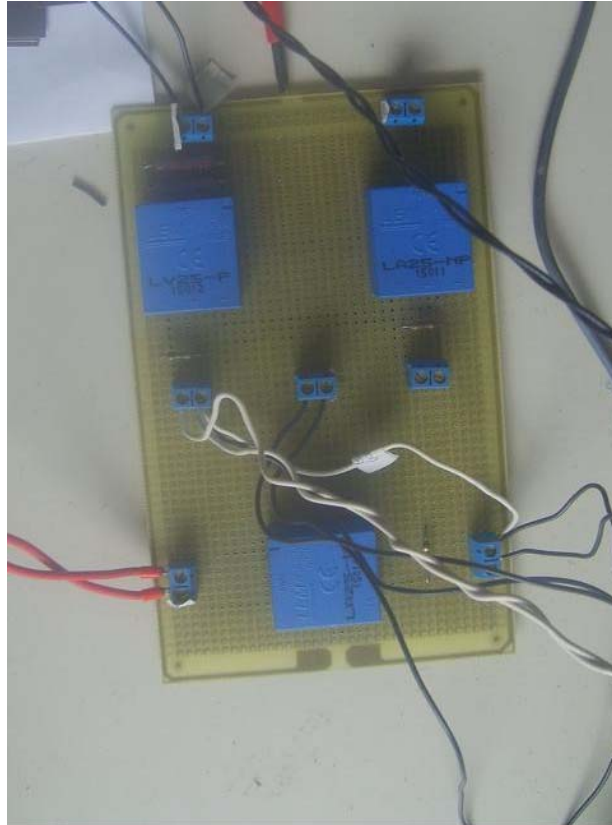
Σχήμα 3.21: Δοκίμια μαγνητικής λαμαρίνας που μετρήθηκαν στην διάταξη Epstein

Στο Σχήμα 3.22 φαίνονται τα αναλογικά όργανα που χρησιμοποιήθηκαν από αριστερά προς τα δεξιά το αμπερόμετρο, το βολτόμετρο και το βαττόμετρο. Τα όργανα αυτά χρησιμοποιήθηκαν για την επιβεβαίωση των αρχικών μετρήσεων που προέκυψαν από την επεξεργασία των δεδομένων, η λήψη των οποίων έγινε με την κάρτα δειγματοληψίας, και το λογισμικό LabVIEW.



Σχήμα 3.22: Αναλογικά όργανα μέτρησης.

Στο σχήμα 3.23 φαίνονται το αισθητήριο ρεύματος και το αισθητήριο τάσης. Με την χρήση αυτών των αισθητηρίων και τη κάρτα δειγματοληψίας που έχει ο ηλεκτρονικός υπολογιστής λαμβάνονται οι στιγμιαίες τιμές ρεύματος και τάσης με μεγάλη ακρίβεια. Τα αισθητήρια παρέχουν γαλβανική απομόνωση και με αυτόν τον τρόπο προστατεύεται η κάρτα δειγματοληψίας από πιθανές υπερεντάσεις ή υπερτάσεις που θα μπορούσαν να προκαλέσουν βλάβη στην κάρτα λήψης μετρήσεων. Το αισθητήριο τάσης έχει δυνατότητα λήψης μετρήσεων τάσης από 0-200V ενώ το αισθητήριο ρεύματος μπορεί να μετρήσει ανάλογα με την συνδεσμολογία από 5-25A με πολύ μεγάλη ακρίβεια



Σχήμα 3.23: Αισθητήρια ρεύματος και τάσεως.

Στο Σχήμα 3.24 φαίνεται το τροφοδοτικό που χρησιμοποιήθηκε για την τροφοδοσία των αισθητηρίων τάσεως και ρεύματος



Σχήμα 3.24: Τροφοδοτικό αισθητηρίων ρεύματος και τάσεως.

3.4.1.5. Λογισμικό της διάταξης μέτρησης

Στις προηγούμενες παραγράφους έγινε περιγραφή του υλικού (Hardware) που χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική διάταξη. Στην παρούσα παράγραφο αναλύεται το λογισμικό (Software) της συγκεκριμένης διάταξης.

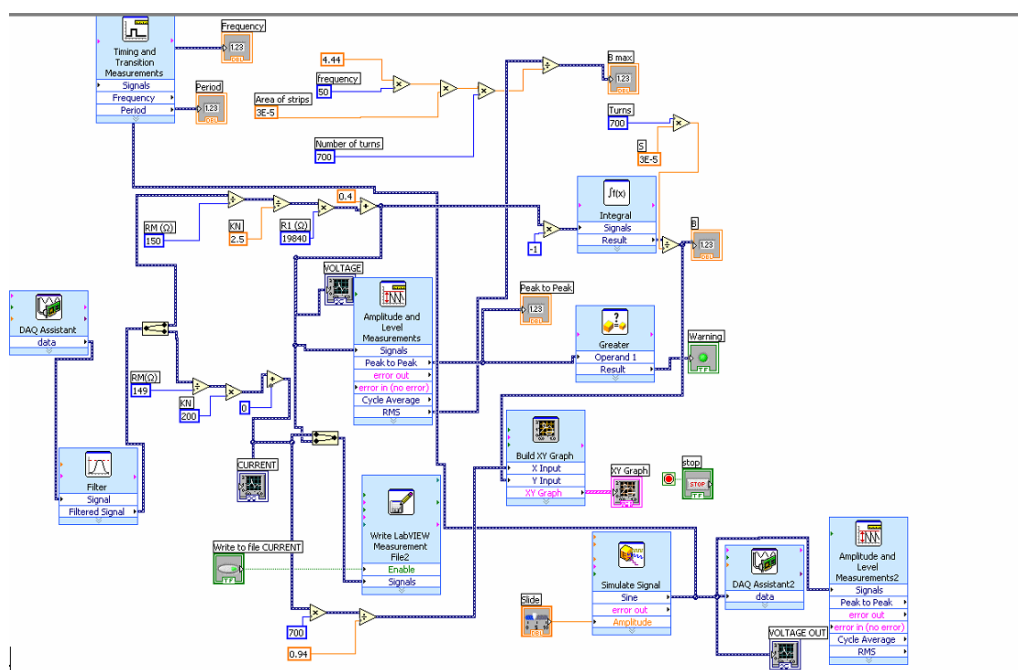
Η καταγραφή των σημάτων και των μετρήσεων πραγματοποιήθηκε με κατάλληλο λογισμικό που αναπτύχθηκε μέσω του προγράμματος LabVIEW. Μέσω αυτού του λογισμικού επιτυγχάνεται ο έλεγχος της κάρτας δειγματοληψίας αλλά και του κυκλώματος καθώς και η πηγή παραγωγής σήματος ελέγχεται από την ίδια κάρτα. Επίσης αποθηκεύονται στον H/Y οι μετρήσεις που λαμβάνονται και είναι δυνατή η περαιτέρω επεξεργασία τους

Το πρόγραμμα αυτό δίνει την δυνατότητα δημιουργίας εικονικών οργάνων (Virtual Instruments). Τα εικονικά όργανα κατασκευάζονται σε βαθμίδες (block diagrams) και με την βοήθεια μιας συγκεκριμένης βαθμίδας (DAQ Assistant) επιτυγχάνεται η επικοινωνία με την κάρτα δειγματοληψίας. Για τις μετρήσεις των σιδηρομαγνητικών ελασμάτων κατασκευάστηκαν δύο εικονικά όργανα.

Ένα για την παραγωγή ημιτονοειδούς σήματος, που τροφοδοτεί τον ενισχυτή ισχύος, με ταυτόχρονη απεικόνιση του σε πραγματικό χρόνο καθώς και ενδείξεις για την συχνότητα και την περίοδο του σήματος εισόδου. Επίσης υπάρχει η δυνατότητα μεταβολής της εφαρμοζόμενης τάσης μέσω ενός «εικονικού ποτενσιόμετρου»

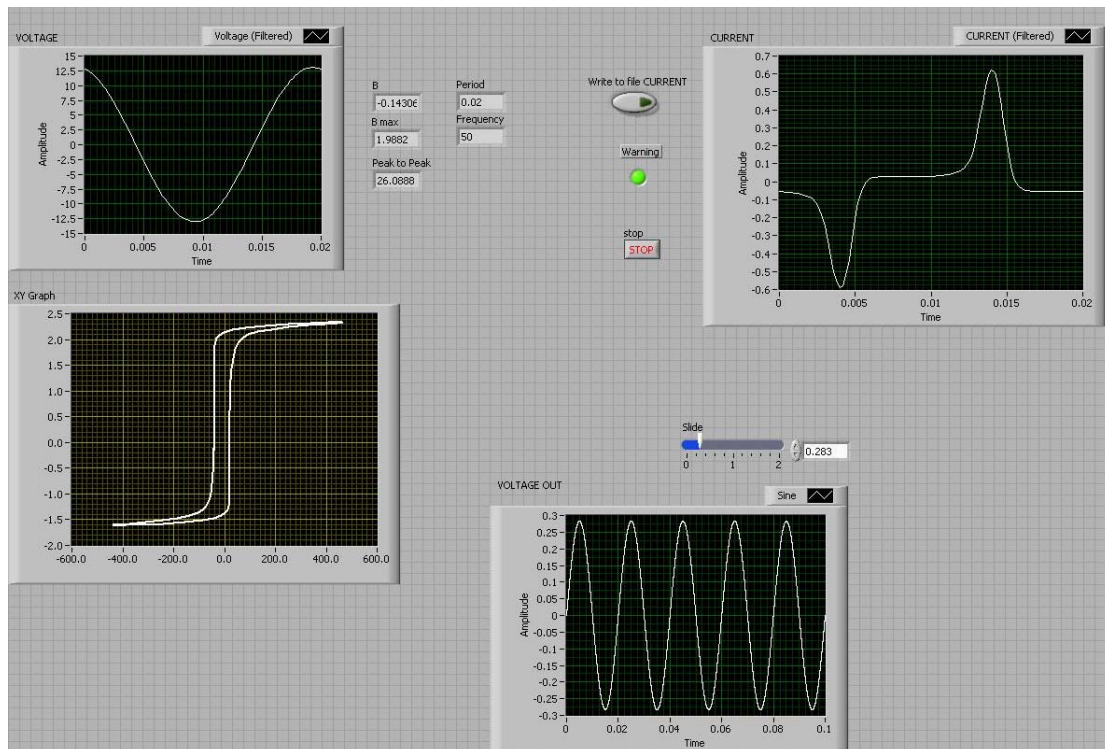
Στο ίδιο εικονικό όργανο, σε πραγματικό χρόνο, λαμβάνονται οι στιγμιαίες τιμές του ρεύματος μαγνήτισης και της τάσης που εφαρμόζεται στο πρωτεύον τύλιγμα της διάταξης Epstein, υπολογίζεται η μέγιστη τιμή της επαγωγής B_{max} και οι τιμές αποθηκεύονται σε σειρά αρχείων κατόπιν επιλογής του χρήστη. Ταυτόχρονα απεικονίζεται ο βρόχος τάσεως-ρεύματος εισόδου ο οποίος είναι ανάλογος του βρόχου υστέρησης του μαγνητικού υλικού που εξετάζεται την στιγμή λήψης των μετρήσεων.

Στο Σχήμα 3.25 φαίνεται το περιβάλλον εργασίας του LabVIEW για τη διαμόρφωση του εικονικού οργάνου καθώς και η δομή του.



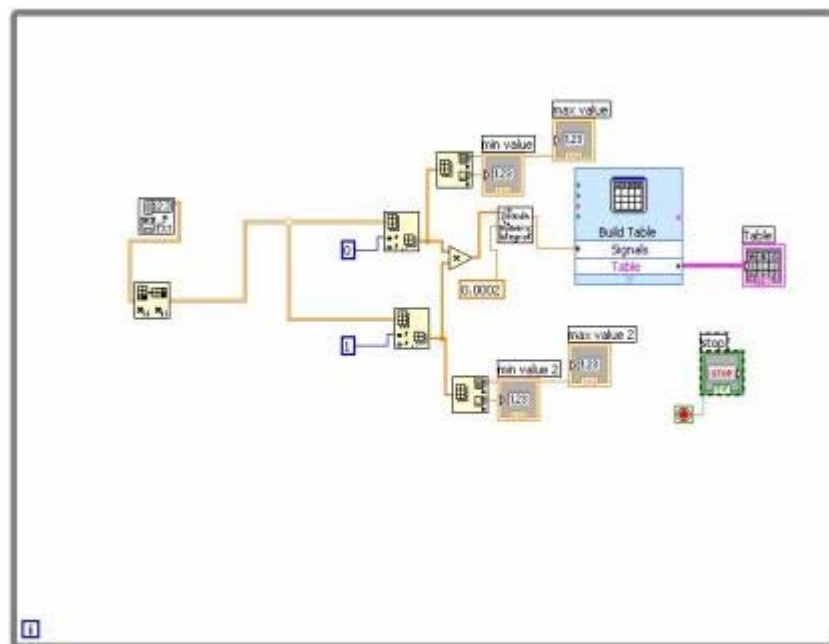
Σχήμα 3.25: Διάγραμμα βαθμίδων του πρώτου εικονικού οργάνου (Λογισμικό LabVIEW)

Στο σχήμα 3.26 φαίνονται οι απεικονίσεις των μεγεθών που μετρώνται όπως υλοποιούνται σε περιβάλλον LabVIEW όταν «εκτελείται» σε πραγματικό χρόνο (real time). Στο ίδιο σχήμα διακρίνεται η δυνατότητα που παρέχεται για την μεταβολή της εφαρμοζόμενης τάσης ενώ ήδη τροφοδοτείται ο ενισχυτής και το κύκλωμα.

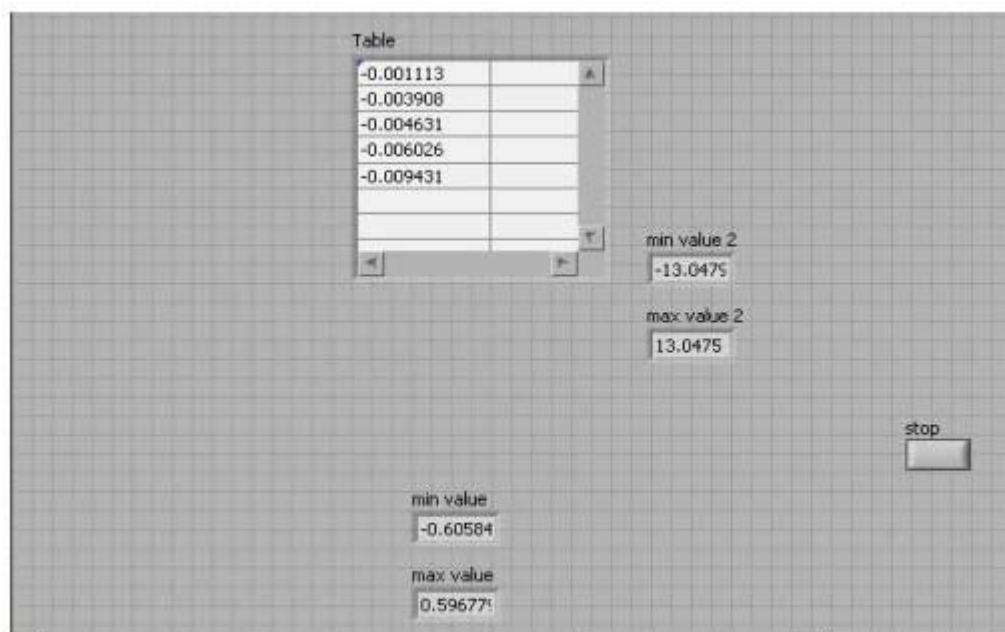


Σχήμα 3.26: Εικονίδιο εξόδου στην οθόνη Η/Υ του πρώτου εικονικού οργάνου

Το δεύτερο εικονικό όργανο επεξεργάζεται τα αρχεία των μετρήσεων τάσεως και ρεύματος προκειμένου να υπολογίσει τις απώλειες κενού φορτίου για διάφορες τιμές των μαγνητικών μεγεθών, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.27 και 3.28.



Σχήμα 3.27: Διάγραμμα βαθμίδων του δεύτερου εικονικού οργάνου (Λογισμικό LabVIEW)



Σχήμα 3.28: Εικονίδιο εξόδου στην οθόνη H/Y του δεύτερου εικονικού οργάνου

3.4.2. PWM Διέγερση

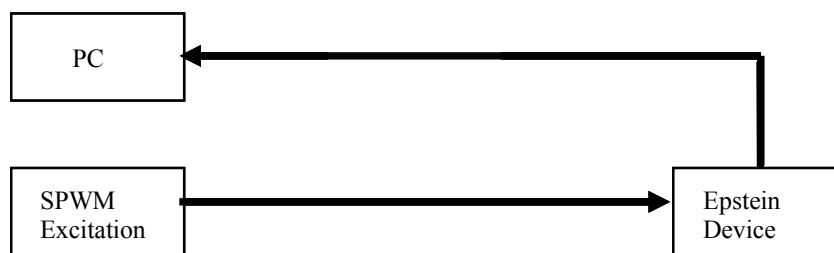
Εκτός από τις μετρήσεις των σιδηρομαγνητικών υλικών με ημιτονοειδή διέγερση πραγματοποιήθηκαν και μετρήσεις με διέγερση PWM. Η χρήση των αντιστροφών στην τροφοδοσία των ηλεκτρικών μηχανών αποτέλεσε κίνητρο για την διερεύνηση των απωλειών σιδήρου των υλικών που μετρήθηκαν και με ημιτονοειδή διέγερση, η σύγκριση τους και η εξάρτησή τους από την διακοπτική συχνότητα..

Στο Σχήμα 3.30 φαίνεται η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε, στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ, για τις μετρήσεις απωλειών κενού φορτίου, σιδηρομαγνητικών ελασμάτων κατευθυνόμενων κόκκων (HiB, M4) και μη κατευθυνόμενων κόκκων (non oriented) μεγάλων και μικρών κόκκων, με τροφοδοσία PWM.

Η συγκεκριμένη εργαστηριακή διάταξη αποτελείται από τα παρακάτω στοιχεία.

- Διάταξη Epstein
- Τροφοδοτικό PWM.
- Αναλογικό τροφοδοτικό -20V, +20V
- Αναλογικά όργανα (ένα βολτόμετρο, ένα αμπερόμετρο, ένα βαττόμετρο).
- Αισθητήριο τάσεως (Voltage Probe).
- Αισθητήριο ρεύματος (Current Probe).
- Κλεμοσειρά σύνδεσης αισθητηρίων με την κάρτα δειγματοληψίας.
- Κάρτα δειγματοληψίας (Data Acquisition).
- Προσωπικό ηλεκτρονικό υπολογιστή με το πρόγραμμα LabVIEW και το πρόγραμμα οδήγησης του αντιστροφέα

Το διάγραμμα βαθμίδων της διάταξης που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο Σχήμα 3.29:



Σχήμα 3.29: Διάγραμμα βαθμίδων της διάταξης μετρήσεων

Η διάταξη αποτελείται από την συσκευή Epstein, έναν τροφοδοτικό PWM και έναν Ηλεκτρονικό υπολογιστή με την κάρτα δειγματοληψίας όπου οι μετρήσεις συλλέγονται και αποθηκεύονται για την μετεπεξεργασία τους. Οι μετρήσεις γίνονται με την βοήθεια των αισθητηρίων που περιγράφηκαν στις προηγούμενες παραγράφους.

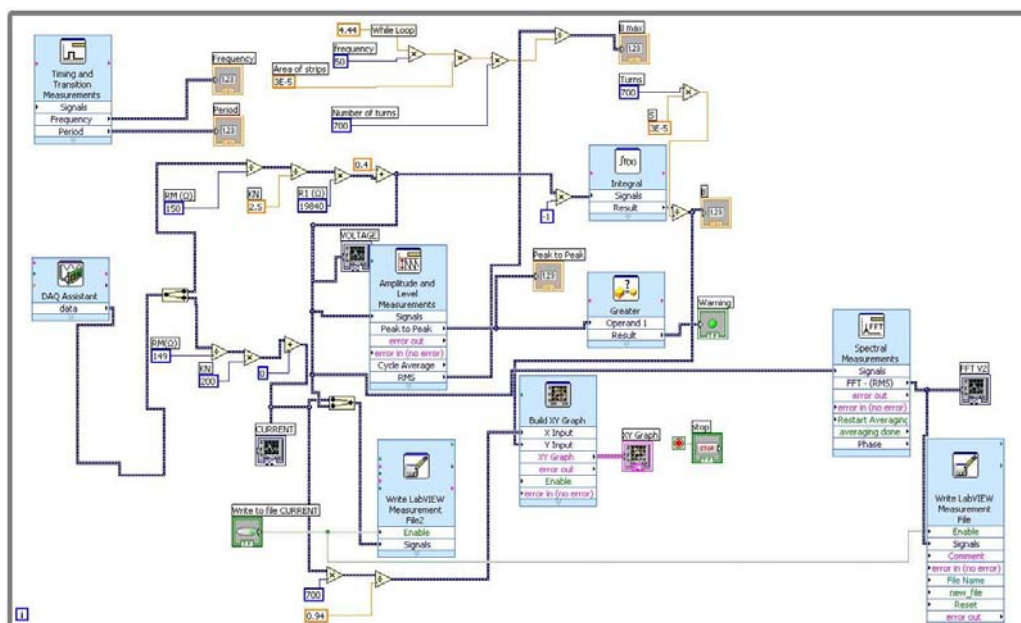


Σχήμα 3.30: Τροφοδοτικό PWM

Εκτός από το λογισμικό Labview που είναι απαραίτητο για την λήψη των μετρήσεων χρησιμοποιήθηκε και λογισμικό σε γλώσσα Visual Basic για τον έλεγχο και την αλλαγή των παραμέτρων του αντιστροφέα. Για τις μετρήσεις των σιδηρομαγνητικών ελασμάτων με τροφοδοσία PWM κατασκευάστηκε ένα επιπλέον εικονικό όργανο.

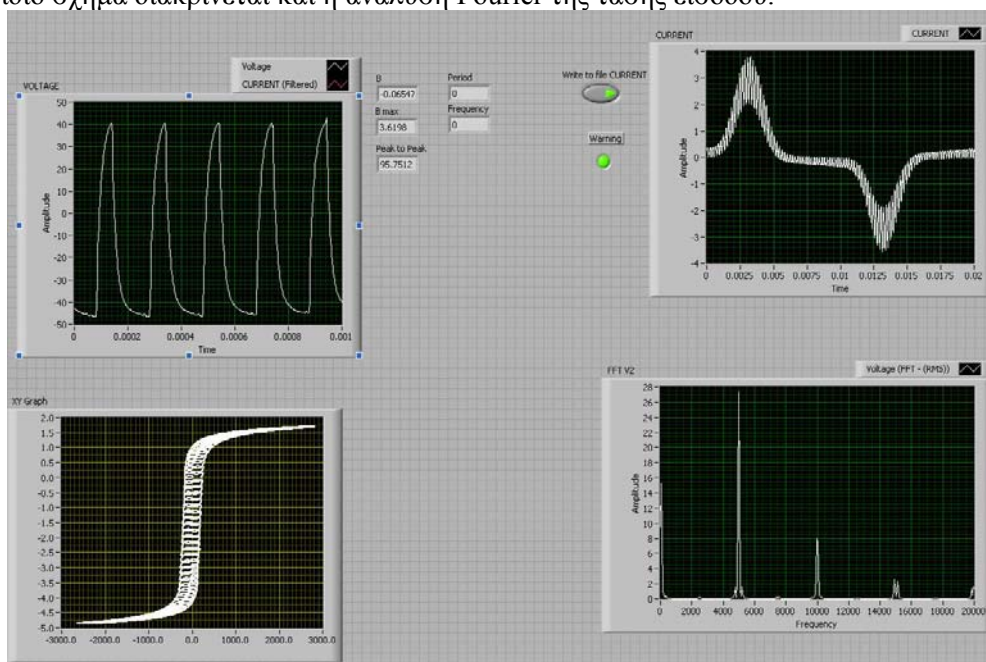
Στο εικονικό όργανο αυτό, σε πραγματικό χρόνο, λαμβάνονται οι στιγμιαίες τιμές του ρεύματος μαγνήτισης και της τάσης που εφαρμόζεται στο πρωτεύον τύλιγμα της διάταξης Epstein, υπολογίζεται η μέγιστη τιμή της επαγωγής B_{max} και οι τιμές αποθηκεύονται σε σειρά αρχείων κατόπιν επιλογής του χρήστη. Ταυτόχρονα απεικονίζεται ο βρόχος τάσεως-ρεύματος εισόδου ο οποίος είναι ανάλογος του βρόχου υστέρησης του μαγνητικού υλικού που εξετάζεται την στιγμή λήψης των μετρήσεων παρουσιάζοντας ταυτόχρονα την ανάλυση Fourier του σήματος.

Στο Σχήμα 3.31 φαίνεται το περιβάλλον εργασίας του LabVIEW για τη διαμόρφωση του εικονικού οργάνου καθώς και η δομή του.



Σχήμα 3.31: Διάγραμμα βαθμίδων εικονικού οργάνου

Στο σχήμα 3.32 φαίνονται οι απεικονίσεις των μεγεθών που μετρώνται όπως υλοποιούνται σε περιβάλλον LabVIEW όταν «εκτελείται» σε πραγματικό χρόνο (real time). Στο ίδιο σχήμα διακρίνεται και η ανάλυση Fourier της τάσης εισόδου.

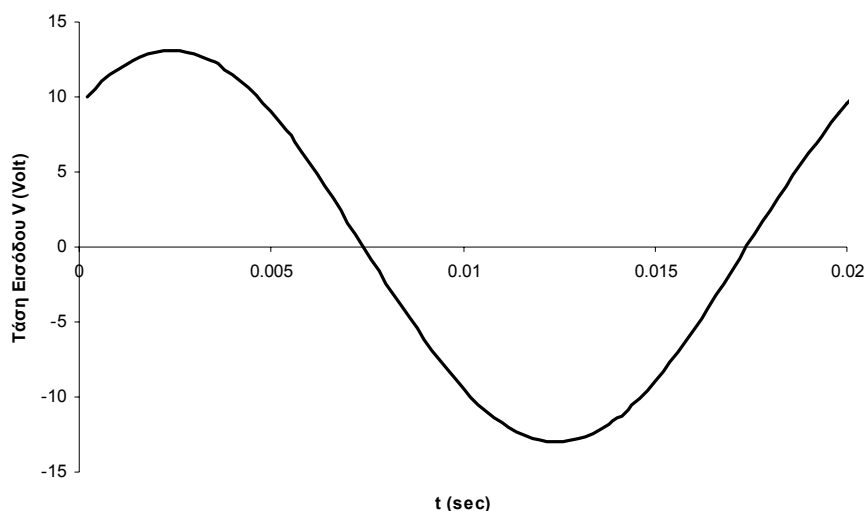


Σχήμα 3.32: Εικονίδιο εξόδου στην οθόνη Η/Υ εικονικού οργάνου

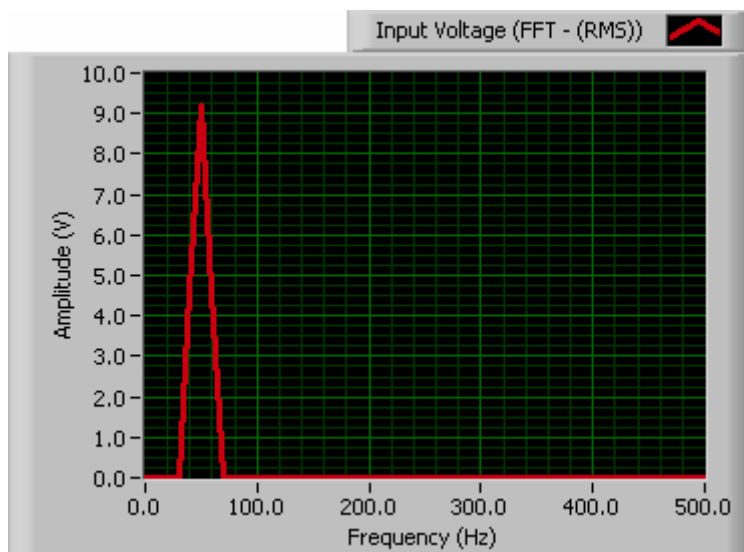
3.5 ΜΕΤΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΤΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ

Με το πρώτο εικονικό όργανο που περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο έγινε η καταγραφή της στιγμιαίας τιμής της τάσης και του ρεύματος. Οι μετρήσεις αυτές με κατάλληλη επεξεργασία μπορούν να αποτυπωθούν δίνοντας τις κυματομορφές των συγκεκριμένων μεγεθών καθώς και να υπολογιστούν οι απώλειες σιδήρου και να κατασκευαστούν οι βρόχοι υστέρησης των σιδηρομαγνητικών ελασμάτων που μελετώνται. Ο υπολογισμός των παραμέτρων, πραγματοποιείται με επεξεργασία των μετρήσεων με αριθμητικές τεχνικές. Η μετεπεξεργασία μπορεί να υλοποιηθεί σε εμπορικά πακέτα λογισμικού όπως το Excel, το Matlab και το LabVIEW. Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας η μετεπεξεργασία των μετρήσεων έγινε κυρίως στο Excel και στο Matlab.

Στο σχήμα 3.33 φαίνεται η χρονική μεταβολή της τάσης εισόδου στο πρωτεύον τύλιγμα της Epstein. Η ενεργός τιμή της τάσης εισόδου ποικίλει ανάλογα με το επίπεδο «φόρτισης» δηλαδή σε ποιο επίπεδο μαγνητικής επαγωγής θέλουμε να φτάσουμε. Η τάση εισόδου είναι ημιτονοειδής χωρίς παραμόρφωση κάτι που είναι αποδεκτό από το πρότυπο IEC 404-2 [3.4].

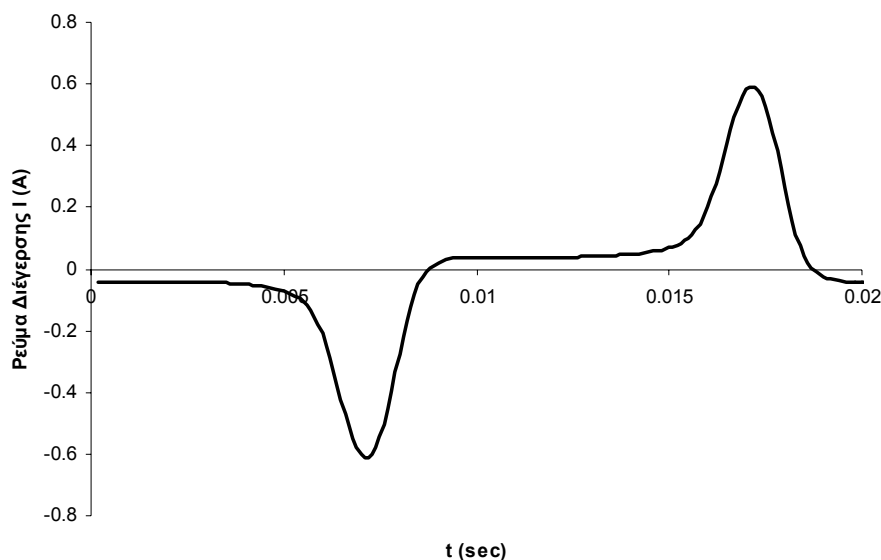


Σχήμα 3.33: Κυματομορφή τάσης εισόδου



Σχήμα 3.34: Ανάλυση Fourier τάσης εισόδου

Στο σχήμα 3.34 φαίνεται η ανάλυση Fourier της τάσης εισόδου όπως προκύπτει από την χρήση του εικονικού οργάνου Στο σχήμα 3.35 φαίνεται η χρονική μεταβολή του ρεύματος κενού φορτίου, όπου παρατηρούνται και οι έντονες αρμονικές του ρεύματος λόγω του κορεσμού. Η ολική αρμονική παραμόρφωση είναι ίση με 82,12%. Όλα τα γραφήματα προέκυψαν με την μετεπεξεργασία των μετρήσεων με τη βοήθεια του πρώτου εικονικού οργάνου και του προγράμματος Excel.



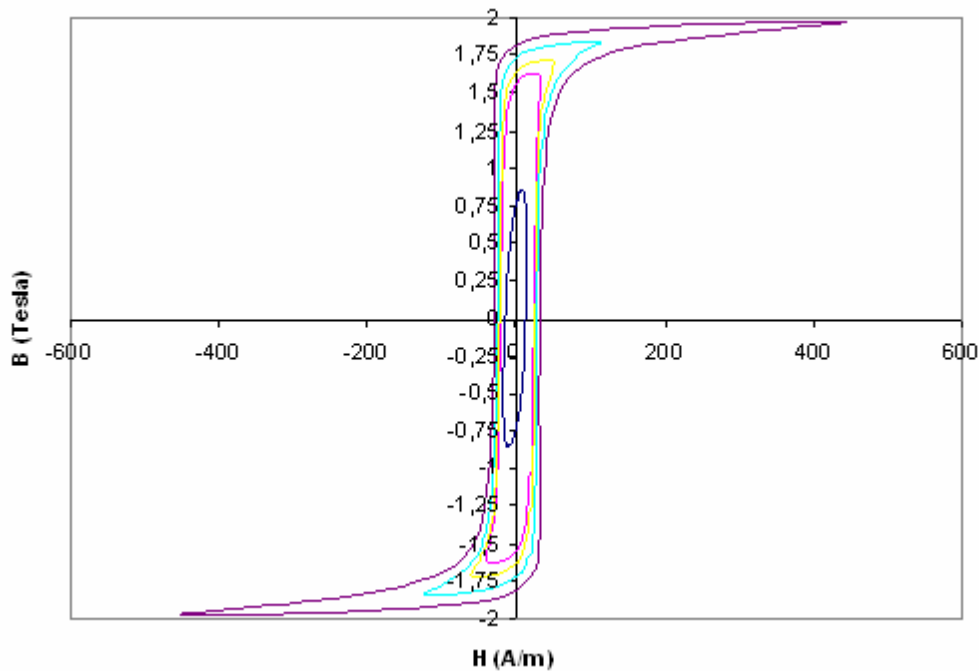
Σχήμα 3.35: Κυματομορφή ρεύματος εισόδου

Οι μετρήσεις έγιναν για τέσσερα είδη σιδηρομαγνητικών ελασμάτων και πιο συγκεκριμένα κατευθυνόμενων κόκκων (HiB, M4) και μη κατευθυνόμενων κόκκων (non oriented) μεγάλων και μικρών κόκκων. Στον Πίνακα 3.1 φαίνονται τα βάρη των σιδηρομαγνητικών λαμαρινών που χρησιμοποιήθηκαν.

ΥΛΙΚΑ	Αριθμός Δοκιμίων	Βάρος (gr)	Πάχος (mm)
Μη κατευθυνόμενων κόκκων (Non oriented large grain)	16	509	0.5
Μη κατευθυνόμενων κόκκων (Non oriented large grain)	4	127	0.5
Μη κατευθυνόμενων κόκκων (Non oriented large grain)	1	32	0.5
Κατευθυνόμενων κόκκων M4	16	273	0.27
Κατευθυνόμενων κόκκων M4	4	67	0.27
Κατευθυνόμενων κόκκων M4	1	15	0.27
Κατευθυνόμενων κόκκων HiB	16	270	0.27
Κατευθυνόμενων κόκκων HiB	4	66	0.27
Κατευθυνόμενων κόκκων HiB	1	16	0.27
Μη κατευθυνόμενων κόκκων Non oriented (small grain)	16	505	0.5
Μη κατευθυνόμενων κόκκων Non oriented (small grain)	4	123	0.5
Μη κατευθυνόμενων κόκκων Non oriented (small grain)	1	29	0.5
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.1 Βάρη σιδηρομαγνητικών υλικών			

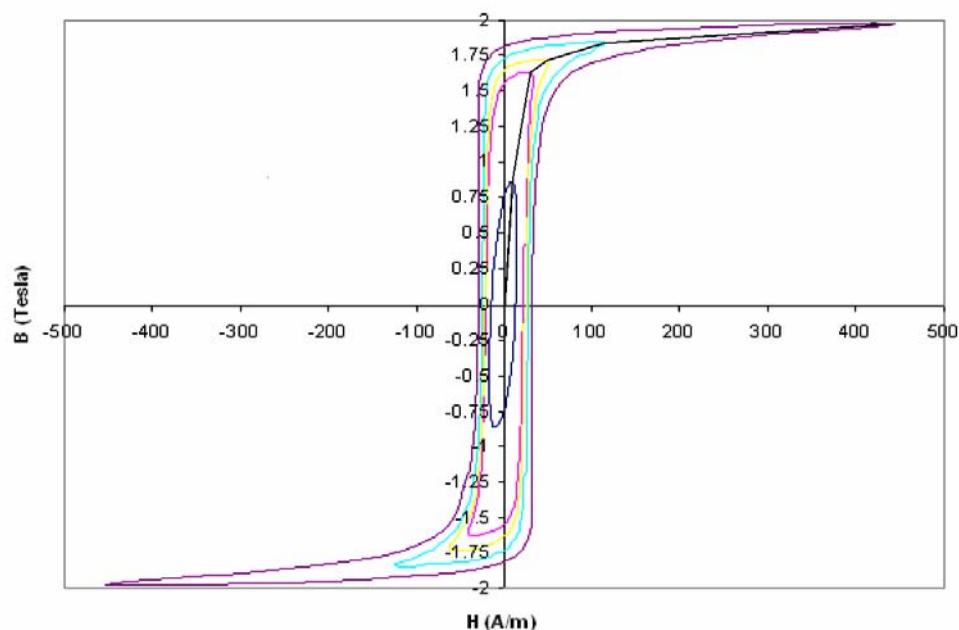
3.5.2. Ημιτονοειδής διέγερση

Η περαιτέρω επεξεργασία των μετρήσεων επέτρεψε την απεικόνιση των βρόχων υστέρησης του υλικού HiB 103H27 που εξετάστηκε για διάφορες φορτίσεις. Από τα αποτελέσματα των μετρήσεων κατασκευάστηκαν διαδοχικοί βρόχοι υστέρησης σε κοινό σύστημα συντεταγμένων που φαίνονται στο σχήμα 3.36. Οι μέγιστες μαγνητικές επαγωγές B είναι για τον κάθε βρόχο από τον εσωτερικό προς τον εξωτερικό οι ακόλουθες: 0,85T-1.63T-1.72T-1.83T-1.97T.



Σχήμα 3.36: Βρόχοι υστέρησης υλικού Hi B 103H27 που μετρήθηκαν στην διάταξη Epstein του εργαστηρίου

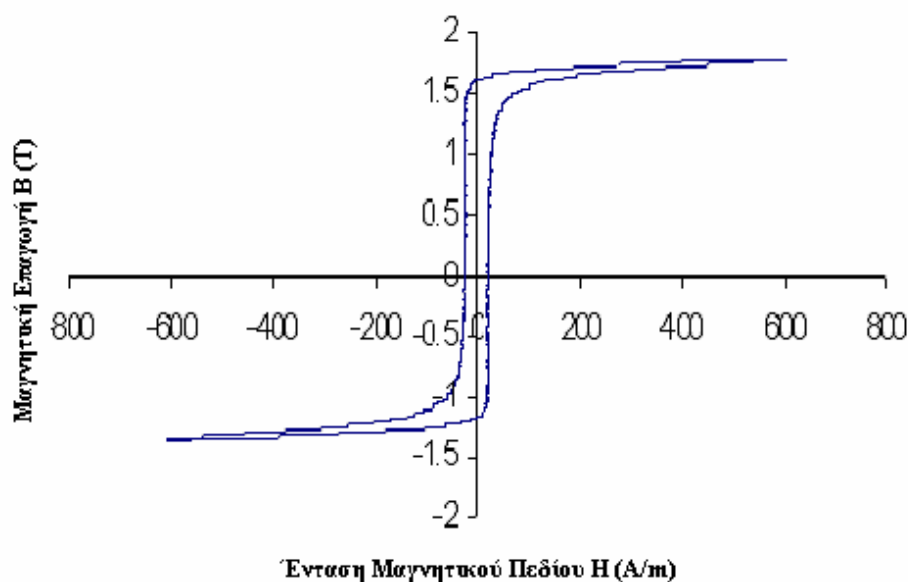
Παρατηρούμε ότι όταν το υλικό οδηγείται σε έντονο κορεσμό (εξωτερικός βρόχος υστέρησης με επαγωγή που προσεγγίζει τα 2 Tesla) οι απώλειες σιδήρου αυξάνονται σημαντικά (αντίστοιχη επιφάνεια βρόχου υστέρησης).



Σχήμα 3.37: Καμπύλη Μαγνήτισης

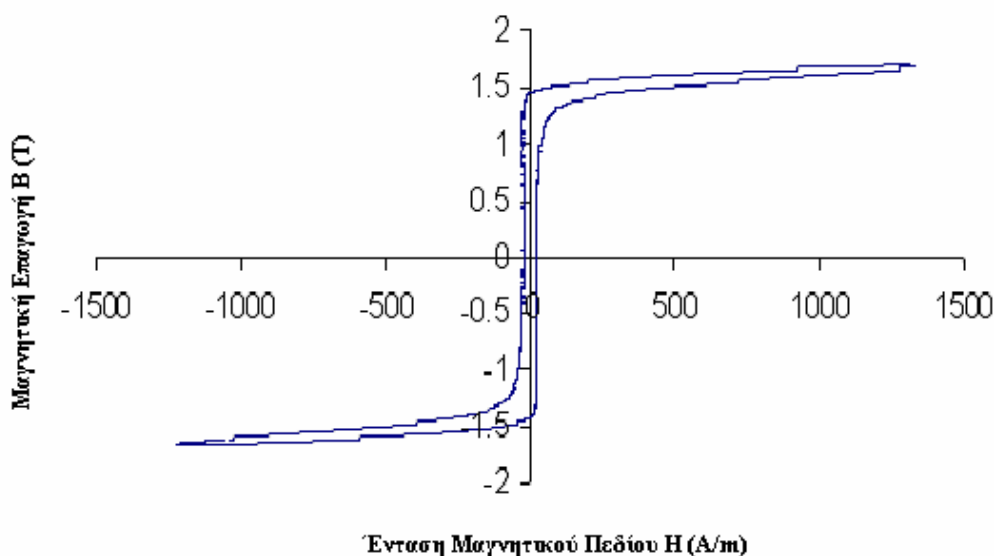
Η σύνδεση των κορυφών των βρόχων (δηλαδή τα σημεία με μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής) αποτελούν την καμπύλη μαγνήτισης του υλικού την οποία χρησιμοποιούμε για την μακροσκοπική αναπαράσταση των σιδηρομαγνητικών υλικών, η οποία συμπίπτει με την αρχική καμπύλη μαγνήτισης. Αυτή η καμπύλη φαίνεται στο Σχήμα 3.37

Επίσης έγιναν μετρήσεις για την ίδια μαγνητική λαμαρίνα σε διαφορετικές φορτίσεις B και για διαφορετικές συχνότητες τροφοδοσίας από 100Hz μέχρι 500Hz των οποίων τα αποτελέσματα παρατίθενται παρακάτω.



Σχήμα 3.38: Βρόχος υστέρησης σε συχνότητα 50 Hz

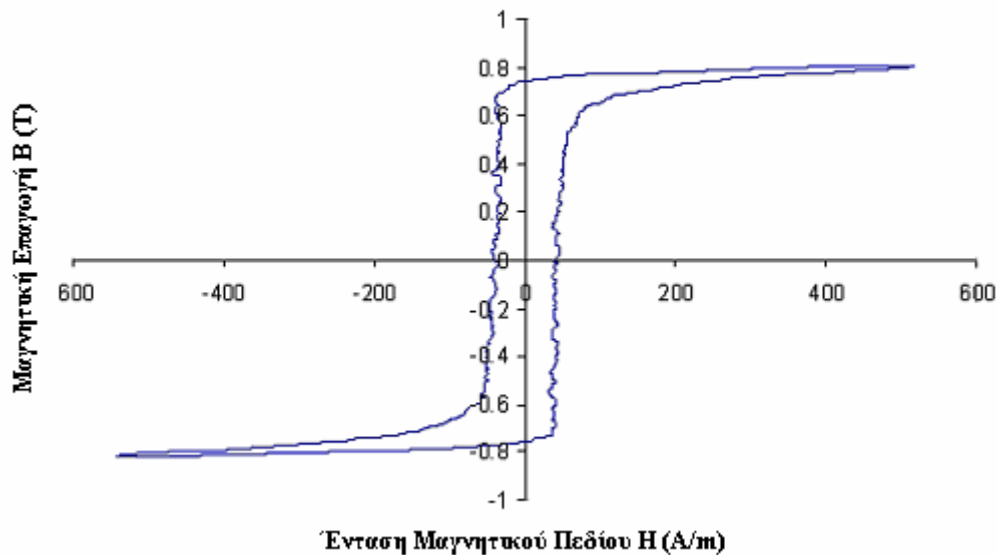
Στο Σχήμα 3.38.παρουσιάζεται ο βρόχος υστέρησης για υλικό HiB μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.6T και συχνότητας 50 Hz



Σχήμα 3.39: Βρόχος υστέρησης σε συχνότητα 50 Hz

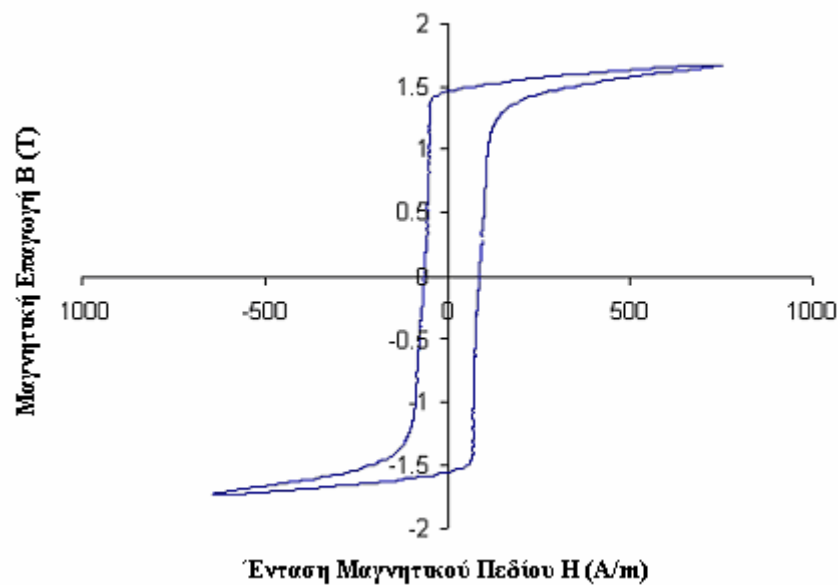
Στο Σχήμα 3.39 παρουσιάζεται ο βρόχος υστέρησης για υλικό HiB μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.7T και συχνότητας 50 Hz

Στο Σχήμα 3.40 παρουσιάζεται ο βρόχος υστέρησης για υλικό HiB μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 0.8T και συχνότητας 250 Hz



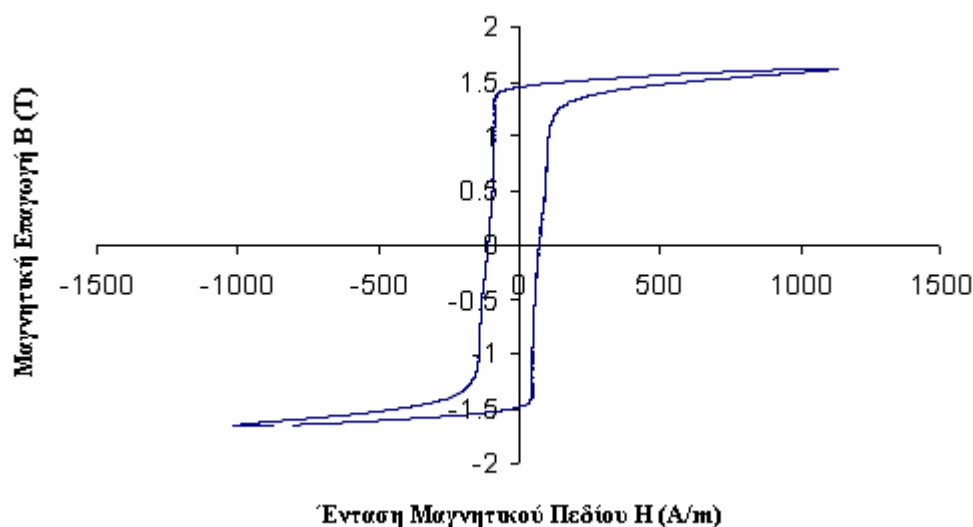
Σχήμα 3.40: Βρόχος υστέρησης σε συχνότητα 250 Hz

Στο Σχήμα 3.41 παρουσιάζεται ο βρόχος υστέρησης για υλικό HiB μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.7T και συχνότητας 400 Hz



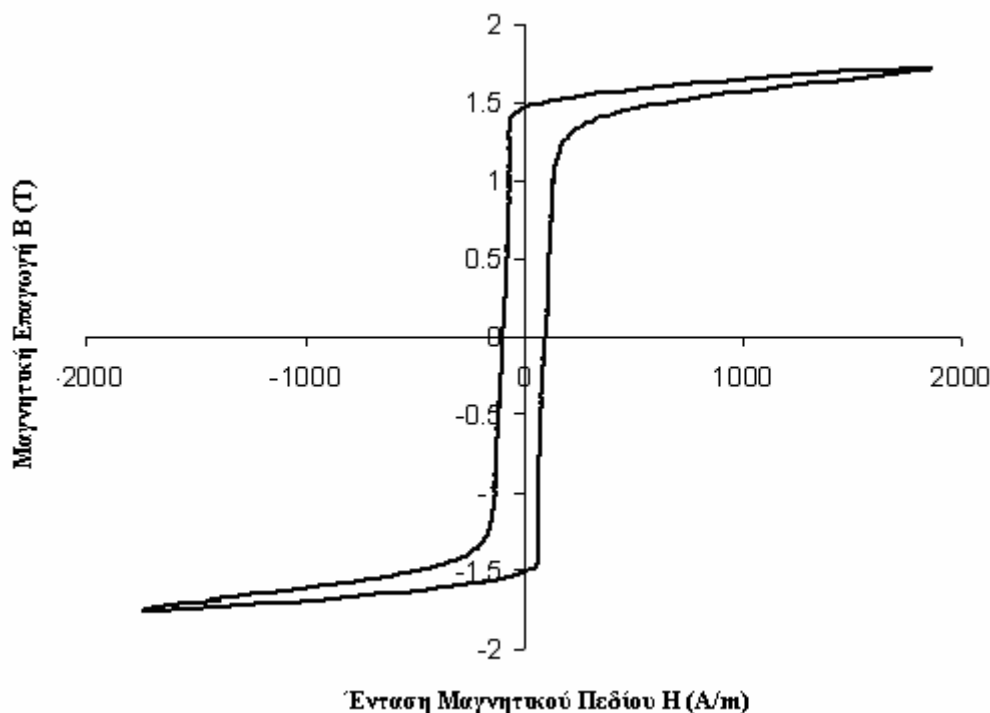
Σχήμα 3.41: Βρόχος υστέρησης σε συχνότητα 400 Hz

Στο Σχήμα 3.42 παρουσιάζεται ο βρόχος υστέρησης για υλικό HiB μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.7T και συχνότητας 500 Hz



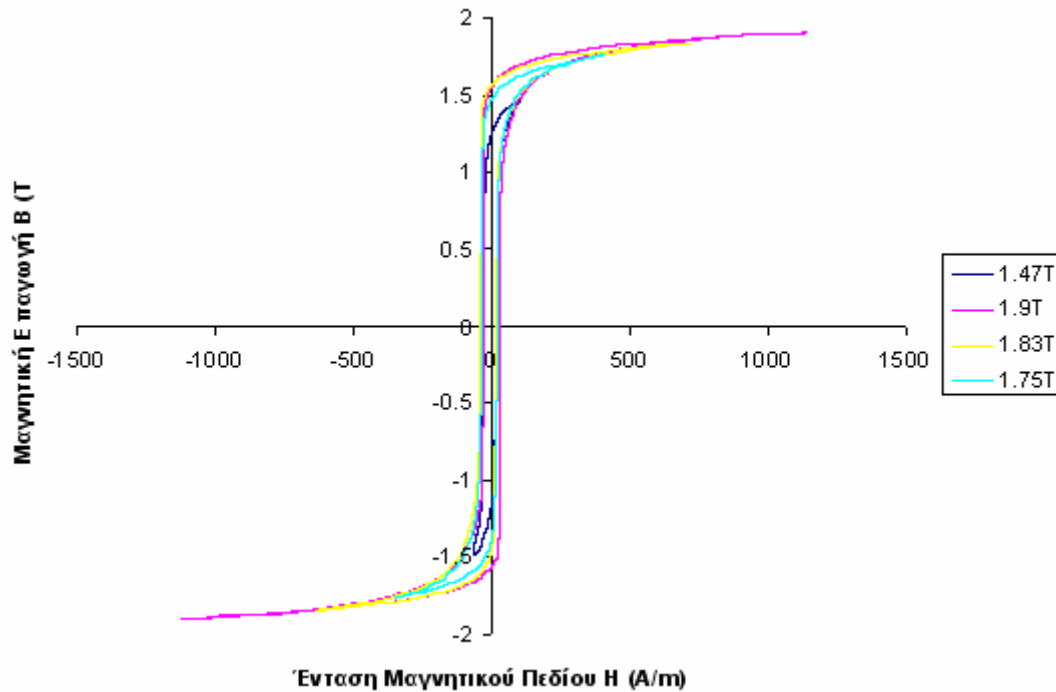
Σχήμα 3.42: Βρόχος υστέρησης σε συχνότητα 500 Hz

Στο Σχήμα 3.43 παρουσιάζεται ο βρόχος υστέρησης για υλικό HiB μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.8T και συχνότητας 500 Hz



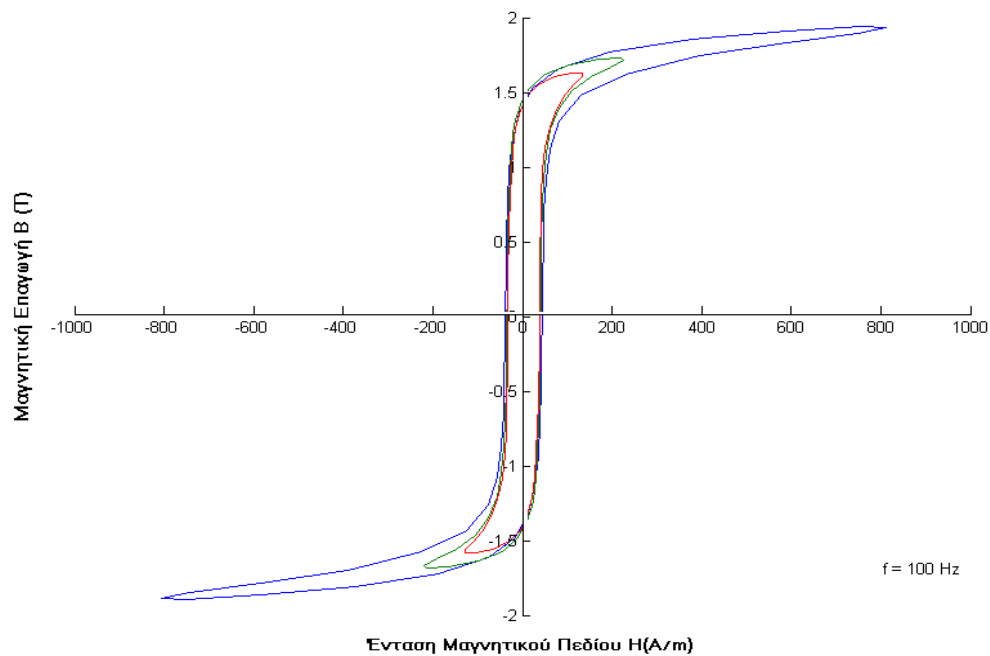
Σχήμα 3.43: Βρόχος υστέρησης σε συχνότητα 500 Hz

Στο Σχήμα 3.44 απεικονίζονται βρόχοι υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων M4 Η τροφοδοσία είναι ημιτονοειδής εναλλασσόμενη τάση συχνότητας 50Hz και παρουσιάζονται βρόχοι για διαφορετικά επίπεδα μαγνητικής επαγωγής (1,47T, 1,75T, 1,83T, 1,9T)



Σχήμα 3.44: Βρόχοι υστέρησης M4 συχνότητας 50Hz

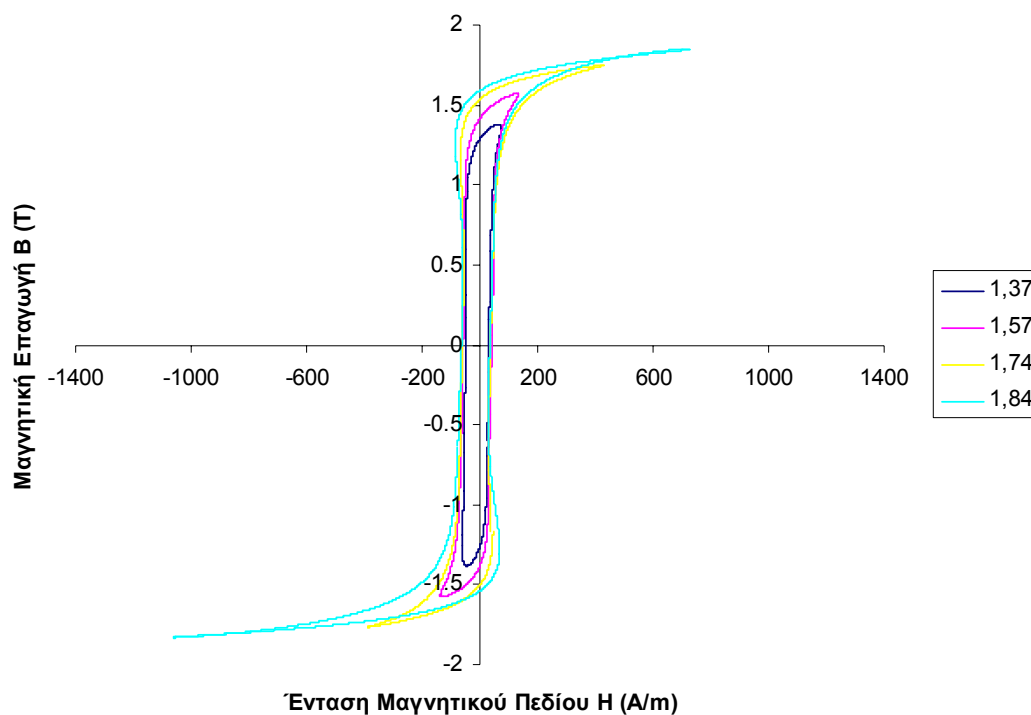
Στο Σχήμα 3.45 απεικονίζονται βρόχοι υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων M4 Η τροφοδοσία είναι ημιτονοειδής εναλλασσόμενη τάση συχνότητας 100 Hz και παρουσιάζονται βρόχοι για διαφορετικά επίπεδα μαγνητικής επαγωγής.



Σχήμα 3.45: Βρόχοι υστέρησης μαγνητικής λαμαρίνας M4 σε συχνότητα 100 Hz

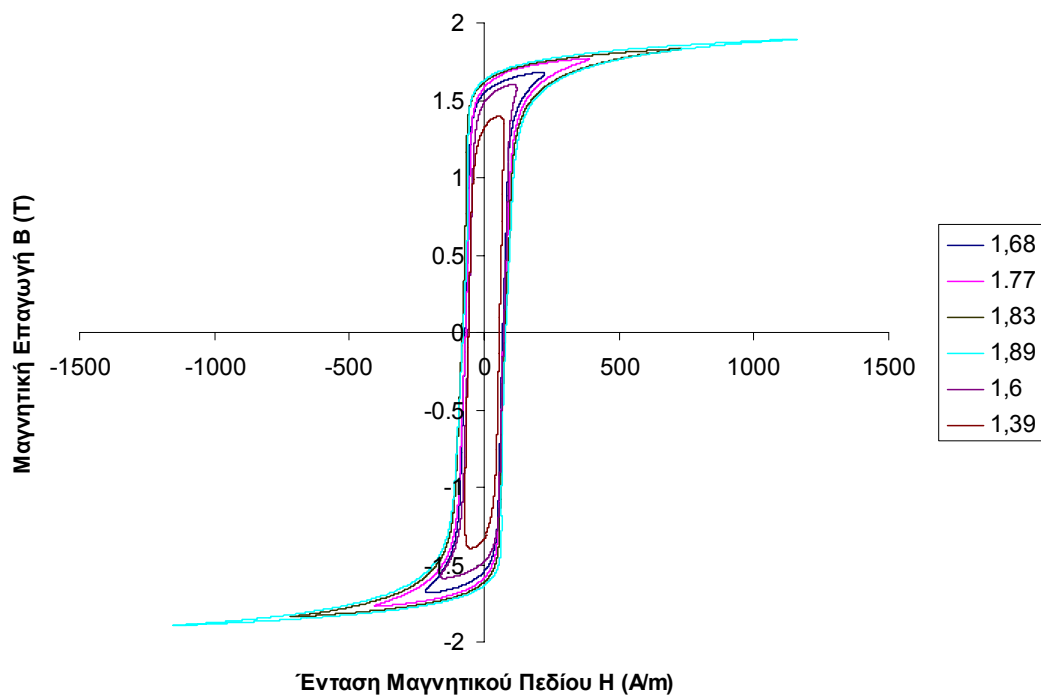
Στο Σχήμα 3.46 απεικονίζονται βρόχοι υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων M4 Η τροφοδοσία είναι ημιτονοειδής εναλλασσόμενη τάση

συχνότητας 150 Hz και παρουσιάζονται βρόχοι για διαφορετικά επίπεδα μαγνητικής επαγωγής (1,37T, 1,57T, 1,74T, 1,84T).



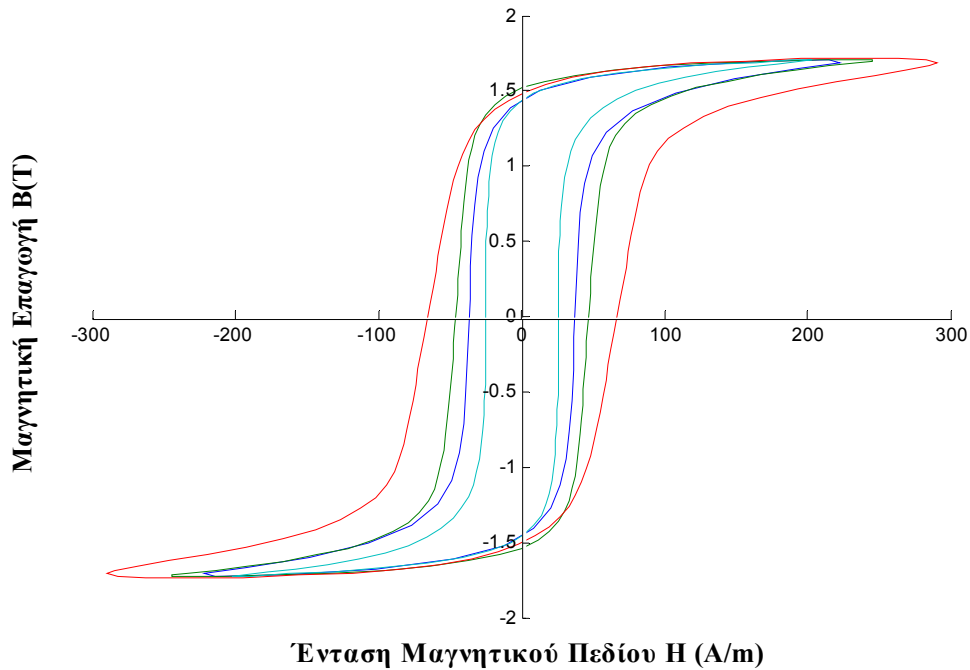
Σχήμα 3.46: Βρόχοι υστέρησης M4 σε συχνότητα 150 Hz

Στο Σχήμα 3.47 απεικονίζονται βρόχοι υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων M4 Η τροφοδοσία είναι ημιτονοειδής εναλλασσόμενη τάση συχνότητας 250 Hz και παρουσιάζονται βρόχοι για διαφορετικά επίπεδα μαγνητικής επαγωγής (1,39T, 1,6T, 1,68T, 1,77T, 1,83T, 1,89T).

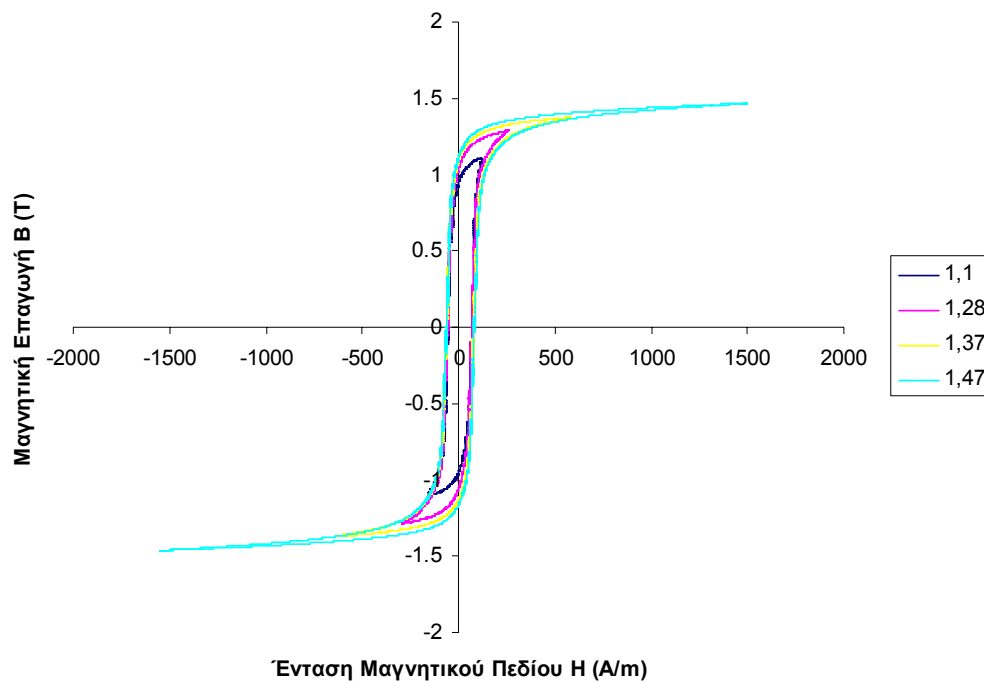


Σχήμα 3.47: Βρόχοι υστέρησης M4 σε συχνότητα 250 Hz

Στο Σχήμα 3.48 απεικονίζονται βρόχοι υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων M4. Οι τέσσερις βρόχοι που παρουσιάζονται αφορούν διαφορετικές συχνότητες του ίδιου υλικού με περίπου ίδια τιμή μαγνητικής επαγωγής. Είναι φανερό πως αυξάνεται η επιφάνεια του βρόχου με την αύξηση της συχνότητας. Οι βρόχοι από μέσα προς τα έξω είναι για συχνότητες 50, 100, 150 και 250Hz.



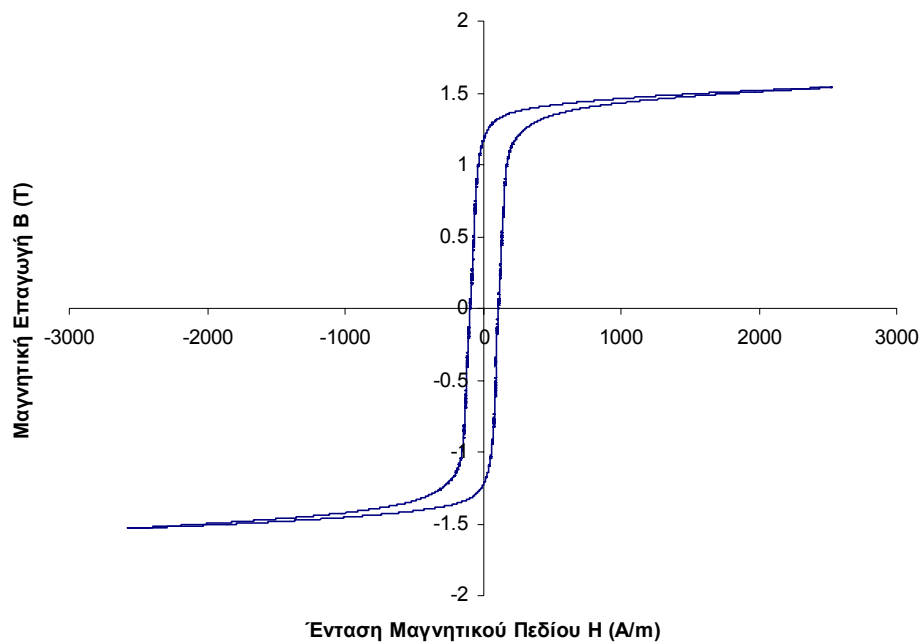
Σχήμα 3.48: Βρόχοι υστέρησης M4 για συχνότητες 50-100-150-250Hz



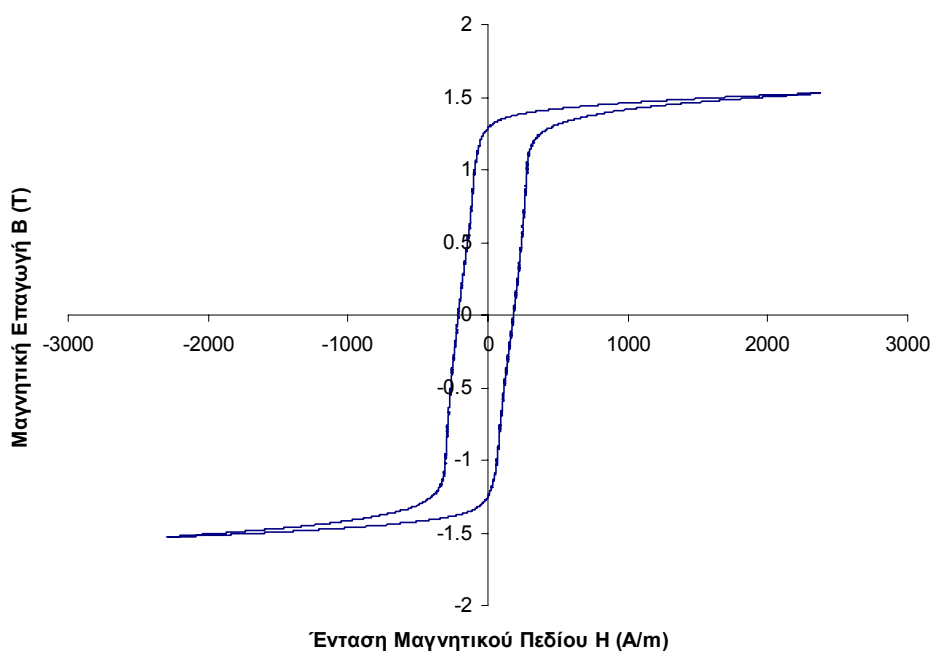
Σχήμα 3.49: Βρόχοι υστέρησης σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη κατευθυνόμενων κόκκων σε συχνότητα 50 Hz

Στο Σχήμα 3.49 απεικονίζονται βρόχοι υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων (Non oriented Small grain). Η τροφοδοσία είναι ημιτονοειδής εναλλασσόμενη τάση συχνότητας 50Hz και παρουσιάζονται βρόχοι για διαφορετικά επίπεδα μαγνητικής επαγωγής (1,1T, 1,28T, 1,37T, 1,47T)

Στο Σχήμα 3.50 απεικονίζονται βρόχοι υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων. Η τροφοδοσία είναι ημιτονοειδής εναλλασσόμενη τάση συχνότητας 100 Hz και μέγιστης 1,6T.



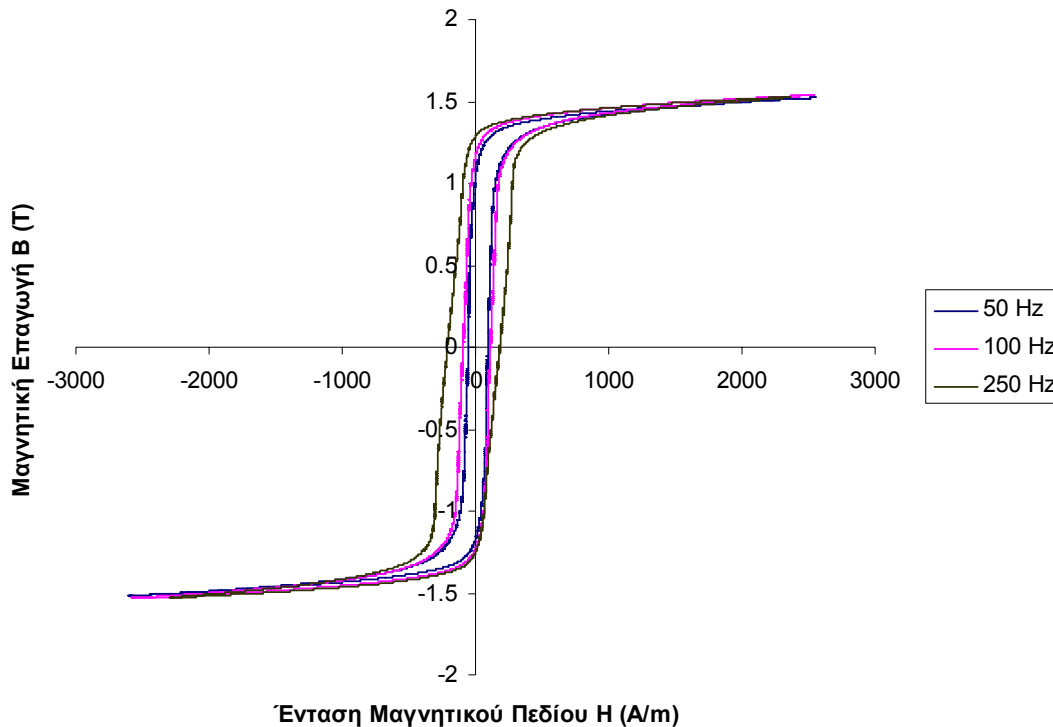
Σχήμα 3.50: Βρόχος υστέρησης συχνότητας 100Hz



Σχήμα 3.51: Βρόχος υστέρησης σε συχνότητα 250 Hz

Στο Σχήμα 3.51 απεικονίζονται βρόχοι υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων. Η τροφοδοσία είναι ημιτονοειδής εναλλασσόμενη τάση συχνότητας 250 Hz και μέγιστης 1,6T

Στο Σχήμα 3.52 απεικονίζονται βρόχοι υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων. Οι τρεις βρόχοι που παρουσιάζονται αφορούν διαφορετικές συχνότητες του ίδιου υλικού με περίπου ίδια τιμή μαγνητικής επαγωγής. Παρατηρούμε και εδώ την αύξηση της επιφάνειας με τη συχνότητα. Οι βρόχοι από μέσα προς τα έξω είναι για συχνότητες 50, 100 και 250Hz.

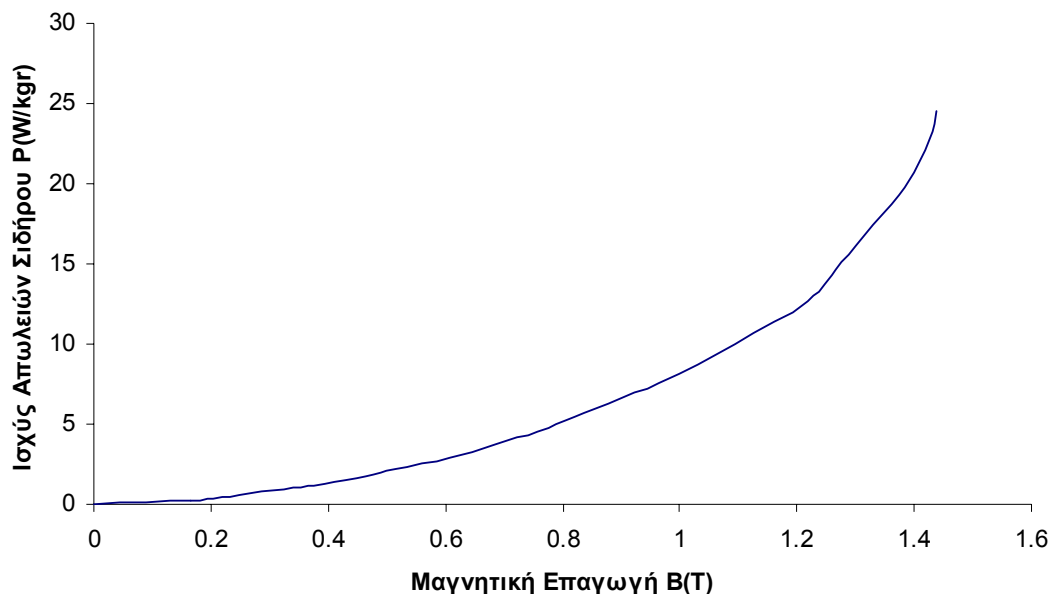


Σχήμα 3.52: Βρόχοι υστέρησης για συχνότητες 50-100-250 Hz

Όπως προαναφέρθηκε στην παρούσα διατριβή ελήφθησαν μετρήσεις για τέσσερα διαφορετικά υλικά προσανατολισμένων και μη προσανατολισμένων κόκκων. Υπολογίστηκαν οι απώλειες και τα αποτελέσματα παρατίθενται παρακάτω.

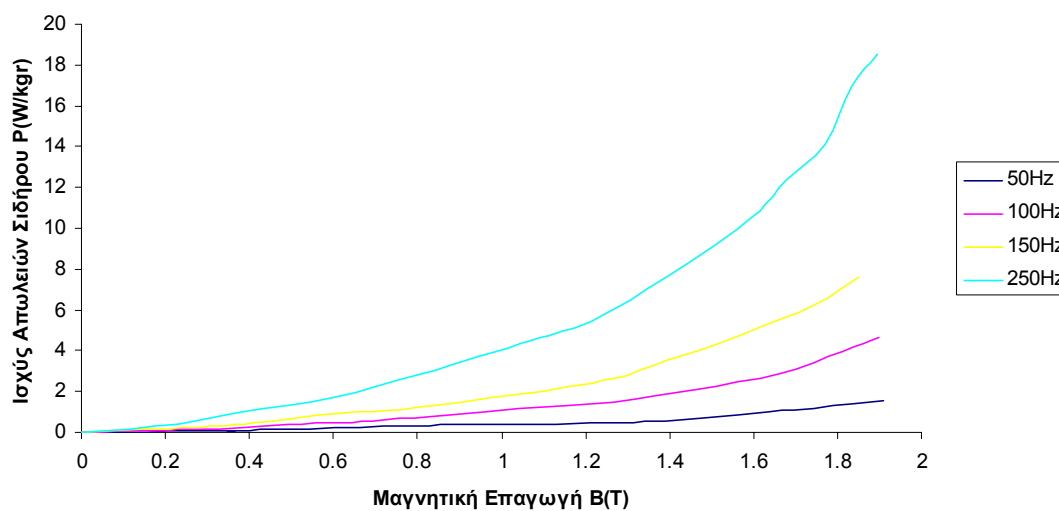
3.5.3. Απώλειες σιδήρου με ημιτονοειδή διέγερση

Στο Σχήμα 3.53 απεικονίζεται η συνάρτηση απωλειών σιδήρου συναρτήσει της μαγνητικής επαγωγής. Η ισχύς εκφράζεται σε W/kgf όπως και στα υπόλοιπα διαγράμματα προκειμένου αφενός να είναι εύκολος ο υπολογισμός απωλειών γνωρίζοντας το βάρος του υλικού και αφετέρου να είναι συγκρίσιμες οι απώλειες μεταξύ των διαφόρων υλικών που μελετώνται. Στο συγκεκριμένο σχήμα απεικονίζεται η καμπύλη απωλειών για υλικό μη προσανατολισμένων κόκκων που τροφοδοτείται από ημιτονοειδή διέγερση συχνότητας 50Hz.



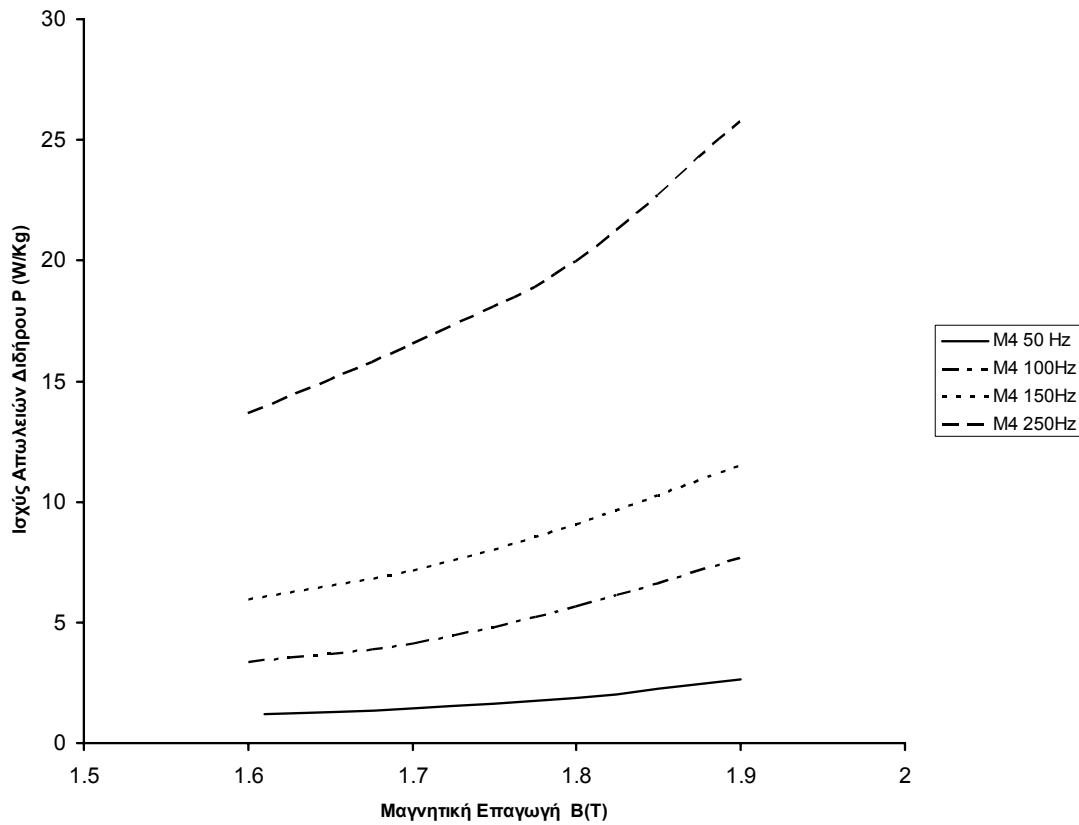
Σχήμα 3.53: Απώλειες σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων (μικρών κόκκων) με ημιτονοειδή διέγερση συχνότητας 50 Hz

Στο Σχήμα 3.54 απεικονίζονται οι απώλειες σιδήρου για ημιτονοειδή διέγερση και διαφορετικές συχνότητες 50, 100, 150, 250Hz για υλικό προσανατολισμένων κόκκων HiB. Παρατηρούμε την αύξηση των απωλειών με την αύξηση της συχνότητας που είναι αντίστοιχη της αύξησης του βρόχου υστέρησης που παρατηρήσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο.



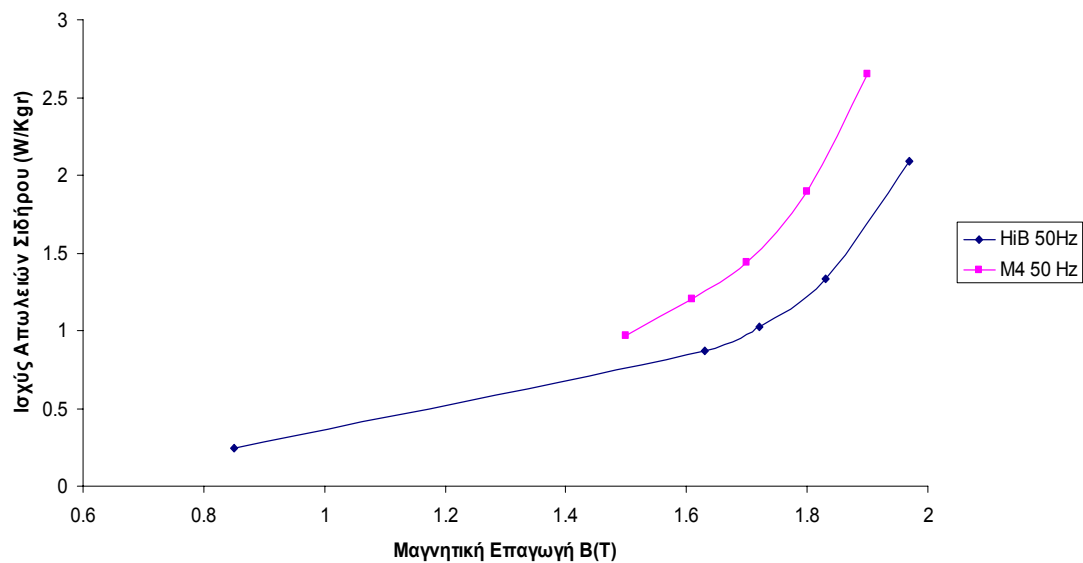
Σχήμα 3.54: Σύγκριση απωλειών σιδηρομαγνητικών ελασμάτων προσανατολισμένων κόκκων HiB για ημιτονοειδή διέγερση για συχνότητες 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz, 250 Hz.

Στο Σχήμα 3.55 απεικονίζονται οι απώλειες σιδήρου για ημιτονοειδή διέγερση και διαφορετικές συχνότητες 50, 100, 150, 250Hz για υλικό προσανατολισμένων κόκκων M4.



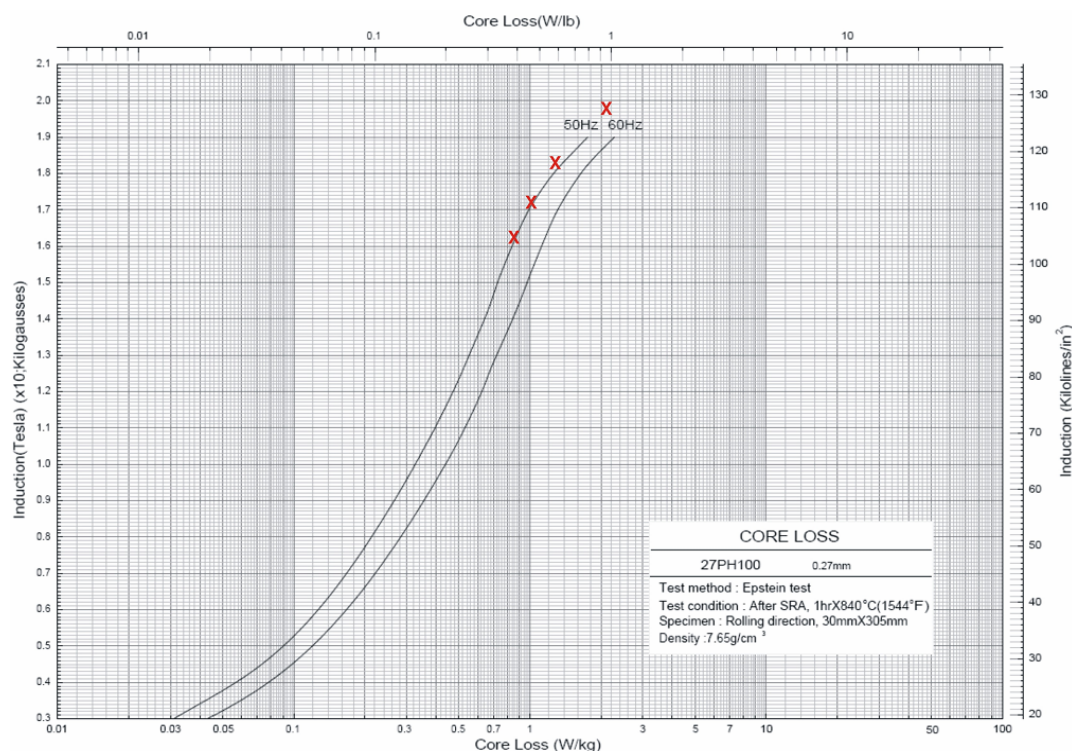
Σχήμα 3.55: Σύγκριση απωλειών σιδηρομαγνητικών λαμαρίνων προσανατολισμένων κόκκων τύπου M4 για ημιτονοειδή διέγερση για συχνότητες 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz, 250 Hz.

Στο Σχήμα 3.56 συγκρίνονται οι απώλειες σιδήρου για ημιτονοειδή διέγερση συχνότητας 50 Hz για υλικά προσανατολισμένων κόκκων HiB και M4.



Σχήμα 3.56: Σύγκριση απωλειών σιδηρομαγνητικών ελασμάτων προσανατολισμένων κόκκων HiB και M4 για ημιτονοειδή διέγερση συχνότητας 50Hz

Στο Σχήμα 3.57 συγκρίνονται οι απώλειες σιδήρου για ημιτονοειδή διέγερση και συχνότητας 50 Hz για υλικό προσανατολισμένων κόκκων HiB με τις απώλειες που δίνει ο κατασκευαστής του υλικού αποδεικνύοντας την αξιοπιστία της μετρητικής διάταξης που αναπτύχθηκε. Με ένδειξη X αποτυπώνονται οι τιμές των απωλειών που μετρήθηκαν με την προαναφερόμενη διάταξη.

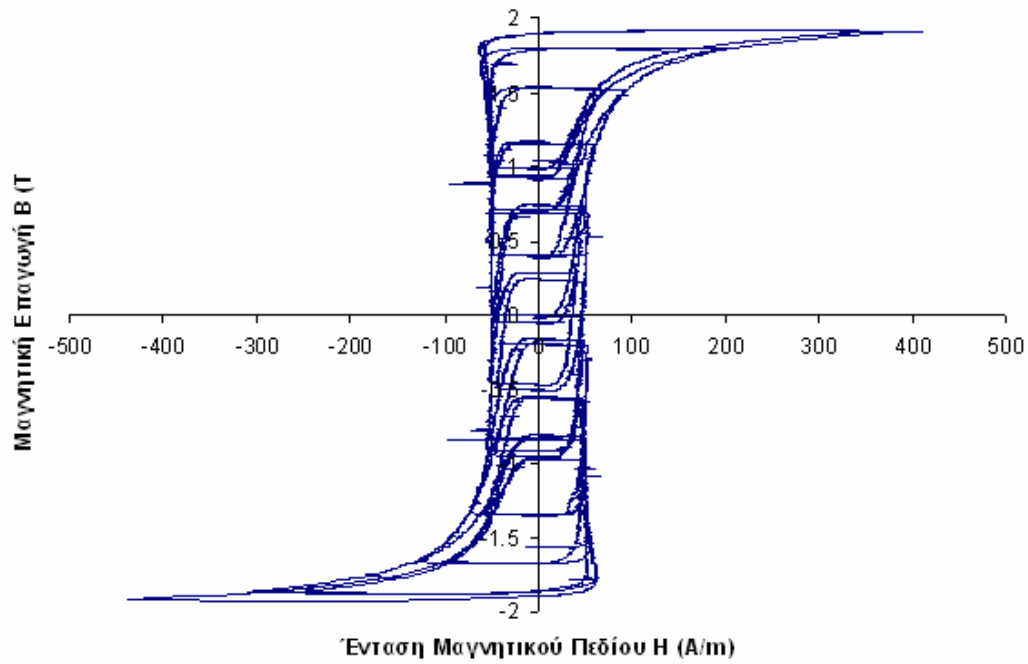


Σχήμα 3.57: Σύγκριση πειραματικών αποτελεσμάτων απωλειών με την χαρακτηριστική του κατασκευαστή για το σιδηρομαγνητικό υλικό τύπου Hi B 103H27

3.5.4. Διέγερση με διαμόρφωση εύρους παλμών(PWM)

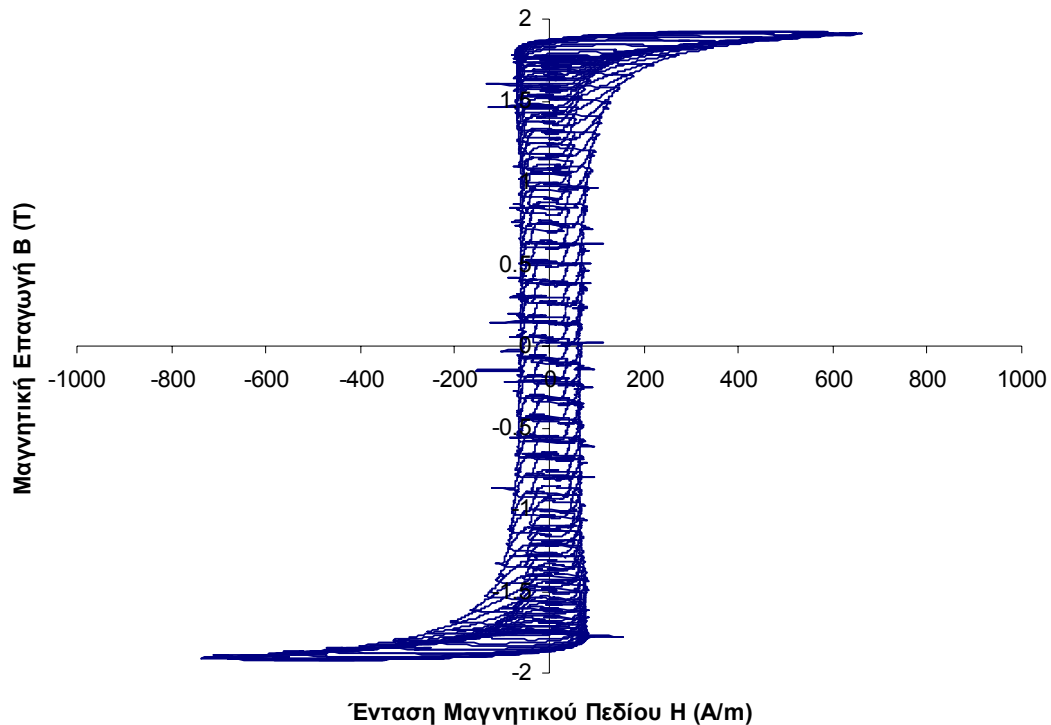
Πέραν των μετρήσεων που έγιναν για ημιτονοειδή διέγερση πραγματοποιήθηκαν και μετρήσεις με PWM τροφοδοσία μερικές από τις οποίες παρατίθενται στα παρακάτω σχήματα.

Στο Σχήμα 3.58 φαίνεται ο βρόχος υστέρησης για μέγιστη μαγνητική επαγωγή $B=1.93\text{T}$ θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 1 kHz



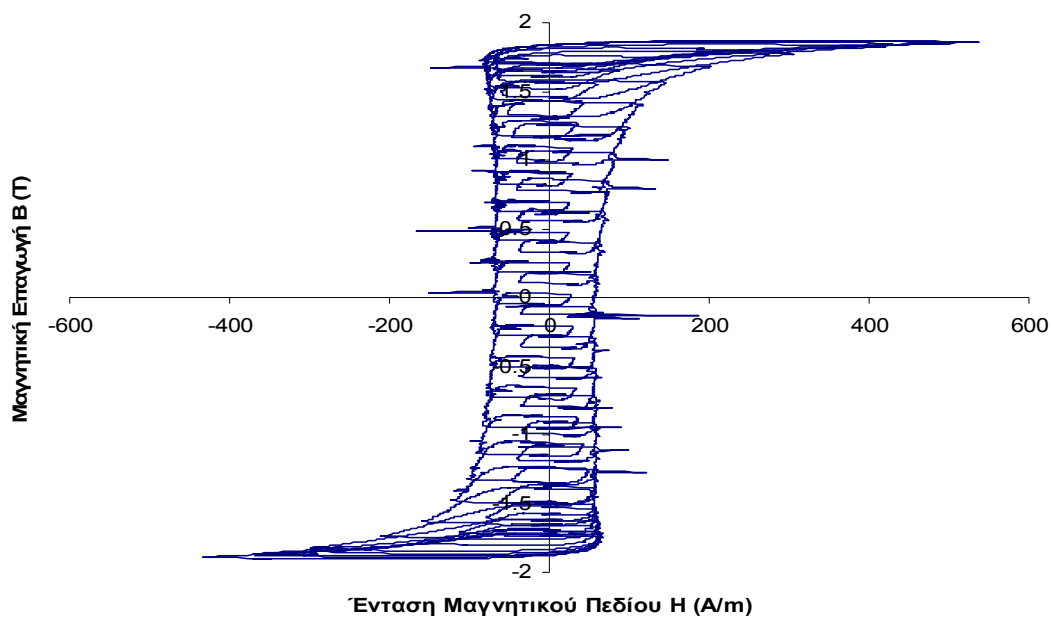
Σχήμα 3.58: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 1 kHz

Στο Σχήμα 3.59 φαίνεται ο βρόχος υστέρησης για μέγιστη μαγνητική επαγωγή $B=1.93\text{ T}$ θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 5 kHz



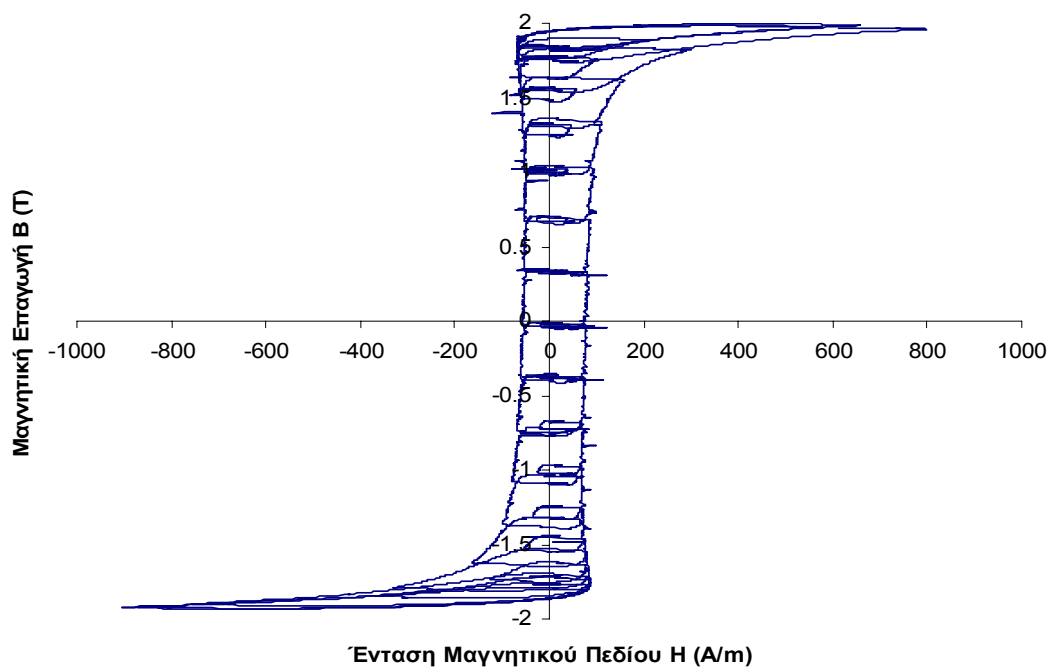
Σχήμα 3.59: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 5 kHz

Στο Σχήμα 3.60 φαίνεται ο βρόχος υστέρησης για μέγιστη μαγνητική επαγωγή $B=1.87\text{ T}$ θεμελιώδους συχνότητας 100 Hz και διακοπτικής συχνότητας 5 kHz



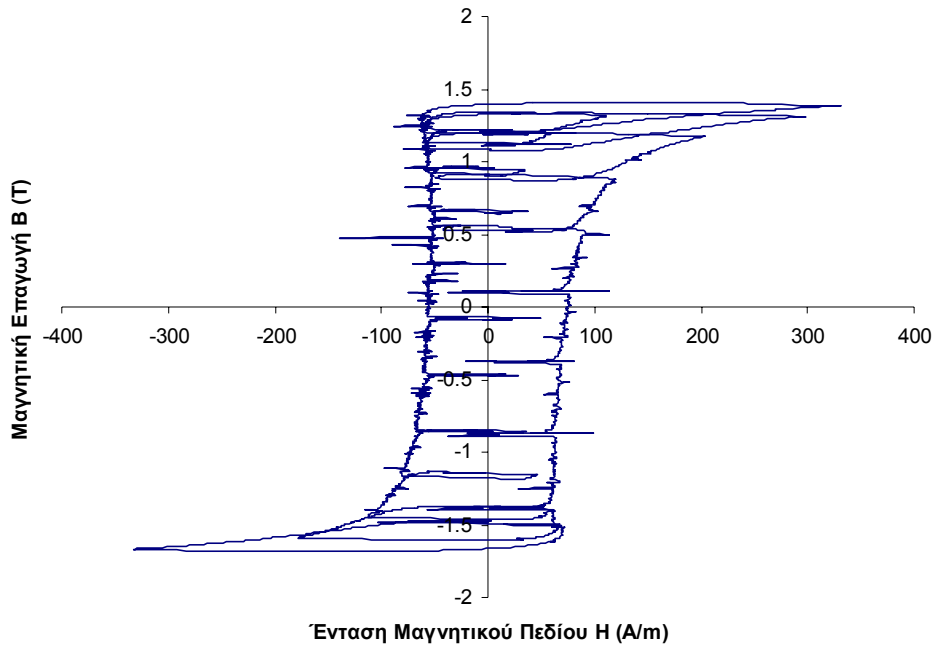
Σχήμα 3.60: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 100 Hz και διακοπτικής συχνότητας 5 kHz

Στο Σχήμα 3.61 φαίνεται ο βρόχος υστέρησης για μέγιστη μαγνητική επαγωγή $B=1.99\text{T}$ θεμελιώδους συχνότητας 150 Hz και διακοπτικής συχνότητας 1kHz



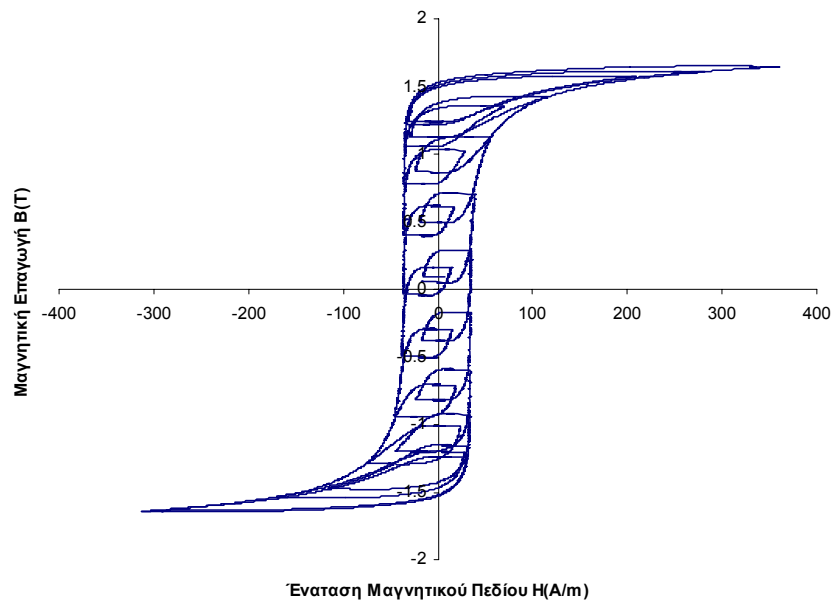
Σχήμα 3.61: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 150 Hz και διακοπτικής 1 kHz

Στο Σχήμα 3.62 φαίνεται ο βρόχος υστέρησης για μέγιστη μαγνητική επαγωγή $B=1.45\text{T}$ θεμελιώδους συχνότητας 250 Hz και διακοπτικής συχνότητας 1 kHz



Σχήμα 3.62: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 250 Hz και διακοπτικής σε συχνότητας 1 kHz

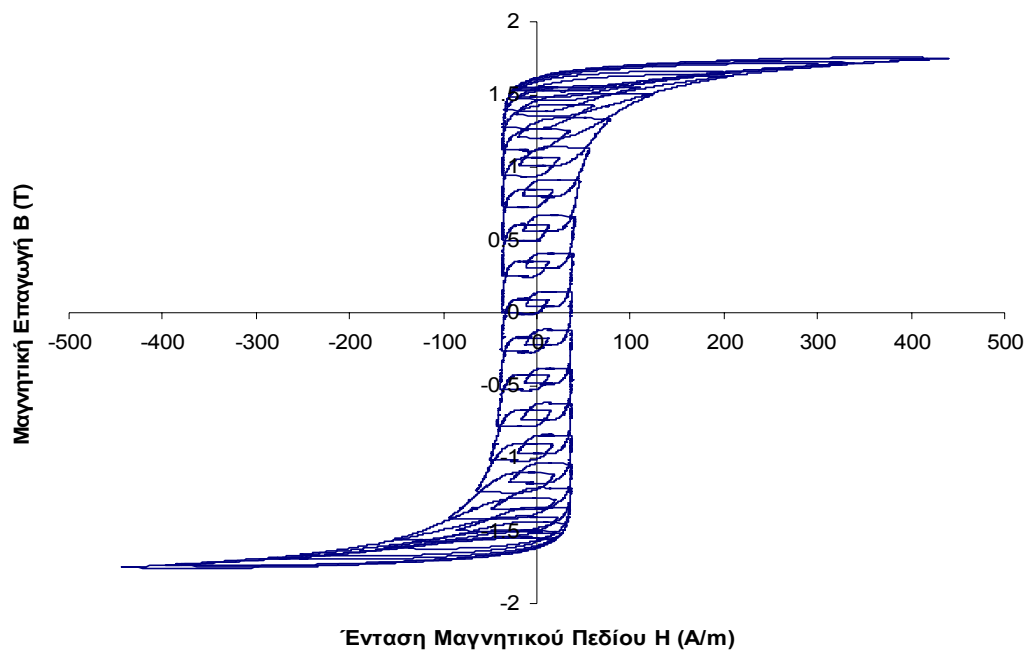
Παρατηρούμε κατά την διέγερση PWM την εμφάνιση ελασσόνων βρόχων οι οποίοι είναι εγγεγραμμένοι στον κύριο βρόχο υστέρησης. Οι ελάσσονες βρόχοι είναι τόσο περισσότεροι όσο αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα. Επίσης παρατηρούμε την αύξηση της επιφάνειας του βρόχου σε σχέση με την αντίστοιχη φόρτιση για ημιτονοειδή διέγερση. Όπως δείχνεται σε επόμενο κεφάλαιο οι απώλειες υστέρησης δεν εξαρτώνται από την διακοπτική συχνότητα αλλά από την θεμελιώδη και το επίπεδο φόρτισης δηλαδή την τιμή της μαγνητικής επαγωγής.



Σχήμα 3.63: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 50Hz και διακοπτικής συχνότητας 1kHz

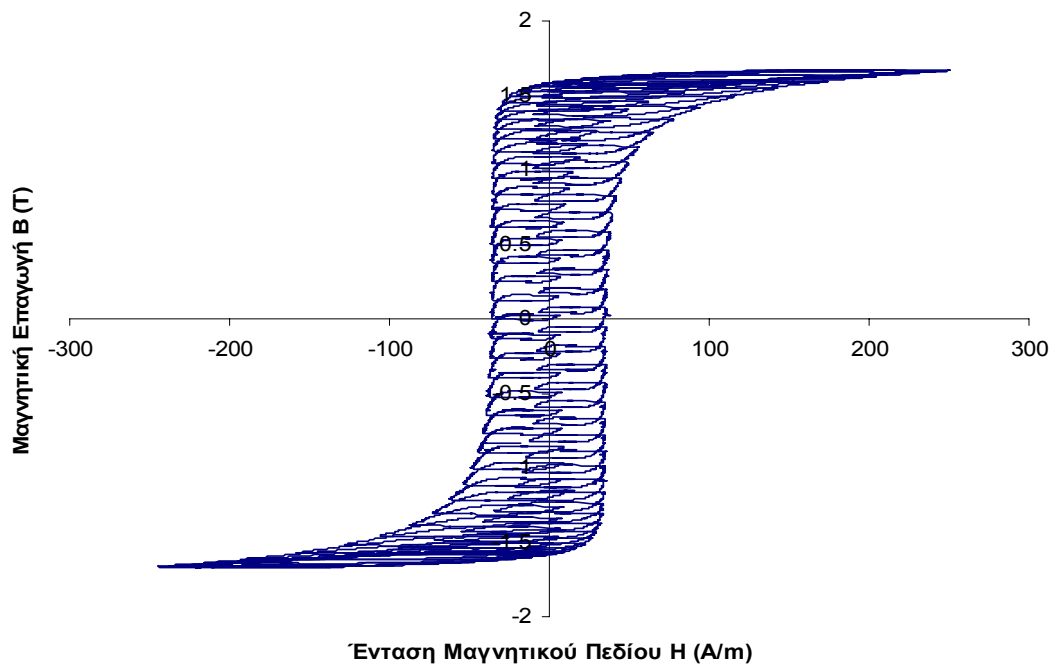
Στο Σχήμα 3.63 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων M4 θεμελιώδους συχνότητας 50Hz και διακοπτικής 1kHz

Στο Σχήμα 3.64 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων τύπου M4 θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής 2 kHz



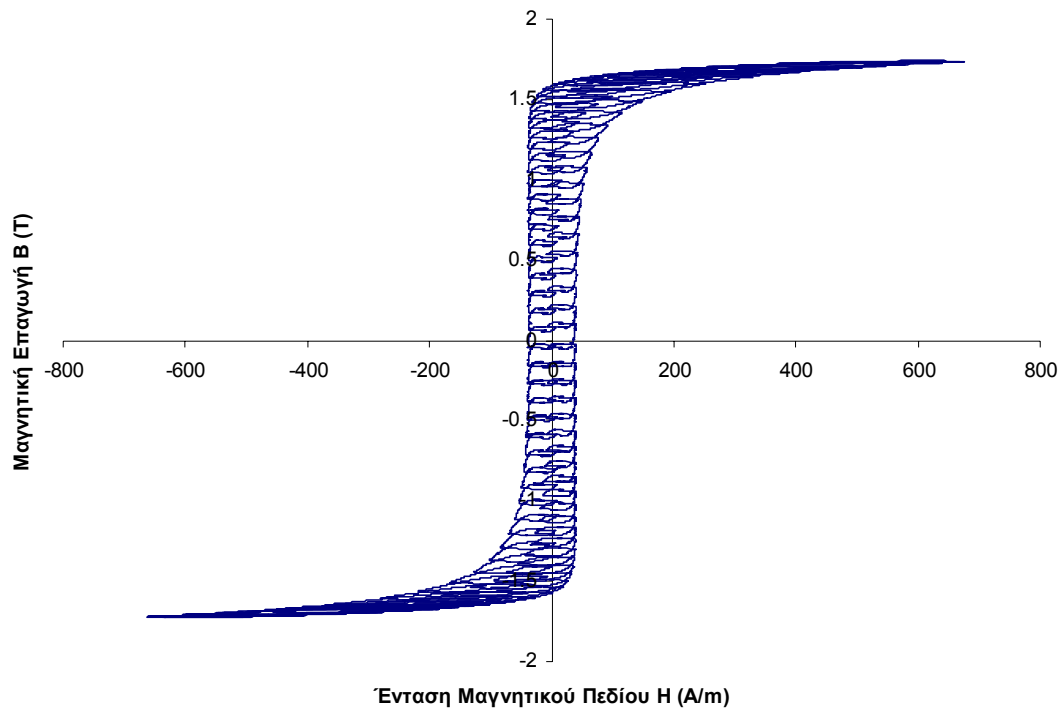
Σχήμα 3.64: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 50Hz και διακοπτικής συχνότητας 2 kHz

Στο Σχήμα 3.65 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων M4 θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 4 kHz



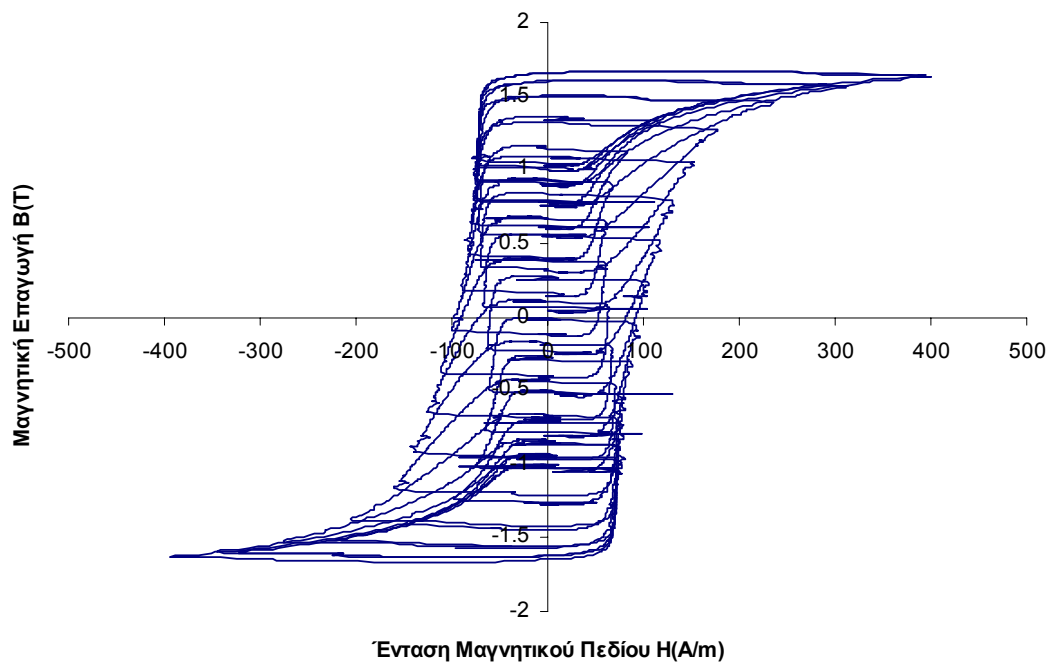
Σχήμα 3.65: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 4 kHz

Στο Σχήμα 3.66 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων τύπου M4 θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 5 kHz



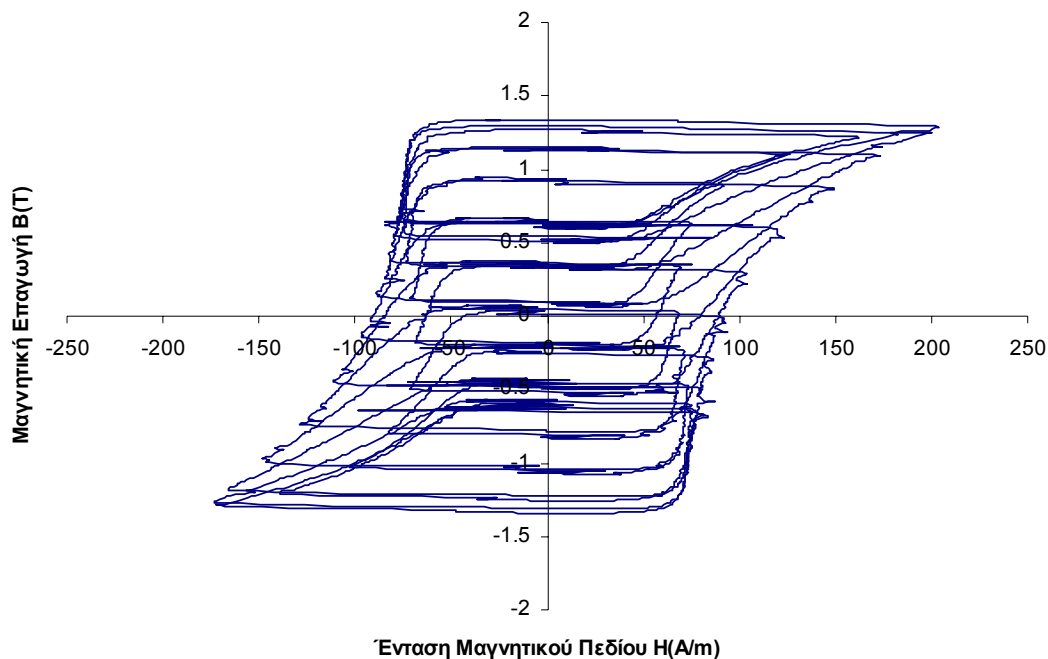
Σχήμα 3.66: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 50Hz και διακοπτικής 5kHz

Στο Σχήμα 3.67 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων M4 θεμελιώδους συχνότητας 100Hz και διακοπτικής 3kHz



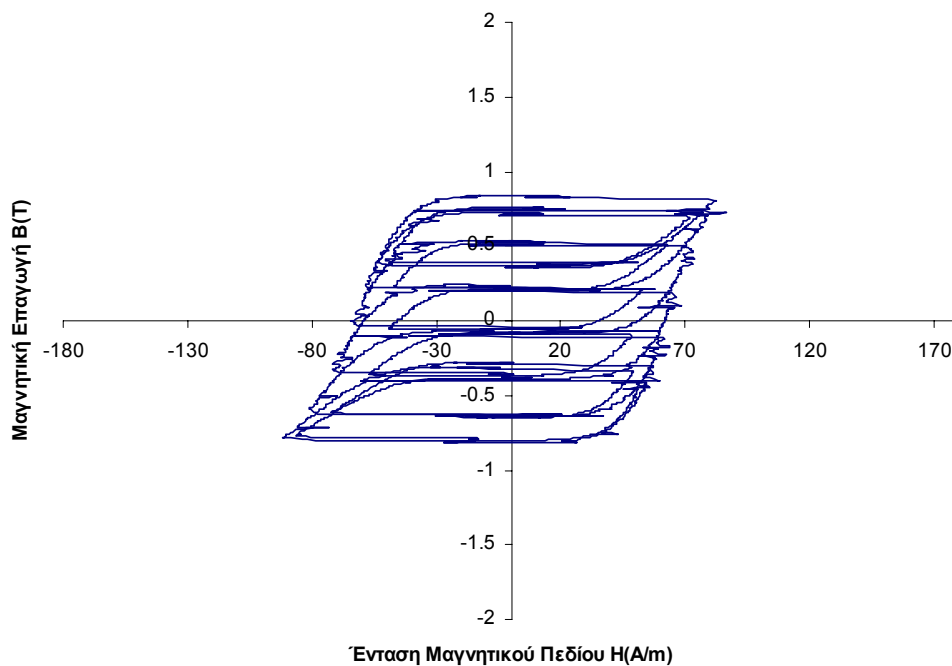
Σχήμα 3.67: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 100Hz και διακοπτικής 3 kHz

Στο Σχήμα 3.68 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων τύπου M4 θεμελιώδους συχνότητας 150 Hz και διακοπτικής 3 kHz.



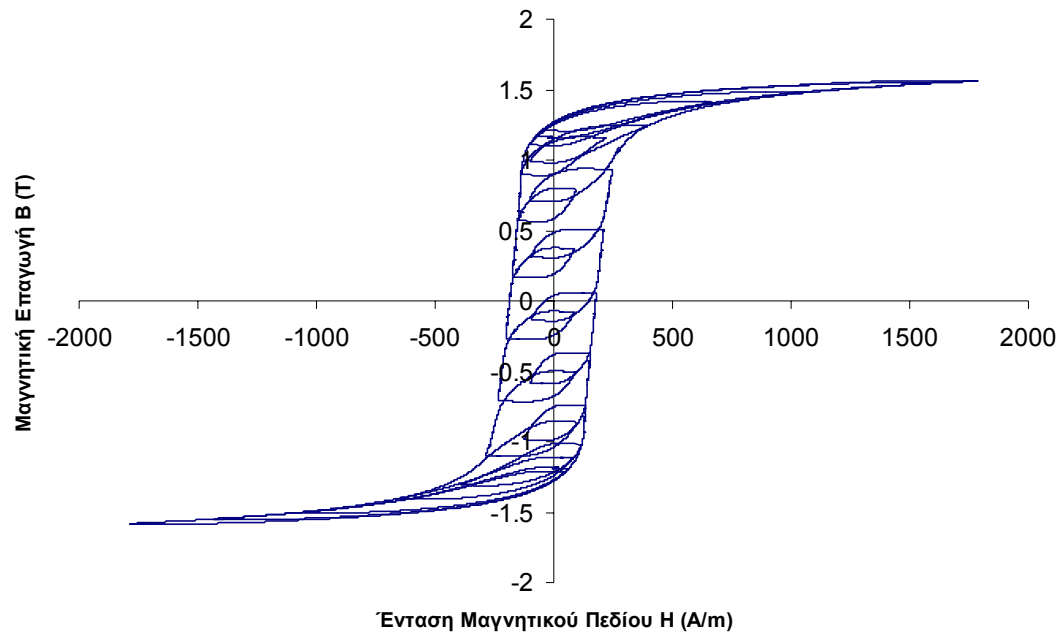
Σχήμα 3.68: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 150Hz και διακοπτικής συχνότητας 3kHz

Στο Σχήμα 3.69 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων τύπου M4 θεμελιώδους συχνότητας 250 Hz και διακοπτικής συχνότητας 3 kHz.



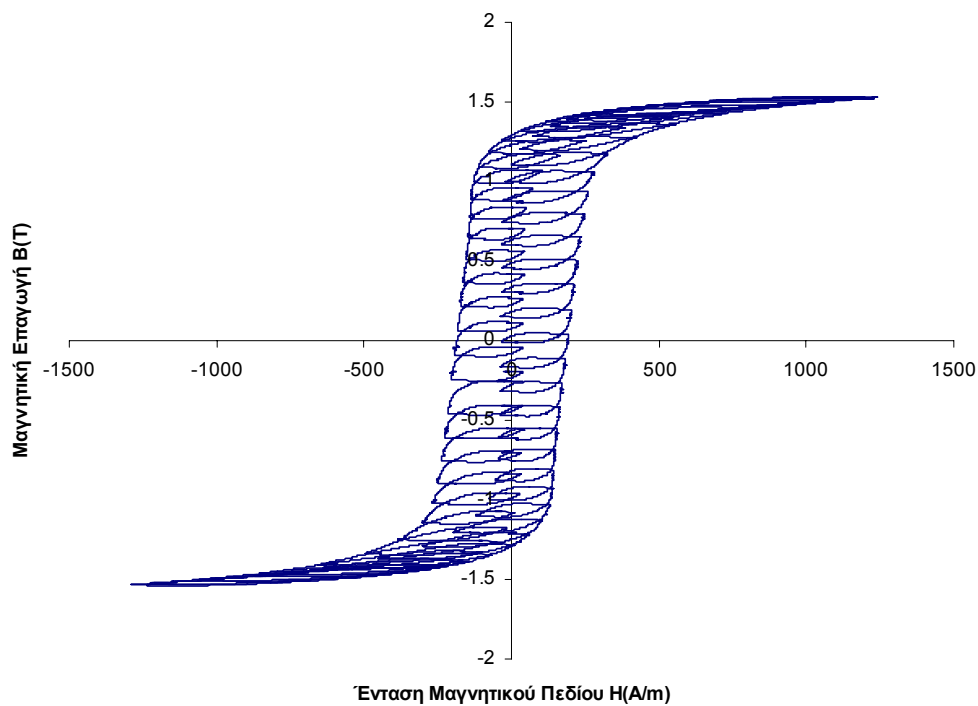
Σχήμα 3.69: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 250Hz και διακοπτικής συχνότητας 3 kHz

Στο Σχήμα 3.70 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων (μεγάλων κόκκων) θεμελιώδους συχνότητας 50Hz και διακοπτικής 1kHz



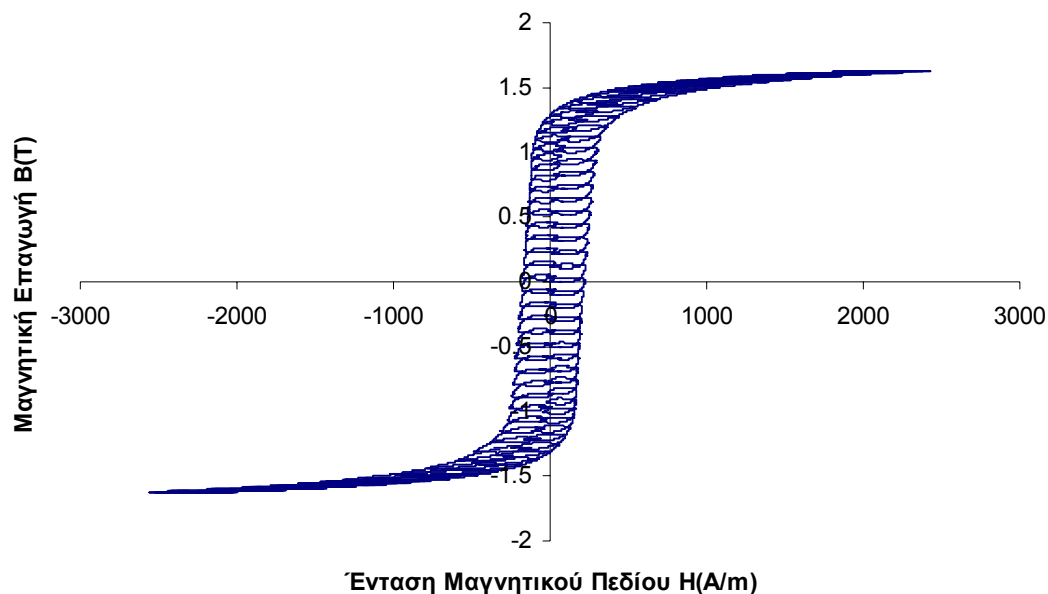
Σχήμα 3.70: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 1 kHz

Στο Σχήμα 3.71 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 3 kHz



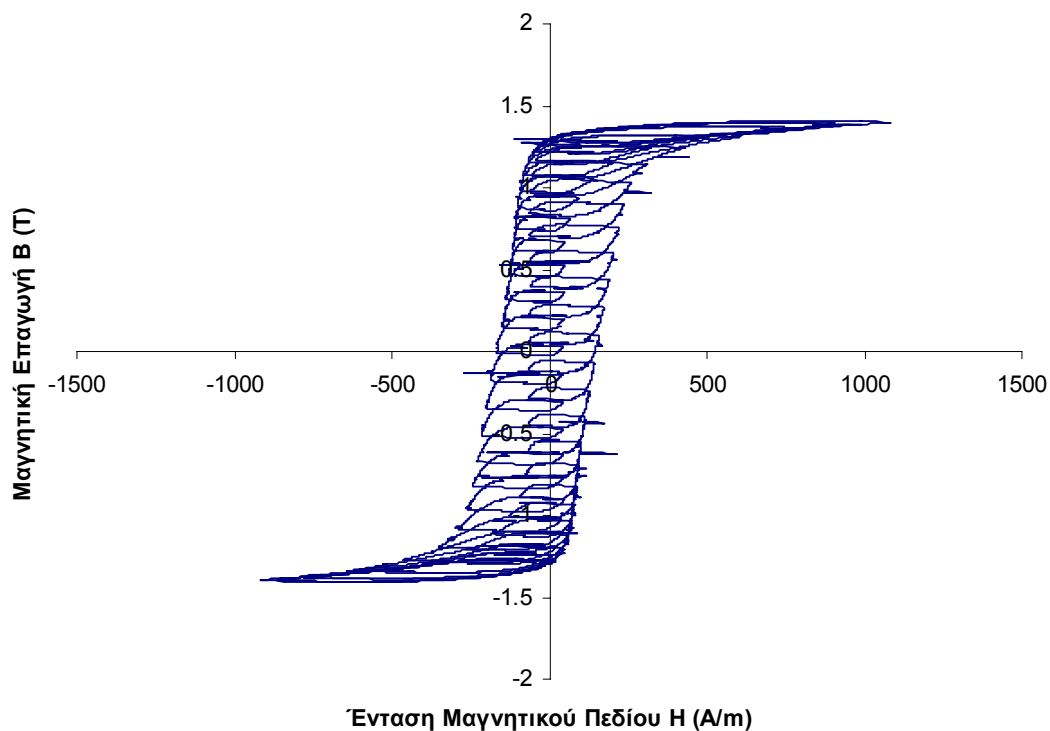
Σχήμα 3.71: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 3 kHz

Στο Σχήμα 3.72 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 5 kHz



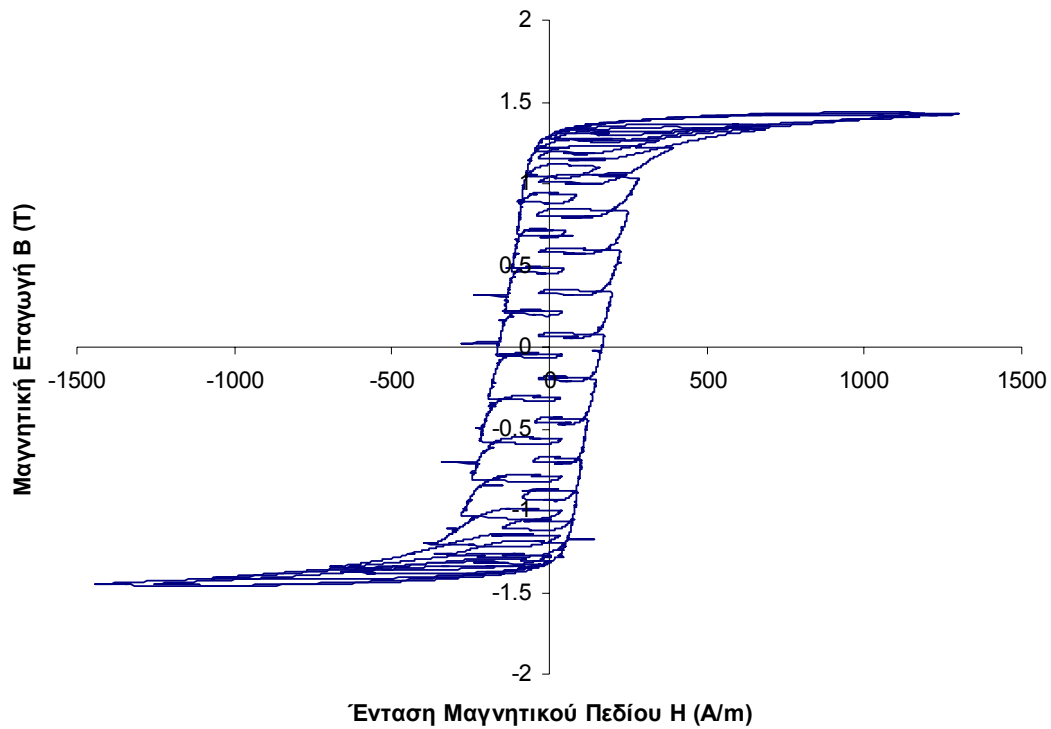
Σχήμα 3.72: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 5 kHz

Στο Σχήμα 3.73 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων θεμελιώδους συχνότητας 100 Hz και διακοπτικής 5 kHz



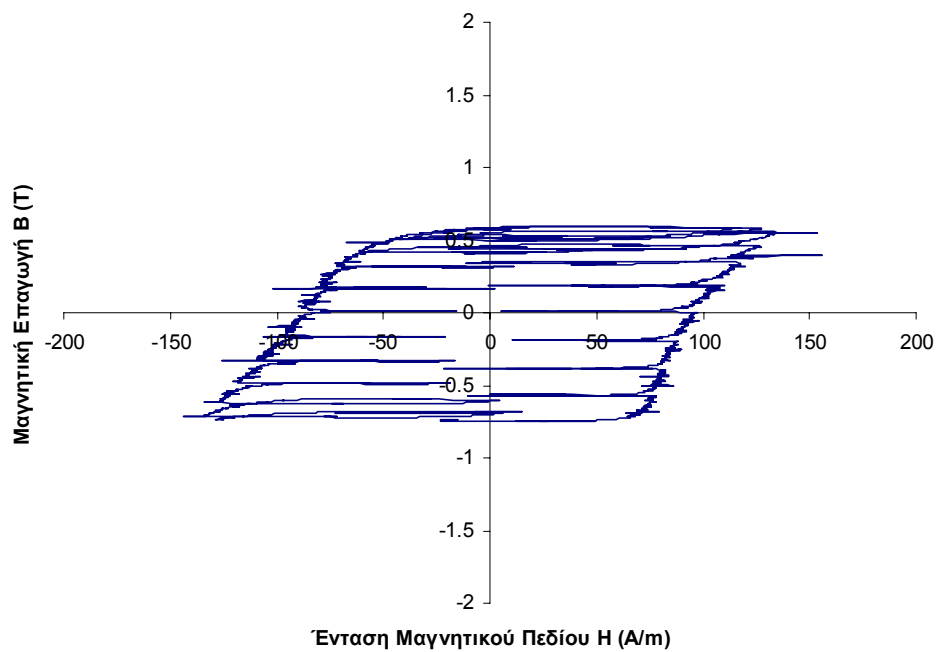
Σχήμα 3.73: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 100 Hz και διακοπτικής συχνότητας 5 kHz

Στο Σχήμα 3.74 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων θεμελιώδους συχνότητας 150 Hz και διακοπτικής 5 kHz



Σχήμα 3.74: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 150 Hz και διακοπτικής συχνότητας 5 kHz

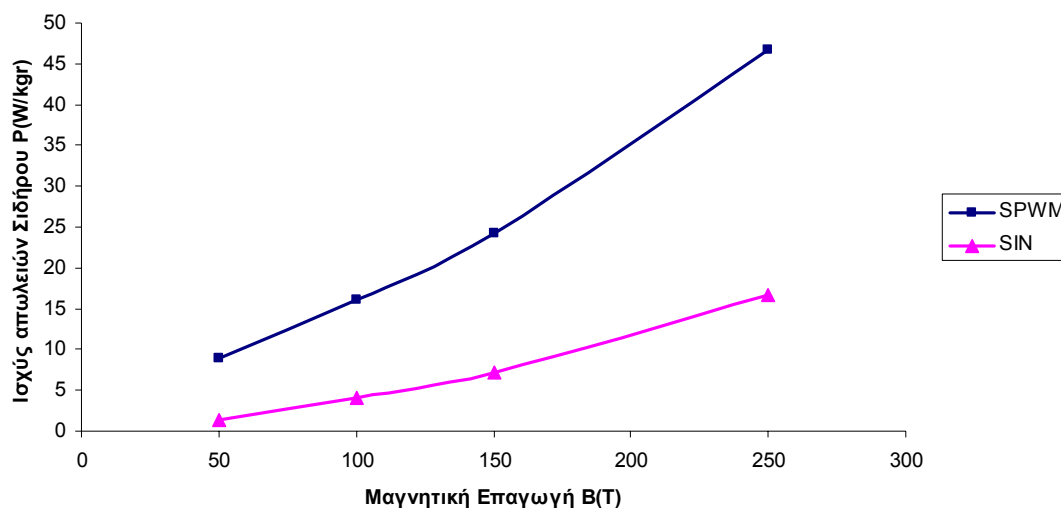
Στο Σχήμα 3.75 παρουσιάζεται βρόχος υστέρησης για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων θεμελιώδους συχνότητας 250 Hz και διακοπτικής 5 kHz



Σχήμα 3.75: Βρόχος υστέρησης θεμελιώδους συχνότητας 250 Hz και διακοπτικής συχνότητας 5 kHz

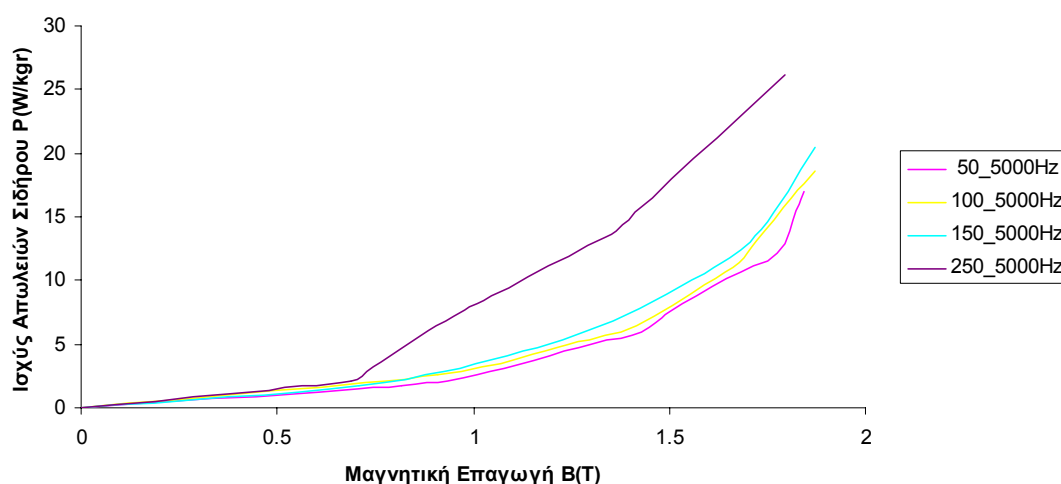
3.5.5. Απώλειες σιδήρου με διέγερση PWM

Σε αυτήν την παράγραφο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των μετρήσεων που έγιναν στα προαναφερθέντα υλικά με διέγερση PWM. Οι απώλειες είναι αυξημένες σε σχέση με τα αντίστοιχα, όταν τροφοδοτούνται με ημιτονοειδή διέγερση. Στο Σχήμα 3.76 παρουσιάζονται οι απώλειες του υλικού προσανατολισμένων κόκκων M4 για ημιτονοειδή διέγερση και διέγερση SPWM διακοπτικής συχνότητας 5kHz για συχνότητες 50, 100, 150, 250 Hz. Παρατηρούμε σημαντική αύξηση των απωλειών κατά 50% για χαμηλή θεμελιώδη συχνότητα ενώ όσο αυξάνεται η θεμελιώδης συχνότητα η αύξηση των απωλειών είναι μεγαλύτερη.



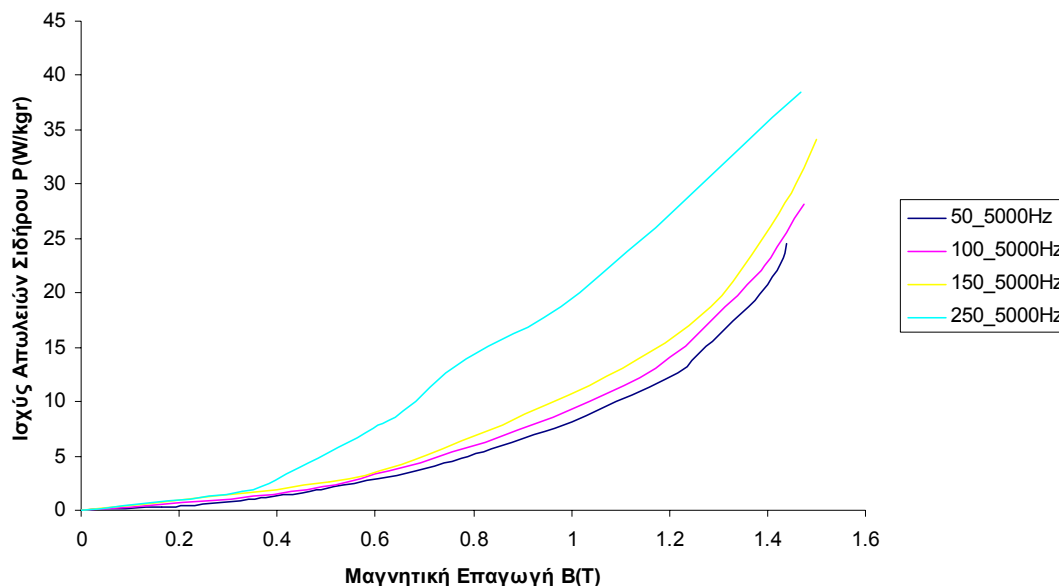
Σχήμα 3.76: Σύγκριση απωλειών σιδηρομαγνητικών ελασμάτων προσανατολισμένων κόκκων M4 για διέγερση ημιτονοειδή και με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) με θεμελιώδεις συχνότητες 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz, 250 Hz και διακοπτική 5 kHz

Στο Σχήμα 3.77 συγκρίνονται οι απώλειες σιδήρου για διέγερση PWM διακοπτικής συχνότητας 5 kHz σε υλικό προσανατολισμένων κόκκων τύπου M4, με θεμελιώδεις συχνότητες 50, 100, 150, 250 Hz.



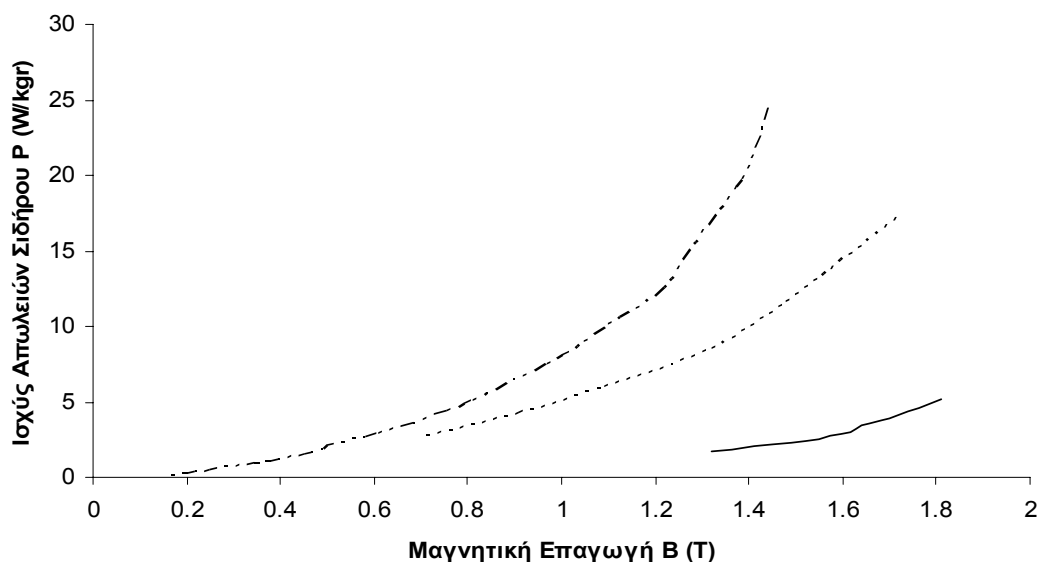
Σχήμα 3.77: Σύγκριση απωλειών σιδηρομαγνητικών ελασμάτων προσανατολισμένων κόκκων M4 για διέγερση με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) με θεμελιώδεις συχνότητες 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz, 250 Hz και διακοπτική 5 kHz

Στο Σχήμα 3.78 συγκρίνονται οι απώλειες σιδήρου για διέγερση PWM διακοπτικής συχνότητας 5 kHz για υλικό μη προσανατολισμένων κόκκων, σε θεμελιώδεις συχνότητες 50, 100, 150, 250 Hz.



Σχήμα 3.78: Σύγκριση απωλειών σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων (μικρών κόκκων) για διέγερση με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) για συχνότητες 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz, 250 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz

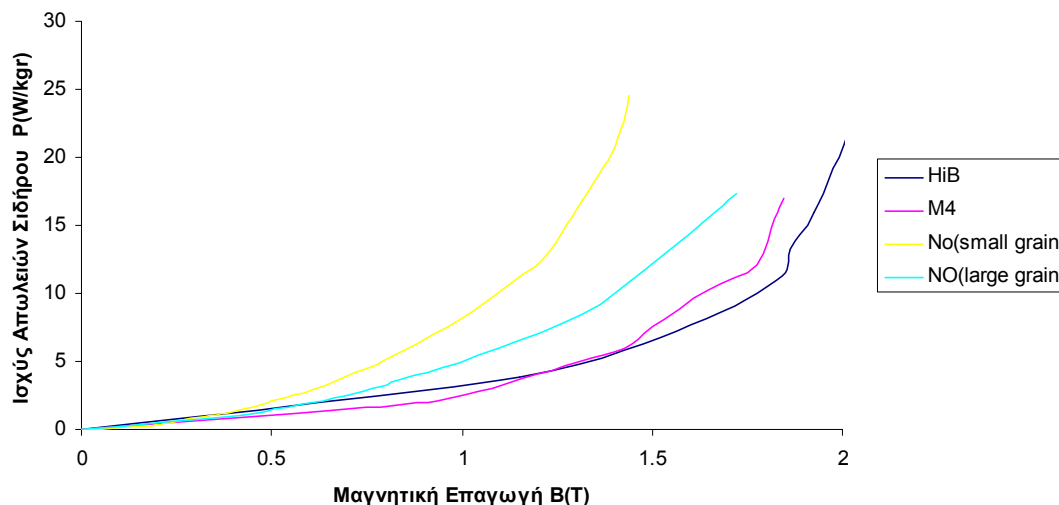
Στο Σχήμα 3.79 συγκρίνονται οι απώλειες σιδήρου για διέγερση PWM διακοπτικής συχνότητας 5 kHz σε υλικά, προσανατολισμένων και μη προσανατολισμένων κόκκων, σε θεμελιώδη συχνότητα τροφοδοσίας 50 Hz



Σχήμα 3.79: Σύγκριση απωλειών σιδηρομαγνητικών ελασμάτων για διέγερση με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) θεμελιώδους συχνότητας 50Hz και διακοπτικής 5kHz:

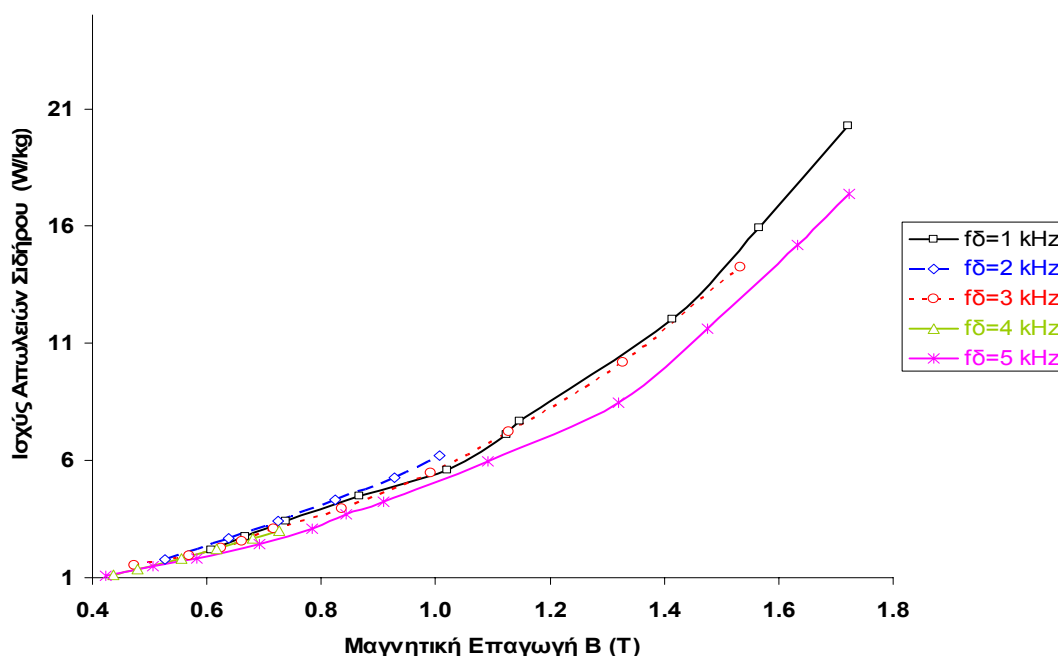
- Προσανατολισμένων κόκκων
- Μη προσανατολισμένων κόκκων (μεγάλοι κόκκοι)
- .-.-.-.- Μη προσανατολισμένων κόκκων (μικροί κόκκοι)

Στο Σχήμα 3.80 συγκρίνονται οι απώλειες σιδήρου για διέγερση PWM διακοπτικής συχνότητας 5 kHz για υλικά, προσανατολισμένων και μη προσανατολισμένων κόκκων, σε θεμελιώδη συχνότητα τροφοδοσίας 50 Hz



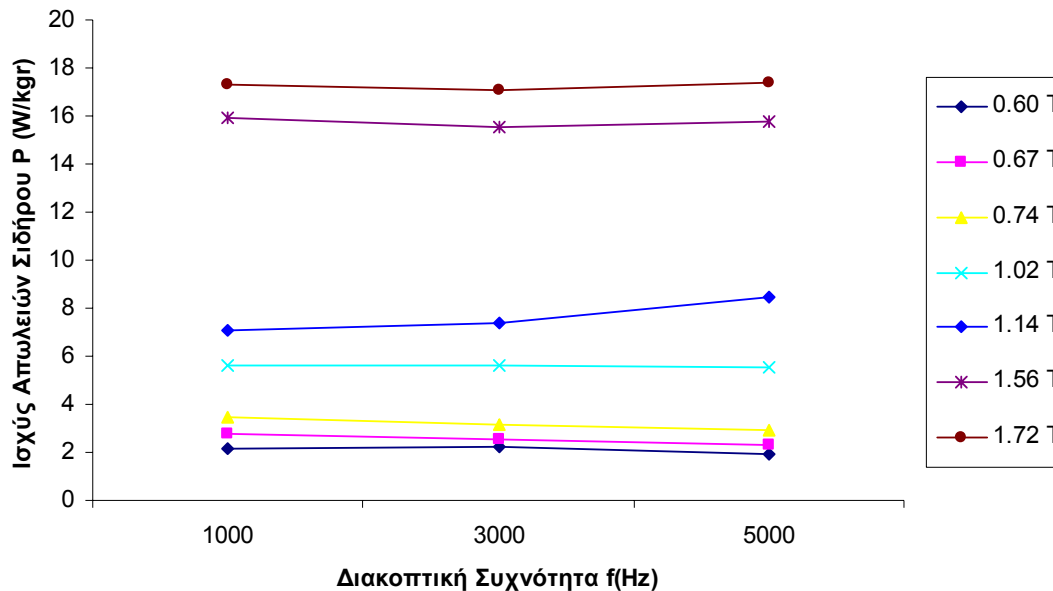
Σχήμα 3.80: Σύγκριση απωλειών σιδηρομαγνητικών ελασμάτων προσανατολισμένων κόκκων τύπων M4 και HiB και μη προσανατολισμένων κόκκων (μικρών και μεγάλων κόκκων) για διέγερση με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) σε θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική 5 kHz

Στο Σχήμα 3.81 συγκρίνονται οι απώλειες σιδήρου για διέγερση PWM για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 1 kHz, 2 kHz, 3 kHz, 4 kHz, 5kHz για υλικό, μη προσανατολισμένων κόκκων.



Σχήμα 3.81: Σύγκριση απωλειών σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων (μεγάλων κόκκων) με τροφοδοσία με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτικές 1 kHz, 2 kHz, 3 kHz, 4 kHz, και 5 kHz

Παρατηρούμε ότι δεν υπάρχουν μεγάλες διαφορές στην τιμή των απωλειών για διαφορετικές διακοπτικές συχνότητες. Η μη επίδραση της διακοπτικής συχνότητας στην ισχύ των απωλειών φαίνεται καλύτερα στο Σχήμα 3.82. Δηλαδή οι απώλειες είναι περίπου οι ίδιες όταν διατηρείται η ίδια τιμή μαγνητικής επαγωγής και η ίδια θεμελιώδης συχνότητα και είναι ανεξάρτητες από την διακοπτική συχνότητα. Στο Σχήμα 3.82 απεικονίζεται η ισχύς απωλειών σιδήρου για διέγερση PWM με θεμελιώδη συχνότητα 50Hz και διακοπτικές 1kHz, 3 kHz, και 5 kHz για διαφορετικές μαγνητικές επαγωγές για υλικό, μη προσανατολισμένων κόκκων.



Σχήμα 3.82: Σύγκριση απωλειών σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων (μεγάλων κόκκων) με τροφοδοσία με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) για διάφορες τιμές μαγνητικής επαγωγής σε τρεις διαφορετικές διακοπτικές συχνότητες 1kHz, 3 kHz και 5 kHz

3.6 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΜΕΤΡΗΜΕΝΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΙΔΗΡΟΥ

Για την μελέτη των διαφόρων τύπων των σιδηρομαγνητικών ελασμάτων, αναπτύχθηκαν μοντέλα ανάλυσης του μαγνητικού πεδίου, για λειτουργία χωρίς φορτίο προκειμένου να υπολογίσουμε τις απώλειες σιδήρου.

Για την λύση του προβλήματος ακολουθούνται τα παρακάτω στάδια:

- Περιγραφή του προβλήματος
- Σχεδίαση της γεωμετρίας του μοντέλου
- Καθορισμός οριακών συνθηκών
- Καθορισμός και περιγραφή υλικών
- Εφαρμογή οριακών συνθηκών
- Δημιουργία πλέγματος
- Εφαρμογή μεθόδου Πεπερασμένων Στοιχείων
- Εξαγωγή αποτελεσμάτων και ανάλυση

Για τη λειτουργία του μοντέλου, απαιτείται η δημιουργία πλέγματος τριγώνων σε όλη την σχεδιασμένη γεωμετρία της υπό μελέτη διάταξης. Η πλεγματοποίηση της γεωμετρίας

έγινε με την χρήση του λογισμικού “Triangle: A Two-Dimensional Quality Mesh Generator and Delaunay Triangulator” [3.41], [3.42], [3.43], [3.44], [3.45].

Για να προκύψει μία ακριβής λύση το πλέγμα του μοντέλου πεπερασμένων στοιχείων θα πρέπει να είναι πυκνό. Όμως ένα πλέγμα που θα αντιστοιχούσε σε ολόκληρη τη δισδιάστατη γεωμετρία του σιδηρομαγνητικού υλικού θα είχε μεγάλο αριθμό κόμβων και στοιχείων για να είναι αρκετά πυκνό, ώστε να προκύψει αξιόπιστη λύση και με μικρό σφάλμα, με αποτέλεσμα και ο χρόνος επίλυσης του προβλήματος αλλά και το υπολογιστικό κόστος να είναι μεγάλο.

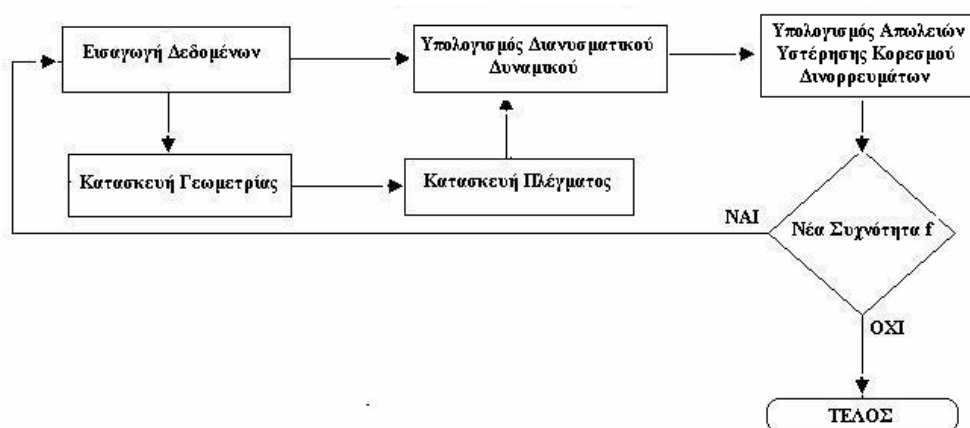
Τα παραπάνω οδηγούν στο να ληφθούν υπόψη οι συμμετρίες του προβλήματος των πεπερασμένων στοιχείων και να σχεδιαστεί το δισδιάστατο μοντέλο μόνο για ένα κλάσμα της συνολικής γεωμετρίας. Πιο συγκεκριμένα επιλέχθηκε το σημείο επαφής (διασταύρωσης) των σιδηρομαγνητικών λαμαρινών και εκατέρωθεν αυτού κατά ίδιο μήκος.

Προκειμένου όμως να προκύψει η σωστή λύση για τα δισδιάστατα μοντέλα πεπερασμένων στοιχείων για τα οποία έχει ληφθεί υπόψη η συμμετρία της γεωμετρίας θα πρέπει να εφαρμοστούν οι κατάλληλες συνοριακές συνθήκες. Αυτές οι συνοριακές συνθήκες εξαρτώνται από τη συμμετρία του προβλήματος καθώς επίσης και από τον τύπο του προβλήματος.

Ο έλεγχος της πυκνότητας του πλέγματος είναι επίσης μία πολύ σημαντική παράμετρος που θα πρέπει να ληφθεί υπόψη εφόσον οι διαστάσεις της γεωμετρίας του προβλήματος μεταβάλλονται σε ένα ιδιαίτερα ευρύ φάσμα. Συνεπώς πρέπει να γίνει ένας συμβιβασμός μεταξύ της πυκνότητας του πλέγματος και της ακρίβειας της λύσης, δηλαδή μεταξύ του υπολογιστικού κόστους και του σφάλματος της λύσης. Η πυκνότητα του πλέγματος θα πρέπει να παραμένει εντός συγκεκριμένων ορίων ανεξάρτητα με τη μεταβολή των διαστάσεων της γεωμετρίας ειδικά στην περιοχή του διακένου όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.87. Ο έλεγχος της πυκνότητας του πλέγματος είναι απαραίτητος προκειμένου να επιτευχθεί λύση με υψηλή αξιοπιστία και μικρό σφάλμα, κάτι το οποίο είναι δύσκολο στην περίπτωση του μη γραμμικού μαγνητοστατικού προβλήματος, περιορίζοντας ταυτόχρονα το υπολογιστικό κόστος έτσι ώστε η λύση του μη γραμμικού προβλήματος να προκύψει σε μικρό χρονικό διάστημα.

3.6.1. Μοντελοποίηση σιδηρομαγνητικών ελασμάτων με μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων

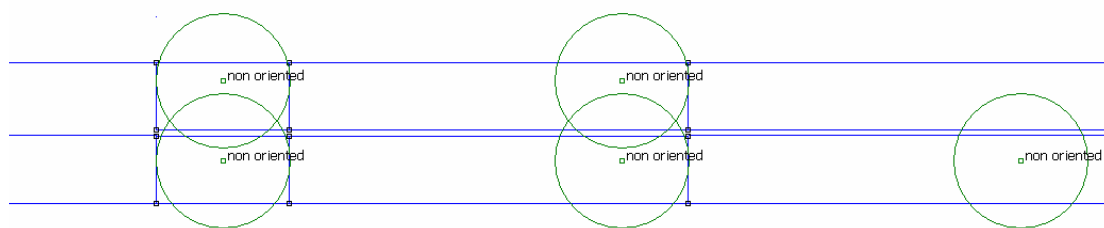
Το διάγραμμα ροής υπολογισμού των απωλειών σιδήρου του μοντέλου που αναπτύχθηκε φαίνεται στο σχήμα 3.83. Η υλοποίηση του αλγορίθμου υπολογισμού έγινε σε περιβάλλον Matlab και κώδικα πεπερασμένων στοιχείων που αναπτύχθηκε.



Σχήμα 3.83: Διάγραμμα ροής υπολογισμού απωλειών σιδήρου.

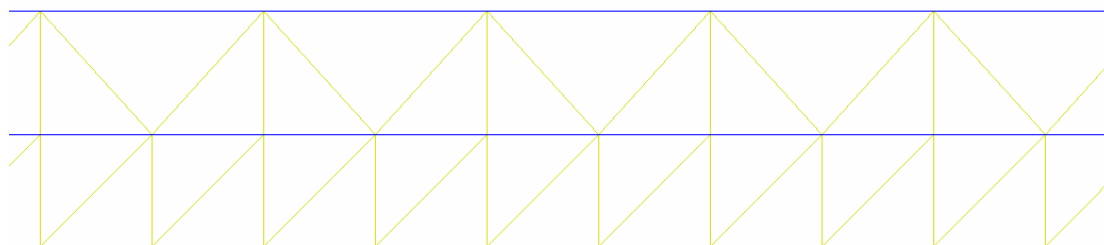
Αρχικά δίνονται τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του δοκιμίου (σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας) για την υλοποίηση του πλέγματος. Τα στοιχεία αυτά σε συνδυασμό με δεδομένα που εισάγουμε και είναι: η καμπύλη μαγνήτισης του υλικού, η συχνότητα και η τιμή της μαγνητικής επαγωγής για την οποία θέλουμε να υπολογίσουμε τις απώλειες είναι η είσοδος για τον κώδικα υπολογισμού του διανυσματικού δυναμικού στην γεωμετρία που έχουμε ορίσει. Τα αποτελέσματα από το λογισμικό που αναπτύχθηκε χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των απωλειών του δοκιμίου. Με κατάλληλη αναγωγή προκύπτουν τα διαγράμματα απωλειών σε W/kg προκειμένου να είναι συγκρίσιμα με τις μετρημένες απώλειες. Εάν επιθυμούμε τον υπολογισμό για νέα συχνότητα ή διαφορετική τιμή της μαγνητικής επαγωγής, επανεισάγονται τα νέα δεδομένα και προκύπτει μια νέα τιμή απωλειών.

Η πειραματική επιβεβαίωση του μοντέλου έγινε για σιδηρομαγνητικά ελάσματα, μη προσανατολισμένων κόκκων (Non Oriented Grain) πάχους 0,5 mm. Στο Σχήμα 3.84 απεικονίζεται ένα τμήμα της σχεδιασμένης γεωμετρίας. Πιο συγκεκριμένα φαίνεται το σημείο επαφής των δύο σιδηρομαγνητικών ελασμάτων.



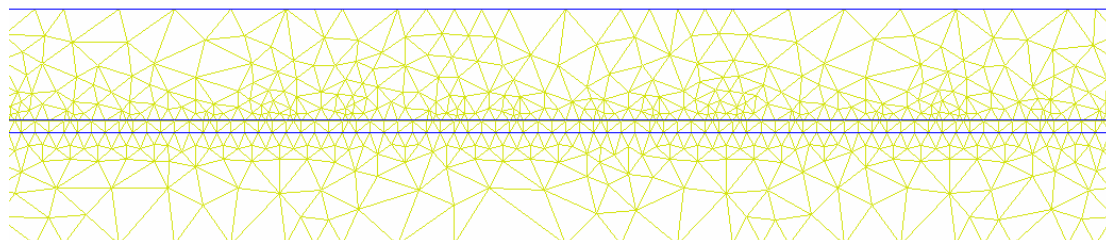
Σχήμα 3.84: Γεωμετρία σιδηρομαγνητικού ελάσματος (σημείο επαφής)

Στο Σχήμα 3.85 απεικονίζεται το πλέγμα του σιδηρομαγνητικού υλικού.



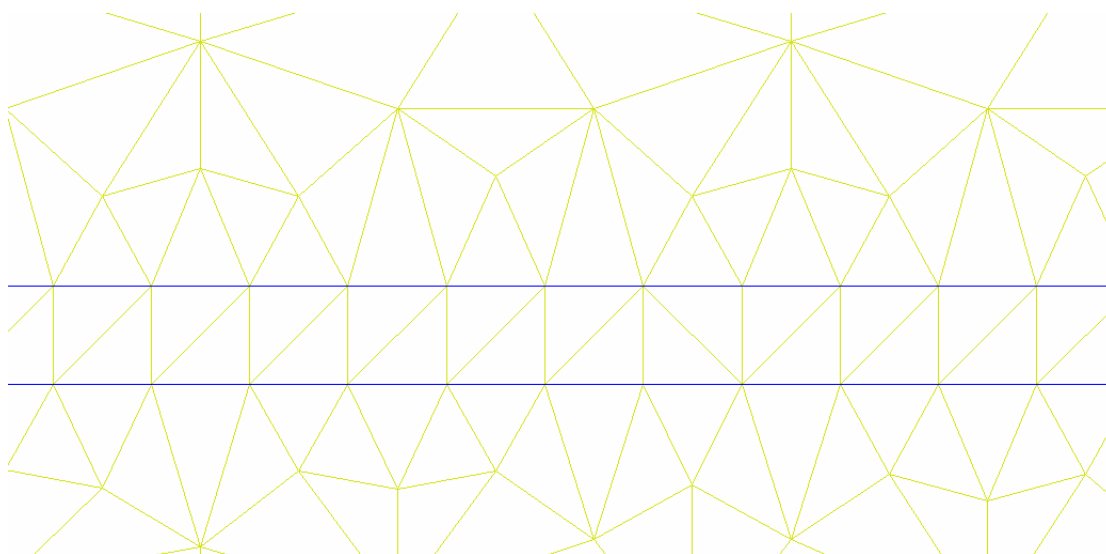
Σχήμα 3.85: Πλέγμα σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας και αέρα

Λόγω του μεγάλου μήκους του σε σχέση με το πάχος του απεικονίζεται ένα τμήμα του προκειμένου να γίνει ορατό το πλέγμα του πλεγματοποιητή. Αποτελείται συνολικά από 1915 κόμβους και 3496 τριγωνικά στοιχεία πρώτης τάξης. Το πλέγμα είναι πιο πυκνό στην περιοχή του διακένου (Σχήμα 3.86), ενώ είναι πιο αραιό στις περιοχές του αέρα και των σιδηρομαγνητικών λαμαρίνων που δεν είναι σε επαφή.



Σχήμα 3.86: Πλέγμα στο σημείο διασταύρωσης ελασμάτων και διακένου.

Στο Σχήμα 3.87 απεικονίζεται σε μεγέθυνση το πλέγμα που έχει πραγματοποιηθεί στο διάκενο που υπάρχει μεταξύ των δύο σιδηρομαγνητικών ελασμάτων στο σημείο επαφής τους



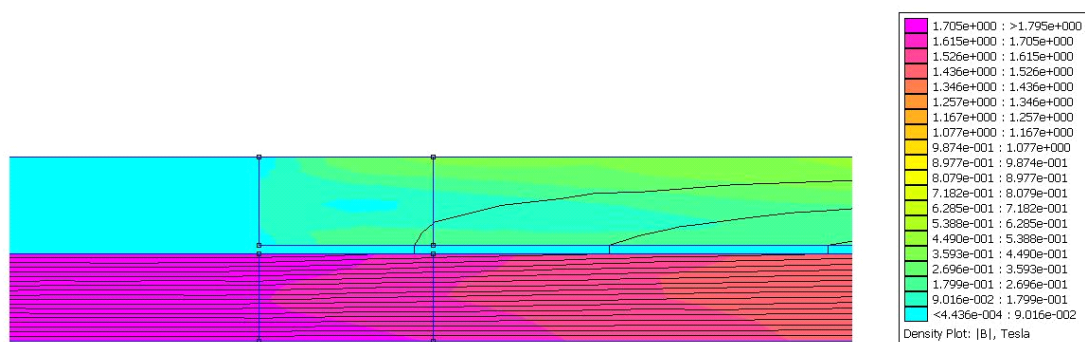
Σχήμα 3.87: Πλέγμα στο διάκενο μεταξύ των ελασμάτων

3.6.2. Υπολογισμός απωλειών κενού φορτίου και σύγκριση με πειραματικά δεδομένα

3.6.2.1. Ημιτονοειδής Διέγερση

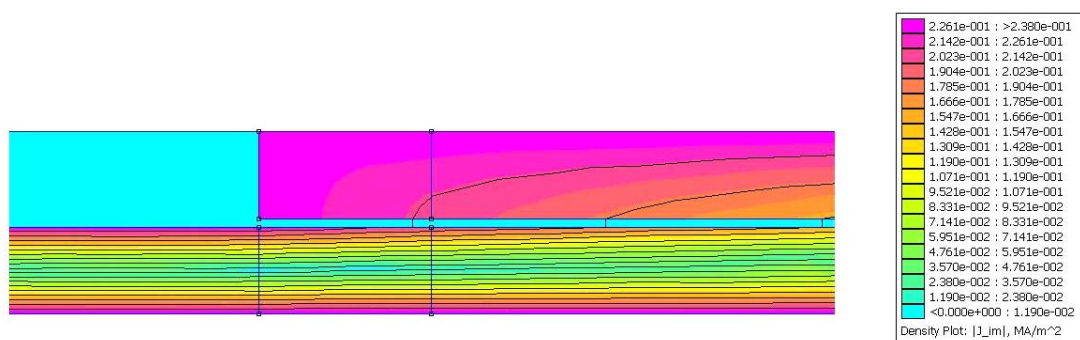
Ο υπολογισμός των απωλειών που έγινε με την βοήθεια του μοντέλου που περιγράφηκε (προσομοίωση με τον κώδικα που αναπτύχθηκε) έγινε για συχνότητες από 50Hz έως 500 Hz και για τιμές μαγνητικής επαγωγής από 0T έως 2T. Στο Σχήμα 3.88 απεικονίζεται

η κατανομή της μαγνητικής επαγωγής στα δοκίμια που εξετάστηκαν για 50 Hz και για μαγνητική επαγωγή 1,9T



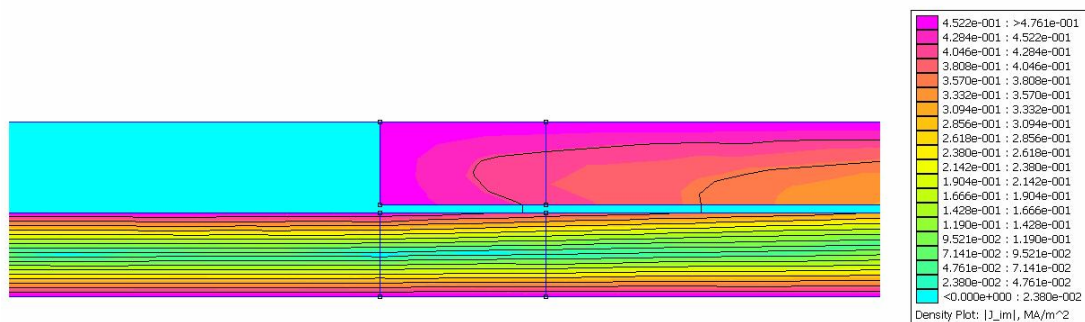
Σχήμα 3.88: Κατανομή της μαγνητικής επαγωγής σε συχνότητα 50 Hz

Στα σχήματα από 3.89 έως και 3.93 παρουσιάζεται η πυκνότητα δινορρευμάτων στις μαγνητικές λαμαρίνες που εξετάστηκαν για διάφορες συχνότητες που προσομοιώθηκαν. Παρατηρούμε τη μεγάλη αύξηση των δινορρευμάτων σε σχέση με την συχνότητα. Πιο συγκεκριμένα στο Σχήμα 3.89 παρουσιάζεται η πυκνότητα δινορρευμάτων σε μαγνητική λαμαρίνα μη προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,5 mm σε συχνότητα 50Hz και $B=1.98T$.



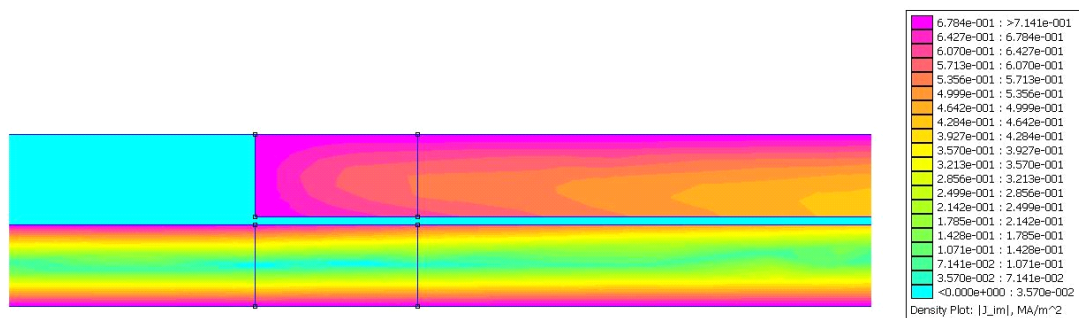
Σχήμα 3.89: Δινορρεύματα σε συχνότητα 50 Hz μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.98T

Στο Σχήμα 3.90 παρουσιάζεται η πυκνότητα δινορρευμάτων σε μαγνητική λαμαρίνα μη προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,5 mm σε συχνότητα 100 Hz και $B=1.84T$.



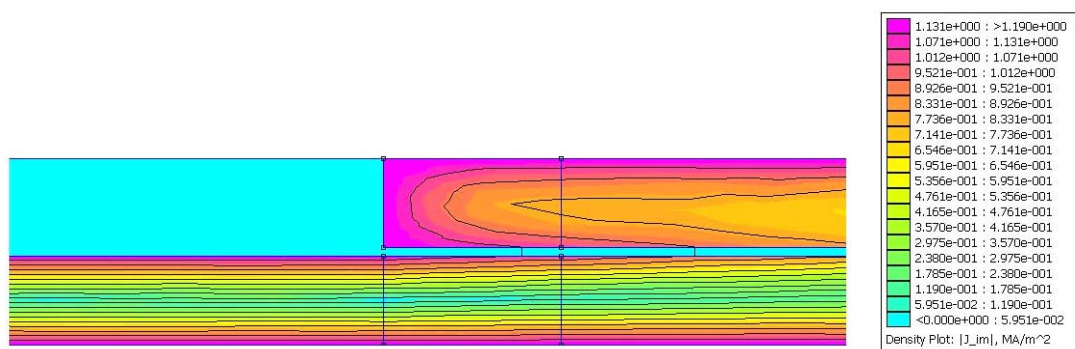
Σχήμα 3.90: Δινορρεύματα σε συχνότητα 100 Hz μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.84T

Στο Σχήμα 3.91 παρουσιάζεται η πυκνότητα δινορρευμάτων σε μαγνητική λαμαρίνα μη προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,5 mm και για συχνότητα 150 Hz και επαγωγή $B=1.89$ T.



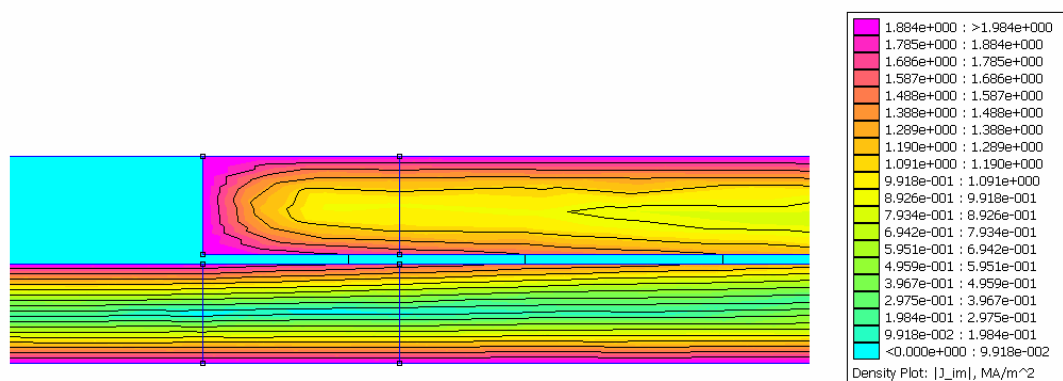
Σχήμα 3.91: Δινορρεύματα σε συχνότητα 150 Hz μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.89T

Στο Σχήμα 3.92 παρουσιάζεται η πυκνότητα δινορρευμάτων σε μαγνητική λαμαρίνα μη προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,5 mm και για συχνότητα 250Hz και $B=1.98$ T.



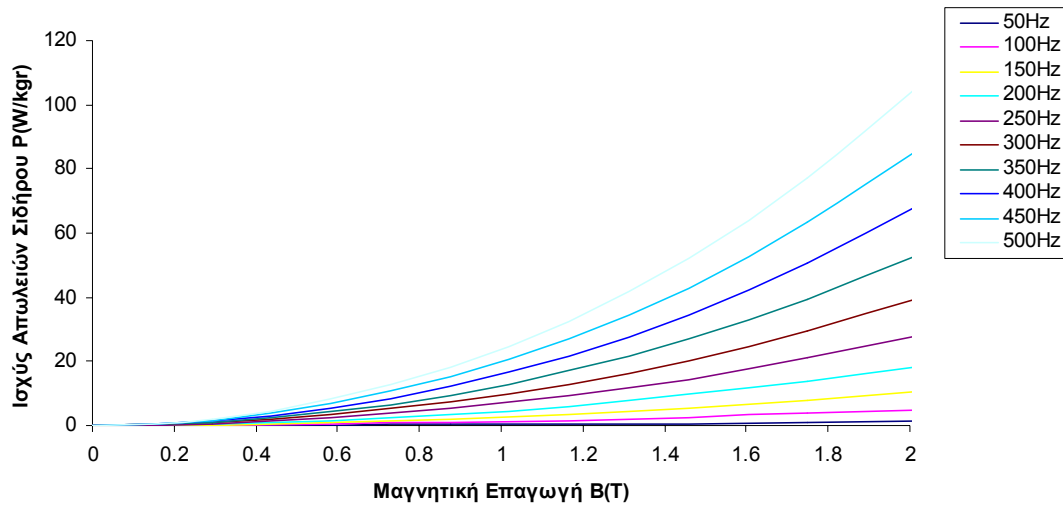
Σχήμα 3.92: Δινορρεύματα σε συχνότητα 250 Hz μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.98T

Στο Σχήμα 3.93 παρουσιάζεται η πυκνότητα δινορρευμάτων σε μαγνητική λαμαρίνα μη προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,5 mm και για συχνότητα 500Hz και $B=1.86$ T.



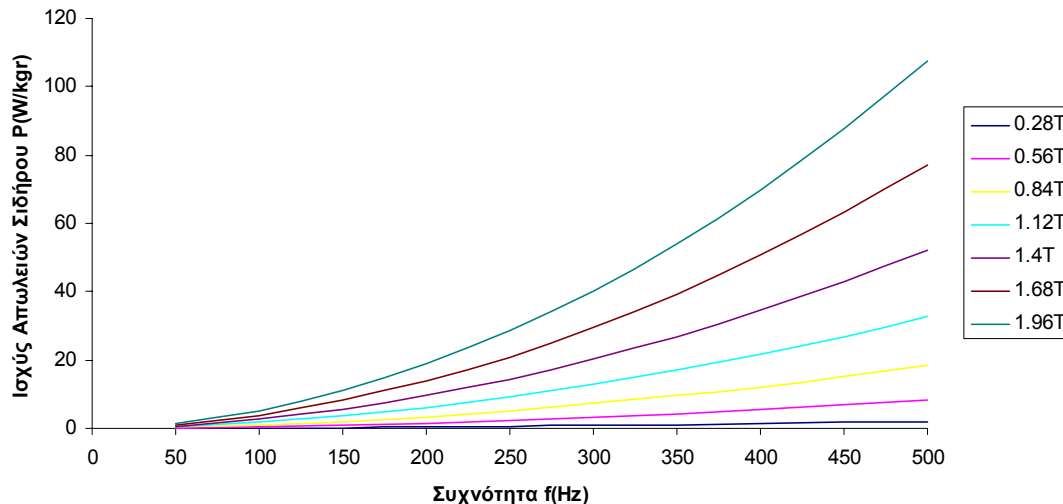
Σχήμα 3.93: Δινορρεύματα σε συχνότητα 500 Hz μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.86T

Στο σχήμα 3.94 παρουσιάζονται οι προσομοιωμένες απώλειες κενού φορτίου συναρτήσει της μαγνητικής επαγωγής για συχνότητες από 50 Hz έως 500 Hz σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων.



Σχήμα 3.94: Απώλειες σιδήρου για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη προσανατολισμένων κόκκων για συχνότητες 50 Hz, 100Hz, 150 Hz, 200 Hz, 250 Hz, 300 Hz, 350 Hz, 400 Hz, 450 Hz, και 500 Hz (Προσομοίωση με τον κώδικα που αναπτύχθηκε).

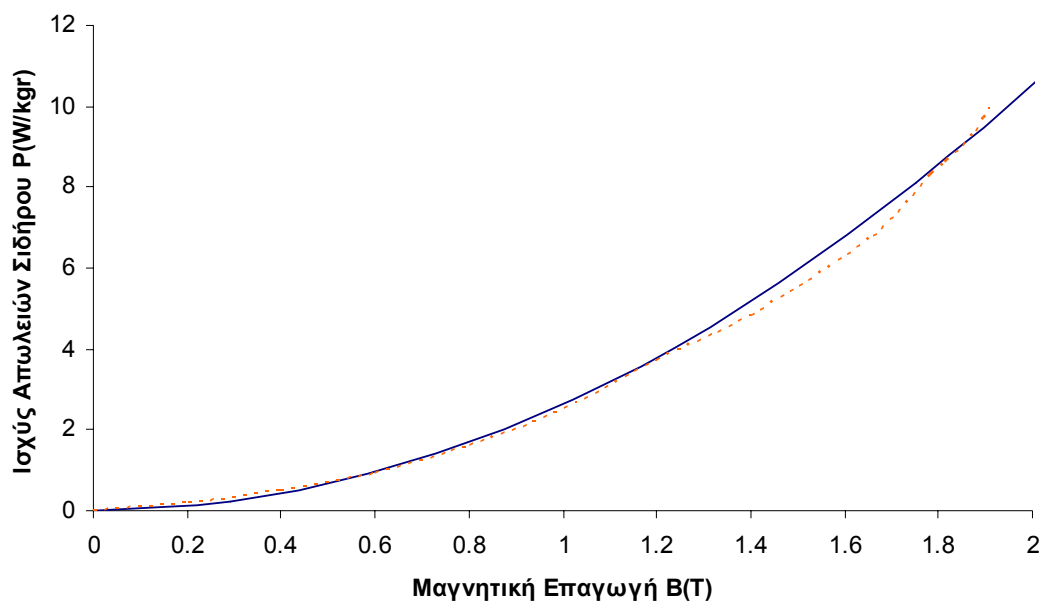
Στο σχήμα 3.95 παρουσιάζονται οι προσομοιωμένες απώλειες κενού φορτίου για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη προσανατολισμένων κόκκων σε συνάρτηση με την συχνότητα για διαφορετικές μαγνητικές επαγωγές από 0.28T έως 1.96T.



Σχήμα 3.95: Απώλειες σιδήρου για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη προσανατολισμένων κόκκων σε συνάρτηση με την συχνότητα για διαφορετικές μαγνητικές επαγωγές (Προσομοίωση με τον κώδικα που αναπτύχθηκε).

Στο Σχήμα 3.96 παρουσιάζονται οι προσομοιωμένες απώλειες κενού φορτίου που υπολογίστηκαν με το νέο μοντέλο που χρησιμοποιεί τον κώδικα που αναπτύχθηκε και

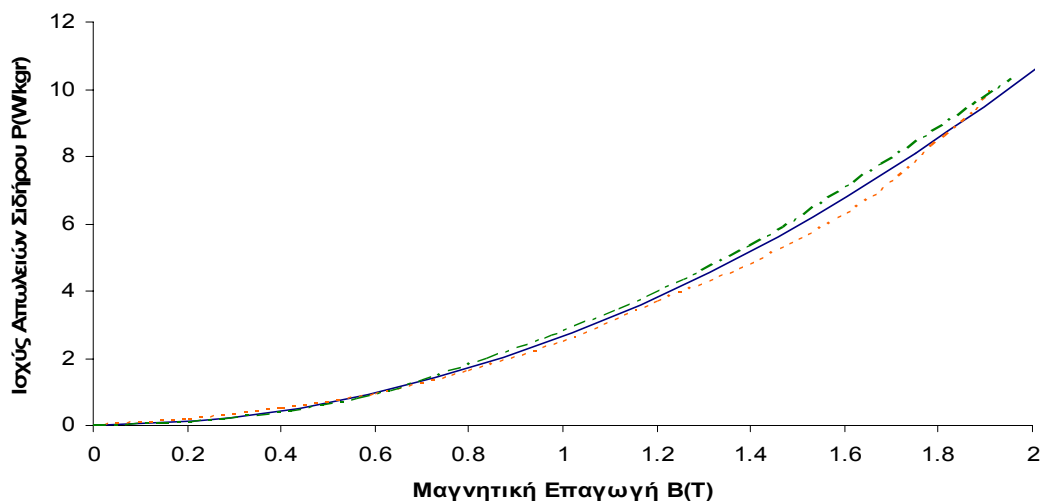
συγκρίνονται με αντίστοιχες μετρημένες για συχνότητα 50 Hz. Παρατηρούμε την σχεδόν ταυτόσημη καμπύλη που δηλώνει την ακρίβεια του παραγόμενου λογισμικού.



Σχήμα 3.96: Απώλειες σιδήρου σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων σε συχνότητα 50 Hz.

———— Προσομοιωμένες με τον κώδικα που αναπτύχθηκε
 ----- Μετρημένες

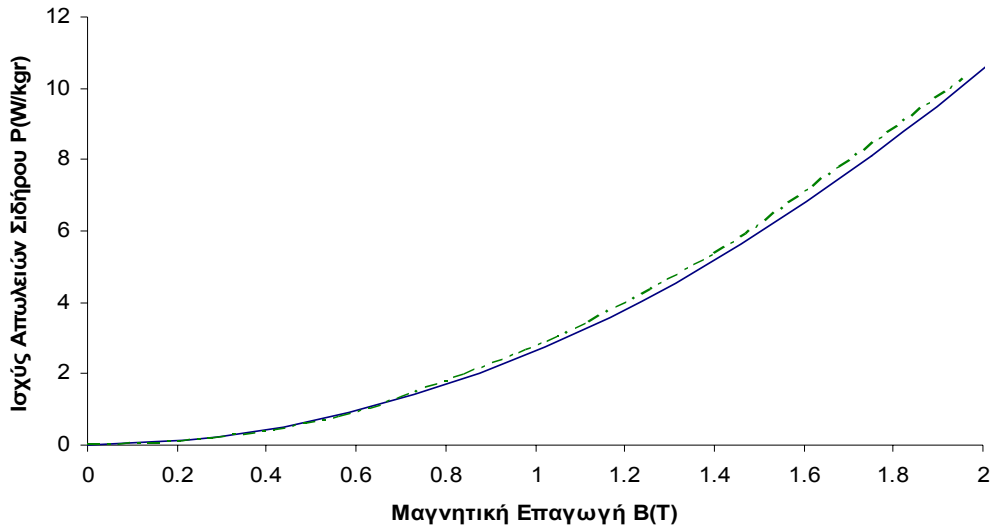
Στο Σχήμα 3.97 παρουσιάζονται οι προσομοιωμένες απώλειες κενού φορτίου που υπολογίστηκαν με το νέο μοντέλο που χρησιμοποιεί τον κώδικα που αναπτύχθηκε και συγκρίνονται με τις προσομοιωμένες απώλειες που υπολογίστηκαν χρησιμοποιώντας εμπορικό λογισμικό για συχνότητα 50 Hz. και τις αντίστοιχες μετρημένες.



Σχήμα 3.97: Απώλειες σιδήρου σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων σε συχνότητα 50 Hz.

———— Προσομοιωμένες με τον κώδικα που αναπτύχθηκε
 - · - · - · - · - Προσομοιωμένες με εμπορικό λογισμικό [3.45]
 ----- Μετρημένες

Στο Σχήμα 3.98 παρουσιάζονται οι προσομοιωμένες απώλειες κενού φορτίου που υπολογίστηκαν με το νέο μοντέλο που χρησιμοποιεί τον κώδικα που αναπτύχθηκε και συγκρίνονται με τις προσομοιωμένες απώλειες που υπολογίστηκαν χρησιμοποιώντας εμπορικό λογισμικό [3.45] για συχνότητα 50 Hz. Παρατηρούμε την σχεδόν ταυτόσημη καμπύλη που δηλώνει την ακρίβεια του παραγόμενου λογισμικού.



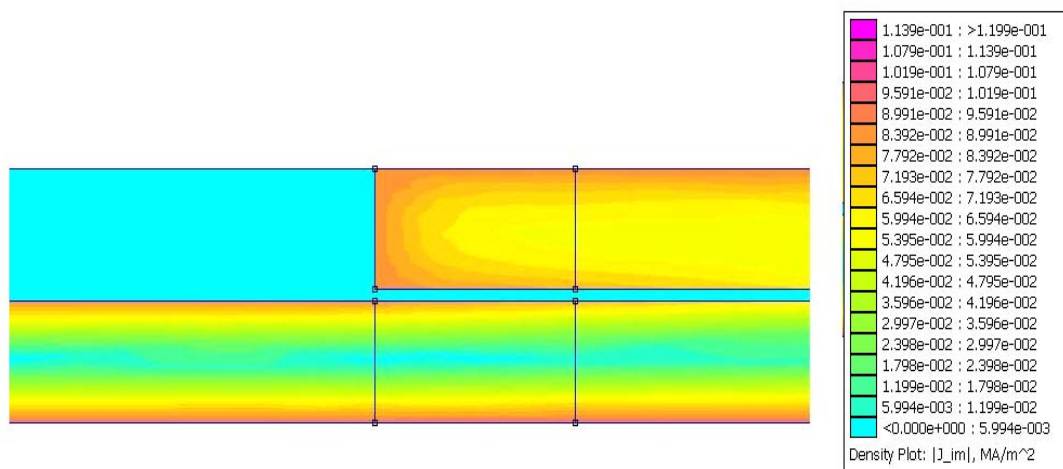
Σχήμα 3.98: Προσομοιωμένες απώλειες σιδήρου σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων σε συχνότητα 50 Hz.

———— Προσομοιωμένες με τον κώδικα που αναπτύχθηκε
 ----- Προσομοιωμένες με εμπορικό λογισμικό [3.45]

3.6.2.2. Διέγερση με τετραγωνικό παλμό

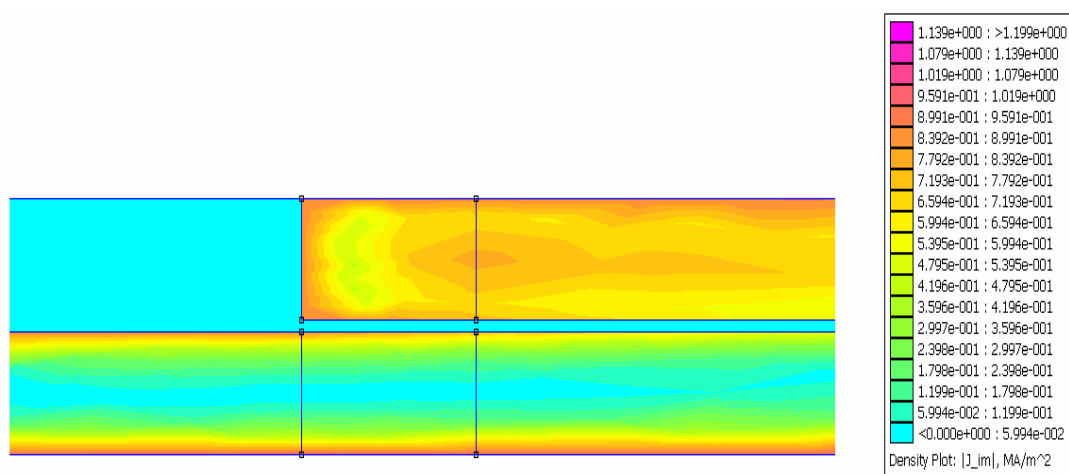
Το μοντέλο εφαρμόστηκε και για τροφοδοσία με τετραγωνικό παλμό σε τρεις διαφορετικές συχνότητες των 50Hz, 500Hz και 5kHz. Η πειραματική επιβεβαίωση του μοντέλου έγινε για σιδηρομαγνητικά ελάσματα, μη προσανατολισμένων κόκκων (NO) πάχους 0,5 mm..

Στο Σχήμα 3.99 απεικονίζεται η πυκνότητα δινορρευμάτων για τα προς εξέταση δοκίμια για συχνότητα 50Hz και τροφοδοσία με τετραγωνικό παλμό



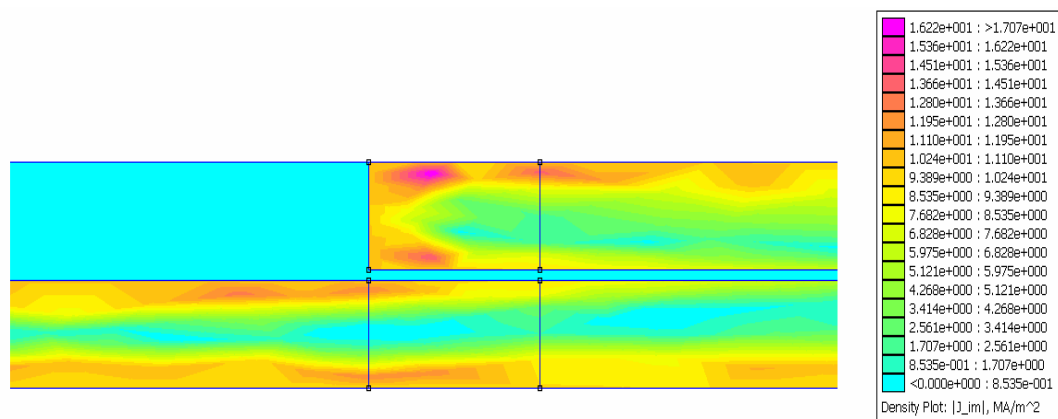
Σχήμα 3.99: Δινορρεύματα σε συχνότητα 50 Hz με διέγερση τετραγωνικό παλμό μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.98T

Στο Σχήμα 3.100 απεικονίζεται η πυκνότητα δινορρευμάτων για συχνότητα 500Hz και τροφοδοσία με τετραγωνικό παλμό



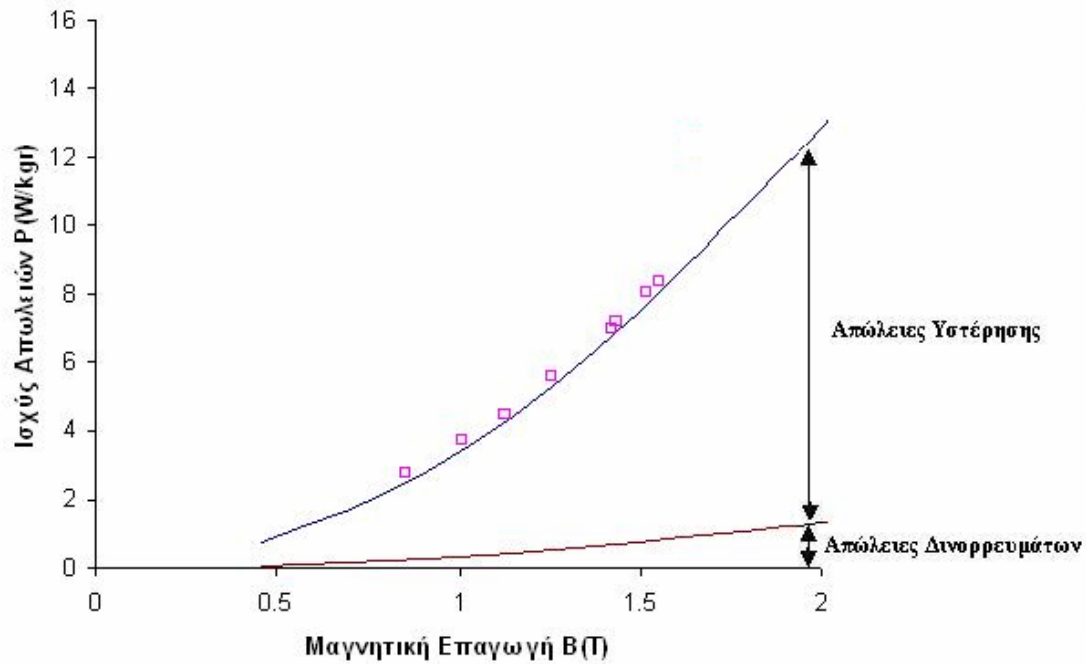
Σχήμα 3.100: Δινορρεύματα σε συχνότητα 500Hz με διέγερση τετραγωνικό παλμό μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.98T

Παρατηρούμε την αύξηση της πυκνότητας των δινορρευμάτων με την αύξηση της συχνότητας από 50 Hz σε 500 Hz Πολύ μεγαλύτερη είναι η αύξηση στην τροφοδοσία των ίδιων δοκιμών με τετραγωνικό παλμό αλλά συχνότητα 5 kHz όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.101



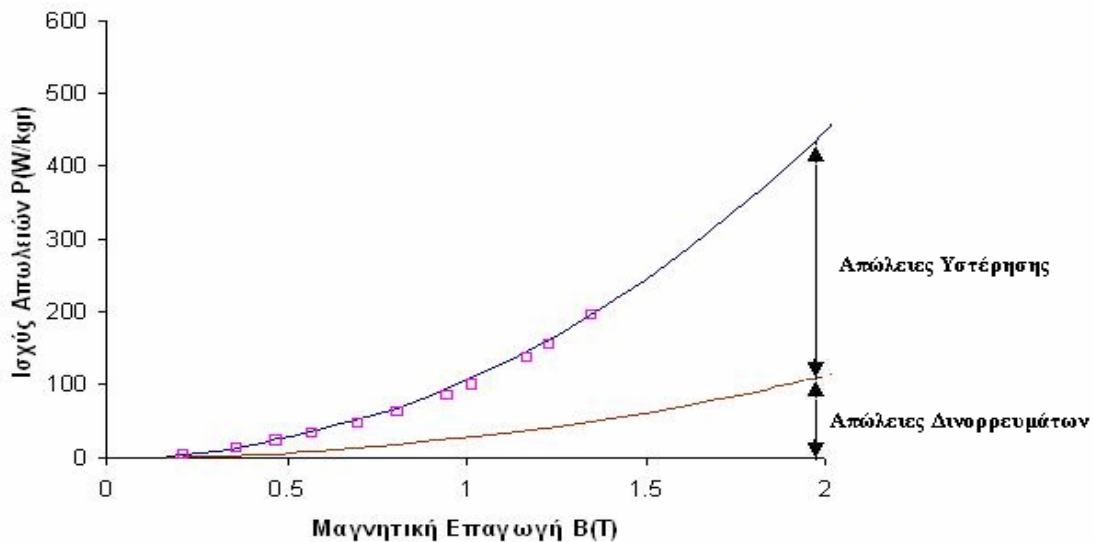
Σχήμα 3.101: Δινορρεύματα σε συχνότητα 5kHz με διέγερση τετραγωνικό παλμό μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.98T

Στο Σχήμα 3.102 συγκρίνονται οι μετρημένες και προσομοιωμένες απώλειες στα 50Hz Διακρίνεται ο διαχωρισμός των απωλειών δινορρευμάτων που υπολογίστηκαν με το μοντέλο που αναπτύχθηκε και των απωλειών υστέρησης.



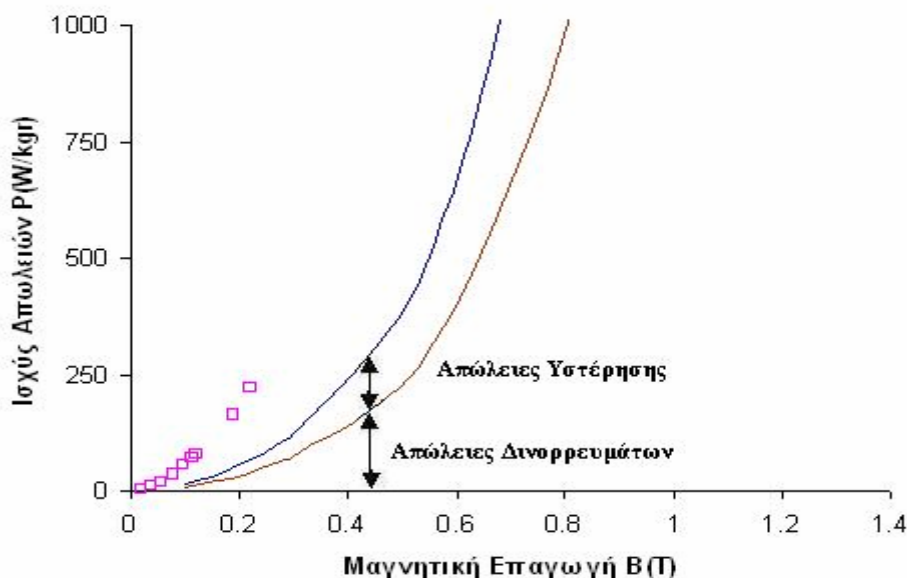
Σχήμα 3.102: Απώλειες σιδήρου σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων με τροφοδοσία τετραγωνικού παλμού συχνότητας 50 Hz
 ————— Προσομοιωμένες με τον κώδικα που αναπτύχθηκε
 □ Μετρημένες με την διάταξη Epstein

Στο Σχήμα 3.103 απεικονίζονται οι μετρημένες και προσομοιωμένες απώλειες σιδήρου για τροφοδοσία τετραγωνικού παλμού και συχνότητα 500Hz



Σχήμα 3.103: Απώλειες σιδήρου σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων με τροφοδοσία τετραγωνικού παλμού συχνότητας 500 Hz
 ————— Προσομοιωμένες με τον κώδικα που αναπτύχθηκε
 □ Μετρημένες με την διάταξη Epstein

Παρατηρούμε την πολύ καλή προσέγγιση των μετρημένων και προσομοιωμένων απωλειών για την συχνότητα των 50 Hz. Ανάλογη παρατήρηση μπορούμε να κάνουμε και για την συχνότητα των 500 Hz που φαίνονται στο σχήμα 3.103. Στο Σχήμα 3.104 απεικονίζονται οι μετρημένες και προσομοιωμένες απώλειες σιδήρου για τροφοδοσία τετραγωνικού παλμού για συχνότητα 5 kHz. Η απόκλιση που παρουσιάζει το μοντέλο σε σχέση με τις μετρημένες τιμές είναι σημαντική στην περίπτωση αυτή λόγω του συγκριτικά μεγαλύτερου μεγέθους των ανωμάτων απωλειών σιδήρου.



Σχήμα 3.104: Απώλειες σιδήρου σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων με τροφοδοσία τετραγωνικού παλμού συχνότητας 5 kHz
 ————— Προσομοιωμένες με τον κώδικα που αναπτύχθηκε
 □ Μετρημένες με την διάταξη Epstein

3.7 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Προκειμένου να επιβεβαιωθούν τα χαρακτηριστικά της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας μετά την μηχανική κατεργασία της αλλά και να διαπιστωθεί η ακρίβεια των αριθμητικών μεθοδολογιών που αναπτύχθηκαν για την ανάλυση των απωλειών κενού φορτίου σιδηρομαγνητικών λαμαρίνων πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις σε διάταξη Epstein. Για το σκοπό αυτό αναπτύχθηκαν μετρητικές διατάξεις με εξειδικευμένες κάρτες λήψης δεδομένων σε H/Y και μετεπεξεργασίας των αποτελεσμάτων, κατασκευάζοντας τα απαραίτητα αισθητήρια μέτρησης και το αντίστοιχο λογισμικό. Για την διερεύνηση της ακρίβειας της μετρητικής διάταξης έγιναν σειρές μετρήσεων για συμβατική μαγνητική λαμαρίνα σε διάφορες μαγνητικές επαγωγές και τα αποτελέσματα συγκρίθηκαν με τις μετρήσεις του κατασκευαστή. Ο υπολογισμός των απωλειών και η σύγκριση με τις μετρήσεις του κατασκευαστή δεν έδειξαν μεγάλες αποκλίσεις. Έτσι η αρχική διαπίστωση είναι ότι το κόστος της λαμαρίνας σε μέγεθος δοκιμών Epstein δεν επηρέασε σημαντικά τις απώλειες σιδήρου τόσο σε λαμαρίνες κατευθυνόμενων κόκκων όσο και σε λαμαρίνες μη κατευθυνόμενων κόκκων.

Στη συνέχεια αναλύθηκε η διάταξη Epstein για τροφοδοσία που χρησιμοποιεί τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Η τροφοδότηση αυτή δημιουργεί ελάχιστονες βρόχους υστέρησης εγγεγραμμένους στον κύριο βρόχο υστέρησης αυξάνοντας σημαντικά τις

απώλειες σιδήρου. Ο αριθμός των ελασσόνων βρόχων εξαρτάται από την διακοπτική συχνότητα και μάλιστα όσο αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα αυξάνεται και ο αριθμός τους. Αντίθετα η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας δεν μεταβάλλει σημαντικά τις απώλειες σιδήρου. Όπως αποδείχθηκε πειραματικά, τουλάχιστον για τις μαγνητικές λαμαρίνες που μελετήθηκαν, οι απώλειες σιδήρου είναι σχεδόν ανεξάρτητες από τη διακοπτική συχνότητα και εξαρτώνται μόνο από την τιμή της μαγνητικής επαγωγής και τη θεμελιώδη συχνότητα.

Με στόχο να εκτιμηθούν οι μεταβολές των απωλειών δινορρευμάτων με τη συχνότητα, συνεκτιμώντας τις απώλειες υστέρησης, αναπτύχθηκε μεθοδολογία που χρησιμοποιεί την μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, η οποία εφαρμόστηκε για την αναπαράσταση των μαγνητικών λαμαρίνων στη διάταξη Epstein. Η μέθοδος χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό των απωλειών όταν η τροφοδοσία είναι ημιτονοειδής αλλά και παλμική με καλή ακρίβεια για συχνότητες μέχρι 500 Hz.

3.8 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [3.1] G Loizos “Novel flux density measurements methods for the characterizing of cut edge effect in electrical steels”, Phd thesis, Cardiff University 2002.
- [3.2] P. Rovolis, A. Kladas, J. Tegopoulos, “Laminated iron core losses evaluation and measurements”, accepted for publication in the Journal of Materials Processing Technology, Vol. 181, pp. 182-185, Jan. 2007.
- [3.3] IEEE WORKING GROUP ON NONSINUSOIDAL SITUATIONS – EFFECTS ON METER PERFORMANCE AND DEFINITIONS OF POWER “Practical Definitions for Power in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced Loads: A Discussion”, IEEE Trans. On PWRD, Vol11, No 1, Jan 1996, pp.79-87
- [3.4] IEC 404-2, DIN 50462/1-6, BS 6404-2 “Measuring Methods of Magnetic and Electric Properties of Transformer Magnetic Laminations
- [3.5] R.M.BOZORTH: ‘Ferromagnetism’, IEEE Press, 1993
- [3.6] K. Tatis, A. Kladas and J. Tegopoulos, “Harmonic Iron Losses Determination in Laminated Iron Cores by using a particular 3D Finite Element Model”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 40, No. 2, March 2004.
- [3.7] Z. Papazacharopoulos, K. Tatis, A. Kladas and J. Tegopoulos, “Harmonic Iron Losses Determination in Laminated Iron Cores by using a particular 3D Finite Element Model”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, no 1, Jan. March2004.
- [3.8] Hyuk Nam, Kyung-Ho Ha, Jeong-Jong Lee, Jung-Pyo Hong and Gyu-Hong Kang, “A Study on Iron Loss Analysis Method Considering the Harmonics of the Flux Density Waveform Using Iron Loss Curves Tested on Epstein Samples”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 3, May 2003.
- [3.9] R. Kaczmarek, M. Amar and F. Protat “Iron Loss Under PWM oltage Supply on Epstein Frame and in Induction Motor Core”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 3 /2 , no 1, Jan. 1996.
- [3.10] P. Holmberg, A. Bergqvist and G. Engdahl, “Modelling eddy currents and hysteresis in a transformer laminate”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 33, no. 2, March 1997.
- [3.11] L. A. Righi, Nelson Sadowski, R. Carlson, J. P. A. Bastos and N. J. Batistela, “A New Approach for Iron Losses Calculation in Voltage Fed Time Stepping Finite Elements”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, No. 5, Sept. 2001
- [3.12] D.C. Jiles, J.B. Thoeke, M.K. Devine, “Numerical Determination of Hysteresis Parameters for the Modeling of Magnetic properties Using the Theory of Ferromagnetic Hysteresis”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 28, no. 1, pp. 27-35, January 1992.
- [3.13] G. Friedman, I.D. Mayergoyz, “Hysteretic energy losses in media described by vector Preisach model”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34 , no 4, pp. 1270-1272, July 1998.
- [3.14] E. Cardelli, R. Giannetti, B. Tellini, “Numerical Characterization of Dynamic Hysteresis Loops and Losses in Soft Magnetic Materials”, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 41, No. 5, pp. 1540-3, May 2005.
- [3.15] D.C. Jiles and J.B. Thoeke, “Theory of Ferromagnetic Hysteresis: Determination of Model Parameters from Experimental Hysteresis Loops”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 25, no. 5, pp.3928-3930, September 1989..
- [3.16] D.C. Jiles, “Frequency Dependence of Hysteresis Curves in «Non Conducting» Magnetic Materials”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 29, no. 6, pp.3490-3492, November 1993.
- [3.17] Dieter Lederer, Hajime Igarashi, Arnulf Kost and Toshihisa Homma, “On the Parameter Identification and Application of the Jiles-Atherton Hysteresis Model for

- Numerical Modeling of Measured Characteristics”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 35, no. 3, pp.1211-1214, May 1999.
- [3.18] D. Dolinar et al., “Calculation of two-axis induction motor model parameters using finite elements,” IEEE Transactions on Energy Conversion, 12(2):133-142, June 1997.
- [3.19] P. Dziwniel, B. Boualem, F. Piriou, J.P. Ducreux, and P. Thomas "Comparison Between Two Approaches to Model Induction Machines with Skewed Slots", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 36/4, pp. 1453-1457, 2000.
- [3.20] Σ. Τραχανάς, Κβαντομηχανική II, Τρισδιάστατα προβλήματα –Κβαντική θεωρία της ύλης, Πανεπιστημιακές Εκδόσεις Κρήτης, Ηράκλειο 1986.
- [3.21] Ν.Σπύρου, Ιδιότητες των Ηλεκτροτεχνικών Υλικών, Εκδόσεις Τζιόλα, 2005
- [3.22] Ι. Α. Τεγόπουλος, “Ηλεκτρικές Μηχανές, Μέρος Β: Μόνιμη Κατάσταση”. Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 1991.
- [3.23] J. Reinert, A. Brockmeyer, R. W. A. A. De Doncker, "Calculation of Losses in Ferro- and Ferrimagnetic Materials Based on the Modified Steinmetz Equation, "IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, No 4, pp. 1055-1061, Jul. 2001.
- [3.24] Π. Σ. Γεωργιάκης, “Συμβολή Μεθόδων Τεχνητής Νοημοσύνης στη μείωση των Απωλειών Κενού Φορτίου Μετασχηματιστών Διανομής”. Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα 2000.
- [3.25] P.S. Georgilakis, N.D. Doulamis, A.D. Doulamis, N.D. Hatziaargyriou, S.D. Kollias, “A novel iron loss reduction technique for distribution transformers based on a combined genetic algorithm-neural network approach,” *IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews*, vol. 31, no. 1, pp. 16-34, February 2001.
- [3.26] J. Prousalidis, N. D. Hatziaargyriou, A. G. Kladas: "Iron lamination efficient representation in power transformers”, *Proceedings of the 1st Japanese-Greek Joint Workshop on Superconductivity and Magnetic Materials*, pp. 171-176, Athens, 1999.
- [3.27] A.Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari and M. Pastorelli “About the Possibility of Defining a Standard Method for Iron Loss Measurement in Soft Magnetic Materials with Inverter Supply”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no 5, pp.1283-1288, September – October 1997.
- [3.28] H. Nam, K.H. Ha, J.J. Lee, J.P. Hong and G.H. Kang, "A Study on Iron Loss Analysis Method Considering the Harmonics of the Flux Density Waveform Using iron Loss Curves Tested on Epstein Samples", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, No.3, pp.1472-1475, May 2003.
- [3.29] J.V. Leite, N. Sadowski, P. Kuo-Peng, and J.P.A. Bastos, “A new anisotropic vector hysteresis model based on stop hysterons,” IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41, pp. 1500-1503, May 2005.
- [3.30] P.J. Leonard, P. Marketos, A.J. Moses, M. Lu “Iron Losses Under PWM Excitation Using a Dynamic Hysteresis Model and Finite Elements”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, no 4, pp.907-910, April 2006.
- [3.31] R. Kaczmarek, M. Amar, and F. Protat “Iron Loss Under PWM Voltage Supply on Epstein Frame and in Induction Motor Core” IEEE Transactions on Magnetics, vol.32, no1, pp.189 – 194, January 1996.
- [3.32] Giuseppe S. Buja, and Marian P. Kazmierkowski, “Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors—A Survey” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 4, pp.744 – 757 August 2004.
- [3.33] Zbigniew Gmyrek, Aldo Boglietti, and Andrea Cavagnino, “Iron Loss Prediction With PWM Supply Using Low- and High-Frequency Measurements: Analysis and Results Comparison” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 4, pp.1722 – 1728 April 2008.
- [3.34] C. Cester, A. Kedous-Lebouc, and B. Cornut “Iron Loss Under Practical Working Conditions of a PWM Powered Induction Motor” IEEE Transactions on Magnetics,

- vol.33, no5, pp.3766 – 3768, September 1997.
- [3.35] P. G. Rovolis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, «Laminated Iron Core Losses Evaluation and Measurements», Journal of Materials Processing Technology (Elsevier) 181 (2007) pp. 182–185.
- [3.36] G. Kalokiris, P. G. Rovolis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, «A Coupled Numerical-Experimental Analysis of Iron Core Losses in Inverter fed Induction Motor», Twelfth Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation CEFC 2006, April 30th - May 3rd 2006, Miami, USA.
- [3.37] P. G. Rovolis, A. Kladas, and J. Tegopoulos, “Numerical and Experimental Analysis of Iron Core Losses Under Various Frequencies” IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, no. 3, March 2009 pp.1206-1209
- [3.38] P. G. Rovolis and A. G. Kladas «Theoretical and experimental analysis of laminated iron core losses» Journal of Optoelectronics and Advanced Materials, Vol. 10 ISS.5-2008, printed date May 14 2008, pp. 1103-1105
- [3.39] Μ. Α. Τσίλη, “Ανάπτυξη μεικτών αριθμητικών τεχνικών πεπερασμένων στοιχείων - οριακών στοιχείων για τη σχεδίαση μετασχηματιστών ισχύος,” Διδακτορική διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, Ιούνιος 2005.
- [3.40] C. P. Steinmetz, “On the Law of Hysteresis,” American Institute of Electrical Engineers Transactions, vol. 9, 1892, pp. 3-51.
- [3.41] Jonathan Richard Shewchuk, “Triangle: Engineering a 2D Quality Mesh Generator and Delaunay Triangulator”, Applied Computational Geometry: Towards Geometric Engineering, volume 1148 of Lecture Notes in Computer Science, pages 203-222, Springer-Verlag, Berlin, May 1996.
- [3.42] Jonathan Richard Shewchuk, “Delaunay Refinement Algorithms for Triangular Mesh Generation”, Computational Geometry: Theory and Applications 22(1-3), 21-74, May 2002
- [3.43] L. Paul Chew, “Guaranteed-Quality Mesh Generation for Curved Surfaces”, Proceedings of the Ninth Annual Symposium on Computational Geometry (San Diego, California), pages 274-280, Association for Computing Machinery, May 1993
- [3.44] Jim Ruppert, “A Delaunay Refinement Algorithm for Quality 2-Dimensional Mesh Generation”, Journal of Algorithms 18(3), p-p 548-585, May 1995.
<http://www.femm.info/wiki/HomePage>
- [3.45] Ιστοσελίδα Finite Element Method Magnetics:
<http://www.femm.info/wiki/HomePage>

ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΝΕΟΥ ΦΑΙΝΟΜΕΝΟΛΟΓΙΚΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΘΕΩΡΗΣΗΣ ΤΗΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΥΣΤΕΡΗΣΗΣ

4.1 . ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Το μοντέλο Jiles-Atherton [4.1-4.3] αναπαριστά το φαινόμενο της μαγνητικής υστέρησης σε ισοτροπικά πολυκρυσταλλικά υλικά [4.4, 4.5] όπου ως κύριος μηχανισμός μαγνήτισης θεωρείται η ομοιόμορφη μεταβολή των περιοχών Weiss μέσω μετακίνησης των συνόρων Bloch. Η προσέγγιση που προτείνεται είναι ιδιαίτερου ενδιαφέροντος λόγω της σχετικής απλότητάς της και της φυσικής ερμηνείας των παραμέτρων. Το μοντέλο Jiles-Atherton, παρουσιάζει σημαντικά υπολογιστικά πλεονεκτήματα σε σχέση με το μοντέλο των Preisach-Neel, καθώς εμπλέκει μόνο τέσσερις παραμέτρους για τον πλήρη προσδιορισμό ενός βρόχου υστέρησης. Εμφανίζει όμως και σημαντικά μειονεκτήματα ιδιαίτερα στη δυνατότητα θεώρησης μεταβολής του βρόχου υστέρησης με τη συχνότητα, αλλά και στη δυνατότητα αναπαράστασης ελασσόνων βρόχων.

Στο παρόν κεφάλαιο εισάγεται ένα νέο φαινομενολογικό μοντέλο αναπαράστασης της μαγνητικής υστέρησης βασισμένο στο μοντέλο Jiles–Atherton (JA) επεκτείνοντας τον τρόπο μεταβολής των παραμέτρων του με τη συχνότητα. Με τη μέτρηση σε συνεχές ρεύμα υπολογίζονται οι στατικές παράμετροι προκειμένου να αναπαραστήσουν τους βρόχους υστέρησης του υλικού σε πολύ αργές χρονικές μεταβολές που στην πράξη αντιστοιχούν σε συχνότητες μέχρι 50 Hz. Η καταλληλότητα του μοντέλου επιβεβαιώνεται πειραματικά για περιπτώσεις διεγέρσεως σε συχνότητες μέχρι 500 Hz.

4.2 ΚΛΑΣΣΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ JILES - ATHERTON

4.2.1. Εξισώσεις του μοντέλου

Η μορφή των εξισώσεων του μοντέλου JA έχει εξελιχθεί [4.1-4.3, 4.6], και όλο και περισσότερα φυσικά φαινόμενα έχουν ληφθεί υπόψη. Αφ' ετέρου, στις νεώτερες εκδόσεις του μοντέλου, οι D.Jiles και D.Atherton έχουν κάνει χρήση μερικών βελτιώσεων σε σχέση με τις προηγούμενες. Το μοντέλο Jiles –Atherton παρουσιάζει μικρότερη ακρίβεια σε σύγκριση με την προσέγγιση του μοντέλου Preisach [4.6][4.7] [4.8].

4.2.1.1. Ενεργό πεδίο

Η έννοια του ενεργού πεδίου [4.9] διαδραματίζει τον κρίσιμο ρόλο στην περιγραφή των JA. [4.10,4.11]. Η μαγνήτιση ενός υλικού μπορεί να περιγραφεί από δύο κύριους μηχανισμούς μαγνήτισης, δηλαδή από την αυξομείωση γειτονικών περιοχών (μετακίνηση συνόρου μεταξύ δύο περιοχών-όρια Bloch μεταξύ δύο περιοχών) και από την στιγμιαία περιστροφή της μαγνήτισης μιας περιοχής (μαγνητικές περιοχές Weiss), ή από έναν συνδυασμό αυτών των μηχανισμών. Οι D. Jiles και D. Atherton έχουν εφαρμόσει την

αρχική ιδέα του P. Weiss των μαγνητικών τομέων και έχουν προβλέψει το φαινόμενο υστέρησης ως αποτέλεσμα της τριβής, σαν αντίδραση των περιοχών ενάντια στο εξωτερικό μαγνητικό πεδίο, που μπορεί να γραφεί υπό μορφή συνηθισμένης διαφορικής εξίσωσης .

$$k \frac{dM}{dH_e} = M_{an} - M \quad (4.1)$$

$$H_e = H + \alpha M \quad (4.2)$$

Όπου H_e είναι ένα ειδικό πεδίο, και είναι ανάλογο με το μέσο πεδίο του Weiss το οποίο παρατηρείται από μεμονωμένες μαγνητικές ροπές μέσα σε ένα μαγνητικό τομέα. η ένταση του επιβαλλόμενου μαγνητικού πεδίου, M_{an} είναι η μαγνήτιση του υλικού ελλείψει του εξωτερικού πεδίου και στην κατάσταση της γενικής θερμοδυναμικής ισορροπίας, α και k είναι παράμετροι του μοντέλου.

Η εξίσωση (4.2) καθορίζει το ενεργό πεδίο που στο μοντέλο. Στην αρχική εργασία [4.1] οι D.Jiles και D.Atherton δεν έκαναν διάκριση της συνολικής μαγνήτισης M από την μη αναστρέψιμη μαγνήτιση M_{irr} που αποτελεί τμήμα της.

Σε αυτή την περίπτωση η λύση των πρότυπων εξισώσεων για την απόδοση της διαφορικής επιδεκτικότητας $\frac{dM}{dH}$ είναι απλή και είναι η ακόλουθη.

$$\frac{dM}{dH} = \frac{M_{an} - M}{k\delta - \alpha(M_{an} - M)} \quad (4.3)$$

όπου το δ δηλώνει εάν πρόκειται για τον ανερχόμενο ή κατερχόμενο τμήμα του βρόχου υστέρησης, $\delta = \text{sign}(\frac{dH}{dt})$.

Εντούτοις σε άλλες εργασίες οι ερευνητές έχουν εισαγάγει τον διαχωρισμό της συνολικής μαγνήτισης σε δύο επιμέρους τμήματα στο αναστρέψιμο τμήμα που σχετίζεται με την στρέβλωση και την περιστροφή των μαγνητικών περιοχών (τομέων), και την μη αναστρέψιμη, λόγω μετακίνησης των τοίχων μαγνητικών περιοχών των περιοχών μέσω ενός εμποδίου, το οποίο μπορεί να οφείλεται στη δομική ανομοιογένεια, τις ακαθαρσίες, την εξάρθρωση του κρυσταλλικού πλέγματος ή τη μηχανική πίεση. Αυτές οι ατέλειες καλούνται περιοχές παγίδευσης και η μέση κατανομή τους εκφράζεται από την παράμετρο k . Οι D.Jiles και D.Atherton έχουν υποστηρίξει ότι η υστέρηση οφείλεται εξ ολοκλήρου στο μη αναστρέψιμο τμήμα M_{irr} , επομένως αυτή η ποσότητα πρέπει να αντικαταστήσει το σύνολο μαγνήτισης στην εξίσωση (4.1). Το ερώτημα που προκύπτει είναι, εάν ισχύει αυτό και για την αυθόρμητη (πηγαία) μαγνήτιση στην εξίσωση (4.2) Ένα άλλο σημαντικό ζήτημα, που αντιμετωπίζεται στην [4.12], είναι η ανάγκη να ληφθούν υπόψη οι υψηλότεροι όροι της μαγνήτισης στον ενεργό πεδίο. Αυτοί μπορούν να αναμένονται βάσει των θερμοδυναμικών εκτιμήσεων για τη μορφή της ενέργειας Gibbs [4.13] και συσχετίζονται με την υπόλοιπη συμβολή από την ανισοτροπία στην υψηλή περιοχή τομέων.

4.2.1.2. Ανυστεριτική μαγνήτιση

Η ανυστεριτική μαγνήτιση, που συμβολίζεται με M_{an} , είναι η μαγνήτιση, η οποία θα λαμβανόταν σε ένα υποθετικό υλικό απαλλαγμένο από την παγίδευση των περιοχών στην κατάσταση της γενικής θερμοδυναμικής ισορροπίας. Στην πράξη ένα σημείο στην καμπύλη ανυστέρησης προκύπτει με την εφαρμογή ενός γνωστού DC μαγνητικού πεδίου και έπειτα με την εφαρμογή ενός μεγάλου εναλλασσόμενου πεδίου χαμηλής συχνότητας, του οποίου το πλάτος μειώνεται βαθμιαία σε μηδέν.

Η τιμή της ανυστεριτικής μαγνήτισης για δεδομένη τιμή του H λαμβάνεται όταν το πλάτος του εναλλασσόμενου πεδίου φθάνει στο μηδέν. Εντούτοις η μέθοδος δεν αντιστοιχεί ακριβώς στην θερμική κατάσταση ισορροπίας, όπως επισημαίνεται στην [4.14].

Αφ' ετέρου, η μέθοδος που συνίσταται στην ψύξη του δείγματος αργά επάνω από το σημείο Curie για διαφορετικές τιμές του εφαρμοζόμενου πεδίου είναι πάρα πολύ περίπλοκη για να εφαρμοστεί στις πρακτικές μαγνητικές μετρήσεις.

Για την περιγραφή της ανυστεριτικής μαγνήτισης οι Jiles και Atherton έχουν εφαρμόσει την τροποποιημένη συνάρτηση Langevin

$$M_{an} = M_s \left[\coth \frac{H_e}{\alpha} - \frac{\alpha}{H_e} \right] \quad (4.4)$$

όπου εισάγει δύο νέες παραμέτρους:

$$\alpha = k_B T \mu_0 \langle m \rangle \quad (4.5)$$

α είναι η παράμετρος, η οποία καθορίζει τη κατανομή πυκνότητας των ομάδων των ενεργών μαγνητικών περιοχών σε μια δεδομένη θερμοκρασία T . Το k_B είναι η σταθερά Boltzmann, μ_0 είναι η διαπερατότητα του κενού, ενώ $\langle m \rangle$ δείχνει τη μέση μαγνητική ροπή των ενεργών περιοχών [4.15] το M_s είναι η μαγνήτιση κορεσμού του υλικού.

Υπάρχει μια απόκλιση στον καθορισμό της ανυστεριτικής μαγνήτισης μεταξύ των διαφόρων ερευνητών. Μερικοί από αυτούς πιστεύουν, ότι η ανυστεριτική μαγνήτιση πρέπει να δοθεί ως εν δυνάμει λειτουργία του, δηλ. το επιβαλλόμενο πεδίο στην εξίσωση (4.4) πρέπει να αντικατασταθεί με $H + \alpha M_{an}$. Έτσι μια έκφραση έχει εφαρμοστεί στα [4.16-4.18]. Ο M. Dapino στη διατριβή του [4.5] διακρίνει τις "γενικές" (εν δυνάμει) και "τοπικές" καμπύλες ανυστέρησης.

Μπορεί εύκολα να σημειωθεί, ότι η υπόθεση του ορισμού που δίνεται από την εξίσωση (4.4) οδηγεί στο συμπέρασμα ότι ακόμη και η ίδια η καμπύλη ανυστέρησης εμφανίζει την υστέρηση όσον αφορά το μαγνητικό πεδίο H . Εντούτοις, εάν υποθεθεί [4.9], ότι το επιβαλλόμενο πεδίο είναι η σημαντικότερη φυσική ποσότητα στην περιγραφή των JA, κατόπιν δεν υπάρχει καμία ασάφεια στον καθορισμό που δίνεται από την εξίσωση. (4.4). Μπορεί επίσης να παρατηρήσουμε σε αυτό το σημείο, ότι η τροποποιημένη συνάρτηση Langevin μπορεί να αντικατασταθεί με κάποια άλλη συνάρτηση για την καμπύλη ανυστέρησης, π.χ. την πιο γενική συνάρτηση Brillouin [4.18-4.22].

4.2.1.3. Μη αναστρέψιμη και αναστρέψιμη στοιχεία της μαγνήτισης

Στο άρθρο τους [4.3] οι Jiles και Atherton έχουν εισαγάγει τη διάκριση της συνολικής μαγνήτισης M στη μη αναστρέψιμη M_{irr} και την αναστρέψιμη μαγνήτιση M_{rev} . Έχουν υποστηρίξει ότι η αναστρέψιμη μαγνήτιση μπορεί να δοθεί ως διαφορά (εξίσωση (4.6)).

$$M_{rev} = c(M_{an} - M) \quad (4.6)$$

όπου c είναι η νέα παράμετρος του μοντέλου, ενώ η εξίσωση (4.1) αναφέρεται στην μη αναστρέψιμη μαγνήτιση μόνο.

Ο παραγόμενος τύπος για τη διαφορική μαγνητική επιδεκτικότητα δεν ήταν εξ ολοκλήρου σωστός (4.7), παρουσιάζεται όμως εδώ για την πληρότητα του θέματος

$$\frac{dM}{dH} = \frac{1}{1+c} \frac{M_{an} - M}{k\delta - \alpha(M_{an} - M)} + \frac{c}{1+c} \frac{dM_{an}}{dH} \quad (4.7)$$

Μια ελαφρώς αλλαγμένη μορφή, όπου $M_{rev} = c(M_{an} - M_{irr})$ παρουσιάστηκε αργότερα στα άρθρα για το ζήτημα εκτίμησης [4.23-4.24]

$$\frac{dM}{dH} = (1-c) \frac{M_{an} - M_{irr}}{k\delta - \alpha(M_{an} - M_{irr})} + c \frac{dM_{an}}{dH} \quad (4.8)$$

Στο [4.25], παρουσιάστηκε, ότι ο τύπος που δόθηκε από την εξίσωση (4.8) προήλθε από μια αλλαγή του καθορισμού του ενεργού πεδίου στην εξίσωση (4.1) από $H + \alpha M$ σε $H + \alpha M_{irr}$. Ακόμα υποστηρίχθηκε ότι έχουν χρησιμοποιήσει την εξίσωση (4.2).

Οι λεπτές διαφορές στη διατύπωση των εξισώσεων του μοντέλου μπορεί να φαίνονται ασήμαντες με μια πρώτη ματιά, αλλά, όπως αποδεικνύεται από τους R. Venkataraman και P. Krishnaprasad, αυτές οδηγούν στην παραβίαση των νόμων της θερμοδυναμικής και πιθανή κακή διατύπωση της περιγραφής [4.26, 4.27].

Η επίδραση των διαφορετικών διατυπώσεων ενισχύεται εάν χρησιμοποιηθεί η αντίστροφη πρότυπη διατύπωση (B - είσοδος). Η ανάγκη να χρησιμοποιηθεί το αντίστροφο μοντέλο $H = v(B)$ προκύπτει από τους κανονισμούς κατά IEC σχετικά με τις μαγνητικές μετρήσεις, όταν ελέγχεται η επαγωγή. Είναι επίσης χρήσιμο στους υπολογισμούς της δισδιάστατης μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων (FEM). Η διατύπωση του αντίστροφου μοντέλου μπορεί ο ευκολότερα να ληφθεί από τη εξίσωση (4.9) [4.28].

$$\frac{dM}{dB} = \frac{\frac{dM}{dH}}{\mu_0 \left(1 + \frac{dM}{dH} \right)} \quad (4.9)$$

Συνοψίζοντας σε αυτό το σημείο, την πρότυπη διατύπωση του μοντέλου JA δίνεται με το ακόλουθο σύνολο εξισώσεων [4.6, 4.26, 4.28]:

$$k\delta \frac{dM_{irr}}{dH_e} = \delta_M (M_{an} - M_{irr}) \quad (4.10)$$

$$H_e = H + \alpha M \quad (4.11)$$

$$M_{an} = M_s \left[\coth \frac{H_e}{\alpha} - \frac{\alpha}{H_e} \right] \quad (4.12)$$

$$M = M_{rev} + M_{irr} \quad (4.13)$$

$$M_{rev} = c(M_{an} - M_{irr}) \quad (4.14)$$

Στην εξίσωση (4.10) ένας νέος συντελεστής δ_M έχει εισαχθεί, του οποίου η έννοια είναι να κατασταλούν οι μη φυσικές αρνητικές διαφορικές μαγνητικές επιδεκτικότητες μετά από μια αντιστροφή τομέων [4.6, 4.26]. Ο καθορισμός του δίνεται από την εξίσωση (4.15)

$$\delta_M = 0.5(1 + \text{sign}[(M_{an} - M_{irr})dH/dt]) \quad (4.15)$$

Η σχέση για τη διαφορική μαγνητική επιδεκτικότητα για το σύνολο εξισώσεων (4.10) - (4.15) είναι η ακόλουθη.

$$\frac{dM}{dH} = \frac{\delta_M (M_{an} - M) + ck\delta dM_{an}/dH_e}{k\delta - \alpha[(M_{an} - M) + ck\delta dM_{an}/dH_e]} \quad (4.16)$$

4.2.1.4. Μέθοδοι εκτίμησης

Η "κλασική" μέθοδος εκτίμησης των πρότυπων παραμέτρων [4.23-4.24] προϋποθέτει τη γνώση των μετρημένων κλίσεων dM/dH σε διάφορα χαρακτηριστικά σημεία στο βρόχο M-H. Οι πληροφορίες για τις κλίσεις επιτρέπουν την ανάπτυξη ενός συνόλου μη γραμμικών εξισώσεων, των οποίων η επαναληπτική λύση μας επιτρέπει να βρούμε τις τιμές των παραμέτρων του μοντέλου.

Τα αδύνατα σημεία της "κλασικής" μεθόδου μπορούν να συνοψιστούν ως εξής:

- Ο μεταβληθείς τύπος για το dM/dH , που αναφέρθηκε στις προηγούμενες παραγράφους,
- Η επιλογή της ακολουθίας επίλυσης της επαναληπτικής μεθόδου αφήνεται χωρίς μια απόδειξη της ακρίβειάς της,
- Η χρήση των κλίσεων dM/dH και dM_{an}/dH στην αρχή του M-H βρόχου δύο φορές λαμβάνοντας δύο μεμονωμένες εξισώσεις που στην πραγματικότητα μια από αυτές είναι η προσέγγιση της άλλης, όπως και η ιδιομορφία της τροποποιημένης συνάρτησης Langevin στο μηδέν [4.28].
- Η μετατόπιση συνόρων περιοχών δεν είναι το επικρατέστερο φαινόμενο υπεύθυνο για την υστέρηση στις χαμηλές και υψηλές περιοχές τομέων, ενώ το μοντέλο JA στόχευε στην περιγραφή της υστέρησης ως επίδραση της μη αναστρέψιμης μετατόπισης των συνόρων περιοχών.
- Θεωρείται, ότι όλες οι προαναφερθείσες κλίσεις είναι μετρημένες επακριβώς, δηλαδή τα σφάλματα μέτρησης δεν λαμβάνονται υπόψη στον υπολογισμό

Μερικά από τα μειονεκτήματα εξετάστηκαν σε διάφορα άρθρα όπως στο [4.29] προτείνεται μια ταυτόχρονη λύση των αντίστοιχων μη γραμμικών εξισώσεων. Η βιβλιογραφική επισκόπηση αποκαλύπτει έναν αυξανόμενο ρόλο των μεθόδων τεχνητής νοημοσύνης που εφαρμόζονται για την επίλυση του ζητήματος εκτίμησης: προσομοιωμένη ανόπτηση [4.8, 4.30, 4.31, 4.41], γενετικοί αλγόριθμοι [4.31-4.41], τα νευρωνικά δίκτυα [4.40 - 4.42], η ασαφής λογική (fuzzy logic) [4.41, 4.43] και η βελτιστοποίηση σμήνους μορίων (particle swarm optimization) [4.44, 4.45], Άλλες πιθανές προσεγγίσεις περιλαμβάνουν τις άμεσες μεθόδους αναζήτησης [4.6, 4.17, 4.38, 4.46, 4.47].

4.3 ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟ ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ JILES - ATHERTON

Το μοντέλο που αναπτύχθηκε χρησιμοποιεί μια τροποποίηση των παραμέτρων ώστε να συμπεριληφθούν τα δυναμικά φαινόμενα [4.21]. Το μοντέλο βασίζεται στην αναπαράσταση της μεταβολής της ενέργειας του μαγνητικού υλικού που εκφράζεται ως εξής:

$$dE_p = k_1 dM + k_2 (dM / dt) \quad (4.17)$$

Όπου

το dE_p δηλώνει την ενέργεια που χάνεται όταν μετακινείτε μία μαγνητική περιοχή του υλικού,

dM είναι η μεταβολή στην μαγνήτιση στην περιοχή,

dM / dt είναι ο ρυθμός μεταβολής της μαγνήτισης,

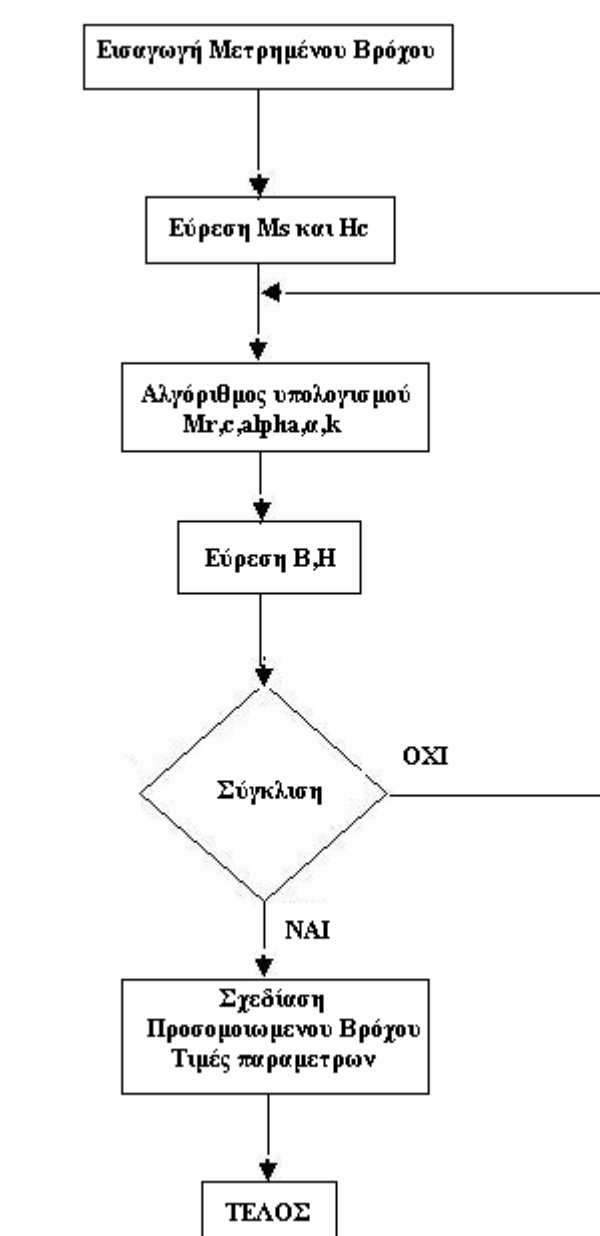
k_1 είναι μια παράμετρος ανάλογη του μοντέλου Jiles-Atherton

k_2 είναι μια νέα παράμετρος που ορίζεται για να συμπεριλάβει τα δυναμικά φαινόμενα

Για την υλοποίηση του μοντέλου είναι απαραίτητη η μέτρηση ενός μόνο βρόχου υστέρησης του υλικού.

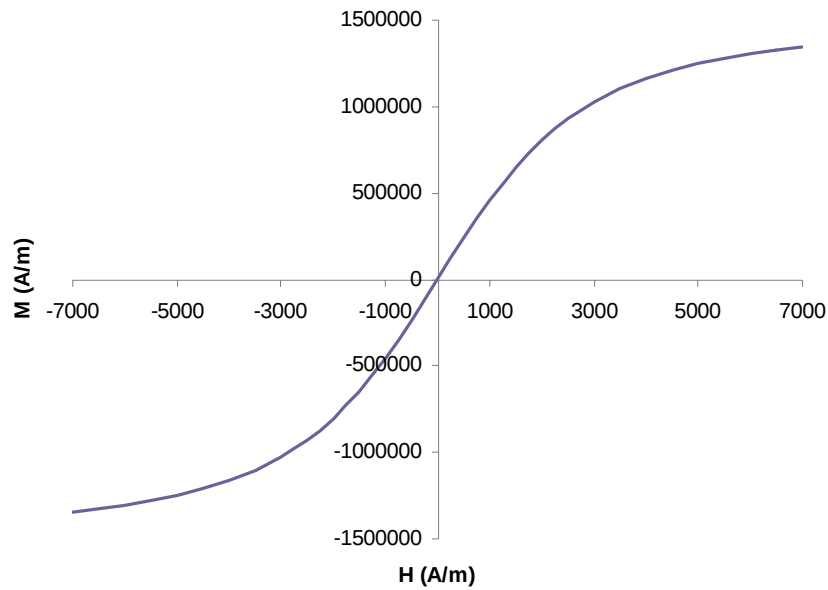
Το διάγραμμα ροής υπολογισμού των παραμέτρων του μοντέλου Jiles – Atherton που αναπτύχθηκε φαίνεται στο σχήμα 4.1. Η υλοποίηση του αλγορίθμου υπολογισμού έγινε σε περιβάλλον Matlab.

Από μετρήσεις έχουμε τα ζεύγη τιμών των B και H τα οποία εισάγουμε στο πρόγραμμα. Υπολογίζεται η μαγνήτιση κορεσμού M_s , η συνέχουσα δύναμη H_c και το dM/dH . Ο αλγόριθμος αναλαμβάνει με την βοήθεια των εξισώσεων που αναφέρθηκαν να υπολογίσει τις παραμέτρους $\alpha, c, \alpha, k, M_r$. Προσδιορίζει τα B και H προκειμένου να επανασχεδιάσει το βρόχο. Εάν δεν υπάρχει σύγκλιση τότε επαναπροσδιορίζει τις παραμέτρους προκειμένου να βρει νέα B και H . Εάν υπάρξει σύγκλιση σχεδιάζεται ο προσομοιωμένος βρόχος και καταγράφονται οι παράμετροι.



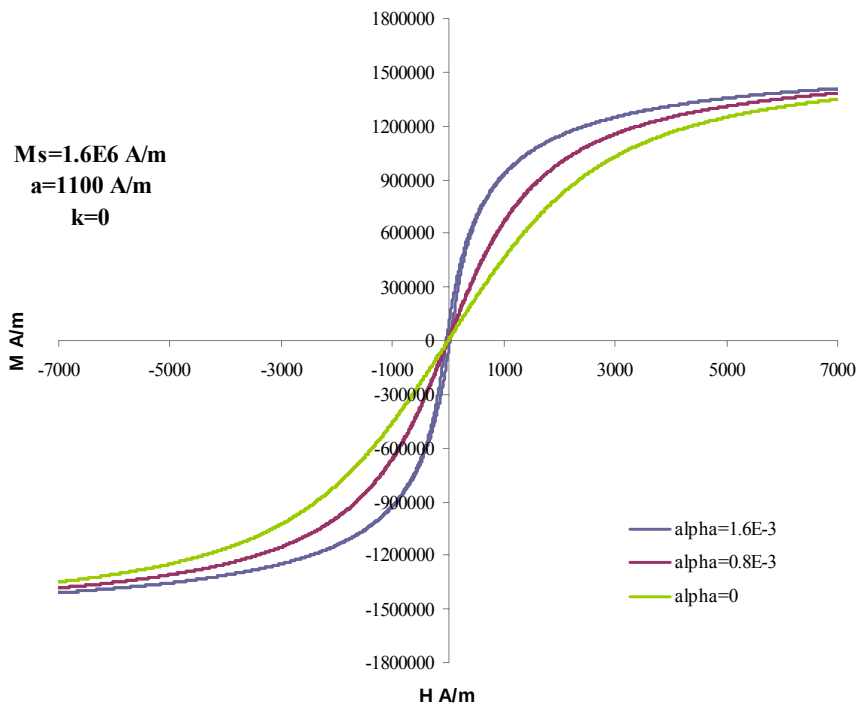
Σχήμα 4.1: Διάγραμμα ροής υπολογισμού παραμέτρων και βρόχου υστέρησης

Λύνοντας την εξίσωση 4.12 και για $a=1100$ A/m και $\alpha=0$ προκύπτει η ανυστερετική καμπύλη



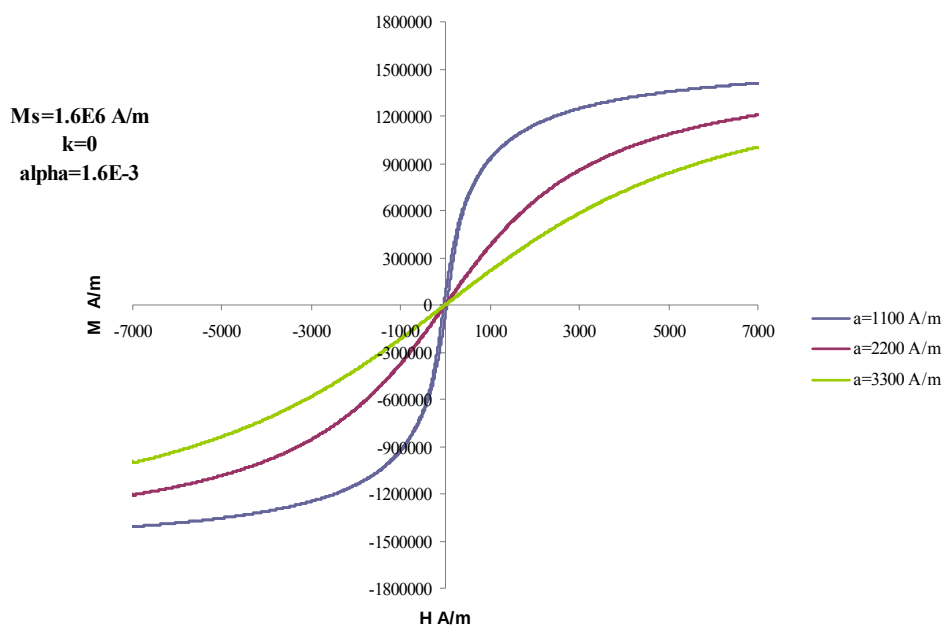
Σχήμα 4.2: Αρχική καμπύλη μαγνήτισης για $a=1100\text{ A/m}$ και $\alpha=0$

Μεταβάλλοντας την τιμή της παραμέτρου α και κρατώντας σταθερές τις άλλες παραμέτρους παράγεται ένα σμήνος καμπυλών που φαίνεται στο Σχήμα 4.2. Παρατηρούμε ότι η μεταβολή της παραμέτρου α αλλάζει την κλίση της καμπύλης ανυστέρησης



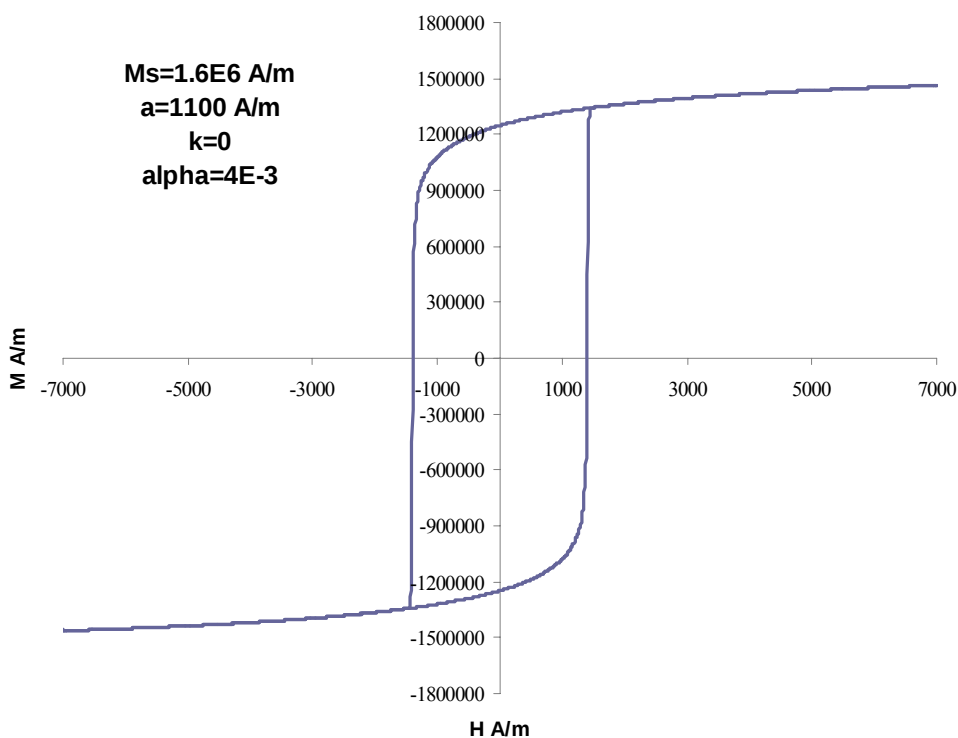
Σχήμα 4.3: Αρχική καμπύλη μαγνήτισης με μεταβολή της παραμέτρου α

Μεταβάλλοντας την τιμή της παραμέτρου a και κρατώντας σταθερές τις άλλες παραμέτρους παράγεται ένα σμήνος καμπυλών που φαίνεται στο Σχήμα 4.3



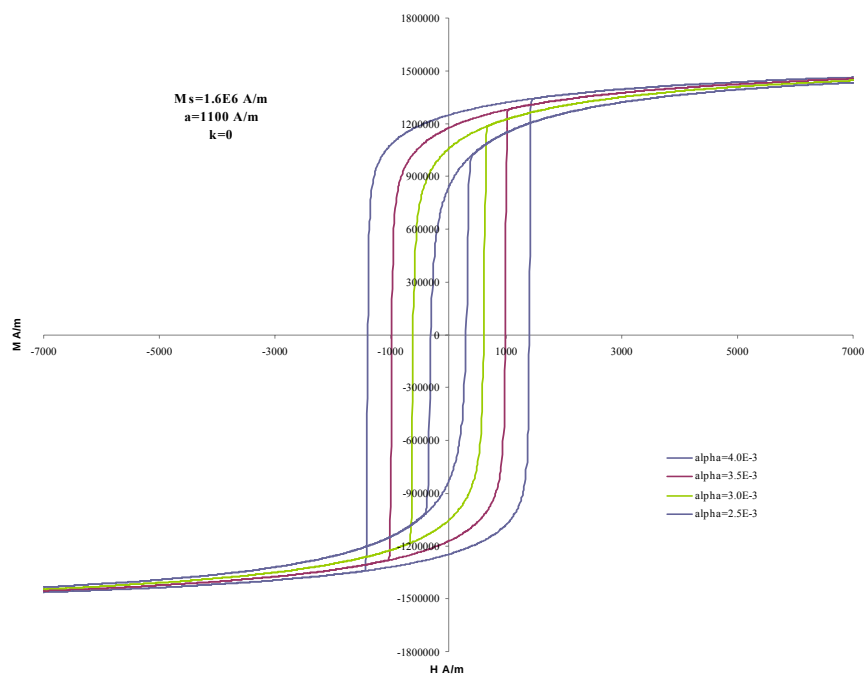
Σχήμα 4.4: Αρχική καμπύλη μαγνήτισης με μεταβολή της παραμέτρου a

Στο Σχήμα 4.5 απεικονίζεται προσομοιωμένος βρόχος υστέρησης για $M_s=1.6E6A/m$, $a=1100A/m$, $k=0$ και $\alpha=4E-3$



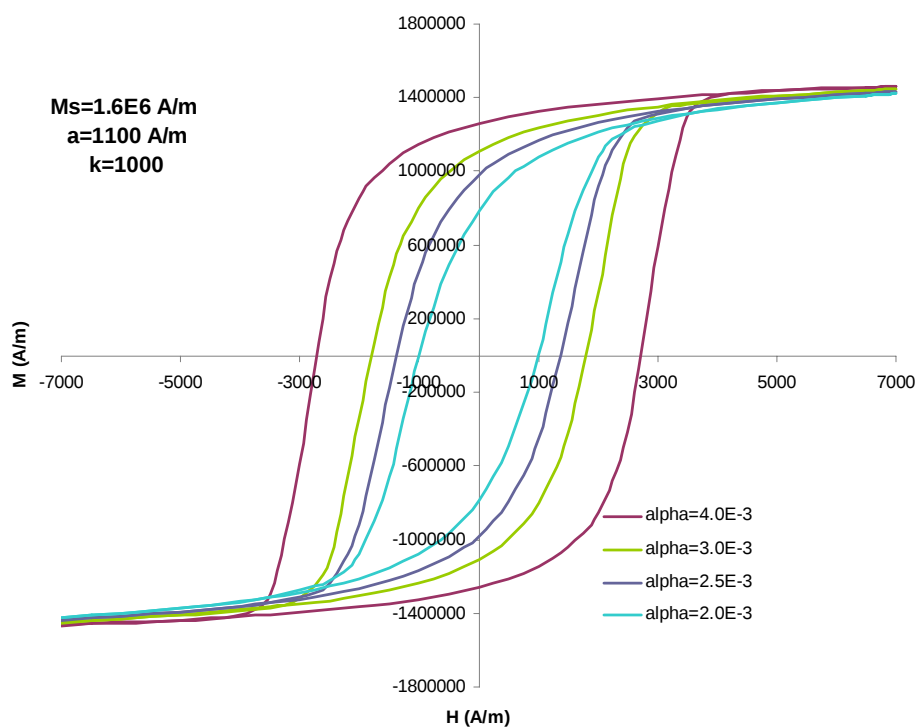
Σχήμα 4.5: Βρόχος υστέρησης με το νέο μοντέλο βασισμένο στο μοντέλο των Jiles-Atherton

Στο Σχήμα 4.6 απεικονίζεται προσομοιωμένοι βρόχοι υστέρησης για $M_s=1.6E6A/m$, $a=1100A/m$, $k=0$ και για διαφορετικά α



Σχήμα 4.6: Βρόχος υστέρησης με το νέο μοντέλο βασισμένο στο μοντέλο των Jiles-Atherton για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου α

Στο Σχήμα 4.7 απεικονίζονται προσομοιωμένοι βρόχοι υστέρησης για $M_s = 1.6 \times 10^6$ A/m, $a = 1100$ A/m, $k = 1000$ και για διαφορετικά α

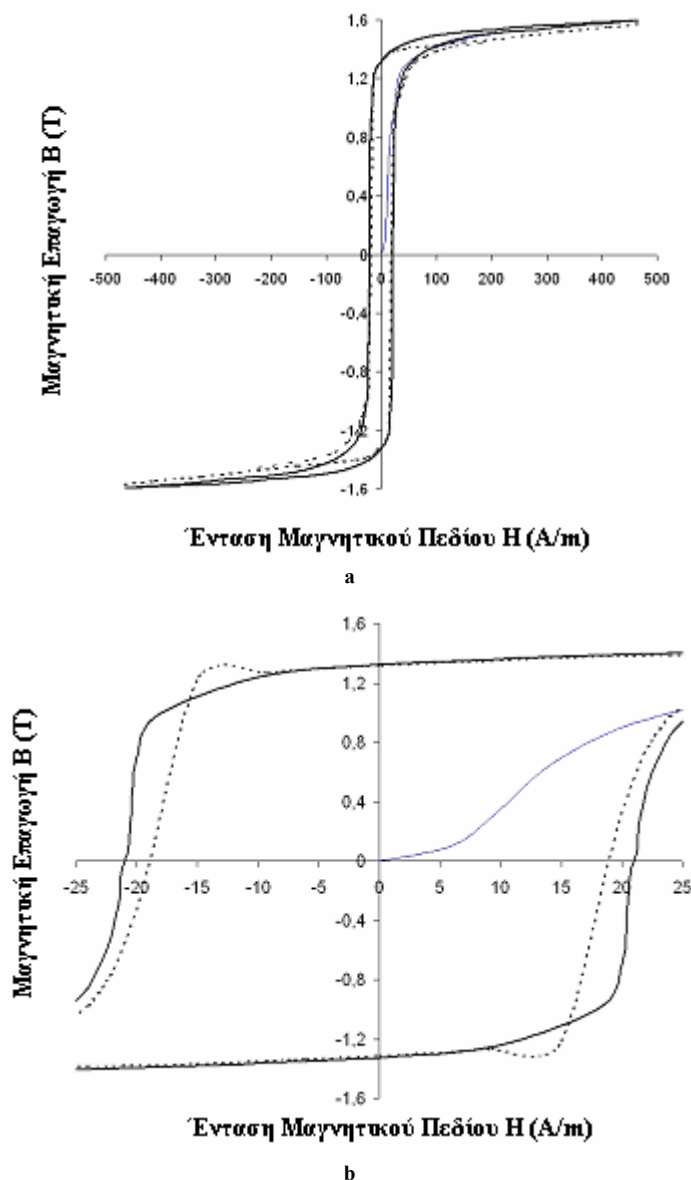


Σχήμα 4.7: Βρόχος υστέρησης με το νέο μοντέλο βασισμένο στο μοντέλο των Jiles-Atherton για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου α

4.4 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ

Η επιβεβαίωση του μοντέλου Jiles-Atherton πραγματοποιήθηκε για δύο βρόχους υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού σε διαφορετικές συχνότητες (50 Hz και 500 Hz αντίστοιχα), που μετρήθηκαν με την βοήθεια της διάταξης Epstein. Η προσέγγιση των παραμέτρων έγινε με την χρήση του μοντέλου που αναπτύχθηκε.

Στο σχήμα 4.8 συγκρίνεται ο μετρημένος βρόχος υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού σε συχνότητα 50 Hz (συνεχής γραμμή) με το βρόχο που χαράχθηκε χρησιμοποιώντας την προσέγγιση του μοντέλου Jiles-Atherton (διακεκομμένη γραμμή).



Σχήμα 4.8: : Βρόχοι υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού για ημιτονοειδή διέγερση στα 50 Hz

— : Μετρημένη καμπύλη σε διάταξη Epstein

- - - : Προσέγγιση μοντέλου Jiles-Atherton

a: Ολόκληρος βρόχος υστέρησης

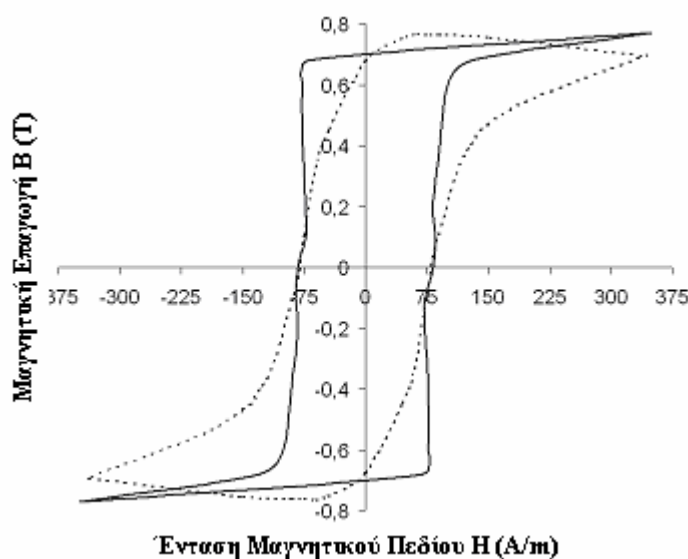
b: Λεπτομέρεια του βρόχου στην περιοχή της συνεχουσας δύναμης

Οι τιμές των παραμέτρων που υπολογίστηκαν για να χαραχθεί ο βρόχος φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

Παράμετροι μοντέλου Jiles-Atherton για το βρόχο υστέρησης σε συχνότητα 50 Hz	
$a \text{ (A m}^{-1}\text{)}$	491
$\kappa \text{ (A m}^{-1}\text{)}$	1500
α	0.001
c	0.05

Στο σχήμα 4.9 συγκρίνεται ο μετρημένος βρόχος υστέρησης του ίδιου σιδηρομαγνητικού υλικού σε συχνότητα 500 Hz με το βρόχο που χαράχθηκε χρησιμοποιώντας το μοντέλο Jiles-Atherton (διακεκομμένη γραμμή) με τις ακόλουθες παραμέτρους:

Παράμετροι μοντέλου Jiles-Atherton για το βρόχο υστέρησης σε συχνότητα 500 Hz	
$a \text{ (A m}^{-1}\text{)}$	150
$\kappa \text{ (A m}^{-1}\text{)}$	620
α	0,00009
c	0,003

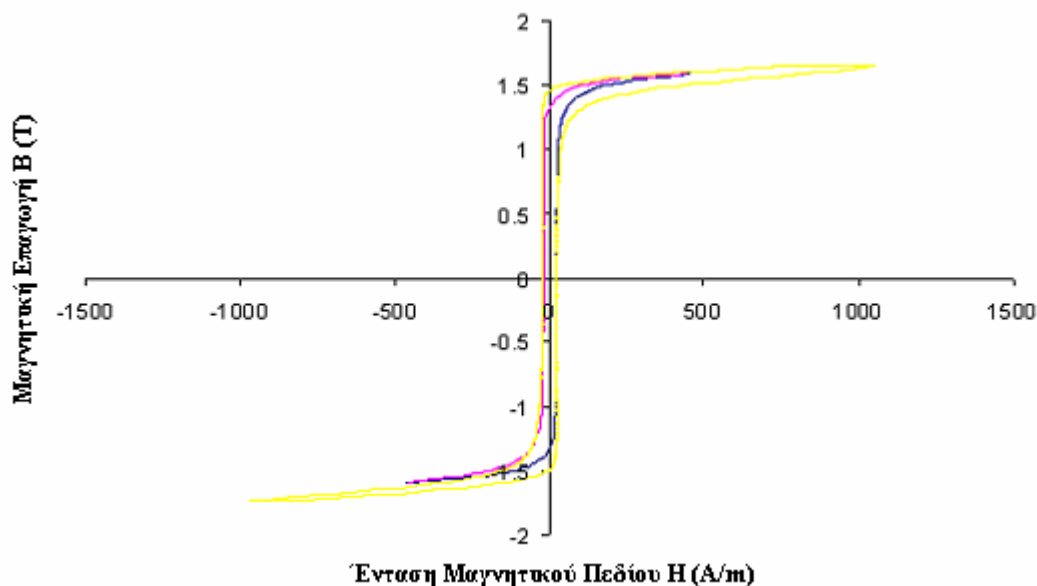


Σχήμα 4.9: Βρόχοι υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού για ημιτονοειδή διέγερση στα 500Hz

— : Μετρημένη καμπύλη σε διάταξη Epstein
 - - - : Προσέγγιση μοντέλου Jiles-Atherton

Στα σχήματα 4.8 και 4.9 παρατηρείται η καλύτερη προσέγγιση που επιτυγχάνεται από το μοντέλο Jiles-Atherton στην περίπτωση του βρόχου της συχνότητας 50 Hz σε σχέση με εκείνο της συχνότητας των 500 Hz. Σημειώνεται ότι σε συχνότητες μεγαλύτερες του 1 kHz το μοντέλο εμφανίζει σημαντικές αποκλίσεις καθώς δεν αποδίδει κλειστούς βρόχους.

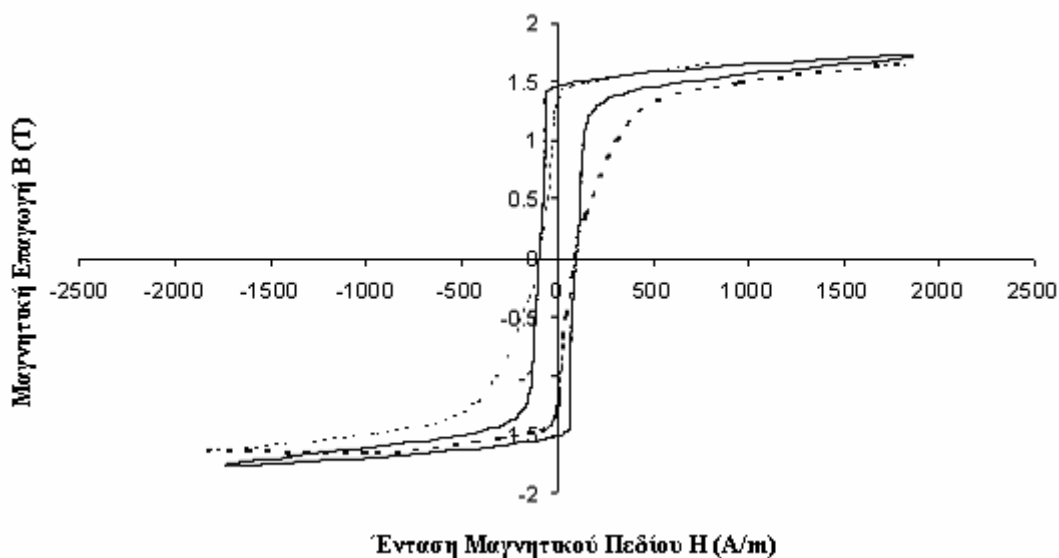
Στο Σχήμα 4.10 παρουσιάζεται ο βρόχος υστέρησης για υλικό HiB μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.7T και συχνότητας 50 Hz και ο αντίστοιχος προσομοιωμένος με τη βοήθεια του μοντέλου Jiles -Atherton



Σχήμα 4.10: Βρόχοι υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού για ημιτονοειδή διέγερση στα 50Hz

— : Μετρημένη καμπύλη σε διάταξη Epstein
 - - - : Προσέγγιση μοντέλου Jiles-Atherton

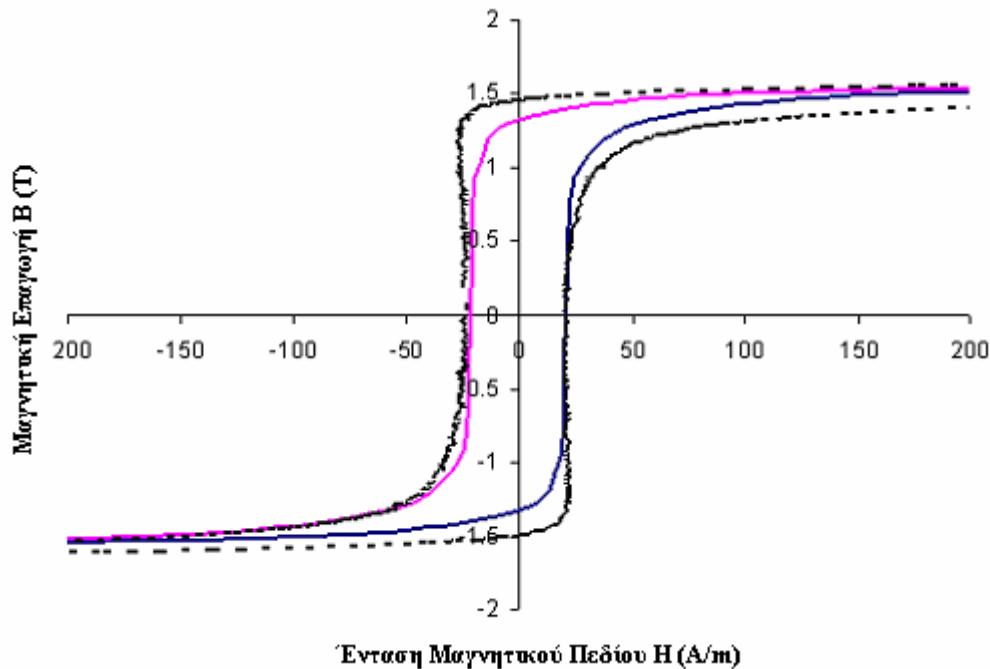
Στο Σχήμα 4.11 παρουσιάζεται ο βρόχος υστέρησης για υλικό HiB μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.8T και συχνότητας 500 Hz και ο αντίστοιχος προσομοιωμένος με τη βοήθεια του μοντέλου Jiles -Atherton



Σχήμα 4.11: Βρόχος υστέρησης στα 50 Hz μετρημένος και βρόχος υστέρησης με Jiles-Atherton

— : Μετρημένη καμπύλη σε διάταξη Epstein
 - - - : Προσέγγιση μοντέλου Jiles-Atherton

Στο Σχήμα 4.12 παρουσιάζεται ο βρόχος υστέρησης για υλικό HiB μέγιστης μαγνητικής επαγωγής 1.7T και συχνότητας 500 Hz και ο αντίστοιχος προσομοιωμένος με τη βοήθεια του μοντέλου Jiles –Atherton



Σχήμα 4.12: Βρόχος υστέρησης στα 50 Hz μετρημένος και βρόχος υστέρησης με Jiles-Atherton

— : Μετρημένη καμπύλη σε διάταξη Epstein
 - - - : Προσέγγιση μοντέλου Jiles-Atherton

4.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Προκειμένου να αναπαρασταθεί μακροσκοπικά η δυναμική μεταβολή του βρόχου υστέρησης με τη συχνότητα, προτάθηκε ένα νέο φαινομενολογικό μοντέλο θεώρησης της υστέρησης, εφαρμόζοντας κατάλληλη τροποποίηση των παραμέτρων του μοντέλου Jiles – Atherton. Το προτεινόμενο μοντέλο προσφέρει ικανοποιητική ακρίβεια για συχνότητες τροφοδοσίας μέχρι 500 Hz

Οι μετρημένοι βρόχοι υστέρησης και οι βρόχοι που έχουν προσομοιωθεί με την βοήθεια του μοντέλου παρουσιάζουν πολύ καλή προσέγγιση στη συχνότητα των 50 Hz, για την οποία έχει προταθεί το αρχικό μοντέλο. Η προτεινόμενη μεταβολή των παραμέτρων του μοντέλου με τη συχνότητα επιτρέπει την επέκταση του αρχικού μοντέλου με αποδεκτή ακρίβεια μέχρι τη συχνότητα των 500Hz καθώς παρατηρήθηκε ότι σε μεγαλύτερες συχνότητες (στην περιοχή των 1000 Hz) το μοντέλο δεν αποδίδει κλειστούς βρόχους.

4.6 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [4.1] Jiles D.C., Atherton D.L., Ferromagnetic hysteresis, IEEE Trans. Magn., 19 (1983), n. 5, 2183-2185.
- [4.2] Jiles D.C., Atherton D.L., Theory of ferromagnetic hysteresis (invited), J. Appl. Phys., 55(1984), n. 6, pp. 2115-2120
- [4.3] Jiles D.C., Atherton D.L., Theory of ferromagnetic hysteresis, J. Magn. Magn. Mater., 61 (1986)48-60
- [4.4] Smith R.C., Massad J.E., A unified methodology for modeling hysteresis in ferroelectric, ferromagnetic and ferroelastic materials, Technical Report CRSC-TR-01-10, North Carolina State University, Raleigh 2001
- [4.5] Dapino M.J., Nonlinear and hysteretic magnetomechanical model for magnetostrictive transducers, PhD Thesis, Iowa State University, Ames, Iowa, 1999
- [4.6] Benabou A., Clenet S., Piriou F., Comparison of Preisach and Jiles-Atherton models to take into account hysteresis phenomenon for finite element analysis, J. Magn. Magn. Mater. 261 (2003), pp. 139-160.
- [4.7] Philips D.A., Dupre L.R., Melkebeek J.A.A., Comparison of Jiles and Preisach hysteresis models in magnetodynamics, IEEE Trans. Magn., 31 (1995), n.6, 3551- 3553
- [4.8] Lederer D., Igarashi H., Kost A., Honma T., On the parameter identification and application of the Jiles-Atherton hysteresis model for numerical modelling of measured characteristics. IEEE Trans. Magn., 35 (1999), n.3, 1211-1214.
- [4.9] Naus H.W.L., Ferromagnetic hysteresis and the effective field, IEEE Trans. Magn., 38 (2002), n. 3417-3419.
- [4.10] Weiss M.P., L'hypothese du champ moleculaire et la propriete ferromagnetique, Journal de Physique, VI (1907), 661-690.
- [4.11] Srobar F., Topology of feedback in the theory of molecular field, Physica B, 372 (2006), 21-24.
- [4.12] Chwastek K., Higher order term of magnetization in the effective field improving the accuracy of the Jiles-Atherton model, unpublished
- [4.13] Basso V., Bertotti G., Infortuna A., Pasquale M., Preisach model study of the connection between magnetic and microstructural properties of soft magnetic materials, IEEE Trans. Magn., 31 (1995), n. 6, 4000-4005.
- [4.14] Pearson J, Squire P.T., Atkinson D., "Which anhysteretic magnetization curve?", IEEE Trans. Magn., 33 (1997), n. 5, 3970-3972.
- [4.15] Lewis L.H., Gao J., Jiles D.C., Welch D.O., Modeling of permanent magnets: interpretation of parameters obtained from the Jiles-Atherton hysteresis model, J. Appl. Phys., 79 (1996), n.8, 6470-6472.
- [4.16] Jiles D.C., Frequency dependence of hysteresis curves in conducting magnetic materials, J. Appl. Phys., 76 (1994), n. 10, 5849-5855.
- [4.17] Szczygtowski J., Influence of eddy currents on magnetic hysteresis loops in soft magnetic materials, J. Magn. Magn. Mater., 223 (2001), 97-102.
- [4.18] Izydorczyk J., Extraction of Jiles and Atherton parameters of ferrite from initial magnetization curves, J. Magn. Magn. Mater., 302 (2006), 517-528.
- [4.19] Boukhtache S., Azoui B., Feliachi M., A novel model for magnetic hysteresis of silicon-iron sheets, Eur. Phys. J. Appl. Phys., 34 (2006), 201-204.

- [4.20] Wtodarski Z., Analytical description of magnetization curves, *Physics B*, 373 (2006), 323-327
- [4.21] G. Kalokiris, P. G. Rovolis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, «A Coupled Numerical-Experimental Analysis of Iron Core Losses in Inverter fed Induction Motor», *Proceedings of the Twelfth Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation CEFC 2006*, April 30th - May 3rd 2006, Miami, USA.
- [4.22] Chwastek K., Frequency behaviour of the modified Jiles-Atherton model, *Physica B*, 403 (2008), 2484-2487
- [4.23] Jiles D.C., Thoeke J.B., Theory of ferromagnetic hysteresis: determination of model parameters from experimental hysteresis loops. *IEEE Trans. Magn.*, 25 (1989), n.5, 3928-3930.
- [4.24] Jiles D.C., Thoeke J.B., Devine M.K., Numerical determination of hysteresis parameters for the modeling of magnetic properties using the theory of ferromagnetic hysteresis. *IEEE Trans. Magn.*, 28 (1992), n.1, 27-35.
- [4.25] Venkarataman R., Modeling and adaptive control of magnetostrictive actuators. PhD. Thesis, Center for Dynamics and Control of Smart Structures, University of Maryland, USA, 1999.
- [4.26] Venkarataman R., Krishnaprasad P.S., Qualitative analysis of a bulk ferromagnetic hysteresis model. *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control*, Tampa, Florida, December 1998, 2443-2448.
- [4.27] Iyer R.V., Krishnaprasad P.S., On a low dimensional model for ferromagnetism. *Nonlinear Anal.*, 61 (2005), 1447- 1482.
- [4.28] Bastos J.P.A., Sadowski N., *Electromagnetic modelling by finite element method*, Marcel Dekker Inc., New York 2003
- [4.29] Andrei P., Oniciuc I., Stancu A., Stoleriu L., Identification techniques for phenomenological models of hysteresis based on the conjugate gradient method, *J. Magn. Magn. Mater.*, 316 (2007) e330-e333
- [4.30] Del Moral Hernandez E., Muranaka C.S., Cardoso J.R., Identification of the Jiles-Atherton model parameters using random and deterministic searches. *Physica B*, 275 (2000), 212-215
- [4.31] Wilson P.R., Neil Ross J., Brown A.D., Optimizing the Jiles-Atherton model of hysteresis by a genetic algorithm. *IEEE Trans. Magn.*, 37 (2001), n.2, 989-993
- [4.32] Wilson P.R. Neil Ross J., Brown A.D., Magnetic material model characterization and optimization software, *IEEE Trans. Magn.*, 38 (2002), n.2, 1049-1052
- [4.33] Almeida L.A.L., Deep G.S., Lima A.M.N., Neff H., Modeling a magnetostrictive transducer using genetic algorithm, *J. Magn. Magn. Mater.*, 266-230 (2001), 1262-1264
- [4.34] Shuying C., Boweng W., Rongge Y., Wenmei H., Qingxin Y., Optimization of hysteresis parameters for the Jiles-Atherton model using a genetic algorithm. *IEEE Trans. Appl. Supercon.*, 14 (2004), n. 2, 1157-1160
- [4.35] Leite J.V., Avila S.L., Batistela N.J., Carpes W.P., Sadowski N., Kuo-Peng P., Bastos J.P.A., Real coded genetic algorithm for Jiles-Atherton model parameters identification. *IEEE Trans. Magn.*, 40 (2004), n.2, 888-891
- [4.36] Chwastek K., Szczygtowski J., Identification of a hysteresis model parameters with genetic algorithms. *Math. Comput. Simulat.*, 71 (2006), 206-211
- [4.37] Szewczyk R., Extension of the model of the magnetic characteristics of anisotropic metallic glasses, *J. Phys. D.: Appl. Phys.*, 40 (2007), 4109-4113
- [4.38] Zidarifi B., Zagirnyak M., Lenasi K, Miljavec D., Hysteresis losses in soft magnetic

- composite materials, COMPEL, 25 (2006), n.1, 157-168
- [4.39] Salvini A., Riganti Fulginei F., Genetic algorithms and neural networks generalizing the Jiles-Atherton model of static hysteresis for dynamic loops, IEEE Trans. Magn., 38 (2002), n. 2, 873-876
 - [4.40] Salvini A., Riganti Fulginei F., Soft computing for the identification of the Jiles-Atherton model parameters, IEEE Trans Magn., 41 (2005), n. 3, 1100-1108
 - [4.41] Grimaldi D., Michael! L., Palumbo A., Automatic and accurate evaluation of the parameters of a magnetic hysteresis model, IEEE Trans. Instr. Meas., 49 (2000), n. 1, 154-160
 - [4.42] Mordjaoui M., Chabane M., Boudjema B., Daira R., Qualitative ferromagnetic hysteresis modeling, J. Comp. Sci., 3 (2007), n.6, 399-405
 - [4.43] Marion R., Scorretti R., Siauue N., Raulet M.-A.Kra'henbuhl L., Identification of Jiles-Atherton model parameters using Particle Swarm Optimization, IEEE Trans.Magn.,(2008)
 - [4.44] Marion R., Siauue N., Raulet M.-A., Krahenbuhl L., Chwastek K., Szczygtowski J., Wilczyiiski W., A comparison of identification techniques for the Jiles-Atherton model of hysteresis, presented at XX Symposium Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits EPNC'2008, 2-4.06.2008, Lille, France
 - [4.45] Leite J.V., Sadowski N., Kuo-Peng P., Batistela N.J., Bastos J.P.A., The inverse Jiles-Atherton mode parameters identification. IEEE Trans. Magn. 39 (2003), n.3, 1397-1400
 - [4.46] Chwastek K., Szczygtowski J., Najgebauer M., A Direct Search algorithm for estimation of Jiles-Atherton hysteresis model parameters, Mat. Sci. Eng. B, 131 (2006), 22-26

ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΝΕΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΙΔΗΡΟΥ ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΜΕΝΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ

5.1 . ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα δινορρεύματα που αναπτύσσονται στις σιδηρομαγνητικές λαμαρίνες από τις οποίες είναι κατασκευασμένοι οι πυρήνες των μετασχηματιστών και των στρεφόμενων ηλεκτρικών μηχανών, λόγω της μεταβαλλόμενης μαγνητικής ροής που τους διαρρέει, αποτελούν βασική συνιστώσα των απωλειών σιδήρου. Με την αλλαγή της συχνότητας τροφοδοσίας αλλάζει και η κατανομή της μαγνητικής ροής στις λαμαρίνες των πυρήνων σιδήρου. Σε υψηλές συχνότητες η ροή των δινορρευμάτων περιορίζεται σε ένα λεπτό στρώμα κοντά στην επιφάνεια των λαμαρίνων, το πάχος της οποίας μειώνεται με την αύξηση της συχνότητας (επιδερμικό φαινόμενο). Συνεπώς οι τιμές των αυτεπαγωγών που αντιστοιχούν στη ροή μαγνήτισης καθώς και οι τιμές των αντιστάσεων που αναπαριστούν τις απώλειες δινορρευμάτων εξαρτώνται από την συχνότητα [5.6].

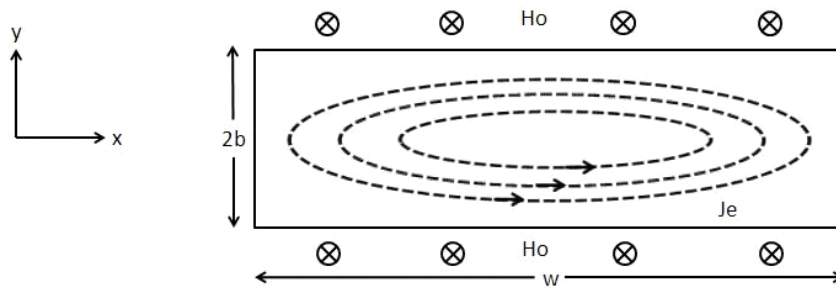
Τα συνήθη μοντέλα μετασχηματιστών που χρησιμοποιούνται για τη μελέτη των μεταβατικών καταστάσεων αναπαριστούν τη μαγνητική επαγωγή στον πυρήνα μέσω μίας αυτεπαγωγής (η οποία συχνά έχει μεταβλητή τιμή προκειμένου να απεικονίσει τον κορεσμό του σιδήρου). Οι σιδήρου αναπαριστώνται μέσω μίας σταθερής αντίστασης παράλληλα με την αυτεπαγωγή μαγνήτισης. Οι παράμετροι των προαναφερόμενων μοντέλων προσδιορίζονται συνήθως από τις δοκιμές ανοικτού κυκλώματος στη συχνότητα τροφοδοσίας, με συνέπεια να μην μπορούν επαρκώς να αναπαραστήσουν τα εξαρτώμενα από τη συχνότητα δινορρεύματα σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων [5.5].

Στο παρόν κεφάλαιο προτείνεται ένα νέο μοντέλο υπολογισμού απωλειών σιδήρου μέσω ισοδυνάμου κυκλώματος συγκεντρωμένων παραμέτρων κατά Foster, το οποίο επιτρέπει τη θεώρηση των απωλειών δινορρευμάτων σε μαγνητικές λαμαρίνες σε υψηλότερες συχνότητες των 50 Hz και συνδυάζεται με τεχνικές συνεκτίμησης της υστέρησης.

5.2 ΑΝΑΛΥΤΙΚΗ ΛΥΣΗ ΘΕΩΡΗΣΗΣ ΔΙΝΟΡΡΕΥΜΑΤΩΝ

Η κατανομή των δινορρευμάτων στην μονοδιάστατη περίπτωση μπορεί να προσδιοριστεί αναλυτικά μέσω επίλυσης των αντίστοιχων διαφορικών εξισώσεων του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου [5.8].

Για το σκοπό αυτό θεωρούμε σιδηρομαγνητική λαμαρίνα (έλασμα) πλάτους w πάχους $2b$ στην οποία εφαρμόζεται μαγνητικό πεδίο πλάτους H_0 που μεταβάλλεται ημιτονοειδώς με το χρόνο. Λόγω της παρουσίας του μαγνητικού πεδίου αναπτύσσονται δινορρεύματα στην μάζα του ελάσματος που απεικονίζονται με διακεκομμένες γραμμές (Σχήμα 5.1). Τα δινορρεύματα ρέουν κατά την διεύθυνση του άξονα x και κλείνουν στο “άπειρο”. Θεωρούμε ότι το σιδηρομαγνητικό έλασμα έχει άπειρο πλάτος ή στην πράξη το πλάτος του είναι πολύ μεγαλύτερο σε σχέση με το πάχος του (Σχήμα 5.1)[5.9][5.10].



Σχήμα 5.1: Μαγνητική λαμαρίνα (έλασμα) – Ανάπτυξη δινορρευμάτων

Από τις εξισώσεις του Maxwell, τον Νόμο του Ohm και την καταστατική εξίσωση για το υλικό, προκύπτουν:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_e \quad (5.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (5.2)$$

$$\mathbf{J}_e = \sigma \mathbf{E} \quad (5.3)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (5.4)$$

Όπου:

$\mathbf{J}_e$ η πυκνότητα δινορρευμάτων

$\mathbf{E}$ η ένταση ηλεκτρικού πεδίου

$\mathbf{B}$ η μαγνητική επαγωγή

$\mathbf{H}$ η ένταση του μαγνητικού πεδίου

σ η ηλεκτρική αγωγιμότητα

μ η μαγνητική διαπερατότητα του υλικού

Ο συνδυασμός των παραπάνω εξισώσεων μας οδηγεί στην εξίσωση (5.5)

$$-\nabla^2 \mathbf{H} = -\mu \sigma \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (5.5)$$

Για την περίπτωση που εξετάζουμε η μαγνητική λαμαρίνα θεωρείται ότι έχει άπειρο πλάτος, άρα χωρίς σοβαρή βλάβη της γενικότητας θεωρούμε ότι το πεδίο $\mathbf{H}$ είναι μόνο κατά την διεύθυνση την κάθετη στο επίπεδο του σχήματος (z) και μεταβάλλεται μόνο κατά την διεύθυνση του πάχους (y). Στα δινορρεύματα ρέουν κατά την διεύθυνση του πλάτους (x). Έτσι η εξίσωση (5.5) μετασχηματίζεται:

$$\frac{\partial^2 \mathbf{H}_z}{\partial y^2} = -\mu \sigma \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial t} \quad (5.6)$$

Η γενική λύση της (5.6) είναι:

$$\mathbf{H}_z(y) = k_1 \cosh(ay) + k_2 \sinh(ay) \quad (5.7)$$

Όπου $a = \sqrt{j\omega\mu\sigma}$

Οι συνοριακές συνθήκες είναι:

$$\mathbf{H}_z(+b) = \mathbf{H}_z(-b) = \mathbf{H}_0 \quad (5.8)$$

Δηλαδή στα άκρα της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας το πεδίο ισούται με το εξωτερικό επιβαλλόμενο πεδίο. Άρα η λύση που προκύπτει είναι:

$$\mathbf{H}_z(y) = H_0 \frac{\cosh(ay)}{\cosh(ab)} \quad (5.9)$$

Αντίστοιχα η πυκνότητα ρεύματος δινορρευμάτων είναι:

$$\mathbf{J}_x(y) = aH_0 \frac{\sinh(ay)}{\cosh(ab)} \quad (5.10)$$

η ένταση ηλεκτρικού πεδίου είναι:

$$\mathbf{E}_x(y) = \frac{1}{\sigma} aH_0 \frac{\sinh(ay)}{\cosh(ab)} \quad (5.11)$$

Οι απώλειες λόγω της ύπαρξης δινορρευμάτων προκύπτουν από την ολοκλήρωση της πυκνότητας πάνω στην στοιχειώδη επιφάνεια της μαγνητικής λαμαρίνας.[5.11][5.12][5.13]. Η πυκνότητα δινορρευμάτων μεταβάλλεται μόνο κατά την διεύθυνση του πάχους ενώ οι άλλες δύο διαστάσεις καθορίζονται από την εφαρμογή οι απώλειες ανά μονάδα επιφάνειας κάθετη στην διάσταση του πάχους είναι:

$$\frac{P_{Fe}}{S_{xz}} = \frac{1}{2} \int_{-b}^{+b} \frac{1}{\sigma} |J(y)|^2 dy = \frac{m}{\sigma} H_0^2 \frac{\sinh(2mb) - \sin(2mb)}{\cosh(2mb) + \cos(2mb)} \quad (5.12)$$

Όπου $m = \sqrt{\omega\mu\sigma/2}$

Η λύση που αναπτύχθηκε στηρίχθηκε στην παραδοχή ότι το πλάτος της μαγνητικής λαμαρίνας είναι πολύ μεγαλύτερη από το πάχος της ώστε να ισχύει η μονοδιάστατη συμμετρία

5.2.2. Μονοδιάστατη λύση

Η αναλυτική λύση του προβλήματος των δινορρευμάτων που περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα συγκρίνεται με τα αποτελέσματα επίλυσεως του προβλήματος χρησιμοποιώντας αριθμητική μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων. Θεωρούμαι στοιχειώδες έλασμα με τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

- Αγωγιμότητα $\sigma=2 \cdot 10^6 \Omega^{-1}/m$
- πλάτος ελάσματος $w=10cm$
- πάχος ελάσματος $2b=0.5mm$
- μαγνητική διαπερατότητα $\mu=\mu_r \mu_0$ με $\mu_r=1000$
- ένταση μαγνητικού πεδίου $H_0=1000A/m$ για συχνότητα $1000Hz$

Ο υπολογισμός των απωλειών δινορρευμάτων για συχνότητα $1000Hz$ έδωσε τα αποτελέσματα του Πίνακα 5.1 για τους δύο τρόπους υπολογισμού αναλυτικής και αριθμητικής λύσης. Παρατηρούμε την μικρή διαφορά μεταξύ των τιμών των απωλειών για τις δύο διαφορετικές μεθόδους επίλυσης.

Απώλειες με αναλυτική λύση	5,611 W/m
Απώλειες με αριθμητική λύση πεπερασμένων στοιχείων	5,053 W/m

ΠΙΝΑΚΑΣ 5.1 Απώλειες δινορρευμάτων για συχνότητα $1000Hz$

5.3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΝΟΡΡΕΥΜΑΤΩΝ

5.3.1. Υφιστάμενα μοντέλα δινορρευμάτων

Τα αναπτυγμένα μοντέλα δινορρευμάτων ανήκουν σε δύο κύριες κατηγορίες:

- μοντέλα επέκτασης σειράς που λαμβάνονται από την πραγματοποίηση της αναλυτικής έκφρασης για τη σύνθετη αντίσταση μαγνήτισης ως συνάρτηση της συχνότητας, και
- διακριτά μοντέλα που λαμβάνονται από την υποδιαίρεση των ελασμάτων σε υποελάσματα και την ανάπτυξη των ηλεκτρικών ισοδυνάμων τους.

Αυτά τα πρότυπα αναπαράγουν την εξάρτηση από την συχνότητα της ισοδύναμης σύνθετης αντίστασης για έναν μη κορεσμένο πυρήνα σιδήρου. Για να υπολογίζουν τη μη γραμμική συμπεριφορά πυρήνων σιδήρου πρέπει να τροποποιηθούν.[5.14][5.15][5.17]

Μια έκφραση για την ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση ενός πηνίου με ελασματοποιημένο πυρήνα σιδήρου προκύπτει από την επίλυση των εξισώσεων Maxwell με την υπόθεση ότι η κατανομή του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου είναι ίδια σε όλα τα ελάσματα [5.1]. Η ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση συναρτήσει της συχνότητας μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$Z(j\omega) = \frac{4N^2 Sx}{q(2b)^2 \sigma} \tanh(x) \quad (5.13)$$

όπου

$$x = \sqrt{j\omega\mu\sigma/2} \quad (5.14)$$

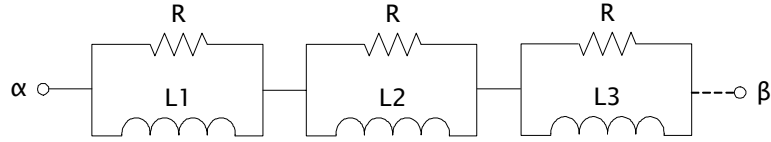
και

- S διατομή δοκιμίου
- μ μαγνητική διαπερατότητα
- σ αγωγιμότητα
- 2b πάχος ελάσματος
- q μήκος δοκιμίου
- N αριθμός σπειρών τυλίγματος

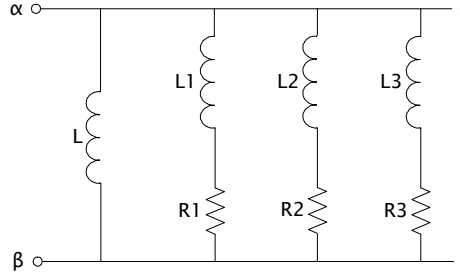
Το ανάπτυγμα της υπερβολικής εφαπτομένης σε σειρά δίνεται από την εξίσωση (5.15).

$$\tanh(x) = 2x \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{x^2 + \left(\pi \frac{2k-1}{2}\right)^2} \quad (5.15)$$

Αντικαθιστώντας την (5.15) στην εξίσωση (5.13) η ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση $Z(j\omega)$ μπορεί να συντεθεί χρησιμοποιώντας μια σύνδεση σειράς παράλληλων κλάδων RL (Σχήμα 5.2) Ένα άλλο κύκλωμα δυαδικό με το πρώτο (Σχήμα 5.3) μπορεί να προκύψει χρησιμοποιώντας το ανάπτυγμα για την υπερβολική συνεφαπτομένη για ισοδύναμη είσοδο. Αυτές οι εκφράσεις αναφέρονται στη βιβλιογραφία ως Foster ισοδύναμα σειράς και παράλληλα. Η ακρίβεια καθεμίας από αυτές τις εκφράσεις για ένα καθορισμένο φάσμα συχνότητας εξαρτάται από τον αριθμό των όρων που χρησιμοποιούνται σε καθεμία τους



Σχήμα 5.2: Ισοδύναμο κύκλωμα Foster σειράς



Σχήμα 5.3: Ισοδύναμο κύκλωμα Foster παράλληλο

Για τον προσδιορισμό των παραμέτρων των κυκλωμάτων σειράς και παράλληλου κατά Foster χρησιμοποιούνται οι εξισώσεις (5.16) και (5.17) αντίστοιχα:

$$R = \frac{8N^2 S}{d^2 l \sigma} \quad L_k = \frac{L}{(2k-1)} \quad L = \frac{8N^2 S \mu}{\pi^2 l} \quad (5.16)$$

$$R = \frac{2N^2 \pi^2 S}{d^2 l \sigma} \quad R_k = Rk^2 \quad L = \frac{N^2 S \mu}{l} \quad L_k = \frac{L}{2} \quad (5.17)$$

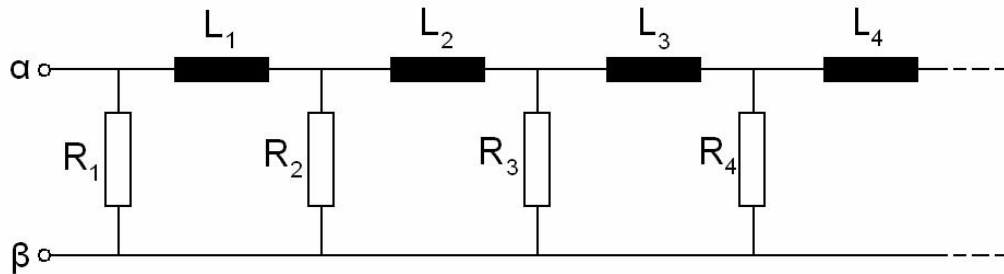
Για να ενσωματωθεί ο κορεσμός και η υστέρηση τα επαγωγικά στοιχεία στα ισοδύναμα κυκλώματα Foster αναπαριστούν την επαγωγική αντίσταση μαγνήτισης, που πρέπει να γίνει μη γραμμική. Η ακρίβεια του μοντέλου εξαρτάται τον αριθμό των όρων που χρησιμοποιούνται σε σχέση με την συχνότητα. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι υπολογιστικές απαιτήσεις του μοντέλου αναπτύγματος σειράς το καθιστούν ακατάλληλο για τις εφαρμογές πολύ υψηλής συχνότητας.

Ένα άλλο μοντέλο δινορρευσμάτων έχει βασιστεί στην υποδιαίρεση κάθε ελάσματος σε διάφορα υποελάσματα που είναι αρκετά στενά έτσι ώστε μπορεί να θεωρηθεί ότι υπάρχει μια ομοιόμορφη κατανομή ροής μέσα σε κάθε υποέλασμα [7]. Η λύση των εξισώσεων Maxwell για τα ίσου πάχους υποελάσματα οδηγεί σε μια ισοδύναμη αναπαράσταση με μια διαμήκη αυτεπαγωγή L και την εγκάρσια αντίσταση R που δίνεται από:

$$L = \frac{N^2 S \mu}{nl} \quad (5.18)$$

$$R = \frac{2N^2 S n}{d^2 l \sigma} \quad (5.19)$$

Η αντίστοιχη ισοδύναμη αναπαράσταση των κυκλωμάτων του πυρήνα σιδήρου λαμβάνεται με τη σύνδεση " n " (αριθμός υποελασμάτων) διαδοχικών τμημάτων όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.4. Η ακρίβεια του μοντέλου δινορρευμάτων για ένα δεδομένο φάσμα συχνότητας εξαρτάται από το πάχος του υποελάσματος και επομένως, τον αριθμό τμημάτων του κυκλώματος (ladder).



Σχήμα 5.4: Ισοδύναμο κύκλωμα Foster παράλληλο

Τα μοντέλα δινορρευμάτων που αναφέρθηκαν απαιτούν έναν άπειρο αριθμό τμημάτων προκειμένου να αναπαραστήσουν ακριβώς την αναλυτική λύση. Εντούτοις, για να επιτευχθεί μια ικανοποιητική ακρίβεια για ένα πεπερασμένο φάσμα συχνότητας, μόνο ένας πεπερασμένος αριθμός τμημάτων πρέπει να διατηρηθεί σε οποιαδήποτε από αυτά τα πρότυπα. Όσο μεγαλύτερη είναι η ακρίβεια ή/και ευρύτερο το φάσμα συχνότητας τόσο περισσότερα τμήματα θα πρέπει να διατηρηθούν.

Τα μοντέλα δινορρευμάτων που περιγράφηκαν για να αντιπροσωπεύουν με σφάλμα μικρότερο του 5% μέχρι τα 200 kHz χαρακτηριστικά των πυρήνων σιδήρου, θα πρέπει για τα μεν δύο ισοδύναμα μοντέλα Foster να χρησιμοποιηθούν 72 τμήματα ενώ το ομοιόμορφο διακριτό μοντέλο απαιτεί 30 τμήματα.

Ο μεγάλος αριθμός τμημάτων απαραίτητων να επιτύχουν την απαραίτητη ακρίβεια δεν καθιστά κανένα από τα προηγούμενα πρότυπα κατάλληλο για το συνυπολογισμό στα προγράμματα προσομοίωσης μεταβατικής κατάστασης. Η ανάγκη να αναπτυχθούν μοντέλα γίνεται επιτακτική εάν αναγνωρίσουμε ότι τα επαγωγικά στοιχεία των μοντέλων θα πρέπει να είναι μη γραμμικά προκειμένου να αντιπροσωπεύουν τα χαρακτηριστικά κορεσμού και υστέρησης πυρήνων σιδήρου. Η λύση ενός μη γραμμικού μοντέλου πολλών στοιχείων θα ήταν υπολογιστικά απαγορευτική.

5.3.2. Νέο μοντέλο δινορρευμάτων

Ποιοτικά μπορούμε να ερμηνεύσουμε το φαινόμενο των δινορρευμάτων ως εξής. Η μαγνητική λαμαρίνα ανάλογα με την συχνότητα του πεδίου διέγερσης διακριτοποιείται σε ένα πλήθος ιδεατών υποελασμάτων καθένα από τα οποία η μαγνητική ροή και η πυκνότητα δινορρευμάτων διατηρούνται κατά προσέγγιση σταθερά. Διατρέχοντας τα υποελάσματα αυτά από τη εξωτερική επιφάνεια της λαμαρίνας προς το εσωτερικό της, διαπιστώνουμε ότι η μαγνητική ροή και η πυκνότητα των δινορρευμάτων μειώνεται. Η μείωση αυτή περιγράφεται από τις εξισώσεις (5.9), (5.10).

Επειδή η μαγνητική ροή μπορεί να αντιστοιχισθεί με μια επαγωγή, η δε πυκνότητα δινορρευμάτων με μια ωμική αντίσταση, η ανομοιόμορφη χωρική κατανομή των πεδικών μεγεθών ισοδυναμεί με μια μεταβολή στις τιμές αυτών των στοιχείων.

Πιο συγκεκριμένα θεωρώντας δοκίμιο μαγνητικού υλικού αποτελούμενο από n επάλληλα ελάσματα με τα εξής χαρακτηριστικά:

- n επάλληλα ελάσματα
- διατομή δοκιμίου S

- πλάτος ελάσματος w
- πάχος ελάσματος $2b$
- μήκος δοκιμίου q
- διέγερση τυλίγματος N σπειρών

Από την σχέση (5.11) που δίνει την κατανομή της ηλεκτρικής εντάσεως E στο πάχος κάθε ελάσματος προκύπτει, ότι η τιμή αυτή της εντάσεως στην επιφάνεια του ελάσματος όπου ($y=b$), είναι η εξίσωση (5.21).

$$E_x(b) = \frac{1}{\sigma} aH_0 \frac{\sinh(ab)}{\cosh(ab)} = \frac{aH_0}{\sigma} \tanh(ab) \quad (5.20)$$

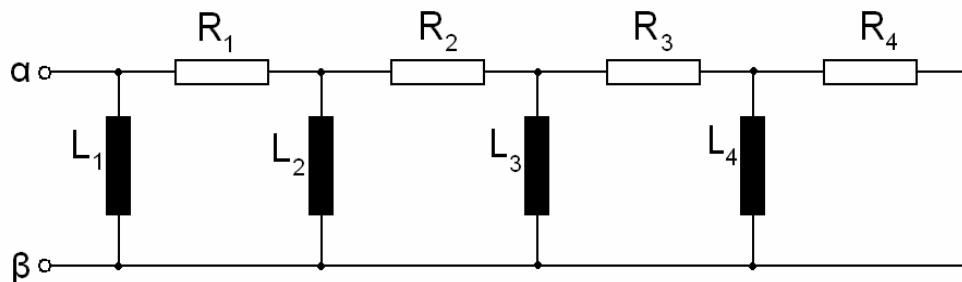
Από την πεδιακή αυτή ένταση προκύπτει η σύνθετη αντίσταση (εξίσωση 5.22) που εμφανίζει το δοκίμιο [5.1-5.3]

$$Z(s) = \frac{N^2 S}{qb\sigma} \tanh(ab) \quad (5.21)$$

Η ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση μπορεί να πραγματοποιηθεί υπό μορφή δικτύου σκάλας που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.5 με τις αυτεπαγωγές στους εγκάρσιους κλάδους, και τις αντιστάσεις στους διαμήκεις κλάδους.

Όπως στα προηγούμενα μοντέλα έτσι και σε αυτό όσο περισσότερα τμήματα υπάρχουν στο κύκλωμα τόσο καλύτερη είναι η προσέγγιση. Εντούτοις, προκειμένου να αντιπροσωπευθεί ένα φάσμα συχνότητας μέχρι 200 kHz, με σφάλμα μικρότερο από 5% μόνο τέσσερις όροι πρέπει να διατηρηθούν στο συνεχές ανάπτυγμα.

Η σύνθετη αντίσταση αυτή μπορεί να παρασταθεί κυκλωματικά, αφού πρώτα προσεγγισθεί με κατάλληλη διαδικασία παρεμβολής, όπως ορίζουν οι κανόνες σύνθεσης δικτύων [5.4]. Από τη βιβλιογραφία [5.1][5.5][5.6] προκύπτει ότι μία από τις πλέον κατάλληλες διατάξεις από απόψεως ακρίβειας και ελάχιστης εισαγόμενης υπολογιστικής πολυπλοκότητας είναι τα εξής:



Σχήμα 5.5: Κυκλωματική εξομοίωση (τροποποιημένο Foster) δινορρευσμάτων

Το κύκλωμα αυτό που καλείται τροποποιημένο δίκτυο Foster, είναι ακριβές, όπως φαίνεται παρακάτω για τέσσερα μόλις ζεύγη R-L στοιχείων, οι τιμές των στοιχείων δίνονται αναγωγικά από της εξισώσεις (5.6) και (5.7)

$$L_0 = \frac{N^2 S \mu}{q} \quad L_k = \frac{L_0}{4k-3} \quad k=1,2,\dots \quad (5.22)$$

$$R_0 = \frac{N^2 S}{qb^2 \sigma} \quad R_k = R_0(4k - 1) \quad k=1,2,\dots \quad (5.23)$$

Η ποιοτική ερμηνεία του δικτύου του σχήματος 5.5 είναι η εξής: η κατανομή των πεδιακών μεγεθών στο χώρο οδηγεί σε ένα κύκλωμα R-L κατανεμημένων παραμέτρων. Στις χαμηλές συχνότητες, ενεργό ρόλο έχουν μόνο τα $R_1 - L_1$ που αντιστοιχούν στην αντίδραση μαγνητίσεως και αντίσταση απωλειών που συνήθως χρησιμοποιούνται για το ηλεκτρικό ισοδύναμο ενός μαγνητικού κυκλώματος. Όσο η συχνότητα λειτουργίας του πεδίου αυξάνεται τόσο η κατανομή του μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό της μαγνητικής λαμαρίνας γίνεται πιο ανομοιόμορφη, (μειώνεται το βάθος διείσδυσης της εξωτερικής μαγνητικής ροής στο εσωτερικό του μαγνητικού υλικού) και τόσο περισσότερα R-L κυκλώματα ενεργοποιούνται. Έτσι αυξάνεται η αντίσταση σε σειρά με την R_1 και τελικά και η συνολική αντίσταση Z .

Η πειραματική επιβεβαίωση του μοντέλου έγινε για την πειραματική διάταξη Epstein με τα εξής χαρακτηριστικά:

- 16 σιδηρομαγνητικές λαμαρίνες
- συνολική διατομή λαμαρίνων $S = 6 \times 10^{-5} \text{ m}^2$
- πλάτος λαμαρίνας $w=3\text{cm}$
- πάχος λαμαρίνας $2b=0.5\text{mm}$
- μήκος δοκιμίου $q=1\text{m}$
- αριθμός σπειρών τυλίγματος $N=700$

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (5.22) και (5.23) υπολογίσαμε τις τιμές των R και L που είναι:

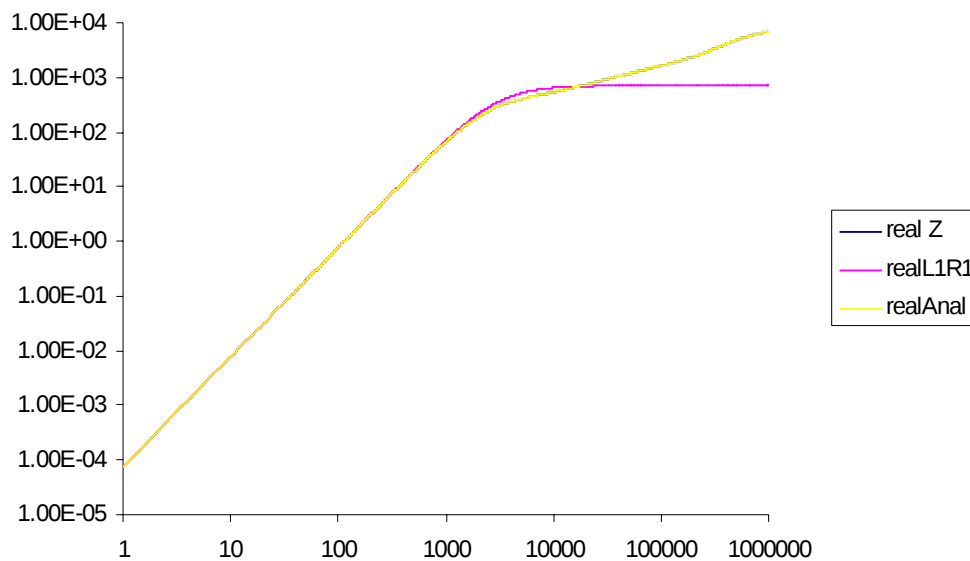
R₀	235.2 Ω	L₀	37 mH
R₁	705.6 Ω	L₁	37 mH
R₂	1646.4 Ω	L₂	7.4 mH
R₃	2587.2 Ω	L₃	4.11 mH
R₄	3528 Ω	L₄	2.84 mH

ΠΙΝΑΚΑΣ 5.2 Τιμές αντιστάσεων και πηγίων του τροποποιημένου μοντέλου Foster για την διάταξη Epstein

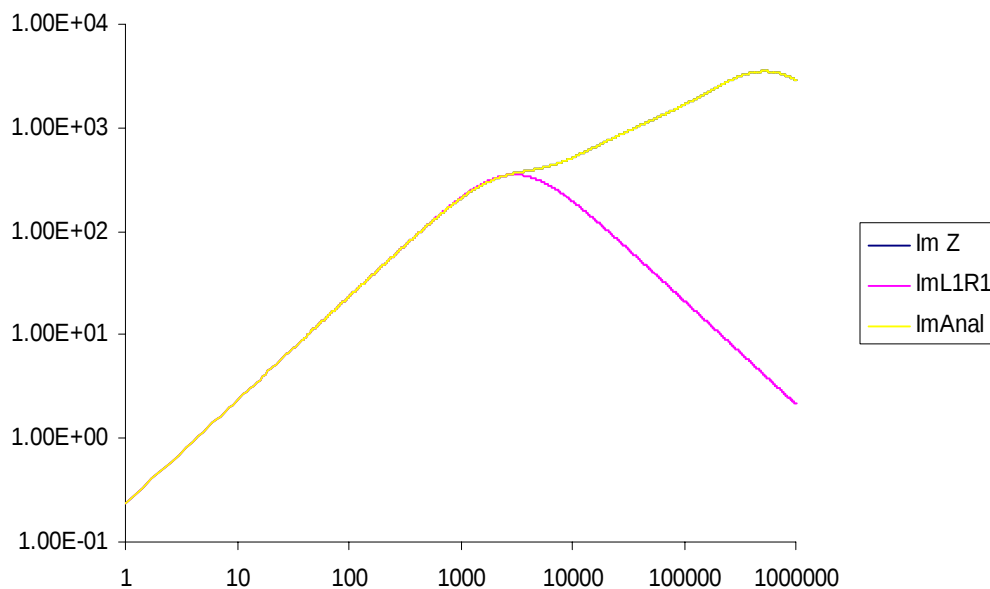
Στα σχήματα 5.6 και 5.7 συγκρίνονται οι τιμές της σύνθετης αντίστασης που προκύπτει από την αναλυτική λύση της εξίσωσης (5.21) με αυτήν που προκύπτει από το τροποποιημένο μοντέλο Foster. Επίσης συγκρίνονται με την σύνθετη αντίσταση που προκύπτει από το τροποποιημένο Foster με μόνο μία αντίσταση και ένα πηνίο $R_1 L_1$.

Η προσέγγιση του τροποποιημένου μοντέλου Foster είναι πολύ καλή τόσο για το πραγματικό όσο και για το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης για συχνότητες μέχρι το 500 kHz. Η απλή κυκλωματική αναπαράσταση μόνο με ένα R και L είναι ακριβής μόνο μέχρι τα 5 kHz

Πιο συγκεκριμένα στο σχήμα 5.6 απεικονίζεται το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης συναρτήσει της συχνότητας. Στο σχήμα 5.7 απεικονίζεται το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης



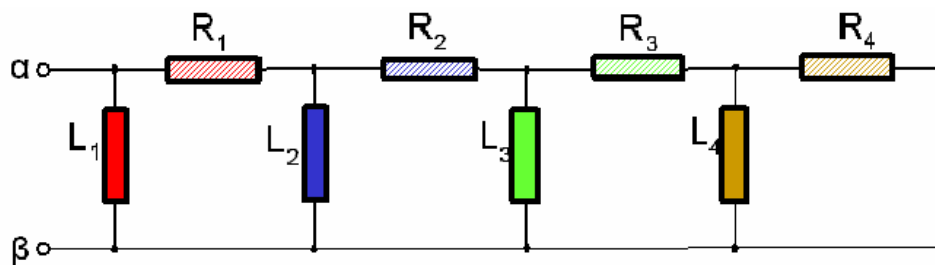
Σχήμα 5.6: Σύγκριση πραγματικού μέρους σύνθετης αντίστασης (πάχος λαμαρίνας 0.5 mm)
 I. Αναλυτική λύση
 II. Τροποποιημένο Foster
 III. Μόνο τα στοιχεία L_1 - R_1



Σχήμα 5.7: Σύγκριση φανταστικού μέρους σύνθετης αντίστασης (πάχος λαμαρίνας 0.5 mm)
 I. Αναλυτική λύση
 II. Τροποποιημένο Foster
 III. Μόνο τα στοιχεία L_1 - R_1

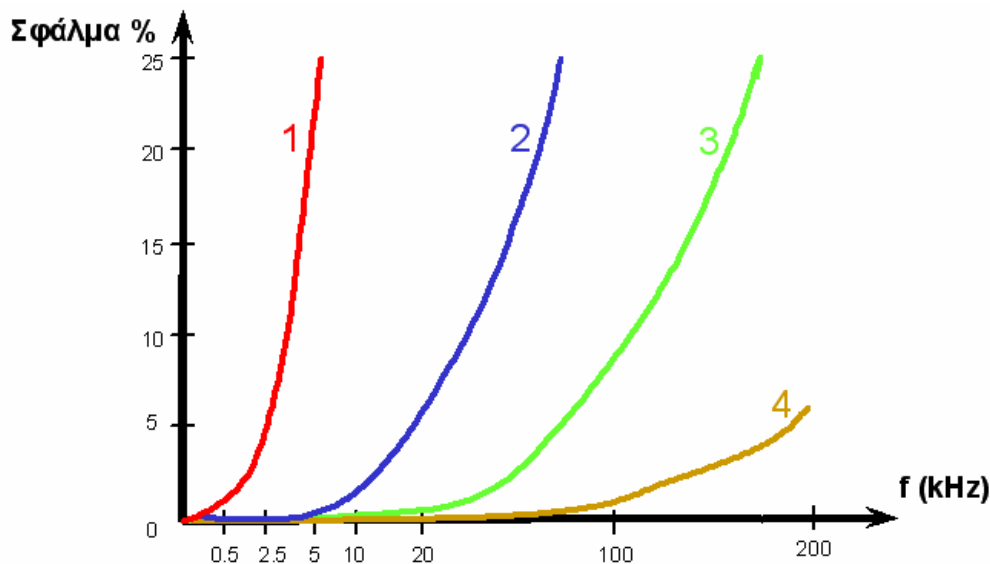
Η μείωση του πάχους του δοκιμίου αυξάνει την συχνότητα για τη οποία το μοντέλο παρέχει ικανοποιητική ακρίβεια. Αυτό έχει σημασία για την χρήση του λόγω της μικρής υπολογιστικής πολυπλοκότητας που εισάγει στον υπολογισμό των απωλειών για το συγκεκριμένο φάσμα συχνοτήτων.

Στο Σχήμα 5.8 παρουσιάζεται το τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα κατά Foster και στο Σχήμα 5.9 η μεταβολή του σφάλματος σε σχέση με την μεταβολή της συχνότητας και του αριθμού των κλάδων που χρησιμοποιούνται. Υπάρχει αντιστοιχία της μεταβολής του σφάλματος και του αντίστοιχου τμήματος του ισοδύναμου κυκλώματος που χρησιμοποιείται και δηλώνεται με τον ανάλογο χρωματισμό, π.χ. η καμπύλη 2 με το μπλε χρώμα δηλώνει την μεταβολή του σφάλματος όταν το ισοδύναμο κύκλωμα που χρησιμοποιούμε έχει δύο βαθμίδες R-L και συγκεκριμένα R_1-L_1 , R_2-L_2 .



Σχήμα 5.8: Τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα κατά Foster.

Στο Σχήμα 5.9 παρατηρούμε ότι η ακρίβεια του μοντέλου μεγαλώνει με την αύξηση των βαθμίδων R-L που χρησιμοποιούμε. Συγκεκριμένα με μία μόνο βαθμίδα παρέχεται ικανοποιητική ακρίβεια μόνο μέχρι τα 2.5 kHz ενώ με τις τέσσερις βαθμίδες το σφάλμα είναι 5% για συχνότητα 200 kHz.

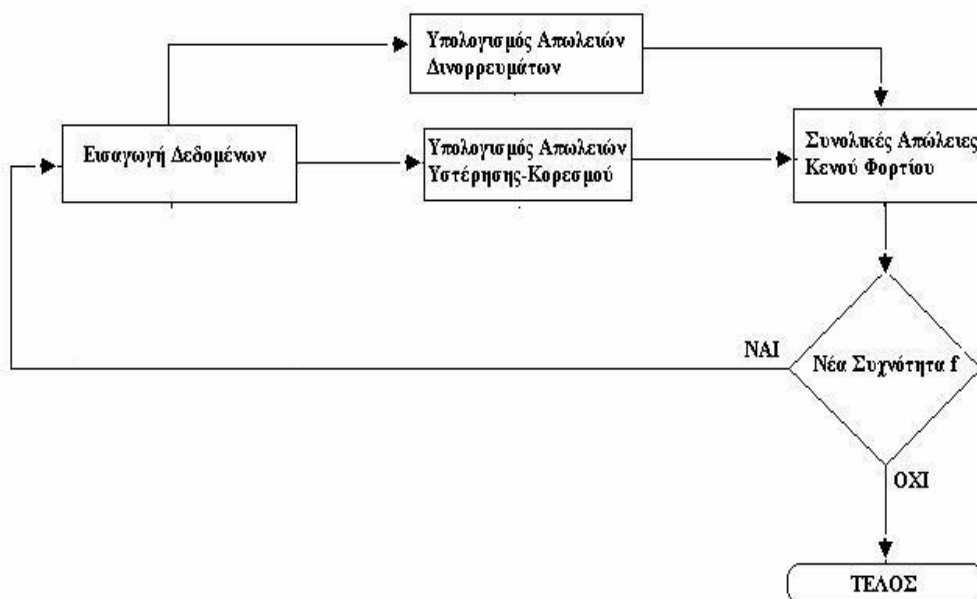


Σχήμα 5.9: Μεταβολή σφάλματος σε σχέση με την συχνότητα και τον αριθμό των κλάδων του τροποποιημένου ισοδύναμου κυκλώματος κατά Foster.

5.4 ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΝΕΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΙΔΗΡΟΥ

Το διάγραμμα ροής υπολογισμού των απωλειών σιδήρου του μοντέλου που αναπτύχθηκε φαίνεται στο σχήμα 5.10 [5.24][5.25]. Η υλοποίηση του αλγορίθμου υπολογισμού έγινε σε περιβάλλον Matlab [5.7]

Αρχικά δίνουμε τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του δοκιμίου (σιδηρομαγνητικού ελάσματος). Τα στοιχεία αυτά σε συνδυασμό με δεδομένα που εισάγουμε και είναι: η καμπύλη μαγνήτισης του υλικού η συχνότητα και η τιμή της μαγνητικής επαγωγής για την οποία θέλουμε να υπολογίσουμε τις απώλειες είναι η είσοδος για τον κώδικα υπολογισμού των απωλειών κορεσμού και υστέρησης. Με τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά και τον αριθμό σπειρών του τυλίγματος της Epstein υπολογίζονται οι αυτεπαγωγές και οι αντιστάσεις για το τροποποιημένο μοντέλο Foster. Στην συνέχεια υπολογίζονται οι απώλειες δινορρευσμάτων με την διαδικασία που περιγράφηκε στις προηγούμενες παραγράφους με την βοήθεια του τροποποιημένου μοντέλου Foster. Στο επόμενο βήμα υπολογίζονται οι συνολικές απώλειες. Εάν επιθυμούμε τον υπολογισμό για νέα συχνότητα η διαφορετική τιμή της μαγνητικής επαγωγής, επανεισάγονται τα νέα δεδομένα και προκύπτει μια νέα τιμή απωλειών.

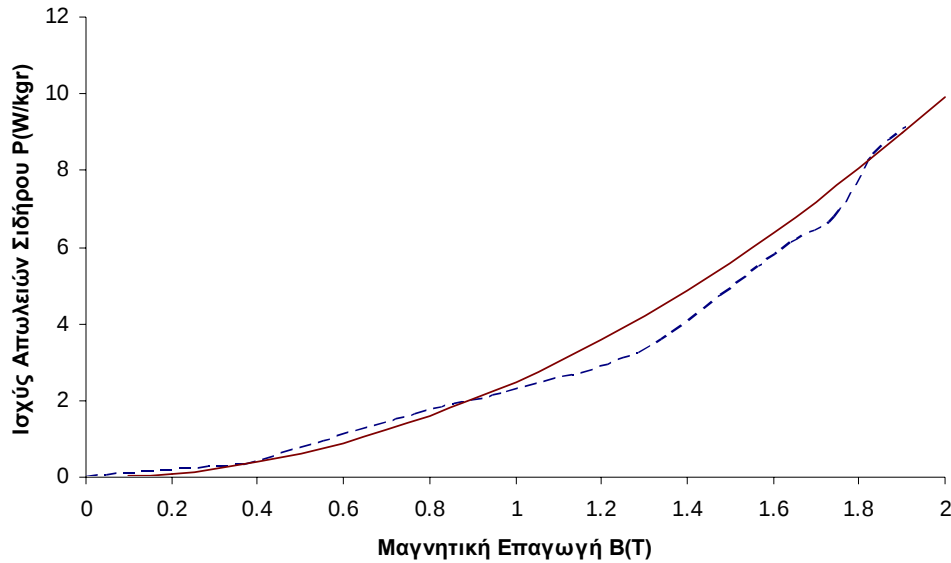


Σχήμα 5.10: Διάγραμμα ροής υπολογισμού απωλειών σιδήρου.

Η πειραματική επιβεβαίωση του μοντέλου έγινε για δύο είδη σιδηρομαγνητικών ελασμάτων, μη προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,5 mm και προσανατολισμένων κόκκων (τύπου M4) πάχους 0,27 mm.

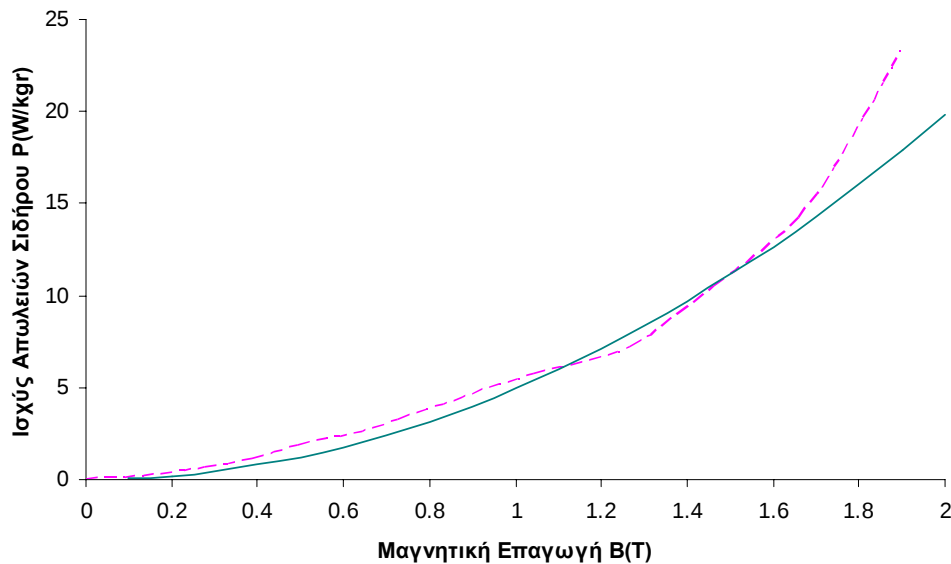
Στο Σχήμα 5.11 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων πάχους 0,5mm. Οι καμπύλες που παρουσιάζονται είναι για συχνότητα 50Hz και για τιμές μαγνητικής επαγωγής από 0T έως 2T. Η καμπύλη που απεικονίζεται με την διακεκομμένη γραμμή παρουσιάζει τις απώλειες του υλικού που μετρήθηκαν με την διάταξη Epstein που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3. Η δεύτερη που απεικονίζεται με την συνεχή γραμμή είναι η καμπύλη που προέκυψε από το νέο μοντέλο υπολογισμού που αναπτύχθηκε στην παρούσα διατριβή.

Παρατηρούμε την καλή προσέγγιση της προσομοιωμένης καμπύλης με την καμπύλη που προέκυψε από τις μετρήσεις. Μια αύξηση του σφάλματος παρουσιάζεται σε τιμές μαγνητικής επαγωγής από 1.1T έως 1.8T που φτάνει το 10%.



Σχήμα 5.11: Σύγκριση απωλειών σιδήρου σε συχνότητα 50 Hz σιδηρομαγνητικού υλικού μη προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.5 mm)
 ----- Μετρημένες απώλειες.
 ————— Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

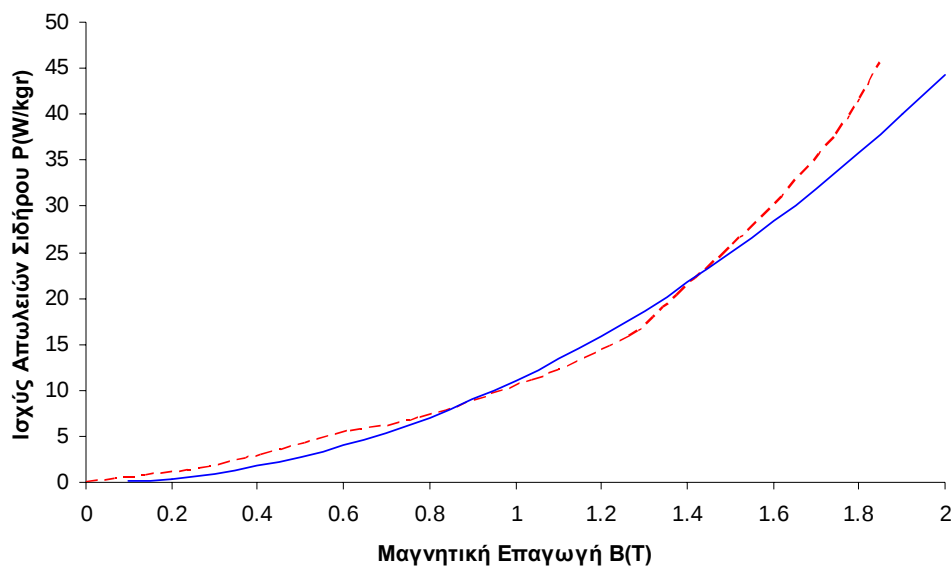
Στο Σχήμα 5.12 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων πάχους 0,5mm, για συχνότητα 100Hz και για τιμές μαγνητικής επαγωγής μέχρι 2T.



Σχήμα 5.12: Σύγκριση απωλειών σιδήρου σε συχνότητα 100 Hz σιδηρομαγνητικού υλικού μη προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.5 mm)
 ----- Μετρημένες απώλειες
 ————— Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

Η προσέγγιση για αυτήν την καμπύλη είναι καλύτερη σε σχέση με την προηγούμενη. Το σφάλμα εδώ είναι μικρότερο του 5% για όλες σχεδόν τις τιμές της μαγνητικής επαγωγής.

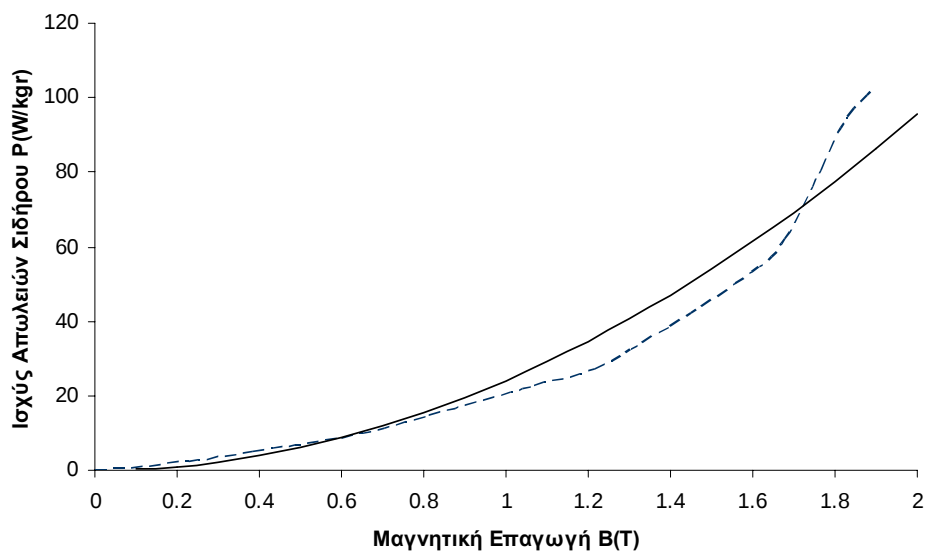
Στο Σχήμα 5.13 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων πάχους 0,5mm, για συχνότητα 150Hz και για τιμές μαγνητικής επαγωγής μέχρι 2T.



Σχήμα 5.13: Σύγκριση απωλειών σιδήρου σε συχνότητα 150 Hz σιδηρομαγνητικού υλικού μη προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.5 mm)
 ----- Μετρημένες απώλειες
 ————— Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

Το σφάλμα στις απώλειες είναι μικρότερο του 5% μέχρι το 1.6T. Από εκεί και μετά αυξάνει φτάνοντας το 13% στο 1.9T.

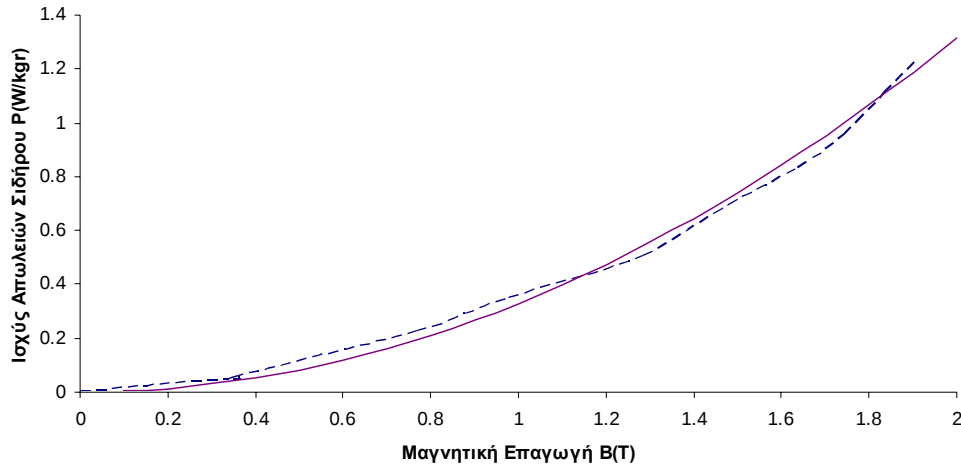
Στο Σχήμα 5.14 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου για σιδηρομαγνητικά ελάσματα μη κατευθυνόμενων κόκκων πάχους 0,5mm, για συχνότητα 250Hz και για τιμές μαγνητικής επαγωγής μέχρι 2T.



Σχήμα 5.14: Σύγκριση απωλειών σιδήρου σε συχνότητα 250 Hz σιδηρομαγνητικού υλικού μη προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.5 mm)
 ----- Μετρημένες απώλειες
 ————— Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

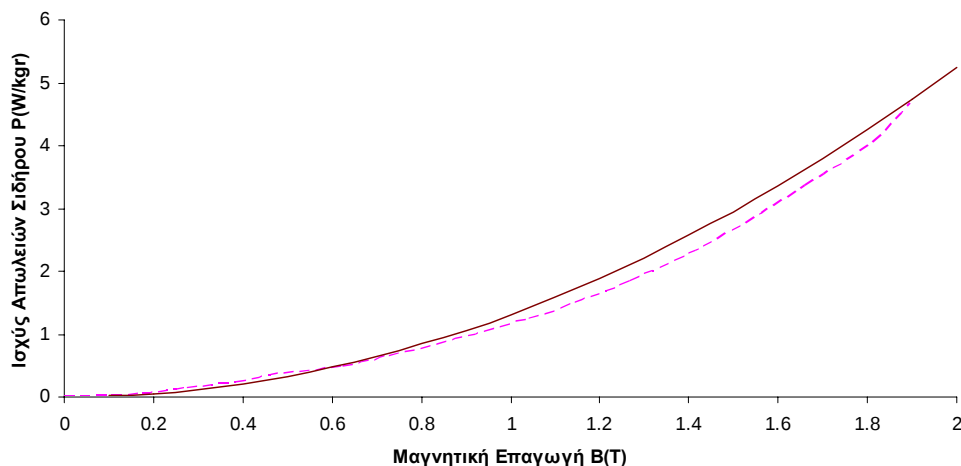
Το σφάλμα στις απώλειες είναι μικρότερο του 5% μέχρι το 1T. Μεταξύ 1,2T και 1,8T αυξάνει σε 12%.

Στο Σχήμα 5.15 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων πάχους 0,27mm, για συχνότητα 50Hz και για τιμές μαγνητικής επαγωγής μέχρι 2T. Το μέγιστο σφάλμα είναι μικρότερο του 4%.



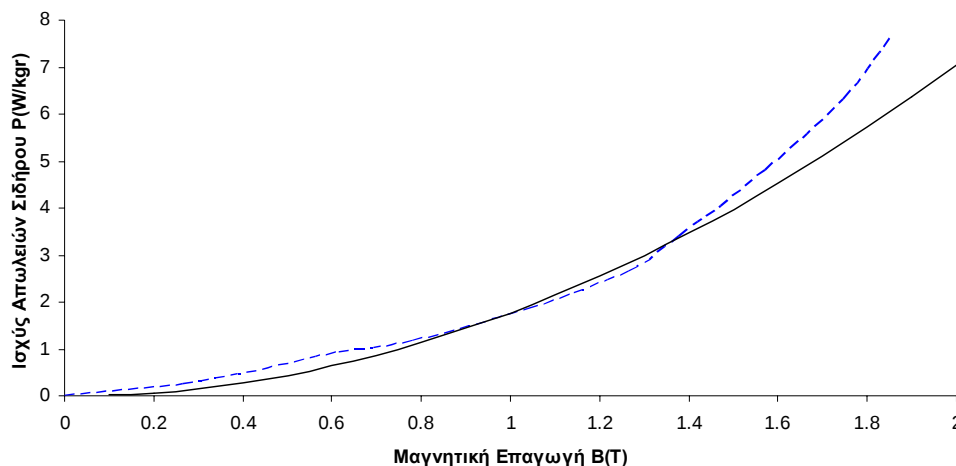
Σχήμα 5.15: Σύγκριση απωλειών σιδήρου σε συχνότητα 50 Hz σιδηρομαγνητικού υλικού προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.27mm)
 ----- Μετρημένες απώλειες
 _____ Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

Στο Σχήμα 5.16 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων πάχους 0,27mm, για συχνότητα 100Hz και για τιμές μαγνητικής επαγωγής μέχρι 2T. Το μέγιστο σφάλμα είναι μικρότερο του 6%.



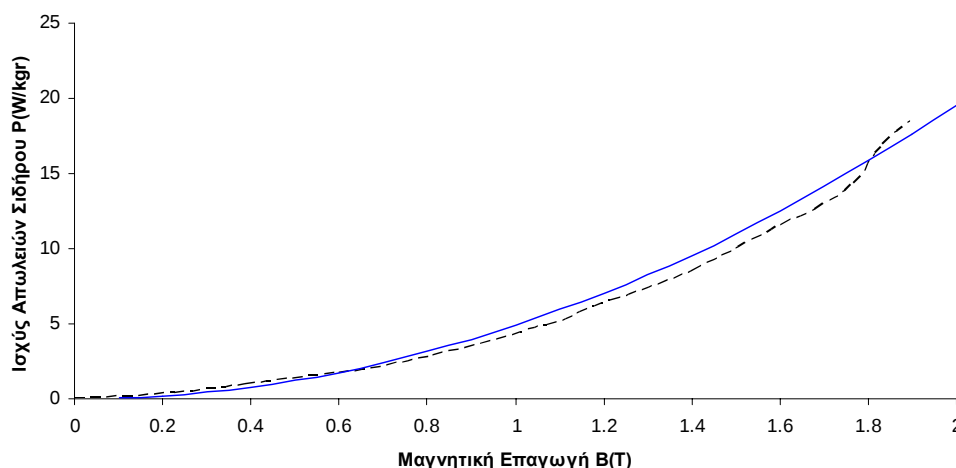
Σχήμα 5.16: Σύγκριση απωλειών σιδήρου σε συχνότητα 100 Hz σιδηρομαγνητικού υλικού προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.27 mm)
 ----- Μετρημένες απώλειες
 _____ Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

Στο Σχήμα 5.17 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων πάχους 0,27mm, για συχνότητα 150Hz και για τιμές μαγνητικής επαγωγής μέχρι 2T. Η προσομοιωμένη καμπύλη προσεγγίζει την μετρημένη αρκετά καλά μέχρι το 1,5T. Στα 1.8T το μέγιστο σφάλμα είναι 15%.



Σχήμα 5.17: Σύγκριση απωλειών σιδήρου σε συχνότητα 150 Hz σιδηρομαγνητικού υλικού προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.27 mm)
 ----- Μετρημένες απώλειες
 ————— Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

Στο Σχήμα 5.18 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου για σιδηρομαγνητικά ελάσματα κατευθυνόμενων κόκκων πάχους 0,27mm, για συχνότητα 250Hz και για τιμές μαγνητικής επαγωγής μέχρι 2T. Η προσομοιωμένη καμπύλη προσεγγίζει την μετρημένη αρκετά καλά με σφάλμα μικρότερο του 8%.

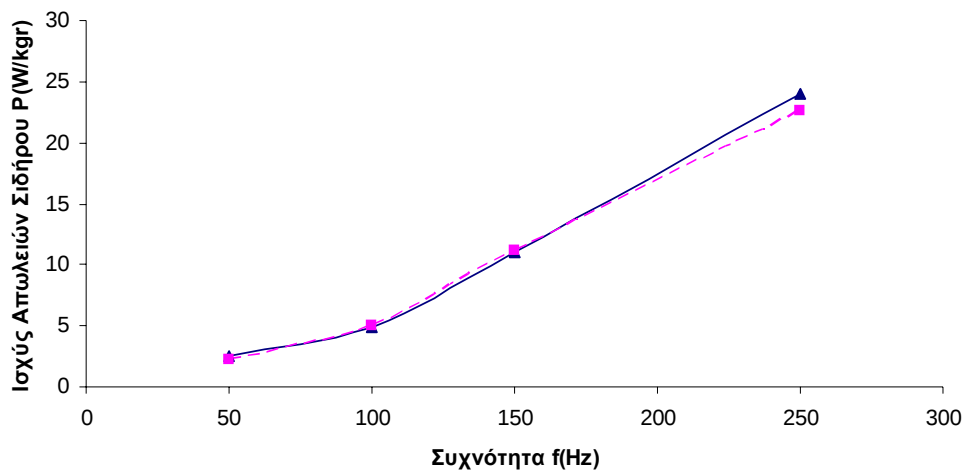


Σχήμα 5.18: Σύγκριση απωλειών σιδήρου σε συχνότητα 250 Hz σιδηρομαγνητικού υλικού προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.27 mm)
 ----- Μετρημένες απώλειες
 ————— Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

Στο Σχήμα 5.19 παρουσιάζονται οι απώλειες σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,5mm σε συνάρτηση με την συχνότητα. Η σύγκριση

μετρημένων και προσομοιωμένων αποτελεσμάτων πραγματοποιείται σε τέσσερις συχνότητες που έχουν ληφθεί μετρήσεις για μαγνητική επαγωγή 1T. Το μέγιστο σφάλμα είναι 6%.

B=1.0T



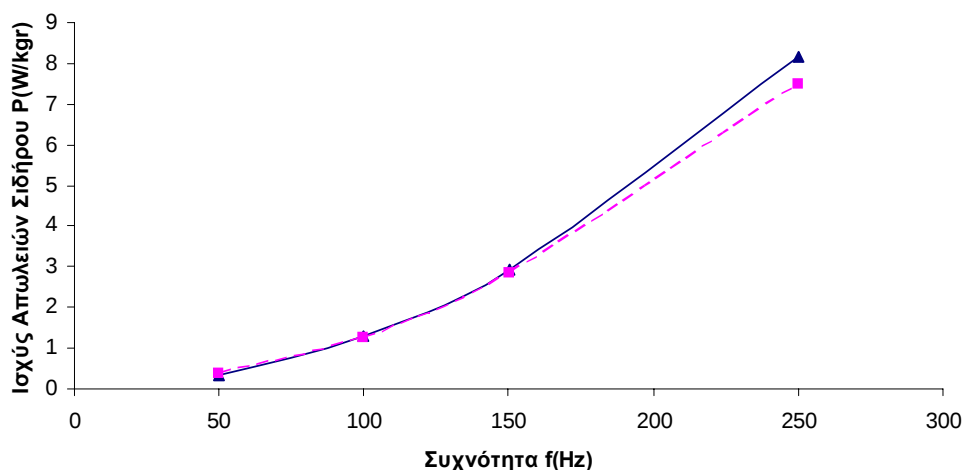
Σχήμα 5.19: Σύγκριση απωλειών σιδήρου συναρτήσει της συχνότητας σιδηρομαγνητικού υλικού μη προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.5 mm)

----- Μετρημένες απώλειες

———— Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

Στο Σχήμα 5.20 συγκρίνονται οι μετρημένες απώλειες σιδηρομαγνητικών ελασμάτων προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,27mm σε συνάρτηση με την συχνότητα με τις αντίστοιχες προσομοιωμένες για μαγνητική επαγωγή 1T. Το μέγιστο σφάλμα είναι 8%.

B=1.0T



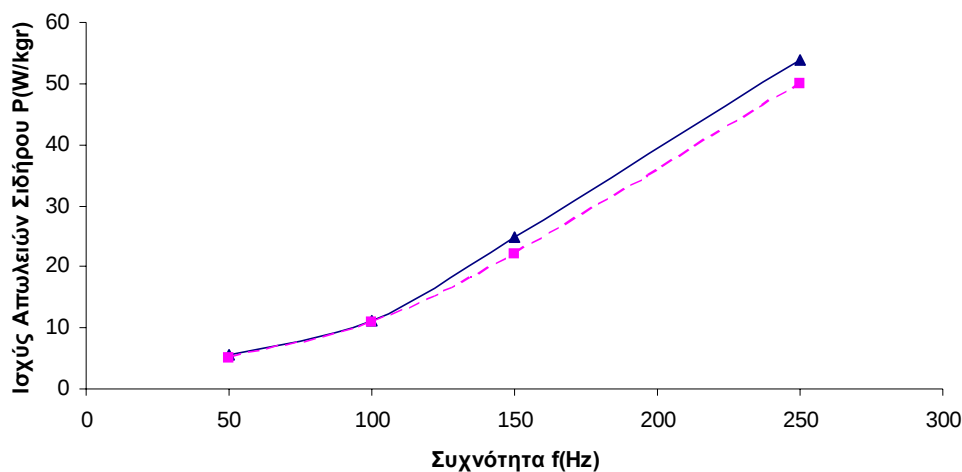
Σχήμα 5.20: Σύγκριση απωλειών σιδήρου συναρτήσει της συχνότητας σιδηρομαγνητικού υλικού προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.27 mm)

----- Μετρημένες απώλειες

———— Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

Στο Σχήμα 5.21 συγκρίνονται οι μετρημένες απώλειες σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,5mm σε συνάρτηση με την συχνότητα με τις αντίστοιχες προσομοιωμένες για μαγνητική επαγωγή 1,5T και με αυτές συγκρίνονται οι προσομοιωμένες. Το μέγιστο σφάλμα είναι 8 %.

B=1.5T

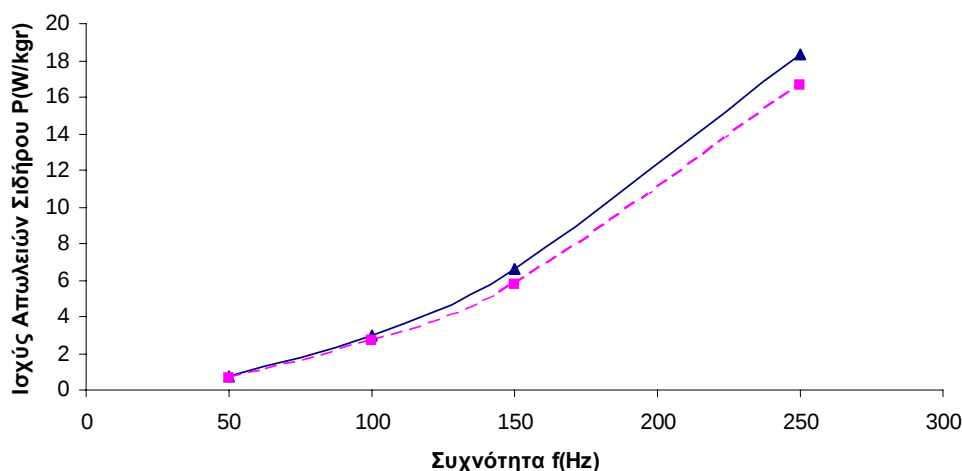


Σχήμα 5.21: Σύγκριση απωλειών σιδήρου συναρτήσει της συχνότητας σιδηρομαγνητικού υλικού μη προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.5 mm)

----- Μετρημένες απώλειες
 _____ Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

Στο Σχήμα 5.22 συγκρίνονται οι μετρημένες απώλειες σιδηρομαγνητικών ελασμάτων προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,27mm σε συνάρτηση με την συχνότητα, με τις αντίστοιχες προσομοιωμένες για μαγνητική επαγωγή 1,5T. Το μέγιστο σφάλμα είναι 10%.

B=1.5T

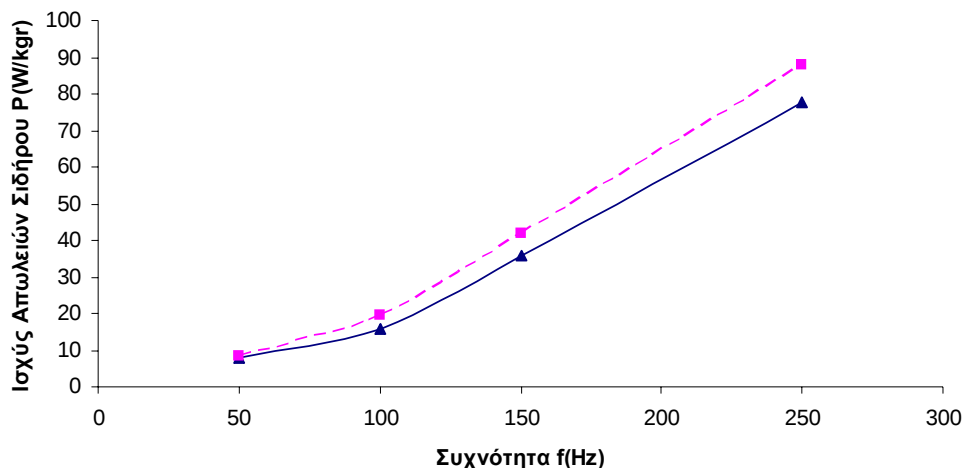


Σχήμα 5.22: Σύγκριση απωλειών σιδήρου συναρτήσει της συχνότητας σιδηρομαγνητικού υλικού προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.27 mm)

----- Μετρημένες απώλειες
 _____ Υπολογισμένες με το προτεινόμενο μοντέλο

Στο Σχήμα 5.23 συγκρίνονται οι μετρημένες απώλειες σιδηρομαγνητικών ελασμάτων μη προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,5mm σε συνάρτηση με την συχνότητα με τις αντίστοιχες προσομοιωμένες για μαγνητική επαγωγή 1,8T. Το μέγιστο σφάλμα είναι 12%.

B=1.8T

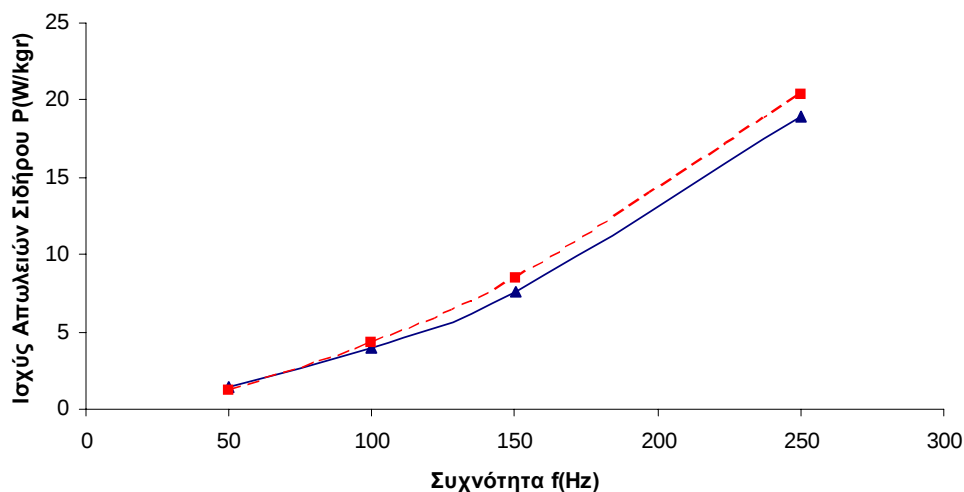


Σχήμα 5.23: Σύγκριση απωλειών σιδήρου συναρτήσει της συχνότητας σιδηρομαγνητικού υλικού μη προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.5 mm)

----- Μετρημένες απώλειες
 ————— Υπολογισμένες με το νέο μοντέλο

Στο Σχήμα 5.24 συγκρίνονται οι μετρημένες απώλειες σιδηρομαγνητικών ελασμάτων προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,27mm σε συνάρτηση με την συχνότητα με τις αντίστοιχες προσομοιωμένες για μαγνητική επαγωγή 1,8T. Το μέγιστο σφάλμα είναι 10%.

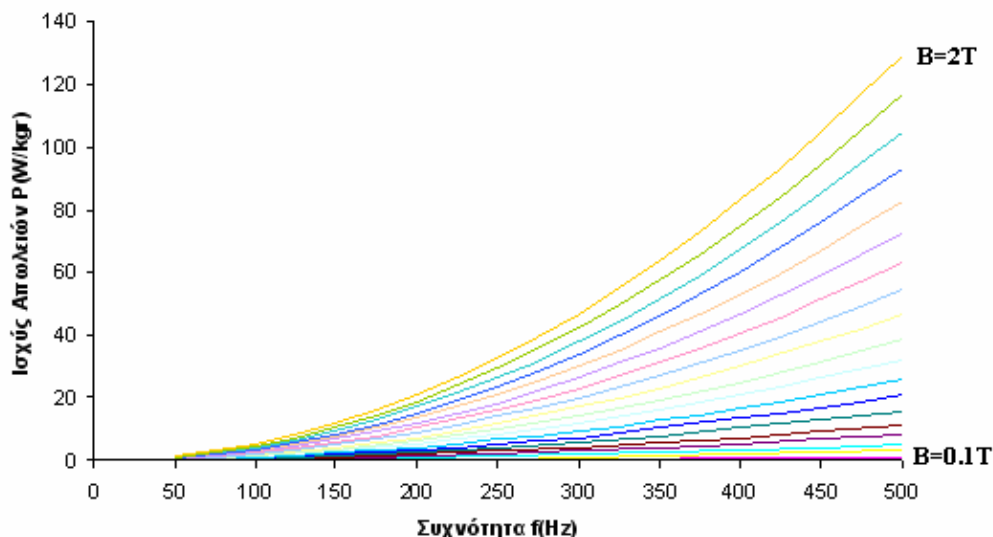
B=1.8T



Σχήμα 5.24: Σύγκριση απωλειών σιδήρου συναρτήσει της συχνότητας σιδηρομαγνητικού υλικού προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.27 mm)

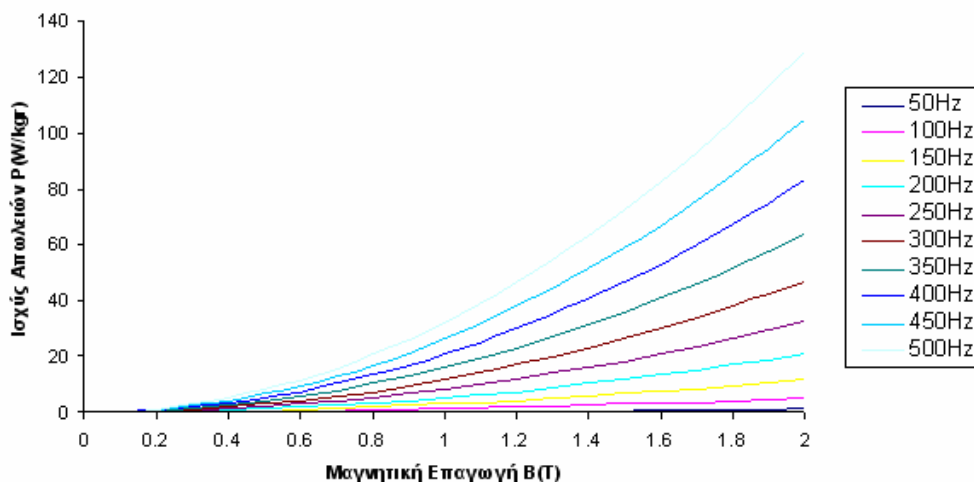
----- Μετρημένες απώλειες
 ————— Υπολογισμένες με το νέο μοντέλο

Στο Σχήμα 5.25 απεικονίζονται οι απώλειες σιδήρου σιδηρομαγνητικού υλικού προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,27mm, συναρτήσει της συχνότητας. Οι απώλειες υπολογίζονται με το νέο μοντέλο για συχνότητες από 50Hz έως 500Hz και για διαφορετικές μαγνητικές επαγωγές από 0T έως 2T.



Σχήμα 5.25: Προσομοιωμένες απώλειες σιδήρου σιδηρομαγνητικού υλικού προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.27 mm) σε συνάρτηση με την συχνότητα

Στο Σχήμα 5.26 απεικονίζονται οι απώλειες σιδήρου σιδηρομαγνητικού υλικού προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,27 mm, συναρτήσει της μαγνητικής επαγωγής. Οι απώλειες υπολογίζονται για διαφορετικές μαγνητικές επαγωγές από 0T έως 2T, και συχνότητες από 50 Hz έως 500 Hz.



Σχήμα 5.26: Προσομοιωμένες απώλειες σιδήρου σιδηρομαγνητικού υλικού προσανατολισμένων κόκκων (πάχος λαμαρίνας 0.27 mm) σε συνάρτηση με την μαγνητική επαγωγή για συχνότητες από 50 Hz έως 500 Hz

5.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η μελέτη και ανάπτυξη μοντέλων υπολογισμού απωλειών σιδήρου επεκτάθηκε στην υλοποίηση μοντέλου υπολογισμού δινορρευμάτων συγκεντρωμένων παραμέτρων (τροποποιημένο κύκλωμα Foster) που συνεκτιμά της απώλειες υστέρησης. Η προσέγγιση του τροποποιημένου μοντέλου Foster συγκεντρωμένων παραμέτρων όπως επιβεβαιώθηκε από την αντίστοιχη αναλυτική αναπαράσταση της διάταξης Epstein είναι αρκετά καλή για την ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση ενός μαγνητικού πυρήνα για συχνότητες που φθάνουν τα 500 kHz. Η κυκλωματική αναπαράσταση με ένα μόνο επί πλέον κλάδο R και L προσφέρει ικανοποιητική ακρίβεια για συχνότητες μέχρι τα 5 kHz σε λαμαρίνες πάχους 0.5 mm.

Η μείωση του πάχους της λαμαρίνας αυξάνει την συχνότητα για την οποία το μοντέλο παρέχει ικανοποιητική ακρίβεια. Αυτό πρέπει να λαμβάνεται υπόψη στην εφαρμογή του μοντέλου καθώς τα μαγνητικά κυκλώματα των ηλεκτρικών μηχανών κατασκευάζονται συνήθως από λαμαρίνα μη προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,5 mm ενώ εκείνα των μετασχηματιστών ισχύος από λαμαρίνα προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,27 mm (που σε ορισμένες περιπτώσεις μπορεί να φθάσει τα 0,13 mm).

Η ακρίβεια του μοντέλου είναι ικανοποιητική σε όλες τις περιπτώσεις που εξετάστηκαν (μέχρι τη συχνότητα 250 Hz λόγω των περιορισμών τροφοδοσίας της μετρητικής διάταξης) τόσο για λαμαρίνα μη προσανατολισμένων κόκκων πάχους 0,5 mm όσο και για λαμαρίνα προσανατολισμένων κόκκων τύπου M4 πάχους 0,27 mm. Συγκεκριμένα η σύγκριση των μετρημένων και προσομοιωμένων απωλειών για συχνότητες μέχρι 250 Hz και μαγνητικές επαγωγές μέχρι 1.9 T για τα δύο είδη μαγνητικών λαμαρίνων που εξετάστηκαν έδωσαν μέγιστα σφάλματα που δεν υπερβαίνουν το 13%.

5.6 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [5.1] J. Avila-Rosales, F. Lalvarado: "Non-linear Frequency Dependent Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies in Power Systems", IEEE Trans. PAS-101, No 11, November 1982. pp.4281-4288.
- [5.2] A. Ahmad, Ph. Auriol, C. Kieny: "A New Power Transformer Model For High Frequency Electromagnetic Transient Studies", the 3rd International IMACS Symposium NANCY, September 1990.
- [5.3] A. Ahmad, Ph. Auriol "Frequency Dependent Parameters For Transformer For EMTP", 18th EMTP Users' Group Meeting, 28-29 May 1990, Marseille (France).
- [5.4] L. Weinberg "Network Analysis and Synthesis" McGraw Hill, USA, 1962
- [5.5] E. J. Tarasiewicz, A.S. Morched, A. Narang, E.P. Dick: "Frequency Dependent Eddy Current Models For Nonlinear Iron Cores", IEEE Trans on PWRD, Vol. 8, No. 2, may 1993, pp. 588-597.
- [5.6] F.de Leon, A. Semlyen, "Time Domain Of Eddy Current Effects For Transformer Transients", IEEE Transactions on PWRD, Vol. 8, No. 1, Jan. 1993, pp. 271-280.
- [5.7] A. Kladas, "Etude du Couple et des Pertes Fer d'une Machine a Reluctance Variable", rapport de Stage de DEA, laboratoire des Universites Paris VI et IX, Orsay 1983 (France).
- [5.8] Ι. Προυσαλίδης, «Συμβολή στην ανάπτυξη μαθηματικών εργαλείων για ψηφιακή εξομοίωση της συμπεριφοράς των μετασχηματιστών και διακοπών ισχύος σε ταχεία ηλεκτρομαγνητικά φαινόμενα», Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα 1997.
- [5.9] K. Foster, F. E. Werner, R. M. Vecchio, "Loss separation measurements for several electrical steels," *J. Appl. Phys.*, Vol. 35, no. 11 pp. 8308-8310, Nov. 1982.
- [5.10] G. Bertotti, "General properties of power losses in soft ferromagnetic materials," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 24, pp. 621-630, Jan. 1988.
- [5.11] R. S. Albir, A. J. Moses, "Reduction in transformer losses achieved by staggering lamination layers," *Physica Scripta*, Vol. 39, pp. 629-638, 1989.
- [5.12] F. de Leon, A. Semlyen "A Simple Representation of Dynamic Hysteresis Losses in Power Transformers", Trans on PWRD, Vol. 10, No. 1, Jan. 1995, pp. 315-321.
- [5.13] Wtodarski Z., Analytical description of magnetization curves, Physics B, 373 (2006), p.p. 323-327
- [5.14] Bastos J.P.A., Sadowski N., Electromagnetic modelling by finite element method, Marcel Dekker Inc., New York 2003
- [5.15] Zidarifi B., Zagirnyak M., Lenasi K, Miljavec D., Hysteresis loses in soft magnetic composite materials, COMPEL, 25 (2006), n.1, 157-168
- [5.16] Mordjaoui M., Chabane M., Boudjema B., Daira R., Qualitative ferromagnetic hysteresis modeling, J. Comp. Sci., 3 (2007), n.6, 399-405
- [5.17] F. de Leon, A. Semlyen, "Efficient Calculation Of Elementary Parameters Of Transformers", IEEE Trans, on PWRD, Vol. 7, No.1, Jan. 1992, pp. 376-383.
- [5.18] F. de Leon, A. Semlyen: "Reduced Order Model For Transformer Transients", IEEE Transactions on PWRD, Vol. PWRD-7, No. 1, Jan. 1992, pp. 361-369.
- [5.19] F. de Leon, A. Semlyen "Complete Transformer Model For Electromagnetic Transients", Trans on PWRD, Vol. 9, No. 1. Jan. 1994, pp. 231-239.
- [5.20] F.de Leon, A.Semlyen "Detailed Modeling of Eddy Current Effects For Transformer Transients", IEEE Transactions on PWRD, Vol. 8, No. 1, Apr. 1994, pp. 1143-1150.
- [5.21] A. J. Moses, B. Thomas, "Problems in the design of Power Transformers," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 10, no. 2, pp. 148-150, June 1974.

- [5.22] A. J. Moses, “Comparison of transformer loss prediction from computed and measured flux density distribution,” *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 34, no. 4, pp. 1186-1188, Jul. 1998.
- [5.23] P. G. Rovolis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, «Laminated Iron Core Losses Evaluation and Measurements», *Journal of Materials Processing Technology* (Elsevier) 181 (2007) pp. 182–185.
- [5.24] P. G. Rovolis, A. Kladas, and J. Tegopoulos, “Numerical and Experimental Analysis of Iron Core Losses Under Various Frequencies” *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 45, no. 3, March 2009 pp.1206-1209
- [5.25] P. G. Rovolis and A. G. Kladas «Theoretical and experimental analysis of laminated iron core losses» *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, Vol. 10 ISS.5-2008, printed date May 14 2008, pp. 1103-1105
- [5.26] J.B.Goodenough, “Summary of Losses in Magnetic Materials” *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 38, no. 5, September 2002 pp.3398-3408

ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΜΟΝΤΕΛΩΝ ΣΕ ΑΣΥΓΧΡΟΝΗ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΜΗΧΑΝΗ

6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο κεφάλαιο αυτό εισάγεται ένα δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής και συγκεκριμένα ενός ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα ονομαστικής ισχύος 2 HP, το οποίο περιλαμβάνει κατάλληλη θεώρηση των απωλειών σιδήρου με βάση το τροποποιημένο μοντέλο κατά Foster που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 5. Ιδιαίτερα το μοντέλο αυτό επιτρέπει ακριβέστερη αναπαράσταση των απωλειών πυρήνα που οφείλονται στη διακοπτική συχνότητα στην περίπτωση τροφοδότησης με μετατροπείς που χρησιμοποιούν τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συγκρίνονται με πειραματικά στην περίπτωση τυπικού ασύγχρονου τριφασικού τετραπολικού κινητήρα ισχύος 2HP, ο οποίος χρησιμοποιείται στο εργαστηριακό μέρος των μαθημάτων που πραγματοποιούνται στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ.

Το προτεινόμενο μοντέλο της μηχανής επαγωγής βασίζεται σε δυναμικό μοντέλο με σταθερό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων (d s - q s). Ως γνωστόν, η επιλογή του πλαισίου αναφοράς θα μπορούσε να είναι διαφορετική καθώς στη γενική περίπτωση το πλαίσιο αυτό θα μπορούσε να στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα. Η ειδική περίπτωση σταθερού πλαισίου που έχει επιλεγεί αντιστοιχίζεται στο μετασχηματισμό της Clarke[6.28].

Οι περιπτώσεις που εξετάζονται αφορούν τόσο ημιτονοειδή τροφοδοσία από το δίκτυο όσο και τροφοδοσία από αντιστροφέα που χρησιμοποιεί τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) θεμελιώδους συχνότητας 50 Hz και διακοπτικής συχνότητας 1 kHz και 5 kHz, αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα του δυναμικού μοντέλου επεξηγούνται από ανάλυση του μαγνητικού πεδίου του κινητήρα σε αντίστοιχες λειτουργικές καταστάσεις, με την βοήθεια αριθμητικών τεχνικών. Η αριθμητική επίλυση των εξισώσεων του πεδίου πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, η οποία μας επιτρέπει την ανάλυση του προβλήματος θεωρώντας την πολυπλοκότητα της γεωμετρίας και τον μαγνητικό κορεσμό. Παρότι οι αριθμητικές μέθοδοι υπολογισμού του πεδίου δεν επιλύουν το συνεχές πρόβλημα, όπως αυτό εκφράζεται από τις διαφορικές εξισώσεις, αλλά κάποιο αντίστοιχο διακριτό, προσφέρουν ικανοποιητική ακρίβεια στον προσδιορισμό των αποτελεσμάτων και δίνουν σημαντική «τοπική πληροφορία» για την κατανομή του μαγνητικού πεδίου, η οποία μπορεί να προσφέρει σημαντικές υπηρεσίες στην περίπτωση ανάλυσης των απωλειών σιδήρου [6.25].

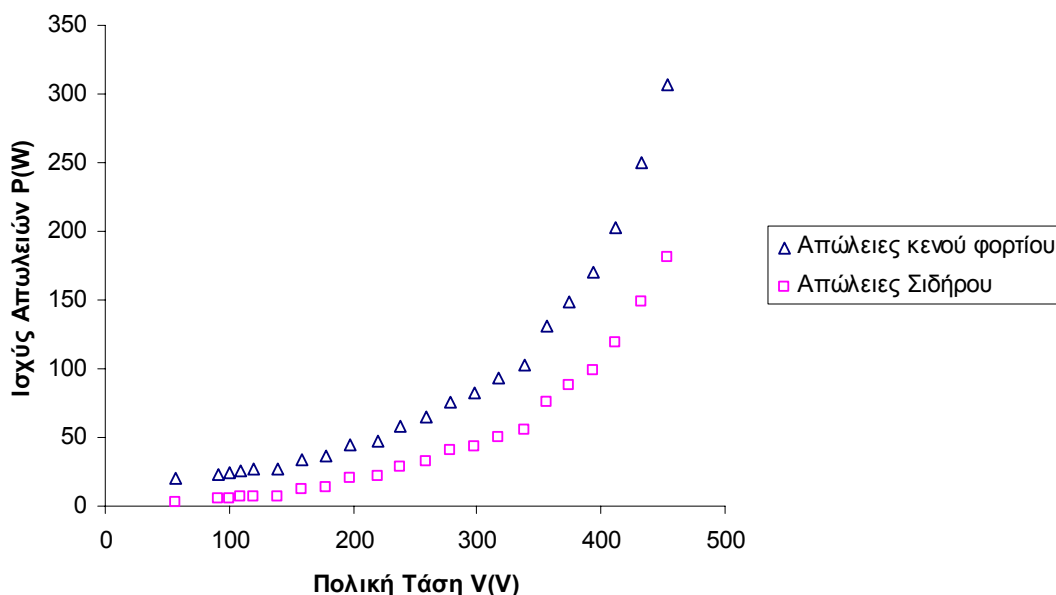
6.2 ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΣΕ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΕΝΟΥ ΔΡΟΜΕΑ

Ο κινητήρας που χρησιμοποιείται για την πειραματική επιβεβαίωση των μοντέλων που αναπτύχθηκαν είναι ένας τριφασικός ασύγχρονος κινητήρας βραχυκυκλωμένου δρομέα ισχύος 2 HP με τα εξής ονομαστικά στοιχεία :

Ηλεκτρική ισχύς $P_{\eta\lambda} = 1970 \text{ W}$
 Μηχανική ισχύς $P_{\mu\eta\chi} = 2\text{HP} = 1492 \text{ W}$
 Τάση τροφοδοσίας $V = 230/400\text{V}$
 Ρεύμα τυλίγματος στάτη $I_1 = 3,6 \text{ A}$
 Συντελεστής ισχύος $\cos\phi = 0,79$
 Συχνότητα δικτύου $f = 50 \text{ Hz}$
 Ταχύτητα περιστροφής $n_r = 1410 \text{ rpm}$
 Ολίσθηση $s = \frac{1500 - 1410}{1500} = 0.06$

6.2.1. Απώλειες Σιδήρου σε ημιτονοειδή τροφοδοσία

Για τις απαιτήσεις των μετρήσεων ο κινητήρας τροφοδοτήθηκε με ιδανική ημιτονοειδή τάση από κατάλληλα τροφοδοτικά της εταιρείας California Instruments MX Series που διαθέτει το Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ. Εκτός από την ονομαστική τάση τροφοδοσίας ο κινητήρας τροφοδοτήθηκε με διάφορες τάσεις ονομαστικής συχνότητας προκειμένου να διερευνηθεί η επίπτωση του μαγνητικού κορεσμού. Για τις τάσεις αυτές μετρήθηκαν ταυτόχρονα η ισχύς εισόδου και το ρεύμα εισόδου σε κενό φορτίο. Από τη δοκιμή κενού φορτίου προεκτείνοντας τη χαρακτηριστική καμπύλη των απωλειών μέχρι το σημείο που αντιστοιχεί σε μηδενική τάση εισόδου, προσδιορίστηκαν με γραφικό τρόπο οι μηχανικές απώλειες. Στη συνέχεια, αφαιρώντας τις μηχανικές απώλειες και τις απώλειες χαλκού από τις απώλειες κενού φορτίου, υπολογίστηκαν οι απώλειες σιδήρου της μηχανής οι οποίες απεικονίζονται στο Σχήμα 6.1.



Σχήμα 6.1: Μετρημένες απώλειες κενού φορτίου και απώλειες σιδήρου κινητήρα επαγωγής 2 HP

Ο ψηφιακός παλμογράφος που χρησιμοποιήθηκε (Agilent 3000 Series Scope) για την καταγραφή των τάσεων και των ρευμάτων του κινητήρα είχε μέγιστη ανάλυση 4000 δειγμάτων για κάθε κανάλι (καταγράφηκαν 4000 δείγματα σε διάστημα 20 msec που αντιστοιχεί στην περίοδο της θεμελιώδους συχνότητας). Τα δύο κανάλια του παλμογράφου χρησιμοποιήθηκαν για την ταυτόχρονη καταγραφή τάσεως και ρεύματος τροφοδοσίας.

Οι πρόσθετες απώλειες σιδήρου που οφείλονται στην διακοπτική συχνότητα σε περιπτώσεις τροφοδοσίας από αντιστροφέα με τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών όταν ο

κινητήρας λειτουργεί υπό φορτίο αποδίδονται στις μαγνητικές ροές σκέδασης και έχουν ήδη μελετηθεί [6.5]. Αντίθετα, σε περίπτωση κενού φορτίου, οι απώλειες αυτές συνδέονται με τη μαγνητική ροή μαγνήτισης και θα επιχειρηθεί η επέκταση κατά Foster του κλάδου μαγνήτισης του δυναμικού μοντέλου με βάση την τεχνική που προτάθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Στη συνέχεια αναλύεται η διαμόρφωση του κλασσικού δυναμικού μοντέλου του κινητήρα καθώς και η προτεινόμενη επέκτασή του κατά Foster και συγκρίνεται η συμπεριφορά τους στην προσομοίωση της λειτουργίας κενού φορτίου, υπό ημιτονοειδή τάση σε ένα πρώτο βήμα, και σε περίπτωση τροφοδοσίας από αντιστροφέα με τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών, σε ένα δεύτερο βήμα.

6.2.1.2. Προσομοίωση λειτουργίας κενού φορτίου με κλασσικό δυναμικό μοντέλο

Με την παρακάτω ανάλυση επιχειρείται ο προσδιορισμός της ισχύος απωλειών σιδήρου και εξετάζεται η δυνατότητα εκτίμησης της ισχύος εισόδου με χρήση του κλασσικού δυναμικού μοντέλου κινητήρα επαγωγής σε περίπτωση ημιτονοειδούς τάσεως τροφοδοσίας. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συγκρίνονται με αυτά των πειραμάτων προκειμένου να διερευνηθεί η ακρίβεια του κλασσικού δυναμικού μοντέλου στην περίπτωση του κινητήρα που χρησιμοποιήθηκε.

Ο μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq0$ μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιεσδήποτε λειτουργικές συνθήκες, ωστόσο τα αποτελέσματα δεν περιλαμβάνουν ανάλυση στην ομοπολική συνιστώσα (0) όταν τα μεγέθη είναι συμμετρικά τριφασικά (ανάλυση σε δύο κάθετους άξονες: ευθύ (d) και εγκάρσιο (q), αντίστοιχα). Είναι επιθυμητό η ολική ισχύς να παραμένει σταθερή και ανεξάρτητη από το πλαίσιο αναφοράς στο οποίο υπολογίζεται. Η παρουσία του πολλαπλασιαστικού όρου $2/3$ στη μήτρα του μετασχηματισμού (εξισώσεις (6.5) και (6.6)) επιτυγχάνει ο μετασχηματισμός να καθίσταται ορθομοναδιαίος, δηλαδή τη διατήρηση της ισχύος και ενέργειας στα δύο συστήματα συνιστωσών (abc και $dq0$).

Παρακάτω εφαρμόζουμε το μετασχηματισμό για ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα τάσεων τροφοδοσίας ενός ασύγχρονου κινητήρα V_a , V_b και V_c [6.2][6.3]. Αρχικά δίνουμε τις εκφράσεις των μετασχηματισμένων ποσοτήτων V_d , V_q και V_0 για οποιαδήποτε γωνιακή ταχύτητα περιστροφής ω του πλαισίου αναφοράς (άρα και γωνιακής θέσεως θ). Στη συνέχεια εξειδικεύουμε τις εκφράσεις αυτές για την περίπτωση $\omega=0$ (σταθερό πλαίσιο αναφοράς).

$$V_q = \frac{2}{3} \left[V_a \cos \theta + V_b \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + V_c \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (6.1)$$

$$V_d = \frac{2}{3} \left[V_a \sin \theta + V_b \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + V_c \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (6.2)$$

$$V_0 = \frac{2}{3} \left[\frac{1}{2} V_a + \frac{1}{2} V_b + \frac{1}{2} V_c \right] = \frac{2}{3} (V_a + V_b + V_c) = 0 \quad (6.3)$$

Όπου

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) \quad (6.4)$$

Στην περίπτωση αυτή είναι $\omega(\xi)=0$ άρα $\theta=\theta(0)=0$ χωρίς βλάβη της γενικότητας (ο όρος $\theta(0)$ το μόνο που προκαλεί είναι αλλαγή στη σχετική θέση των abc και $dq0$ πλαισίων με τον όρο ολοκληρώματος να ευθύνεται αποκλειστικά για την περιστροφή του $dq0$ πλαισίου).

Αντικαθιστώντας $\theta=0$ στις εξισώσεις (6.1) και (6.2) προκύπτει για σταθερό πλαίσιο s:

$$V_q^s = \frac{2}{3} \left[V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c \right] = \frac{2}{3}V_a - \frac{1}{3}V_b - \frac{1}{3}V_c = \frac{1}{3}(V_{ab} + V_{ac}) \quad (6.5)$$

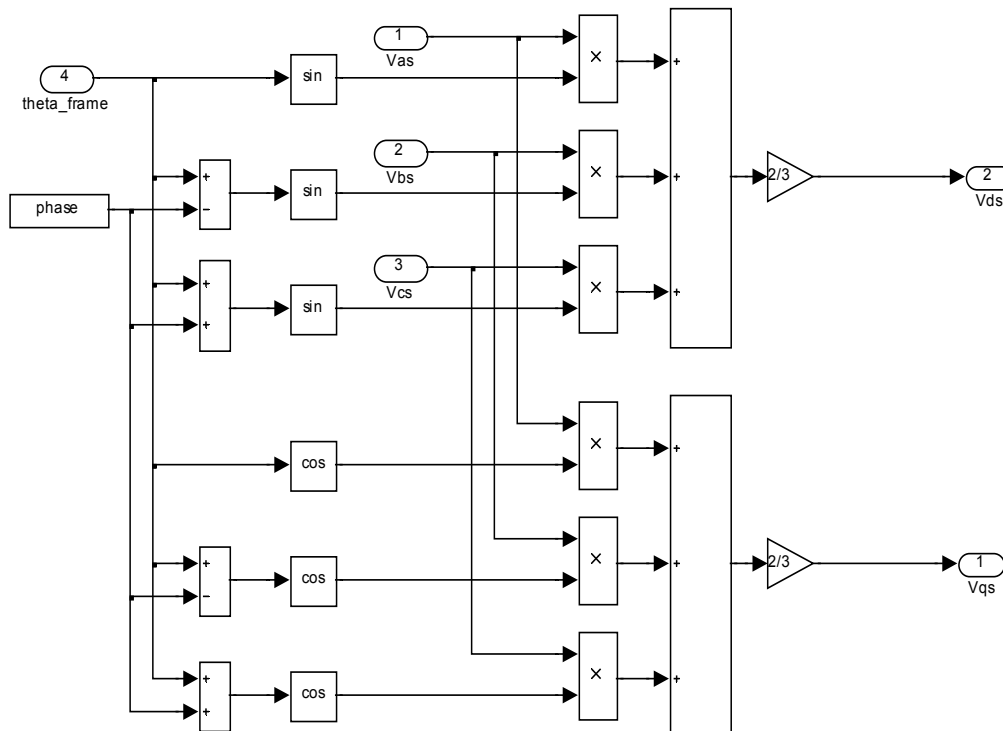
όπου $V_{ab} = V_a - V_b$ και $V_{ac} = V_a - V_c$

$$V_d^s = \frac{2}{3} \left[-\frac{\sqrt{3}}{2}V_b + \frac{\sqrt{3}}{2}V_c \right] = -\frac{1}{\sqrt{3}}V_b + \frac{1}{\sqrt{3}}V_c = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{cb} \quad (6.6)$$

όπου $V_{cb} = V_c - V_b$

Οι τάσεις στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς προκύπτουν απλά ως γραμμικός συνδυασμός των τάσεων στο abc πλαίσιο. Αυτό ήταν αναμενόμενο καθώς και από τα δύο πλαίσια ο παρατηρητής βλέπει τα χωροδιανύσματα των ηλεκτρικών μεγεθών να στρέφονται με την ίδια ταχύτητα.

Οι προσομοιώσεις που ακολουθούν πραγματοποιήθηκαν σε ηλεκτρονικό υπολογιστή με χρήση λογισμικού της εταιρείας Mathworks. Συγκεκριμένα χρησιμοποιήθηκε το Matlab (έκδοση 2009b) που είναι από τα πλέον διαδεδομένα πακέτα προγραμμάτων αριθμητικής ανάλυσης και προσομοίωσης συστημάτων και συγκεκριμένα το Simulink που είναι εργαλείο μοντελοποίησης, προσομοίωσης και ανάλυσης δυναμικών συστημάτων. [6.16] Το Simulink αποτελεί υποσύστημα του Matlab και προσφέρει τα πλεονεκτήματα της αυτόματης και βελτιστοποιημένης παραγωγής κώδικα, της ευελιξίας με δυνατότητα εύκολης τροποποίησης των μοντέλων και της άμεσης σύνθεσης των επιμέρους μοντέλων σε ένα που προσομοιώνει το πλήρες σύστημα.. Στο Σχήμα 6.2 παρουσιάζεται η υλοποίηση του μετασχηματισμού abc →dq0 που προτείνεται από το εν λόγω λογισμικό.



Σχήμα 6.2: Μοντέλο Simulink του μετασχηματισμού abc →dq0

Οι εξισώσεις του ηλεκτρικού μέρους με τα μεγέθη ανηγμένα στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς: για βραχυκυκλωμένο δρομέα τύπου κλωβού είναι οι παρακάτω:

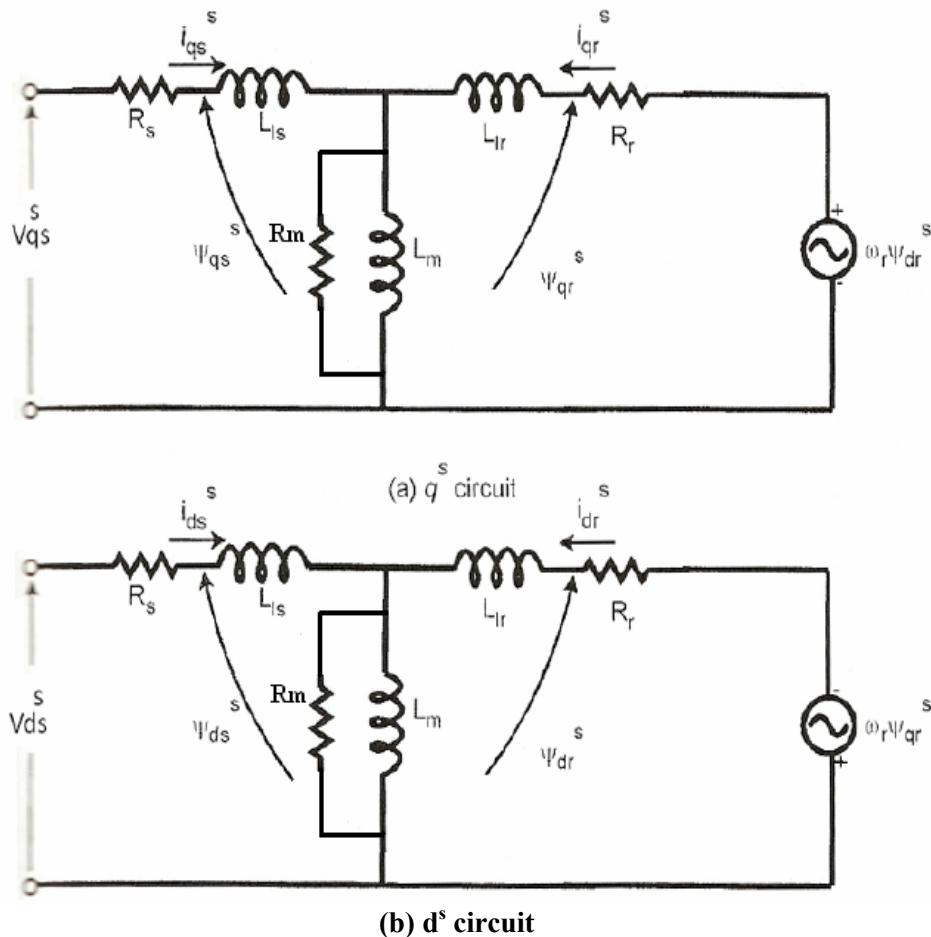
$$V_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s \quad (6.7)$$

$$V_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s \quad (6.8)$$

$$0 = R_r i_{qr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^s - \omega_r \psi_{dr}^s \quad (6.9)$$

$$0 = R_r i_{dr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^s - \omega_r \psi_{qr}^s \quad (6.10)$$

Το ανά φάση ισοδύναμο του κινητήρα που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση φαίνεται στο σχήμα 6.3.



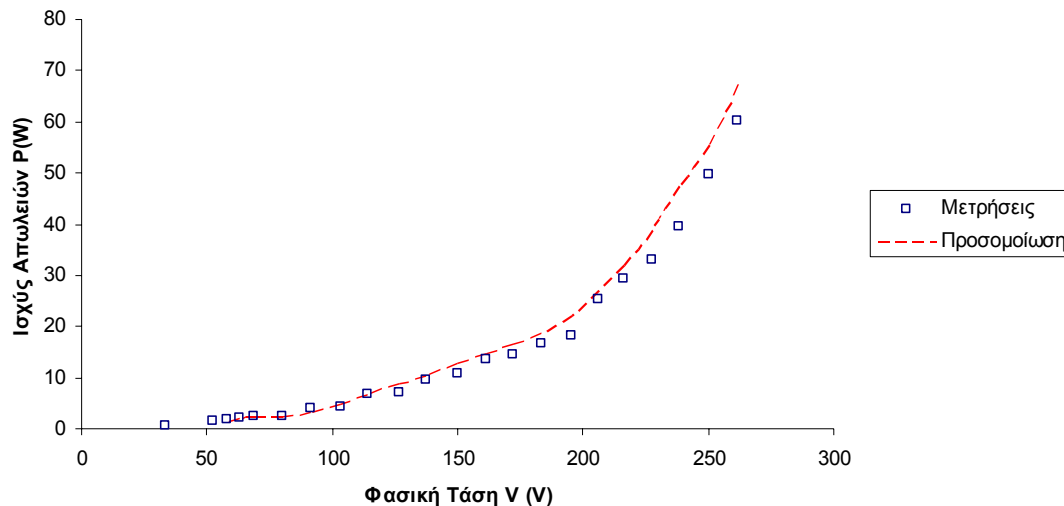
Σχήμα 6.3: Κλασικό ισοδύναμο κύκλωμα για το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής ισχύος 2 HP σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων

a: Ισοδύναμο κύκλωμα εγκάρσιου άξονα

b: Ισοδύναμο κύκλωμα ευθύ άξονα

Η προσομοίωση της λειτουργίας κενού φορτίου του κινητήρα πραγματοποιήθηκε για διάφορες τιμές της τάσης και χαράχθηκε η καμπύλη μεταβολής της ισχύος απωλειών σιδήρου

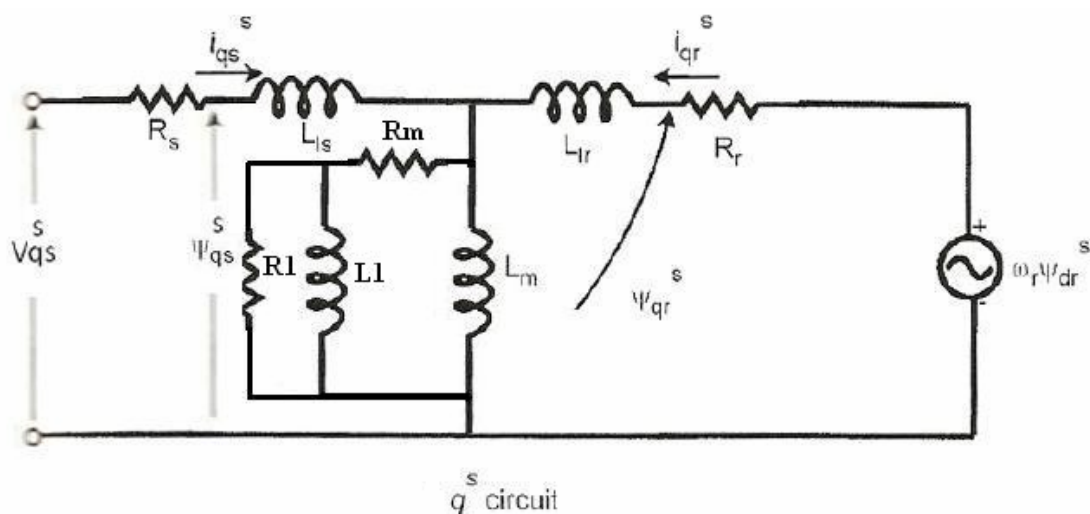
συναρτήσει της τάσης τροφοδοσίας. Τα αποτελέσματα απεικονίζονται στο Σχήμα 6.4. Παρατηρούμε την πολύ καλή προσέγγιση της προσομοίωσης όπως αναμενόταν για την ιδανική ημιτονοειδή τάση τροφοδοσίας. Όταν οι τιμές της τάσης υπερβαίνουν την ονομαστική τιμή τότε το σφάλμα εκτίμησης των απωλειών μεγαλώνει κάπως λόγω της εμφάνισης μαγνητικού κορεσμού.



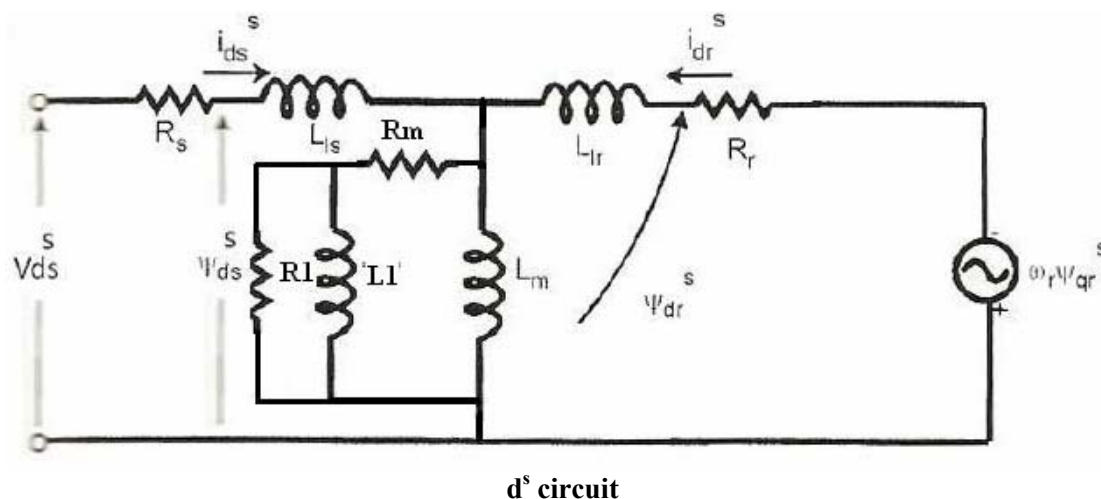
Σχήμα 6.4: Σύγκριση μετρημένων απωλειών σιδήρου με τα αποτελέσματα προσομοίωσης χρησιμοποιώντας το κλασσικό δυναμικό μοντέλο.

6.2.1.3. Προσομοίωση λειτουργίας κενού φορτίου με τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο

Προκειμένου να προσεγγισθούν οι απώλειες σιδήρου καλύτερα ιδιαίτερα όταν εφαρμόζεται μη ημιτονοειδής τάση τροφοδοσίας εισάγοντας αρμονικές, τροποποιήθηκε το κλασσικό δυναμικό μοντέλο, με την βοήθεια του κυκλώματος που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Το τροποποιημένο ισοδύναμο φαίνεται στο Σχήμα 6.5 και 6.6

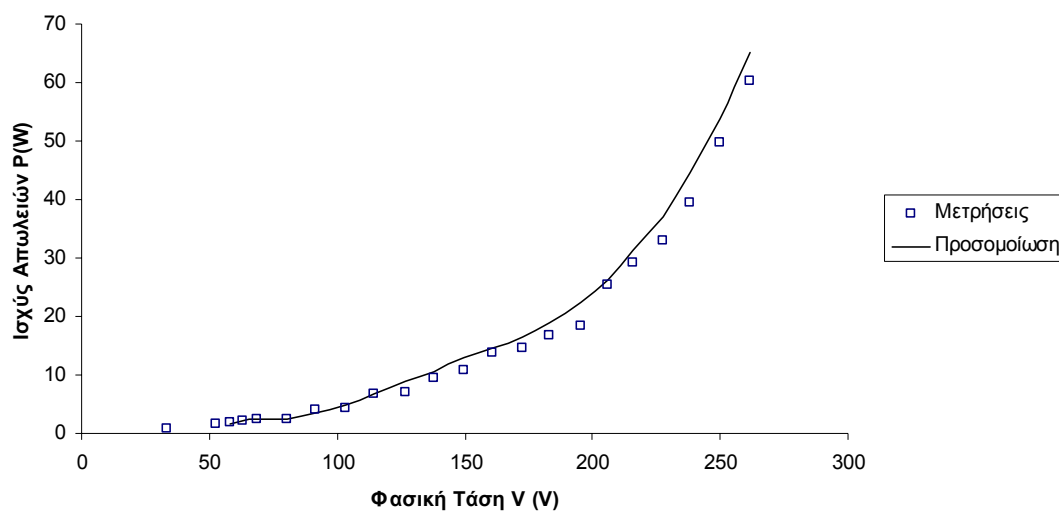


Σχήμα 6.5: Τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα εγκάρσιου (q) άξονα για το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής ισχύος 2 HP σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων



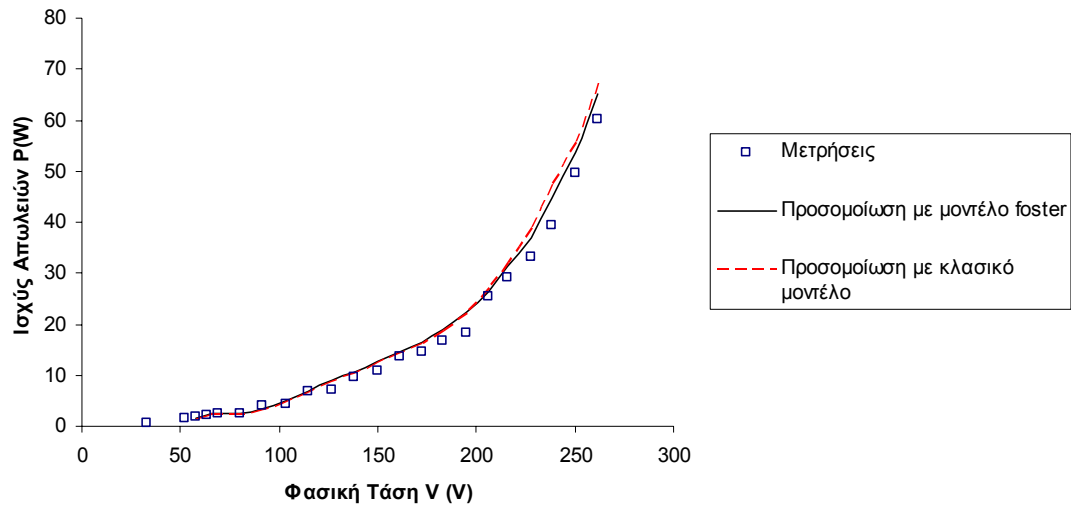
Σχήμα 6.6: Τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ευθύ (d) άξονα για το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής ισχύος 2 HP σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων

Η προσομοίωση με το τροποποιημένο μοντέλο μας έδωσε καλύτερη εκτίμηση των απωλειών σιδήρου κυρίως στην περιοχή όπου το μαγνητικό κύκλωμα πέρασε στην περιοχή κορεσμού, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.7 όπου απεικονίζονται οι μετρημένες και προσομοιωμένες απώλειες σιδήρου για τον κινητήρα που μελετήθηκε.



Σχήμα 6.7: Σύγκριση μετρημένων απωλειών σιδήρου με τα αποτελέσματα προσομοίωσης χρησιμοποιώντας το τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο.

Στο Σχήμα 6.8 συγκρίνονται οι απώλειες που μετρήθηκαν με τις προσομοιωμένες τιμές που προέκυψαν χρησιμοποιώντας τόσο το κλασσικό όσο και το τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο. Στο σχήμα αυτό παρατηρείται ότι στην περίπτωση ιδανικής ημιτονοειδούς τάσεως τροφοδοσίας και τα δύο μοντέλα αποδίδουν ικανοποιητικά τις απώλειες σιδήρου.



Σχήμα 6.8: Σύγκριση μετρημένων απωλειών σιδήρου με τα αποτελέσματα προσομοίωσης χρησιμοποιώντας το κλασσικό και το τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο

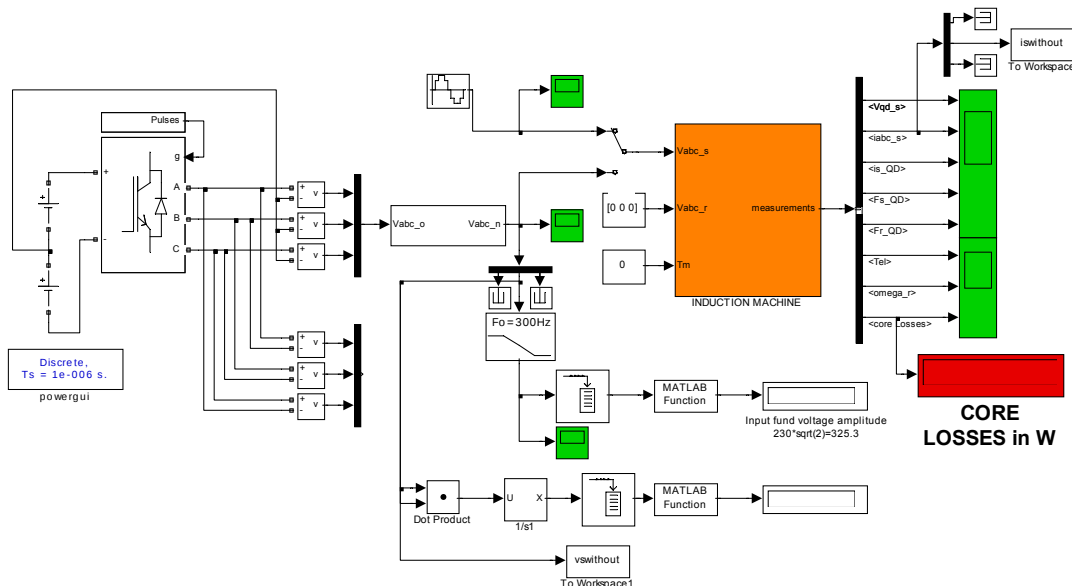
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.1 Παράμετροι μοντέλου κινητήρα επαγωγής που μελετήθηκε	
Μέγεθος	Τιμή
Ονομαστική ισχύς ($P_{μηχ}$)	2 HP
Ονομαστική τάση (V_1)	400 V
Ονομαστική συχνότητα (f_1)	50 Hz
Ζεύγη πόλων (P)	2
Ωμική αντίσταση τυλίγματος στάτη (r_1)	5 Ω
Ωμική αντίσταση τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στο στάτη (r_2)	6,2 Ω
Αυτεπαγωγή σκεδάσεως τυλίγματος στάτη (L_{ls})	0,0184 H
Αυτεπαγωγή σκεδάσεως τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στο στάτη (L_{lr})	0,0184H
Αυτεπαγωγή μαγνητίσεως ανηγμένη στο στάτη (L_M)	0.388 H
Αντίσταση απωλειών σιδήρου (R_m)	1200 Ω
Ροπή αδρανείας δρομέα (J)	0.001 Kg.m ²
Συντελεστής τριβής (F)	0,0005452 N.m.s

ΠΙΝΑΚΑΣ 6.1 Παράμετροι του κινητήρα ισχύος 2 HP που μελετήθηκε.

Στον Πίνακα 6.1 δίνονται οι τιμές των παραμέτρων του μοντέλου. Οι τιμές των παραμέτρων έχουν προκύψει με πραγματοποίηση κατάλληλων δοκιμών (δοκιμή κενού φορτίου και ακινητοποιημένου δρομέα, προσδιορισμός αντιστάσεως στάτη με τροφοδοσία ΣΡ) και κατάλληλη μαθηματική επεξεργασία. Οι παράμετροι αυτές έχουν μετρηθεί ή/και υπολογισθεί λεπτομερώς στα πλαίσια διπλωματικών εργασιών ([6.13] για παράδειγμα) για τις μηχανές 2 HP που χρησιμοποιούνται στα εργαστηριακά πειράματα του εργαστηρίου και επιβεβαιώθηκαν για την χρήση τους στο προτεινόμενο μοντέλο.

Η παραμετρική μοντελοποίηση του κινητήρα μέσω αρχικοποίησης στη Matlab επιλέχθηκε διότι προσφέρει μεγαλύτερη ευελιξία δίνοντας την δυνατότητα να αλλάζει κανείς τα στοιχεία στον κώδικα χωρίς να χρειάζεται να επέμβει στο κύκλωμα επίλυσης του Simulink [6.30][6.31].

Στο σχήμα 6.9 φαίνεται το διάγραμμα βαθμίδων του κινητήρα που αναπτύχθηκε με βάση το κλασσικό δυναμικό μοντέλο. Η επιλογή της τροφοδοσίας του κινητήρα για τις ανάγκες της μοντελοποίησης μπορεί να πραγματοποιηθεί (ημιτονοειδής ή PWM) [6.15] με την μεταγωγή ενός διακόπτη. Στο ίδιο σχήμα φαίνονται οι εικονικοί παλμογράφοι όπου παρουσιάζονται οι επιλεγμένες κυματομορφές εξόδου. Το συγκεκριμένο μοντέλο υπολογίζει τις απώλειες σιδήρου κατά την εκτέλεση.



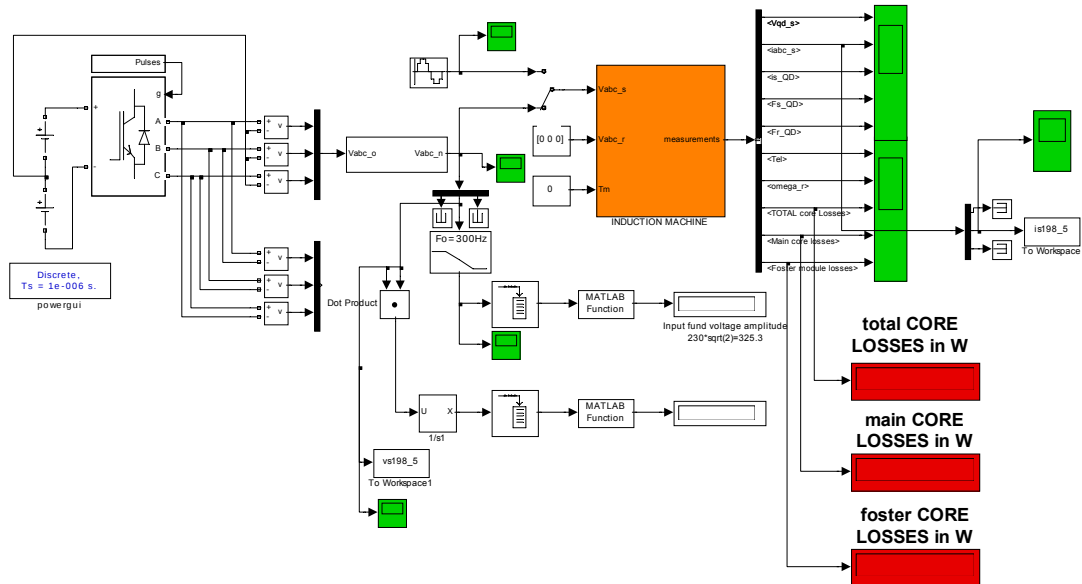
Σχήμα 6.9: Κλασσικό δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (ds-qs)

Στο σχήμα 6.10 απεικονίζεται το μοντέλο της τροφοδοσίας του κινητήρα κάνοντας χρήση του τροποποιημένου δυναμικού μοντέλου. Οι τιμές της αντίστασης και της αυτεπαγωγής του επιπλέον κλάδου κατά Foster φαίνονται στον παρακάτω πίνακα 6.2 Η τροφοδοσία του κινητήρα μπορεί και εδώ να επιλέγεται ημιτονοειδής ή PWM με την μεταγωγή ενός διακόπτη.

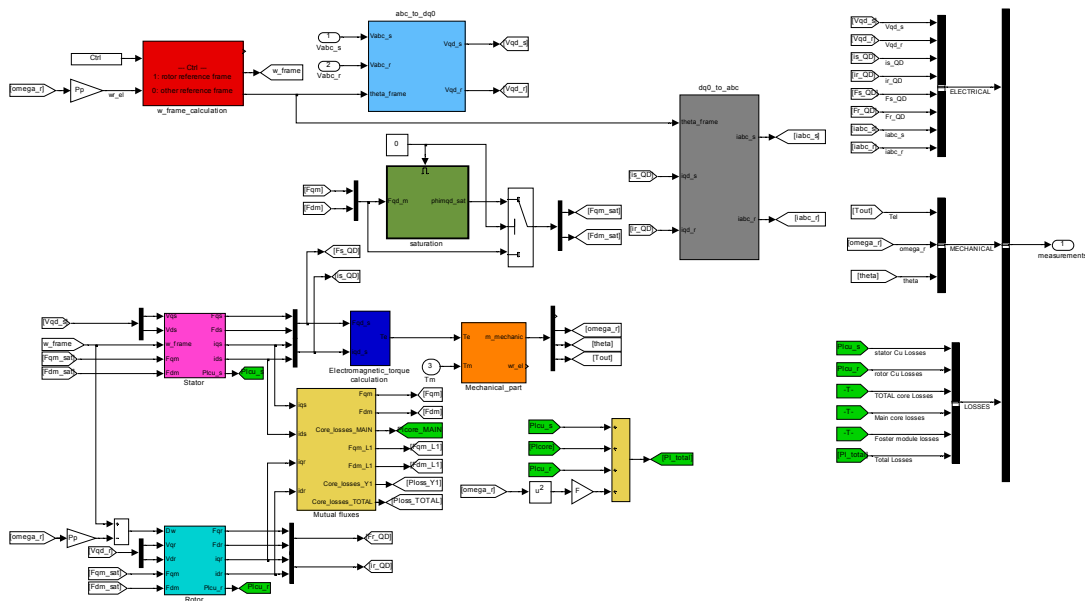
Επιπλέον παράμετροι μοντέλου κατά Foster	
Αντίσταση R_1	3600Ω
Αυτεπαγωγή L_1	0,388H

ΠΙΝΑΚΑΣ 6.2 Επιπλέον παράμετροι μοντέλου κατά Foster

Οι παράμετροι του τροποποιημένου μοντέλου Foster που υπολογίστηκαν προβλέπουν προσθήκη ενός επιπλέον κλάδου L_1 - R_1 στον κλάδο L_m - R_m που περιλαμβάνει το κλασικό δυναμικό μοντέλο του κινητήρα. Επίσης η ύπαρξη του διακένου στη μηχανή επαγωγής δεσπόζει στον προσδιορισμό της μαγνητικής αντίστασης του κλάδου μαγνήτισης με αποτέλεσμα η αυτεπαγωγή $L_1 \approx L_m$ ενώ δεν επηρεάζει σημαντικά την κατανομή των δινορρευσμάτων στο μαγνητικό κύκλωμα οπότε $R_1 \approx 3R_m$.

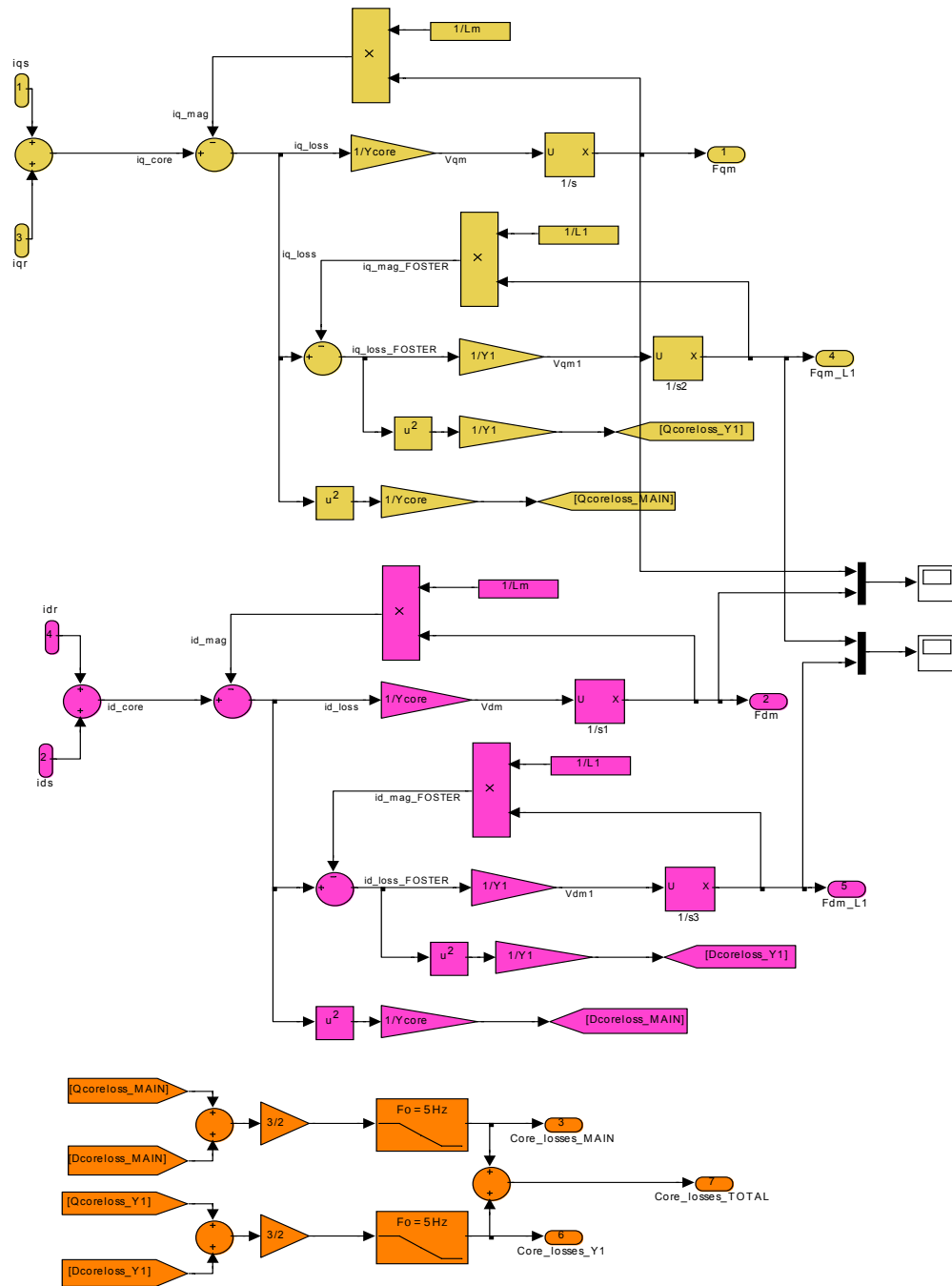


Σχήμα 6.10: Τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (ds-qs)



Σχήμα 6.11: Μοντέλο Simulink για το τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο κινητήρα επαγωγής

Στο Σχήμα 6.12 παρουσιάζεται αναλυτικά το διάγραμμα ροής (block diagram) υπολογισμού των απωλειών με το τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής κατά Foster.

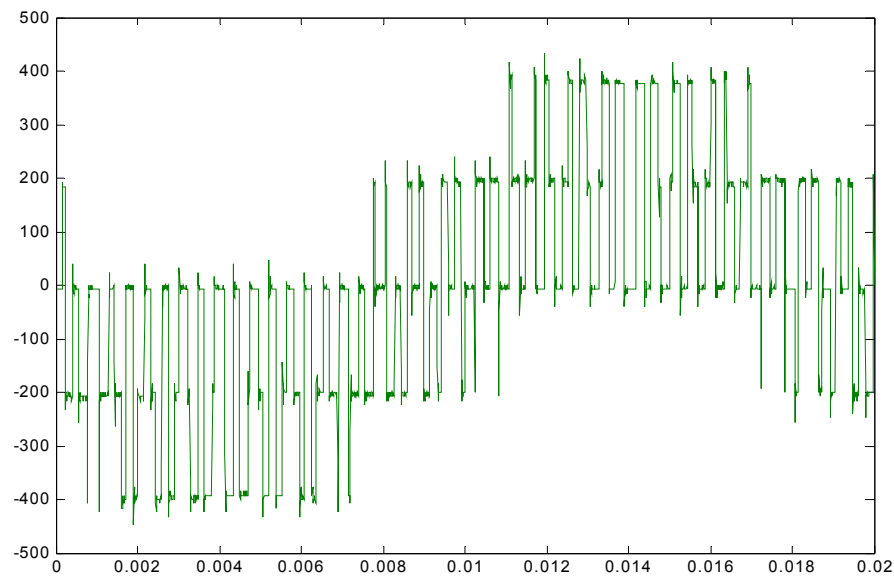


Σχήμα 6.12: Block υπολογισμού απωλειών σιδήρου τροποποιημένου μοντέλου κατά Foster

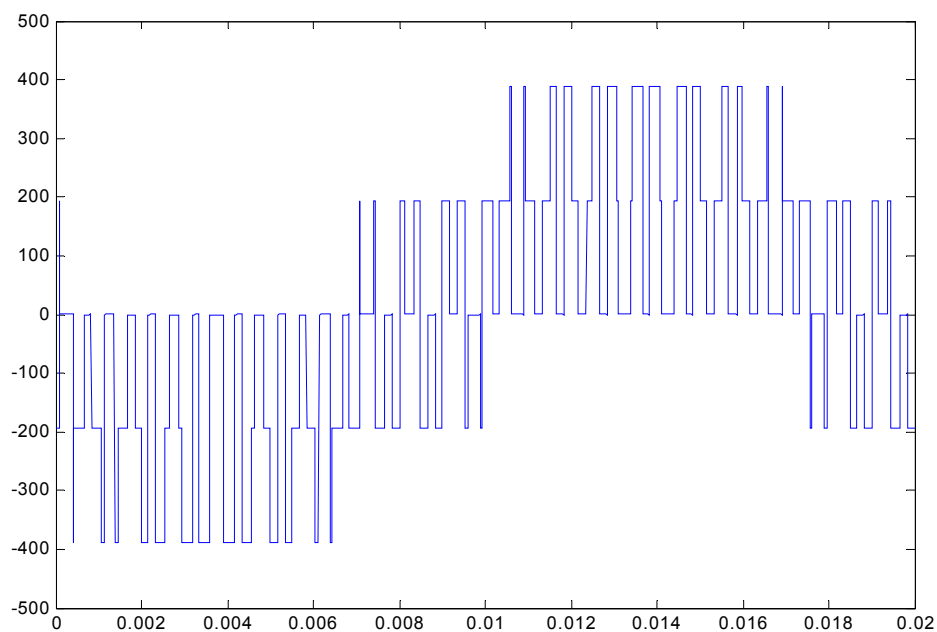
Τα αποτελέσματα αντιστοιχούν σε λειτουργία της μηχανής σε κενό φορτίο. Ο κινητήρας τροφοδοτείται από ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) σε διακοπτικές συχνότητες 1 kHz και 5 kHz, αντίστοιχα.

6.2.2. Απώλειες Σιδήρου σε τροφοδοσία αντιστροφέα (PWM)

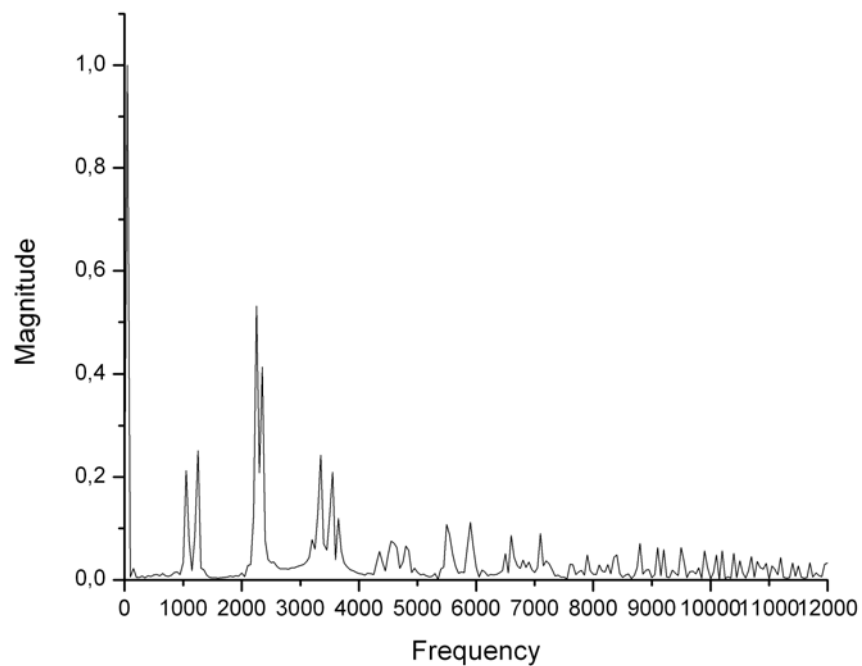
Στα σχήματα 6.13 έως 6.52 παρουσιάζονται τα γραφήματα των κυματομορφών καθώς και η ανάλυση Fourier της μετρούμενης φασικής τάσεως του κινητήρα, του μετρούμενου ρεύματος γραμμής και των προσομοιωμένων τάσεων και ρευμάτων με το τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα κατά Foster σε συνάρτηση με τον χρόνο που αντιστοιχεί σε μια περίοδο της θεμελιώδους συχνότητας (50 Hz). Συγκεκριμένα τα γραφήματα αφορούν τις διακοπτικές συχνότητες 1 kHz και 5 kHz, αντίστοιχα, σε λειτουργία κενού φορτίου.



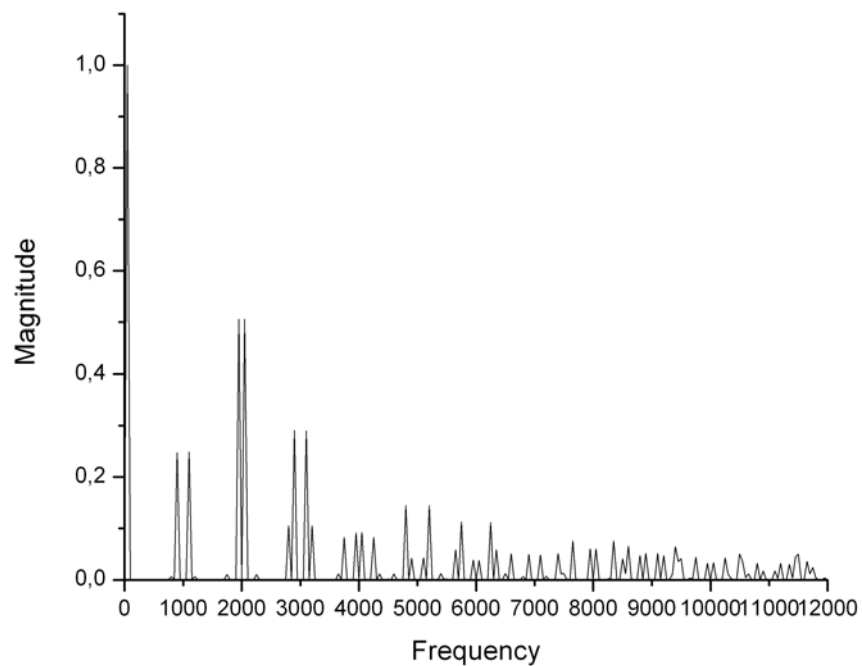
Σχήμα 6.13: Μετρημένη φασική τάση τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=210$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



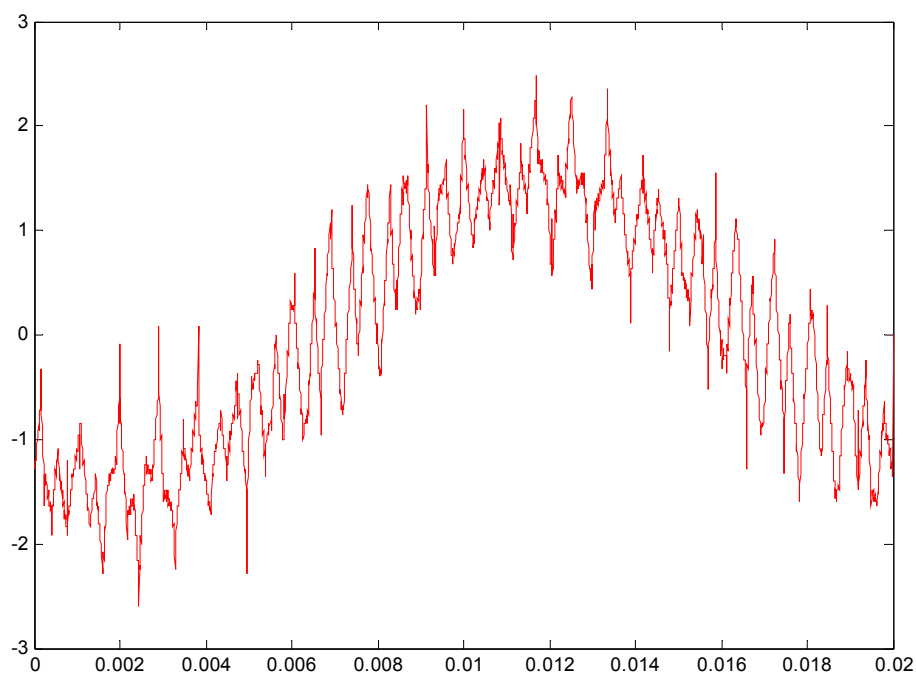
Σχήμα 6.14: Προσομοιωμένη φασική τάση τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=210$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



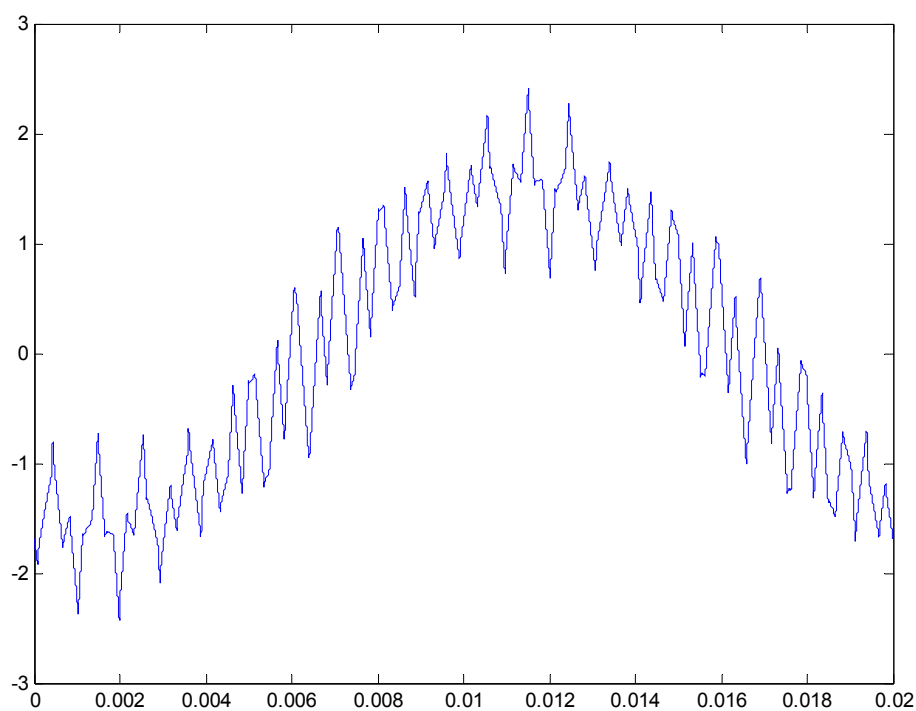
Σχήμα 6.15: Ανάλυση Fourier μετρημένης φασικής τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=210$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



Σχήμα 6.16: Ανάλυση Fourier προσομοιωμένης φασικής τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=210$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz

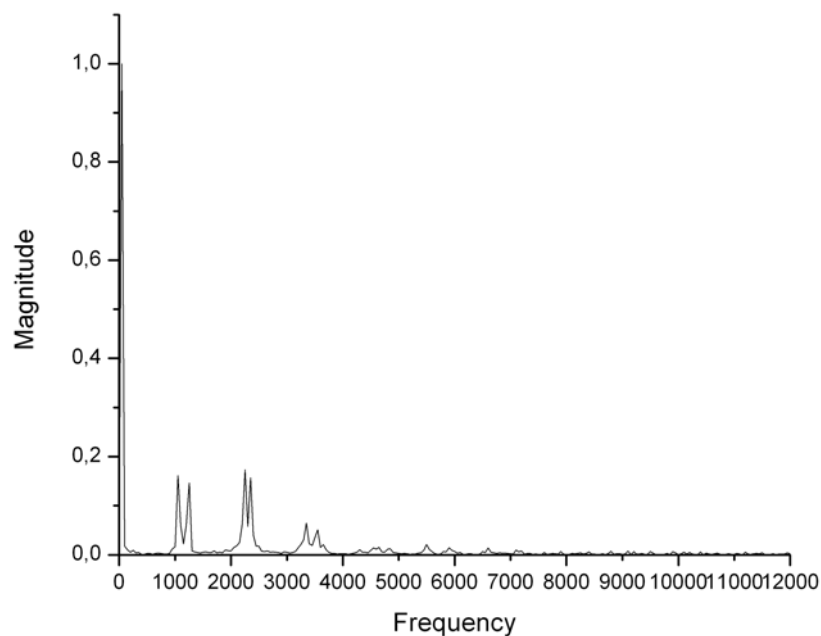


Σχήμα 6.17: Μετρημένο ρεύμα τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz

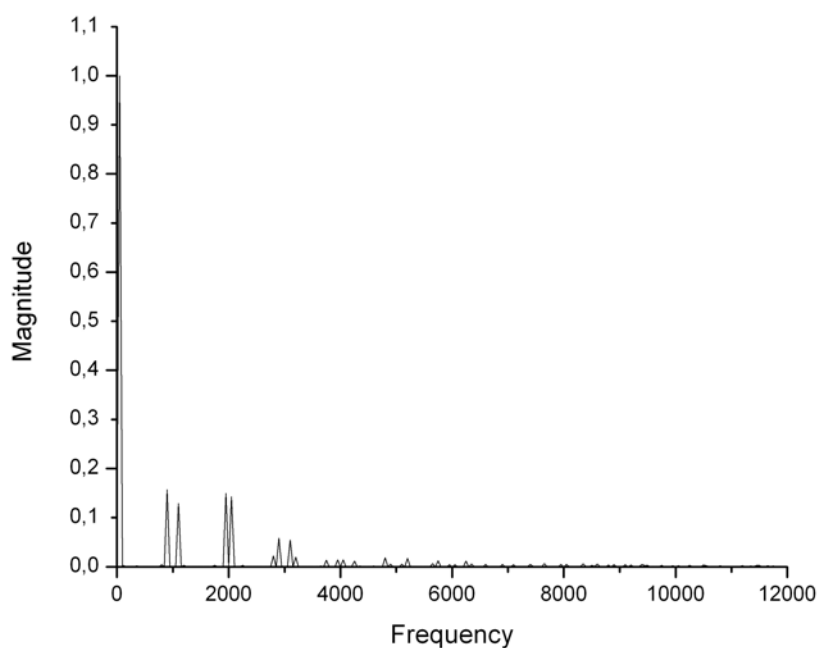


Σχήμα 6.18: 0 Προσομοιωμένο ρεύμα τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz

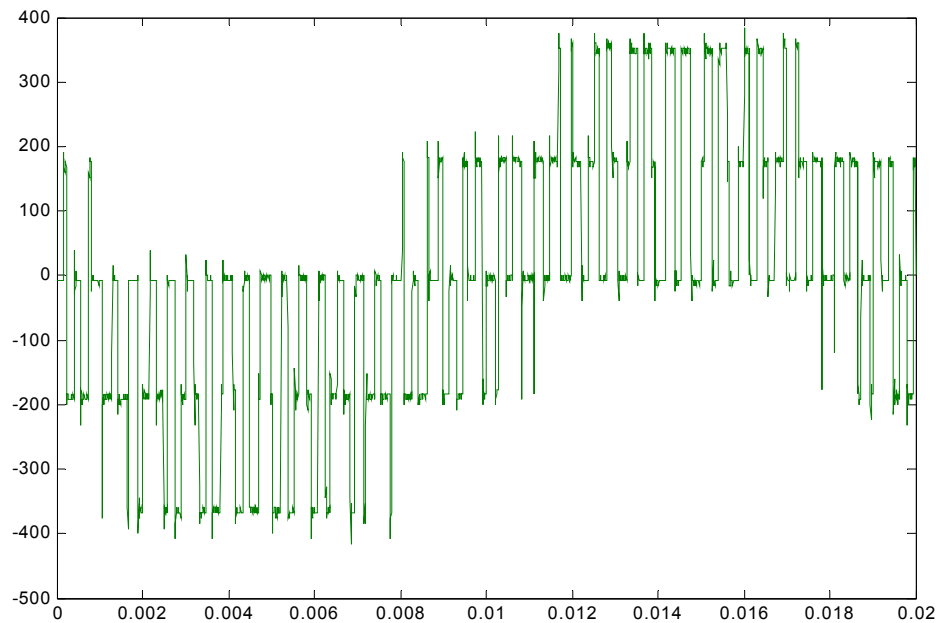
Τα σχήματα 6.17 και 6.18 απεικονίζουν τις κυματομορφές του μετρημένου και προσομοιωμένου ρεύματος του κινητήρα με το τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο κατά Foster σε κενό φορτίο που είναι όμοια σε περίπτωση διακοπτικής συχνότητας 1 kHz (το κλασσικό δυναμικό μοντέλο δίνει αντίστοιχη απόκριση ρεύματος με το τροποποιημένο). Στη συνέχεια δίνονται τα ίδια αποτελέσματα για διαφορετικά επίπεδα τάσεως εισόδου.



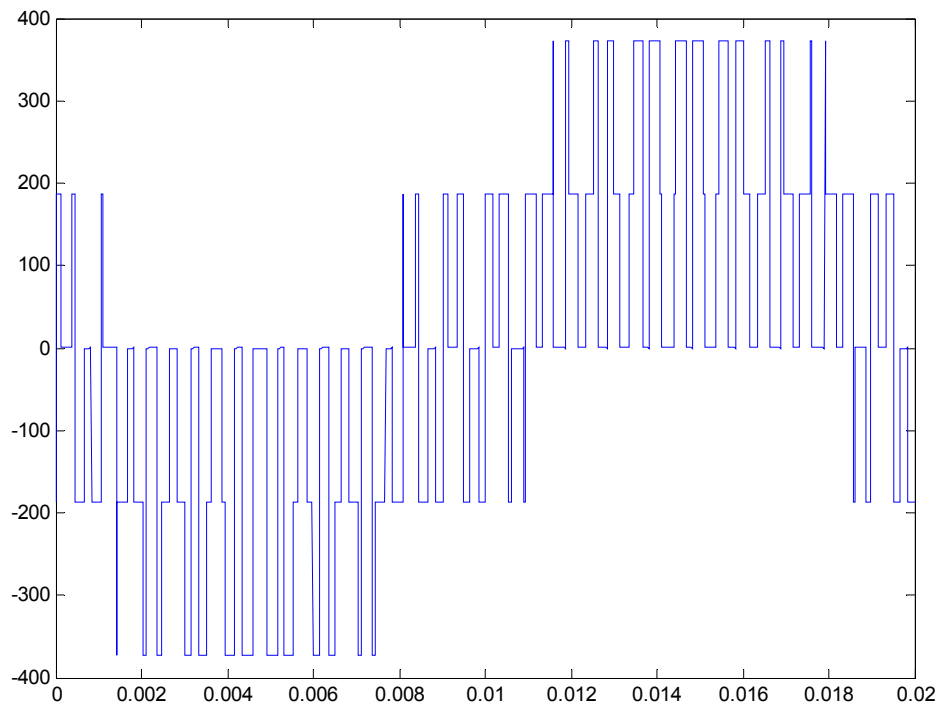
Σχήμα 6.19: Ανάλυση Fourier μετρημένου ρεύματος τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



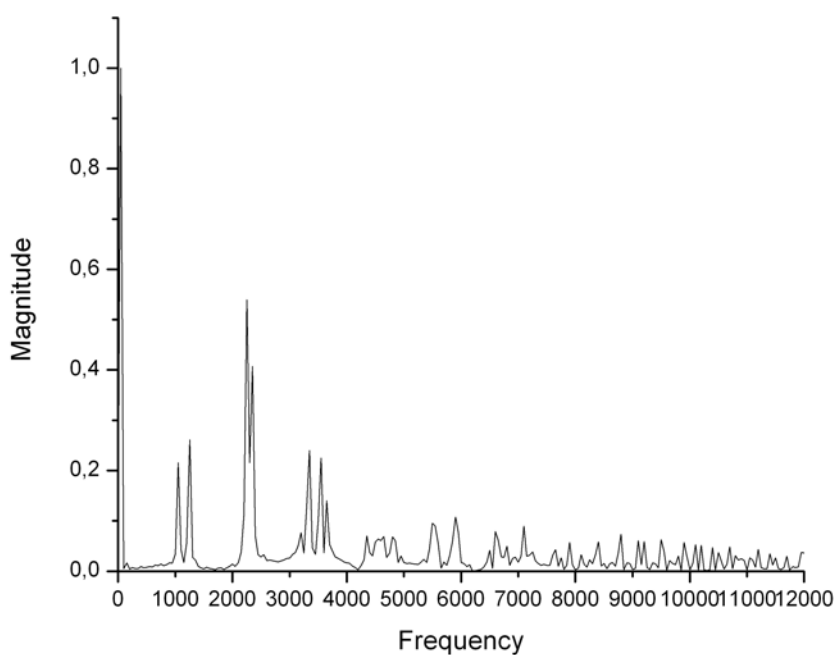
Σχήμα 6.20: Ανάλυση Fourier προσομοιωμένου ρεύματος τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



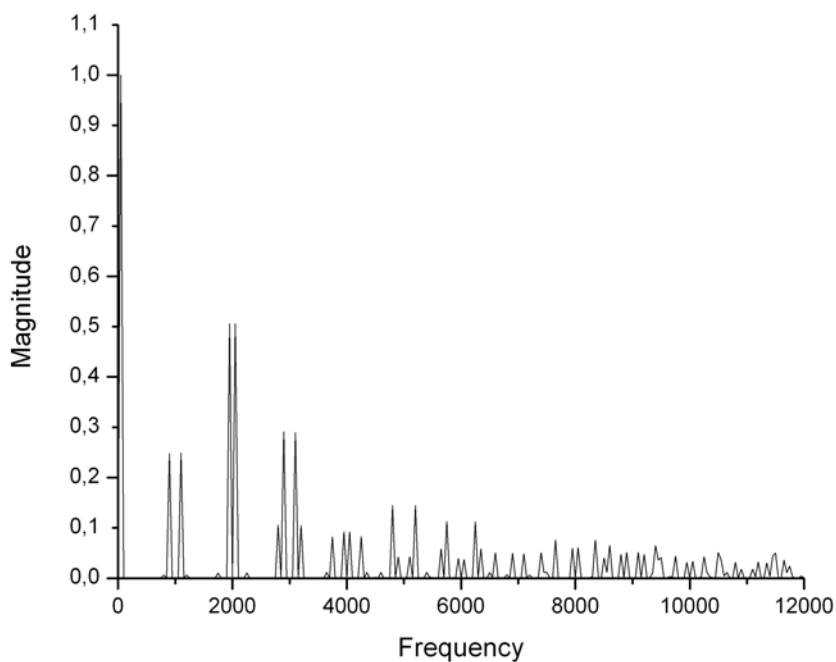
Σχήμα 6.21: Μετρημένη φασική τάση τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=200V$ για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



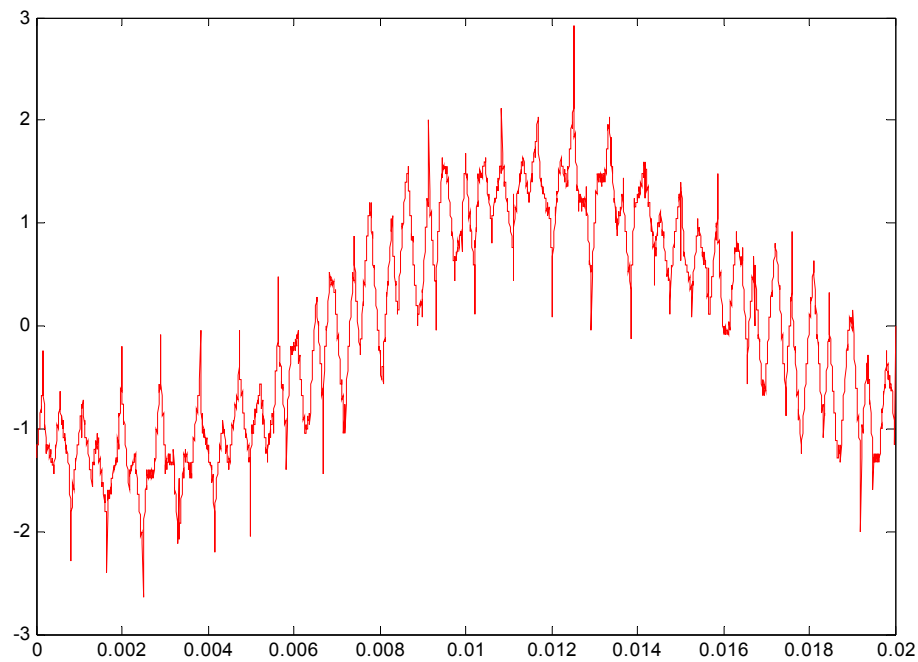
Σχήμα 6.22: Προσομοιωμένη φασική τάση τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=200V$ για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



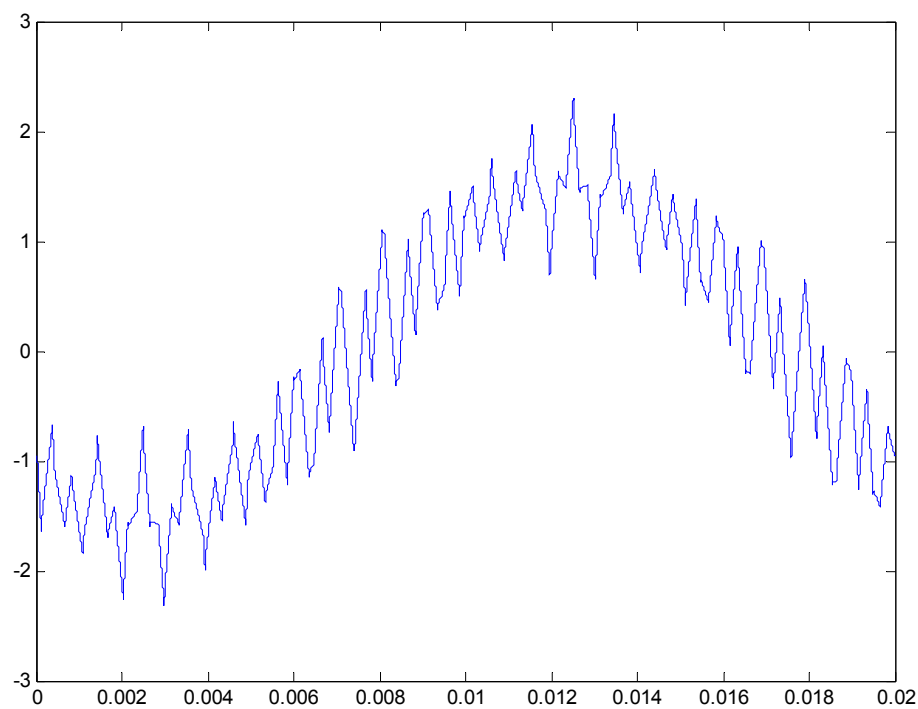
Σχήμα 6.23: Ανάλυση Fourier μετρημένης φασικής τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=200$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



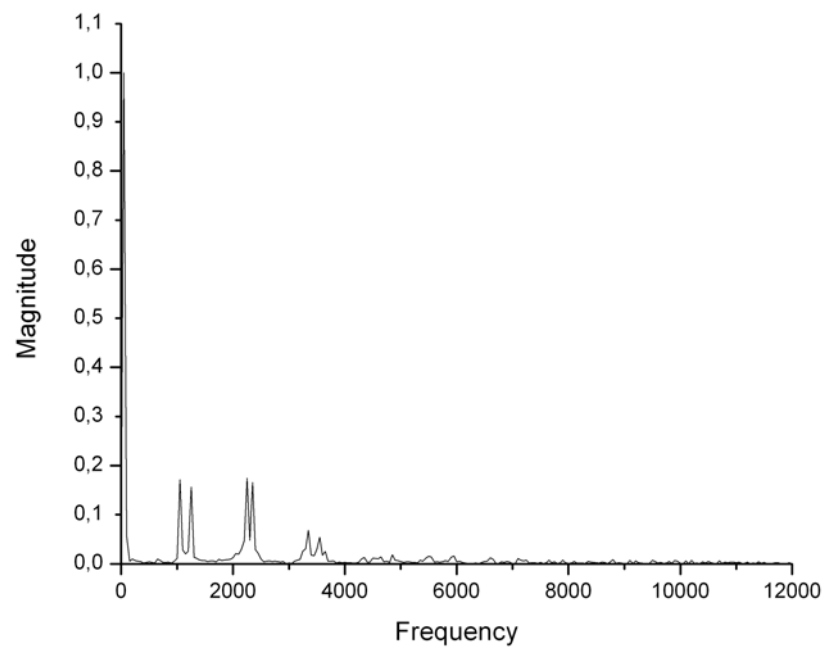
Σχήμα 6.24: Ανάλυση Fourier προσομοιωμένης φασικής τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=200$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



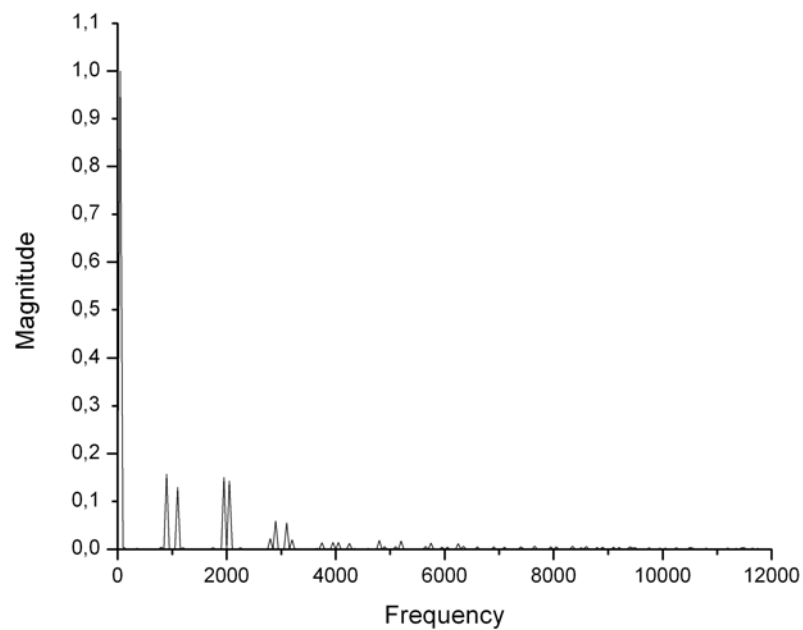
Σχήμα 6.25: Μετρημένο ρεύμα τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



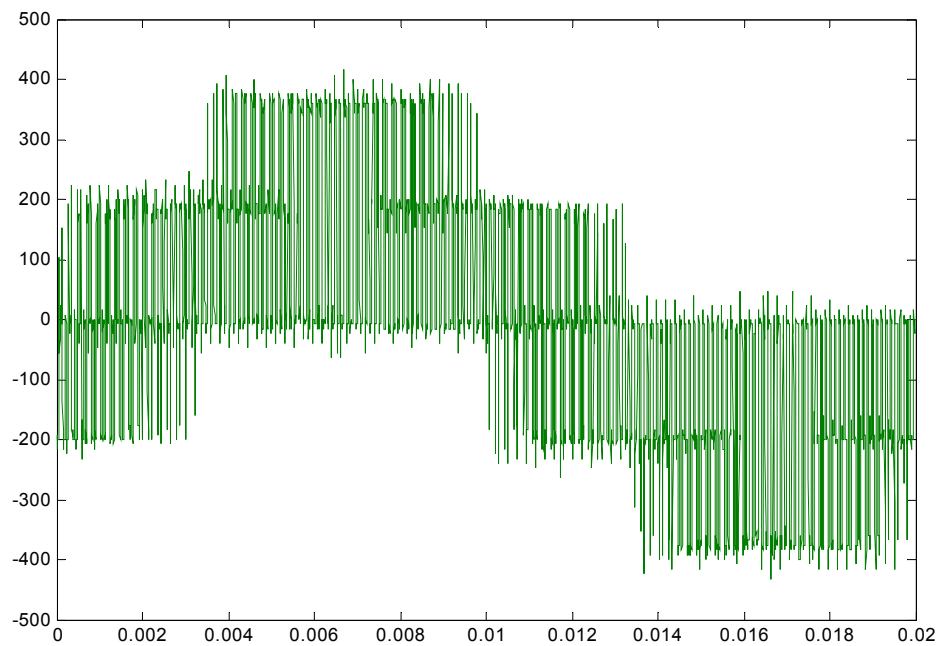
Σχήμα 6.26: Προσομοιωμένο ρεύμα τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



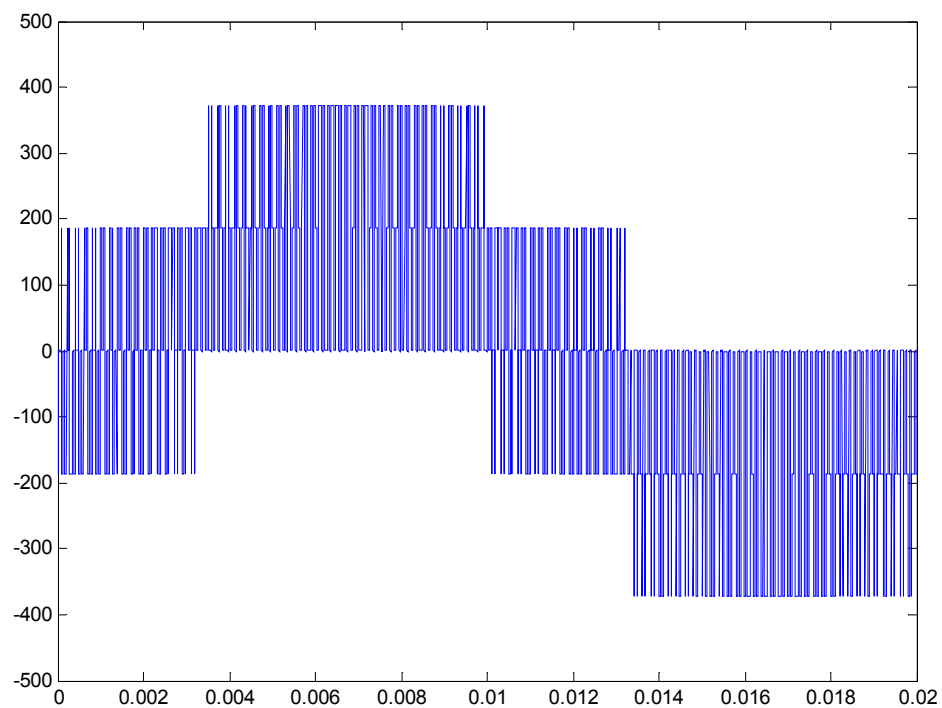
Σχήμα 6.27: Ανάλυση Fourier μετρημένου ρεύματος τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



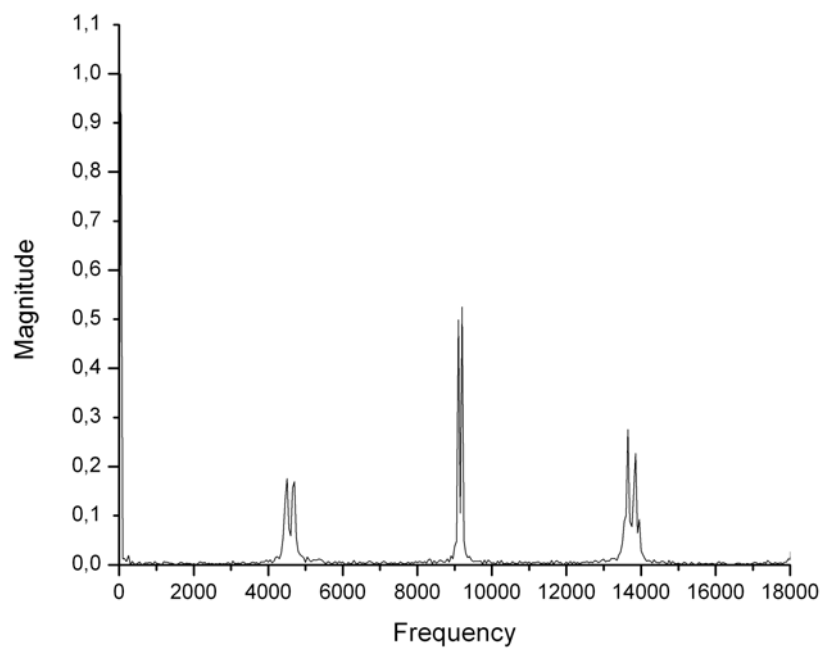
Σχήμα 6.28: Ανάλυση Fourier προσομοιωμένου ρεύματος τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



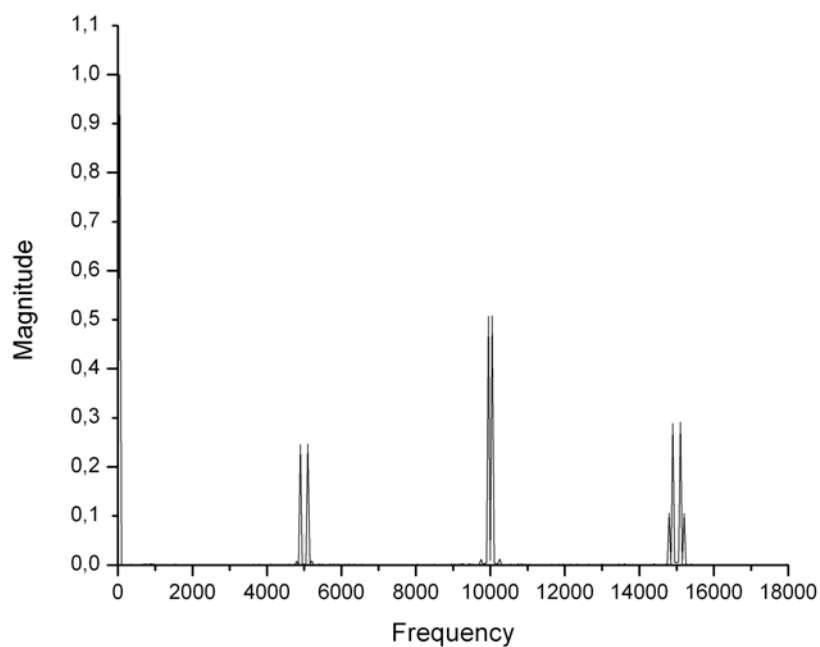
Σχήμα 6.29: Μετρημένη φασική τάση τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=200\text{ V}$ για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



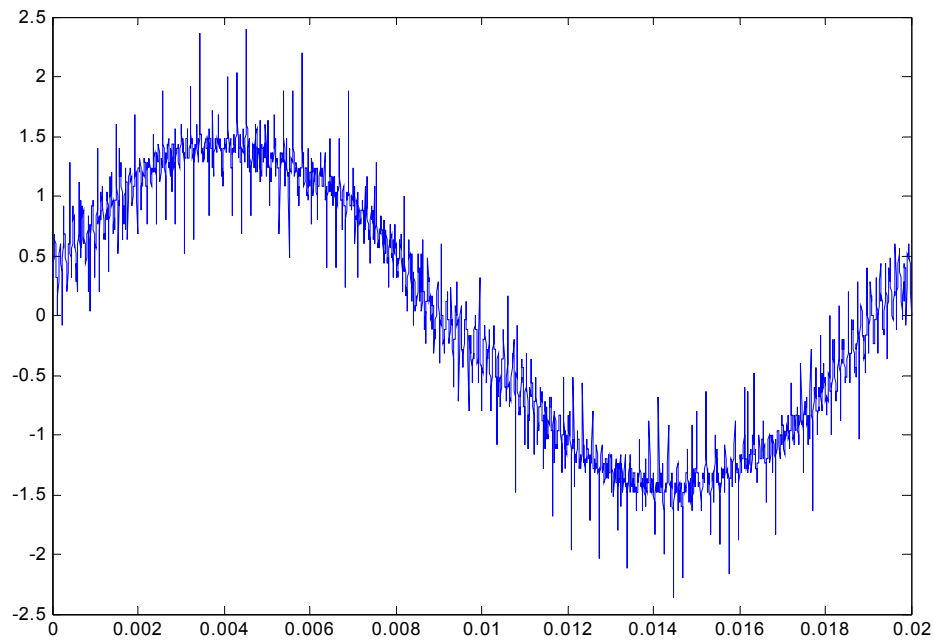
Σχήμα 6.30: Προσομοιωμένη φασική τάση τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=200\text{ V}$ για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



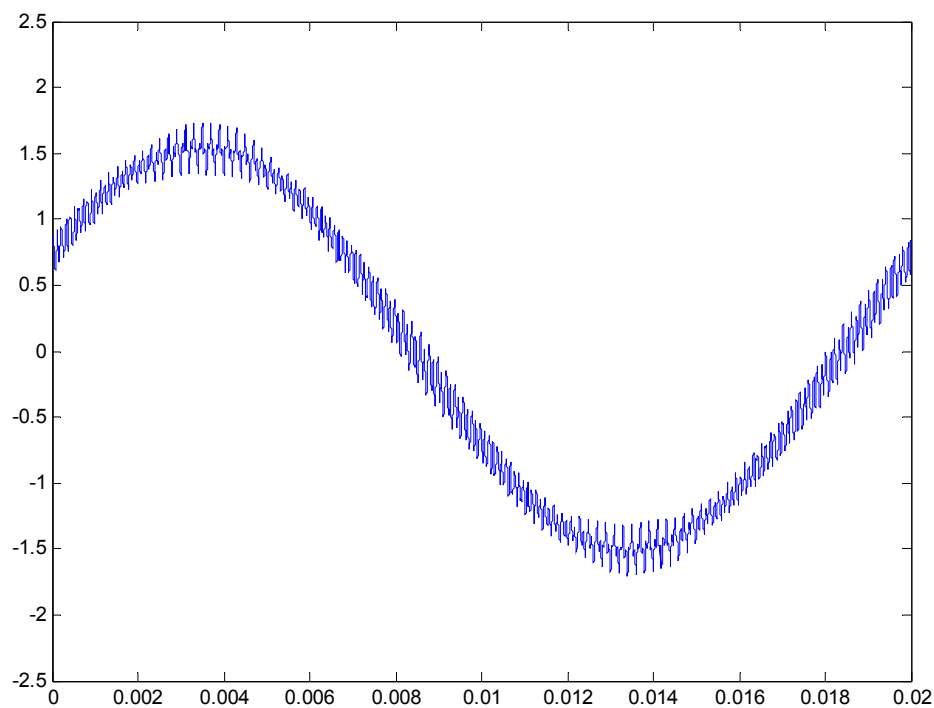
Σχήμα 6.31: Ανάλυση Fourier μετρημένης φασικής τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=200$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



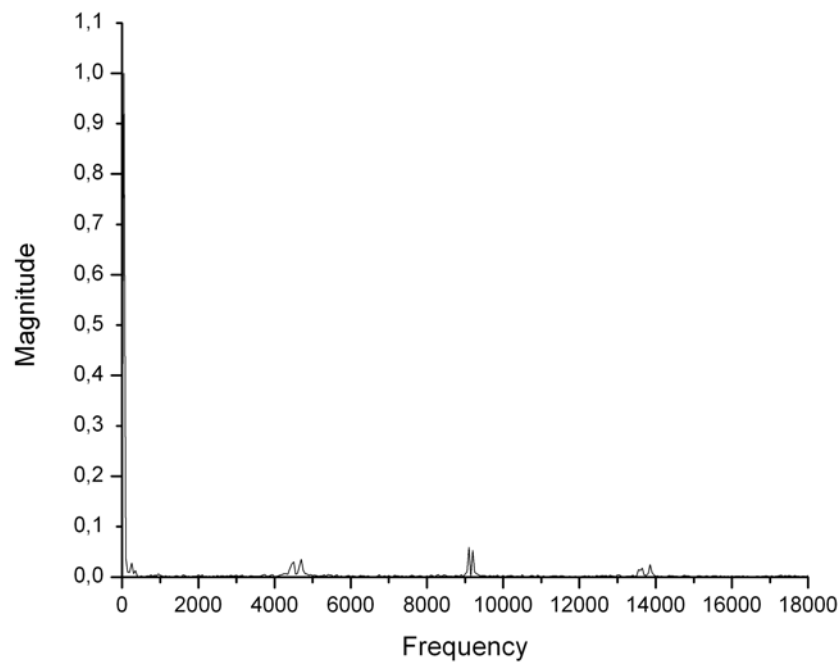
Σχήμα 6.32: Ανάλυση Fourier προσομοιωμένης φασικής τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=200$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



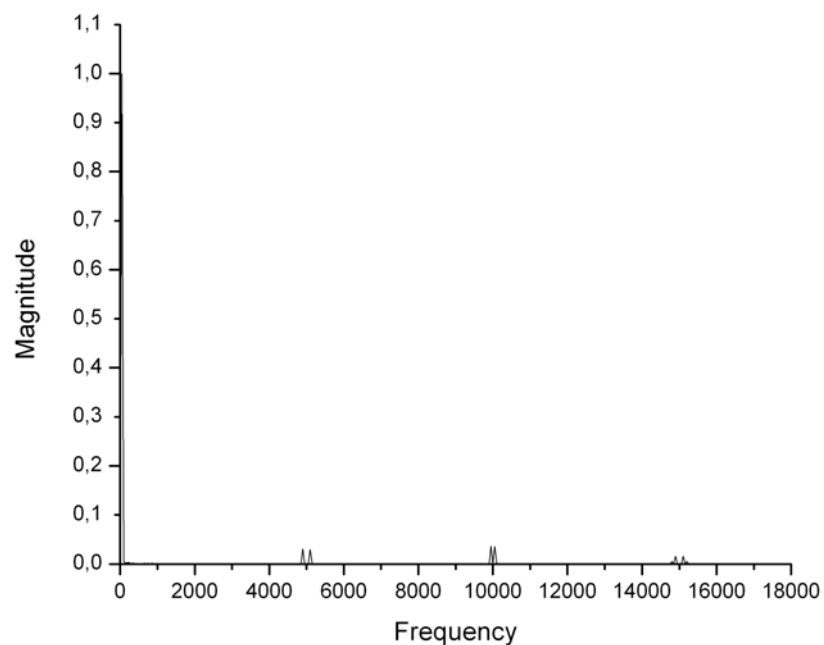
Σχήμα 6.33: Μετρημένο ρεύμα τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



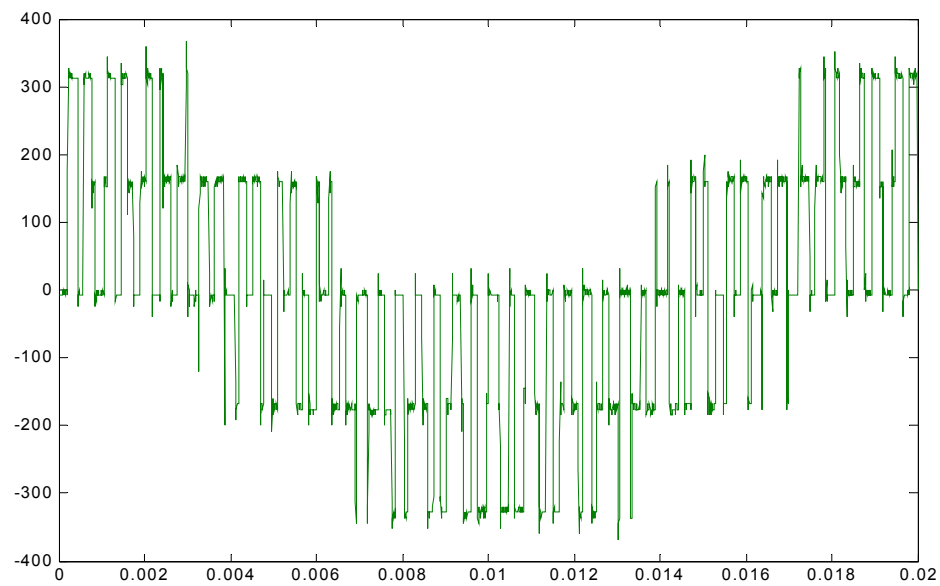
Σχήμα 6.34: Προσομοιωμένο ρεύμα τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



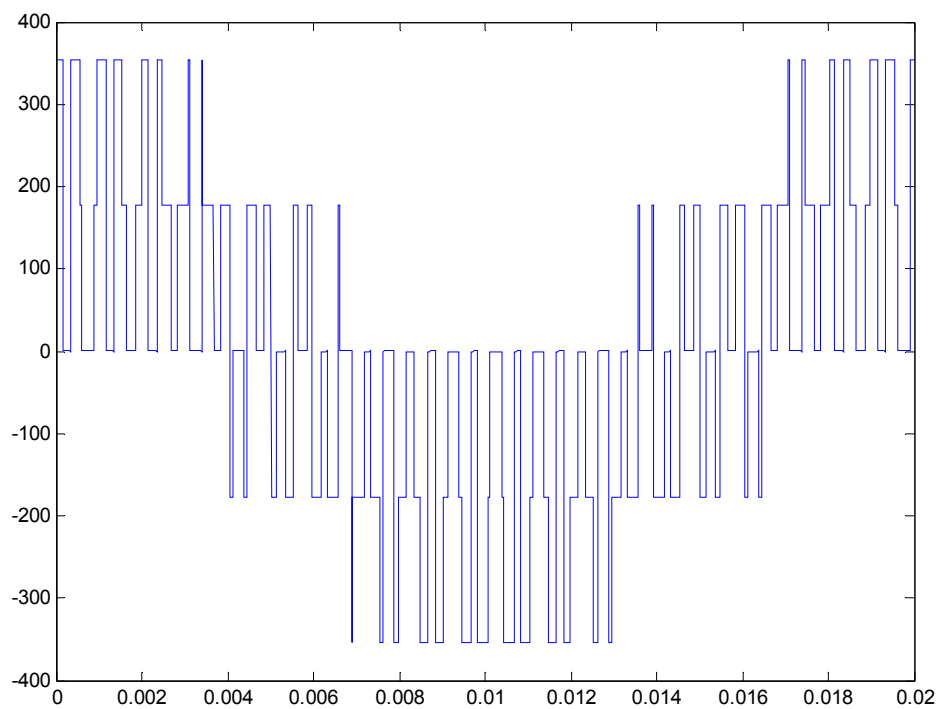
Σχήμα 6.35: Ανάλυση Fourier μετρημένου ρεύματος τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



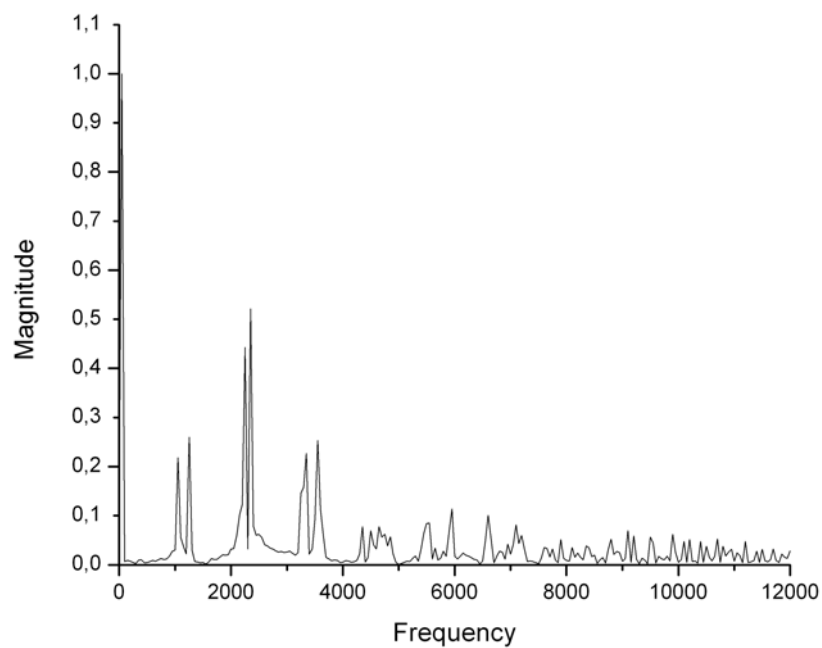
Σχήμα 6.36: Ανάλυση Fourier προσομοιωμένου ρεύματος τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



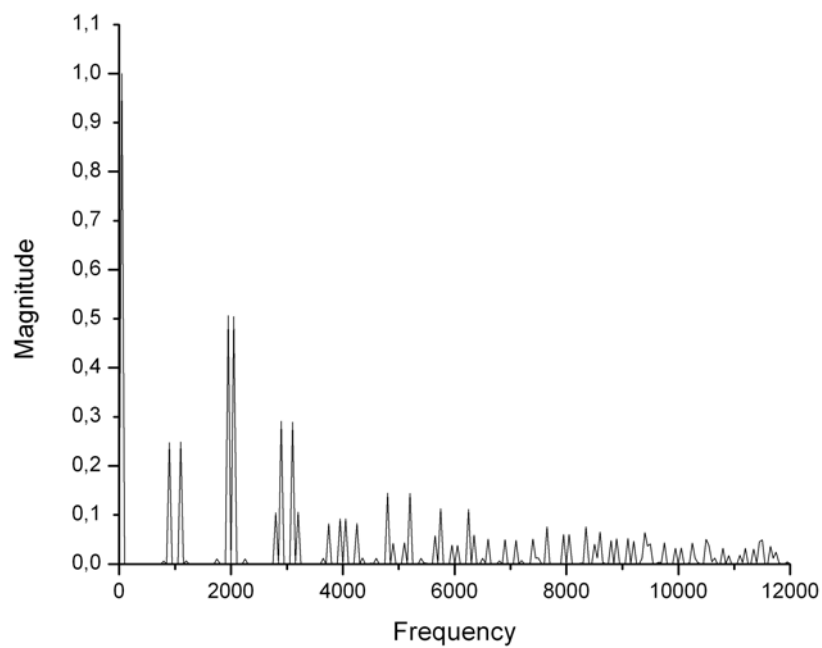
Σχήμα 6.37: Μετρημένη φασική τάση τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=190V$ για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



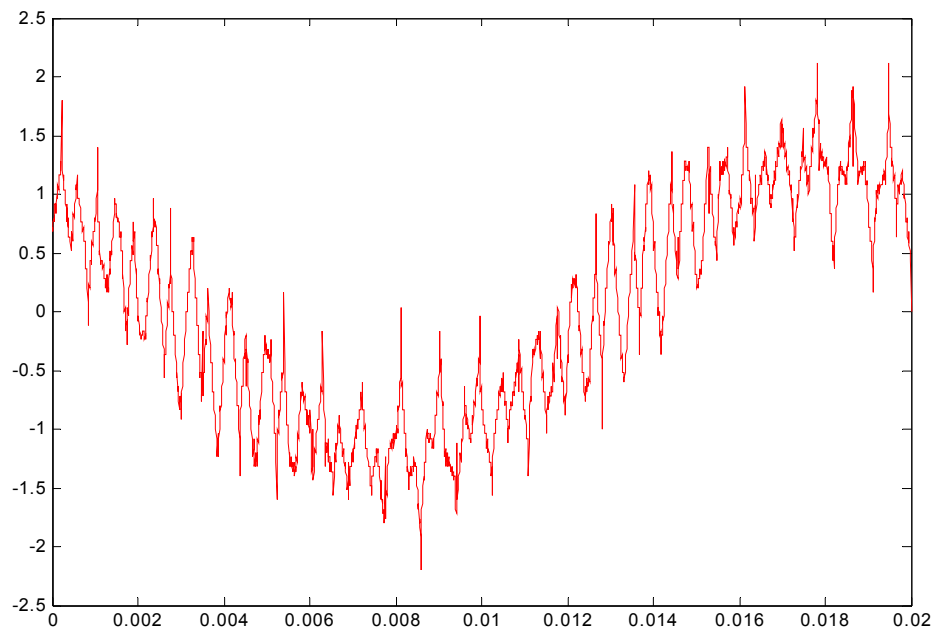
Σχήμα 6.38: Προσομοιωμένη φασική τάση τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=190V$ για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



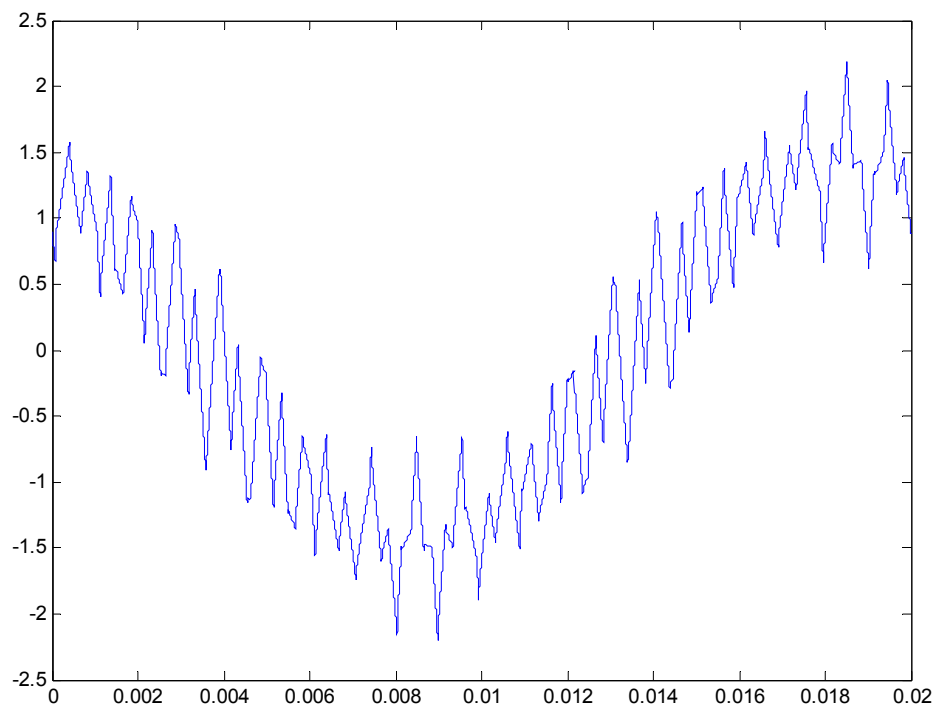
Σχήμα 6.39: Ανάλυση Fourier μετρημένης φασικής τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=190$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



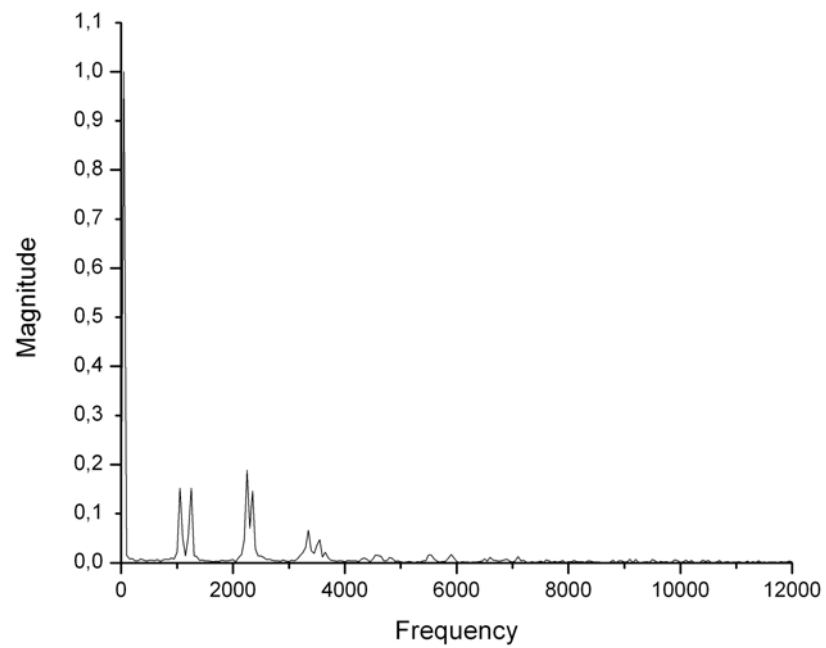
Σχήμα 6.40: Ανάλυση Fourier προσομοιωμένης φασικής τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=190$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



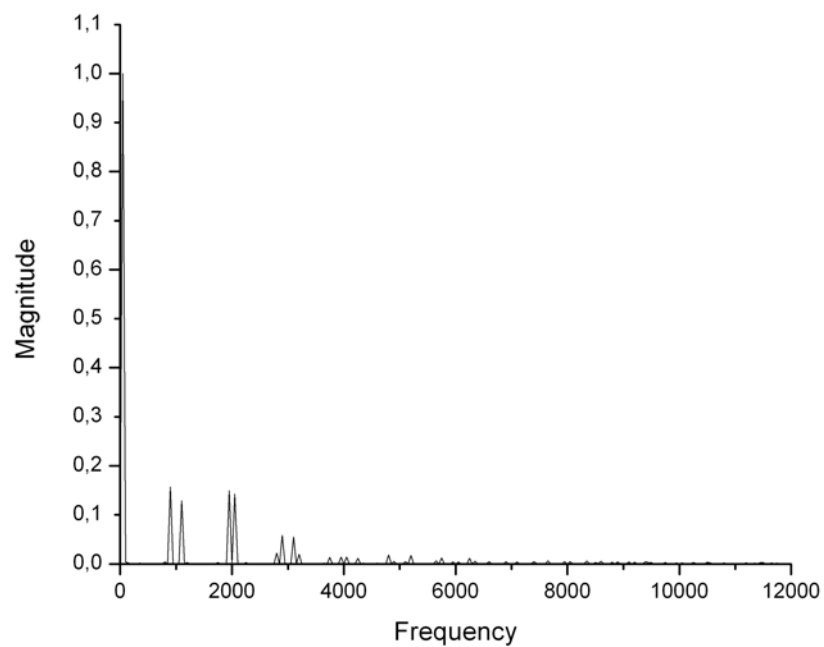
Σχήμα 6.41: Μετρημένο ρεύμα τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



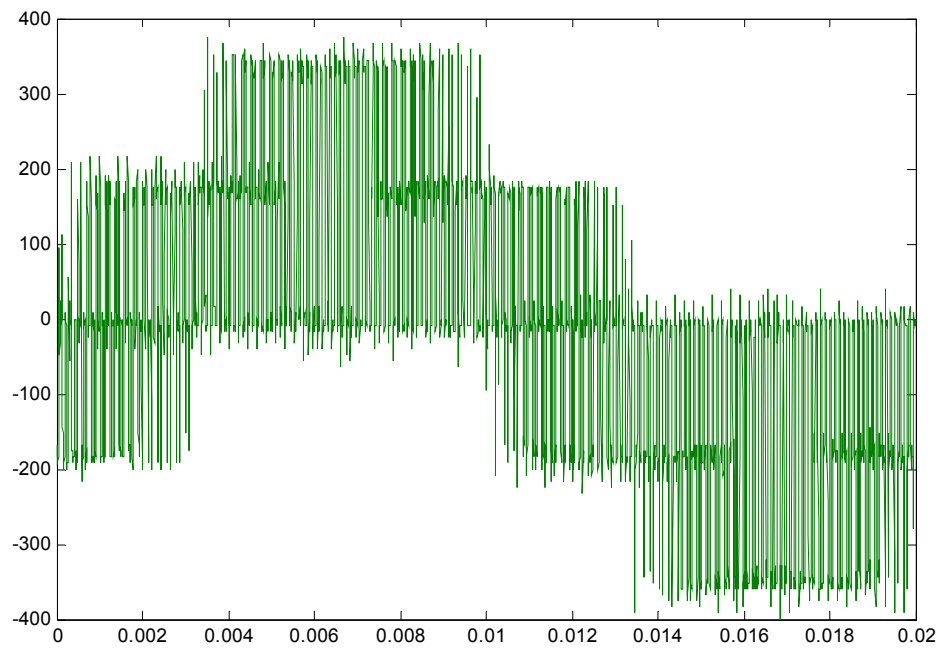
Σχήμα 6.42: Προσομοιωμένο ρεύμα τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



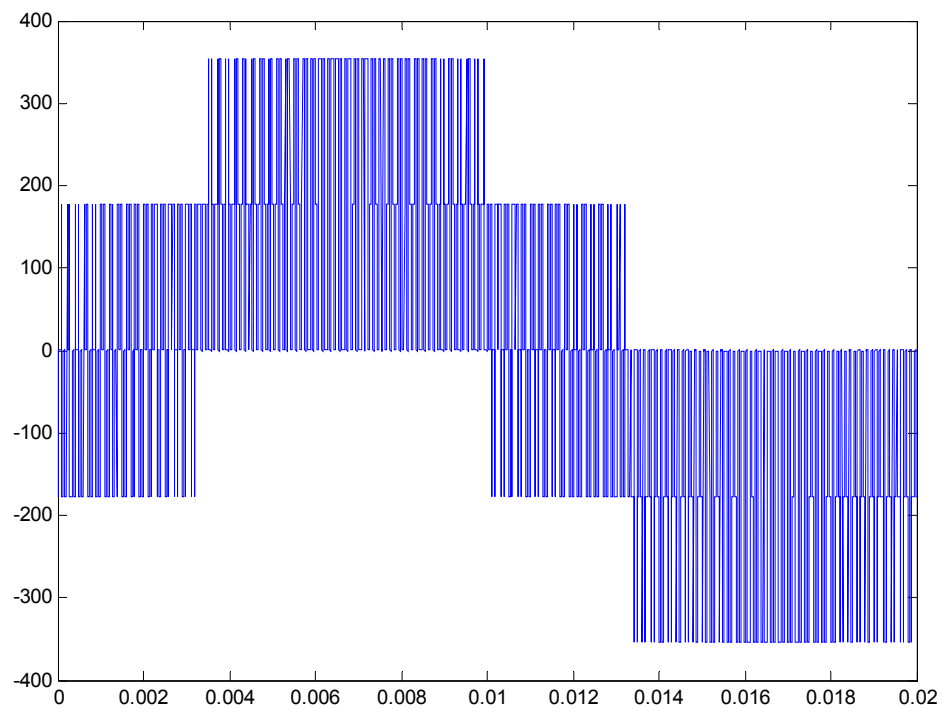
Σχήμα 6.43: Ανάλυση Fourier μετρημένου ρεύματος τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



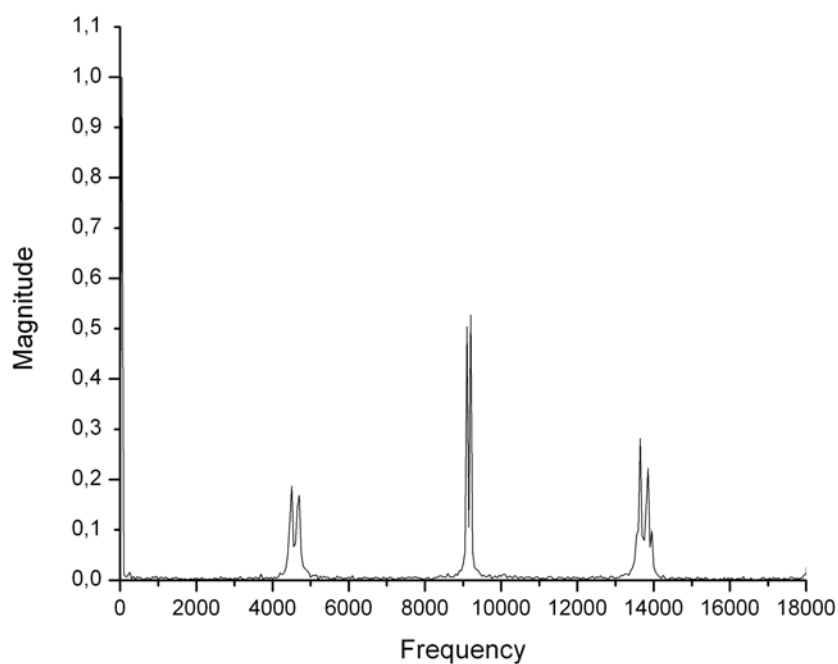
Σχήμα 6.44: Ανάλυση Fourier προσομοιωμένου ρεύματος τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



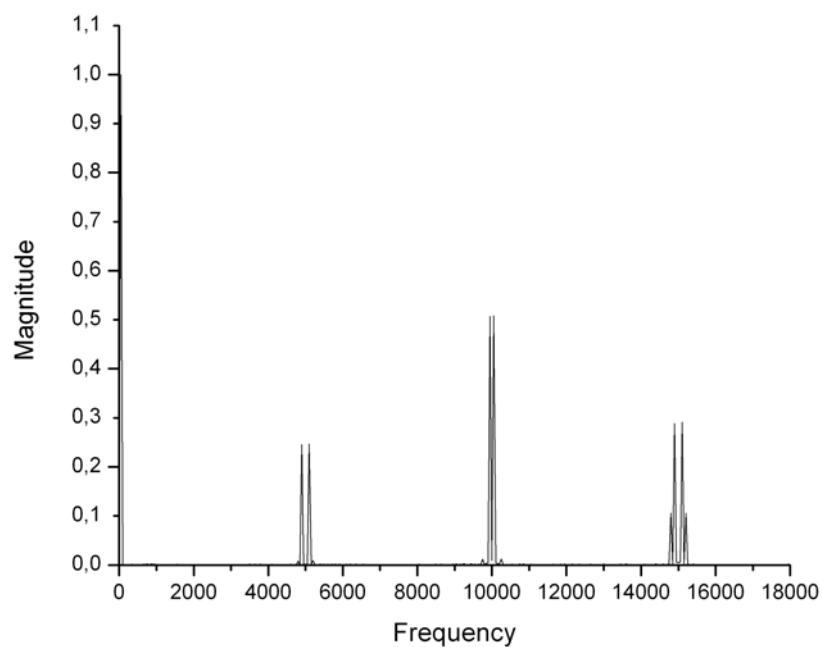
Σχήμα 6.45: Μετρημένη φασική τάση τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=190\text{ V}$ για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz



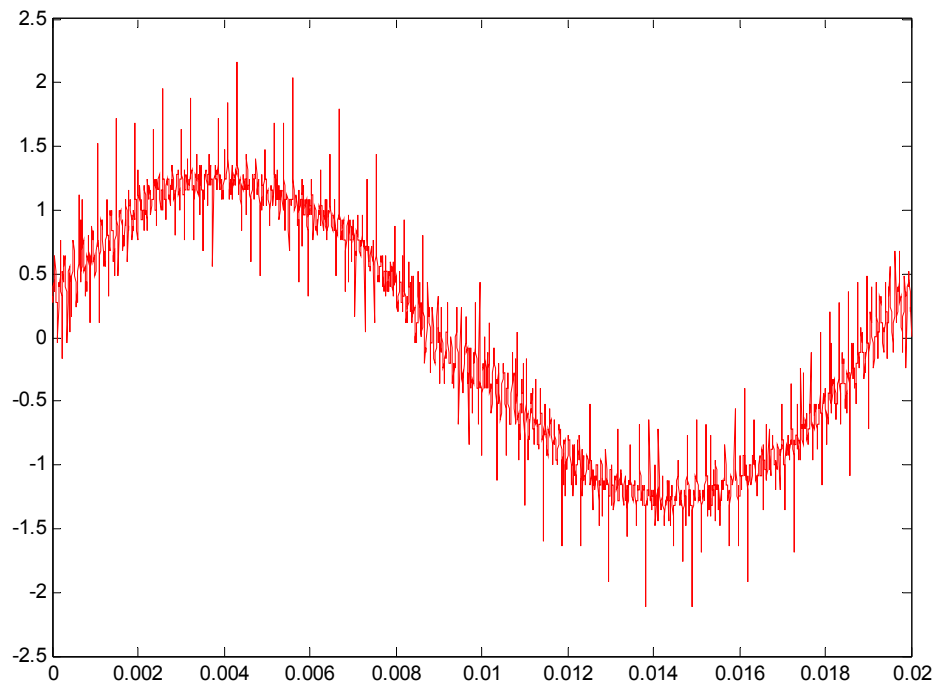
Σχήμα 6.46: Προσομοιωμένη φασική τάση τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=190\text{ V}$ για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



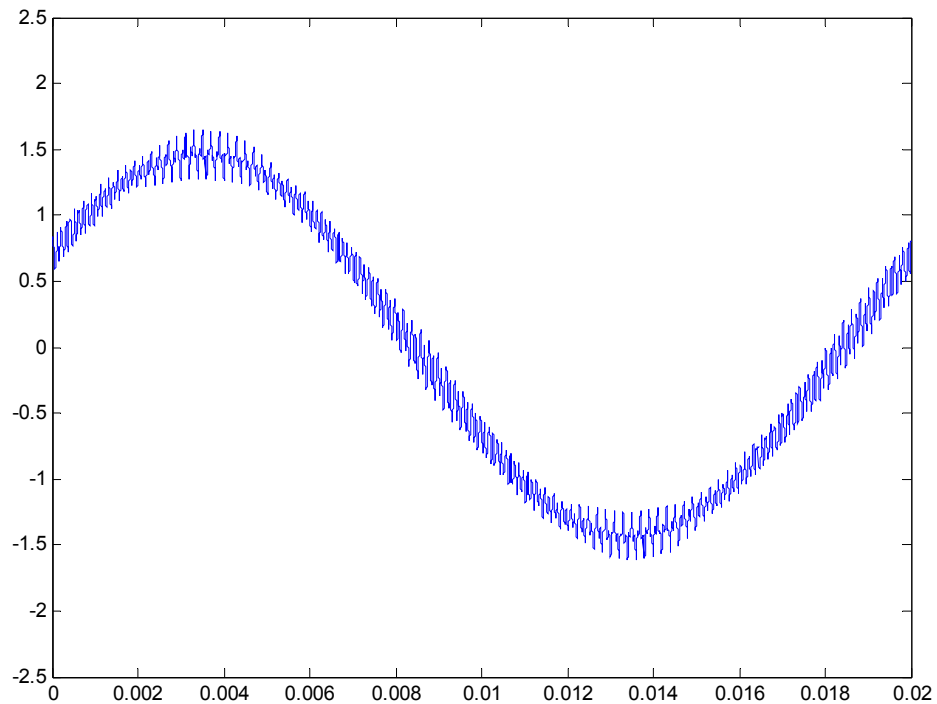
Σχήμα 6.47: Ανάλυση Fourier μετρημένης φασικής τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=190$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



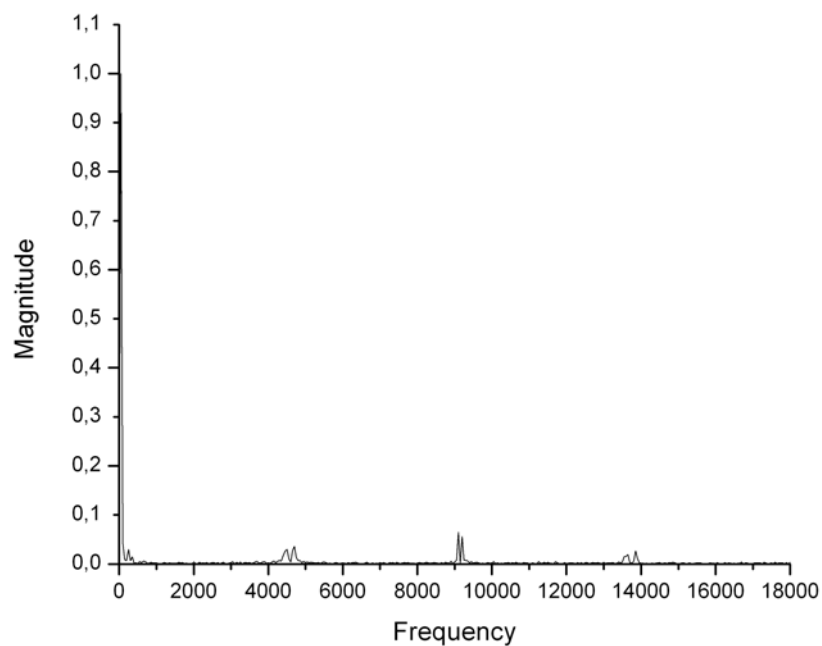
Σχήμα 6.48: Ανάλυση Fourier προσομοιωμένης φασικής τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα ενεργού τιμής $V_{rms}=190$ V για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



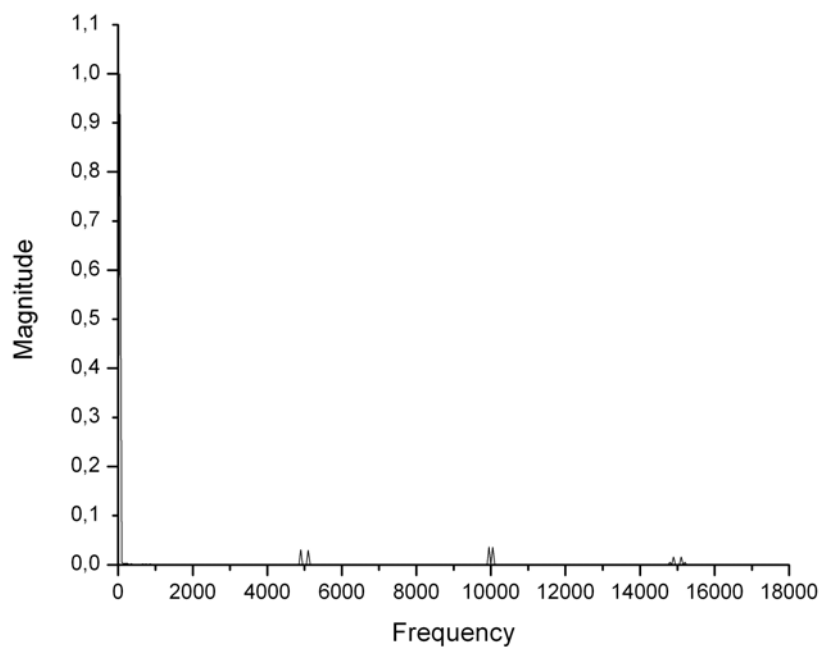
Σχήμα 6.49: Μετρημένο ρεύμα τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



Σχήμα 6.50: Προσομοιωμένο ρεύμα τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



Σχήμα 6.51: Ανάλυση Fourier μετρημένου ρεύματος τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz



Σχήμα 6.52: Ανάλυση Fourier προσομοιωμένου ρεύματος τυλίγματος στάτη του κινητήρα σε κενό φορτίο για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz

Η ανάλυση Fourier αναδεικνύει την παρουσία αρμονικών ανώτερης τάξης που βρίσκονται σε περιοχές συχνοτήτων κοντά στην διακοπτική και τα πολλαπλάσιά της. Η

παρουσία αρμονικών στην κυματομορφή εξόδου, είναι αναπόφευκτη λόγω της μη γραμμικότητας των διακοπτικών στοιχείων.

Οι κυματομορφές των ρευμάτων που προσομοιώθηκαν με το κλασσικό και το τροποποιημένο μοντέλο είναι σε όλες τις περιπτώσεις όμοιες. Οι απώλειες που υπολογίστηκαν με την βοήθεια του κλασσικού και του τροποποιημένου μοντέλου που αναπτύχθηκε συγκρίνονται με τις αντίστοιχες μετρημένες στους πίνακες 6.3 και 6.4. Στους πίνακες αυτούς διακρίνουμε για το τροποποιημένο μοντέλο εκτός από τη συνολική τιμή των απωλειών σιδήρου την κατανομή τους σε κάθε μία από τις αντιστάσεις R_m και R_l ξεχωριστά.

ΠΙΝΑΚΑΣ 6.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΤΡΗΜΕΝΩΝ – ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΜΕΝΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΙΔΗΡΟΥ Θεμελιώδης Συχνότητα 50 Hz - Διακοπτική Συχνότητα 1 kHz					
Ενεργός τιμή φασικής τάσης εισόδου (V)	ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΙΔΗΡΟΥ				
	Μετρημένες συνολικές απώλειες (W)	ΚΛΑΣΣΙΚΟ ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ	ΤΡΟΠΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΑΤΑ FOSTER		
		Προσομοιωμένες συνολικές απώλειες (W) / Σφάλμα %	Προσομοιωμένες συνολικές απώλειες (W) / Σφάλμα %	Απώλειες στην R_m (W)	Απώλειες στην R_l (W)
210	97,7	65,53 / 33%	98,08 / 0,4%	65,53	32,55
200	86,3	59,82 / 31%	89,53 / 3,7%	59,82	29,72
190	76,4	53,95 / 30%	80,76 / 5,4%	53,95	26,81

ΠΙΝΑΚΑΣ 6.3 Απώλειες σιδήρου με τροφοδοσία PWM για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 1 kHz

ΠΙΝΑΚΑΣ 6.4 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΤΡΗΜΕΝΩΝ – ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΜΕΝΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΙΔΗΡΟΥ Θεμελιώδης Συχνότητα 50 Hz - Διακοπτική Συχνότητα 5 kHz					
Ενεργός τιμή φασικής τάσης εισόδου (V)	ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΙΔΗΡΟΥ				
	Μετρημένες συνολικές απώλειες (W)	ΚΛΑΣΣΙΚΟ ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ	ΤΡΟΠΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΑΤΑ FOSTER		
		Προσομοιωμένες συνολικές απώλειες (W) / Σφάλμα %	Προσομοιωμένες συνολικές απώλειες (W) / Σφάλμα %	Απώλειες στην R_m (W)	Απώλειες στην R_l (W)
200	93,4	55,97 / 40%	86,29 / 7,6%	55,97	30,31
190	82,3	50,49 / 29%	77,84 / 5,5%	50,49	27,35

ΠΙΝΑΚΑΣ 6.4 Απώλειες σιδήρου με τροφοδοσία PWM για θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και διακοπτική συχνότητα 5 kHz

Στους πίνακες αυτούς αναδεικνύεται ότι η προσομοίωση με το κλασσικό δυναμικό μοντέλο υποεκτιμά σημαντικά (29%-40%) τις απώλειες σιδήρου κενού φορτίου στην

περίπτωση μη ημιτονοειδούς τάσεως τροφοδοσίας του κινητήρα. Αντίθετα το τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο προσεγγίζει πολύ καλύτερα τις συνολικές απώλειες σιδήρου (μέγιστο σφάλμα στις περιπτώσεις που εξετάστηκαν 7,6%) ενώ διαφαίνεται το επιπλέον τμήμα τους που οφείλεται στις ανώτερες αρμονικές συχνότητες και αντιστοιχεί στην αντίσταση R_1 .

6.3 ΠΕΔΙΑΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΕΝΟΥ ΔΡΟΜΕΑ

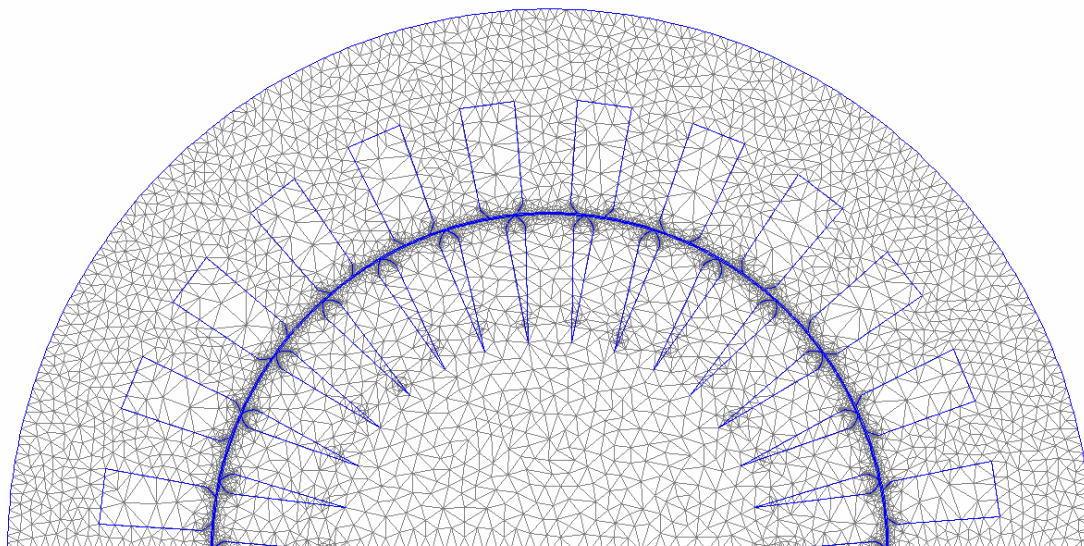
Στις επόμενες παραγράφους παρουσιάζεται η πεδιακή ανάλυση χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων [6.4] του ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα ισχύος 2 HP, 4 πόλων. Οι κατανομές του μαγνητικού πεδίου στον κινητήρα υπολογίστηκαν χρησιμοποιώντας δισδιάστατη αναπαράσταση και αφορούν τις περιπτώσεις εκκίνησης του κινητήρα και λειτουργίας σε κενό φορτίου και πλήρες φορτίο, αντίστοιχα.

Με την πεδιακή ανάλυση του ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα είναι δυνατόν επιπλέον να υπολογισθούν οι τιμές των αυτεπαγωγών των δυναμικών μοντέλων τόσο στη γραμμική περιοχή του μαγνητικού κυκλώματος της μηχανής όσο και όταν το μαγνητικό υλικό οδηγείται στην περιοχή κορεσμού σε περιπτώσεις ρευμάτων τροφοδοσίας μεγαλύτερων των ονομαστικών [6.27]. Οι τιμές των αυτεπαγωγών που αντιστοιχούν στη γραμμική περιοχή υπολογίζεται από το μαγνητικό πεδίο που εγκαθίσταται στο μαγνητικό κύκλωμα όταν θεωρηθεί ότι μόνο τα τυλίγματα μίας φάσεως του στάτη, διαρρέονται από ρεύματα (ενώ ταυτόχρονα τα τυλίγματα των άλλων φάσεων και του δρομέα δεν διαρρέονται από ρεύματα). Με τη συγκεκριμένη διαδικασία προσομοίωσης μπορεί να εκτιμηθούν τόσο οι αυτεπαγωγές σκέδασης των τυλιγμάτων L_σ για κάθε μια από τις φάσεις όσο και οι αυτεπαγωγές μαγνήτισης L_m .

Συγκεκριμένα για τον σκοπό αυτό, θεωρούνται τα ρεύματα μόνο των τυλιγμάτων της φάσης a σε ονομαστικές τιμές ενώ τίθενται μηδενικές τιμές ρεύματος στα τυλίγματα των άλλων φάσεων και του δρομέα. Λύνοντας το πρόβλημα με την μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, προσδιορίζεται η κατανομή του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού A σε όλο το πεδίο ορισμού του προβλήματος. Στη συνέχεια υπολογίζεται η τιμή της πεπλεγμένης μαγνητικής ροής που δεν εμπλέκεται με τον δρομέα (μαγνητική ροή σκέδασης) η οποία διαιρούμενη με το ρεύμα επιτρέπει τον προσδιορισμό της αντίστοιχης αυτεπαγωγής σκέδασης του τυλιγματος (η οποία είναι ίση με $L_\sigma = 18,4$ mH στην περίπτωση της μηχανής που μετρήθηκε). Με όμοιο τρόπο διαιρώντας την τιμή της πεπλεγμένης μαγνητικής ροής που εμπλέκεται με τον δρομέα (μαγνητική ροή μαγνήτισης) με το ρεύμα της φάσεως προσδιορίζεται η αντίστοιχη αυτεπαγωγή μαγνήτισης του τυλιγματος (η οποία είναι ίση με $L_m = 0,388$ mH). Η τιμή της αυτεπαγωγής μαγνήτισης σε συνθήκες κορεσμού προσδιορίζεται με όμοιο τρόπο, χρησιμοποιώντας σταθερές τιμές διαπερατότητας σε κάθε πεπερασμένο στοιχείο του μαγνητικού κυκλώματος, οι οποίες προκύπτουν θέτοντας τις τιμές ρεύματος σε όλα τα τυλίγματα που αντιστοιχούν στη συγκεκριμένη λειτουργία [6.21] [6.24].

6.3.1. Προσομοίωση κινητήρα με την βοήθεια προγράμματος πεπερασμένων στοιχείων

Αρχικά σχεδιάστηκε η γεωμετρία του ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα (δύο από τους τέσσερις πόλους λόγω του αριθμού των ράβδων του δρομέα). Στο Σχήμα 6.33 απεικονίζεται το πλέγμα που δημιουργήθηκε για την επίλυση του προβλήματος το οποίο περιλαμβάνει 11.400 κόμβους.

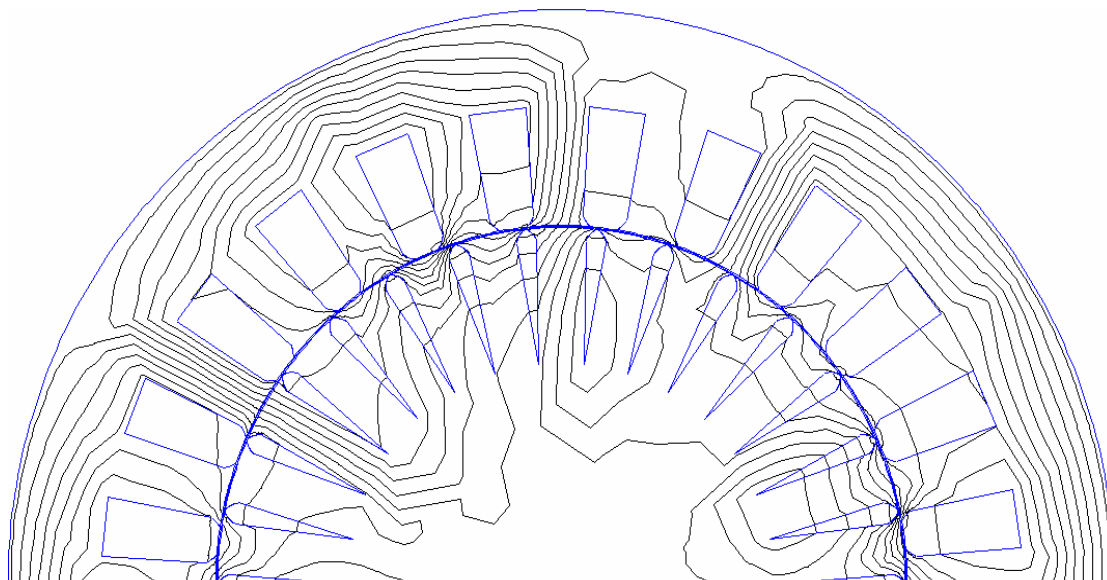


Σχήμα 6.53: Γεωμετρία δύο πόλων του προβλήματος και πλέγμα 11.400 πεπερασμένων στοιχείων που χρησιμοποιήθηκε στην προσομοίωση

6.3.2. Εκκίνηση

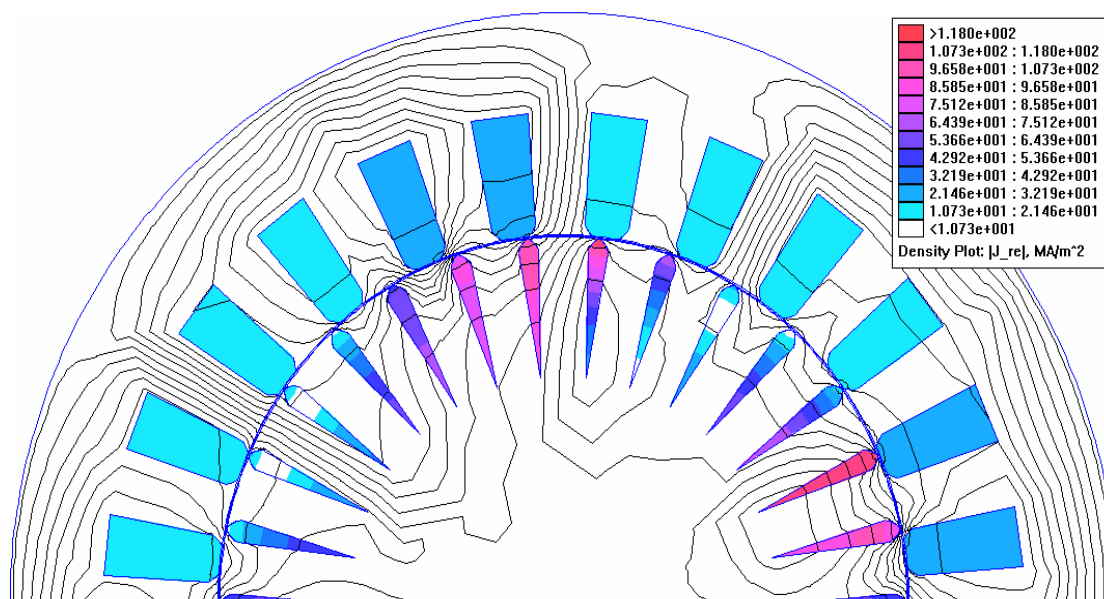
Κατά την εκκίνηση το πλάτος του ρεύματος στάτη είναι 8 φορές μεγαλύτερο της ονομαστικής τιμής του σε συχνότητα 50 Hz.

Στο Σχήμα 6.34 απεικονίζεται η κατανομή του μαγνητικού πεδίου κατά την εκκίνηση όταν ο δρομέας είναι ακίνητος. Η κατανομή είναι ανομοιόμορφη ιδιαίτερα κατά το αρχικό στάδιο της εκκίνησης που αντιστοιχεί σε μικρές ταχύτητες δρομέα. Στην περίπτωση αυτή λόγω της μεγάλης διαφοράς της σχετικής ταχύτητας πεδίου στάτη και δρομέα παρατηρείται μικρό βάθος διείσδυσης του πεδίου στο εσωτερικό του δρομέα.



Σχήμα 6.54: Κατανομή του μαγνητικού πεδίου κατά την εκκίνηση

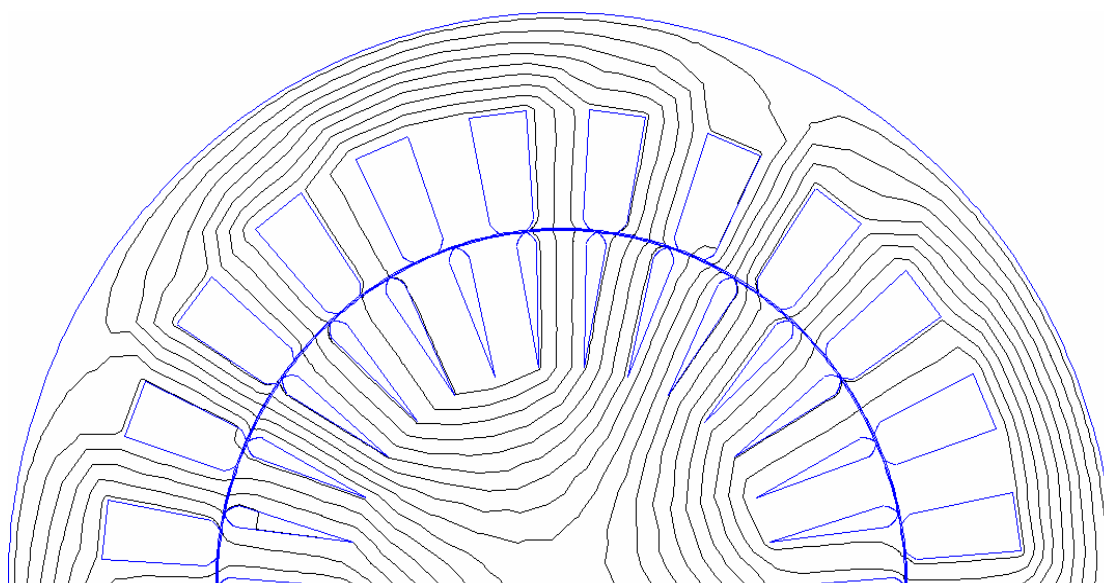
Στο Σχήμα 6.35 απεικονίζεται η πυκνότητα ρεύματος στα τυλίγματα τόσο του στάτη όσο και του δρομέα κατά την αρχική φάση της εκκίνησης του κινητήρα και παρατηρούνται αυξημένες τιμές πυκνότητας ρεύματος ιδιαίτερα στο δρομέα.



Σχήμα 6.55: Κατανομή πυκνότητας ρεύματος στα τυλίγματα στάτη και δρομέα κατά την εκκίνηση

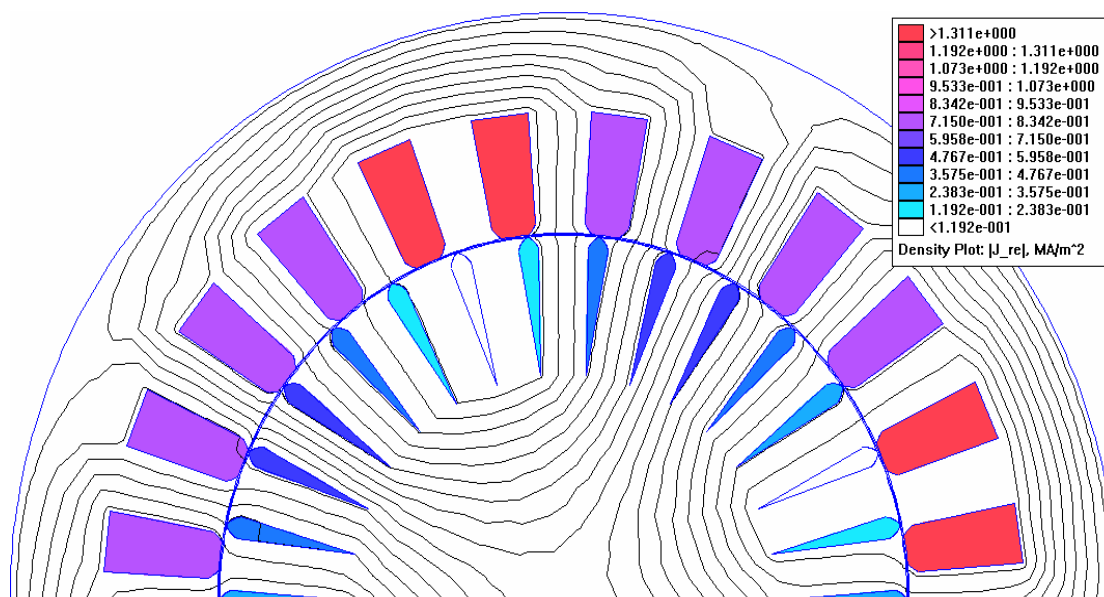
6.3.3. Λειτουργία κενού φορτίου

Κατά την εν κενώ λειτουργία του κινητήρα τα ρεύματα του στάτη είναι περίπου μισής τιμής σε σχέση με αυτά του πλήρους φορτίου.



Σχήμα 6.56: Κατανομή των μαγνητικών γραμμών του μαγνητικού πεδίου. Λειτουργία χωρίς φορτίο.

Στο Σχήμα 6.36 απεικονίζεται η κατανομή του μαγνητικού πεδίου στον κινητήρα κατά την λειτουργία κενού φορτίου. Παρατηρούμε ότι η κατανομή του μαγνητικού πεδίου στην περίπτωση αυτή είναι αρκετά ομοιόμορφη.

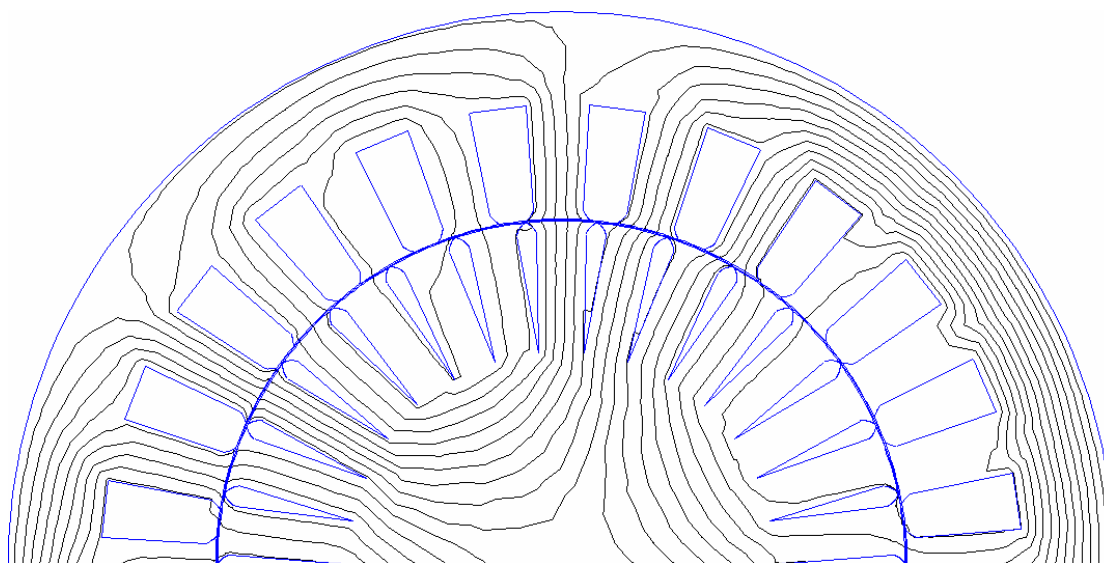


Σχήμα 6.57: Κατανομή πυκνότητας ρεύματος στα τυλίγματα στάτη και δρομέα
Λειτουργία χωρίς φορτίο.

Στο Σχήμα 6.37 απεικονίζεται η πυκνότητα ρεύματος στα τυλίγματα τόσο του στάτη όσο και του δρομέα κατά την λειτουργία κενού φορτίου όπου παρατηρούνται μειωμένες τιμές πυκνότητας ρεύματος ιδιαίτερα στο δρομέα.

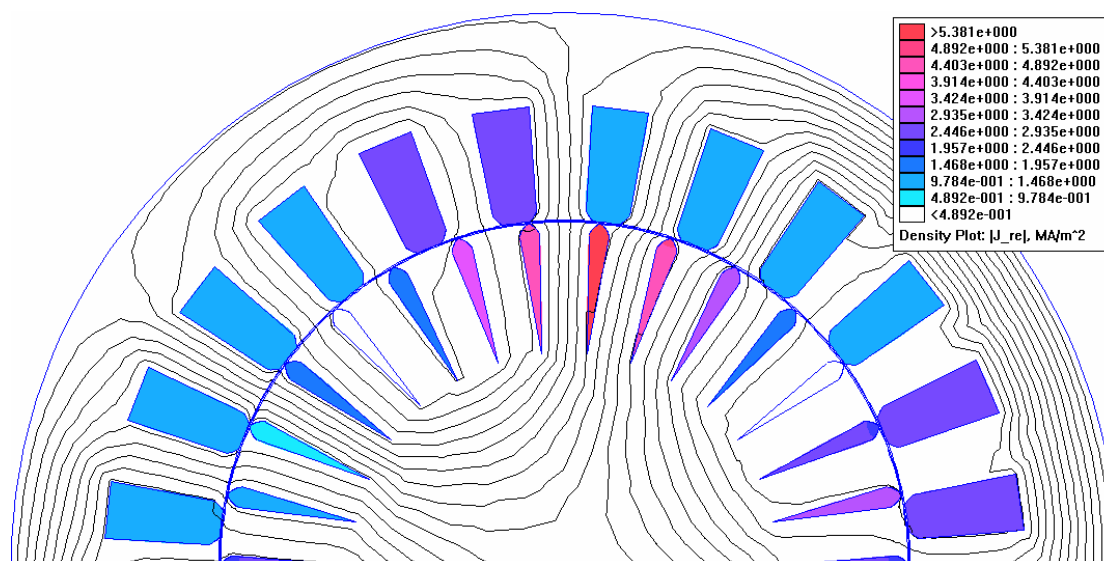
6.3.4. Λειτουργία σε πλήρες φορτίο

Στο Σχήμα 6.38 απεικονίζεται η κατανομή του μαγνητικού πεδίου στον κινητήρα κατά τη λειτουργία πλήρους φορτίου. Παρατηρείται η σχετική γωνιακή μετακίνηση του πεδίου του στάτη σε σχέση με το πεδίο του δρομέα, η οποία αντιστοιχεί στην εσωτερική γωνία ροπής του κινητήρα.



Σχήμα 6.58: Κατανομή του μαγνητικού πεδίου στην περίπτωση πλήρους φορτίου.

Στο Σχήμα 6.39 απεικονίζεται η πυκνότητα ρεύματος τόσο στα τυλίγματα του στάτη όσο του δρομέα κατά την λειτουργία πλήρους φορτίου.



Σχήμα 6.59: Κατανομή πυκνότητας ρεύματος στα τυλίγματα στάτη και δρομέα σε πλήρες φορτίο.

6.4 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Προκειμένου να προσδιοριστούν ακριβέστερα οι απώλειες σιδήρου που συνδέονται με τη διακοπτική συχνότητα στην περίπτωση τροφοδοσίας ασύγχρονων κινητήρων από αντιστροφείς που χρησιμοποιούν τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών, προτάθηκε κατάλληλη τροποποίηση του κλάδου μαγνήτισης στο δυναμικό μοντέλο του κινητήρα που βασίζεται σε μετασχηματισμό δύο αξόνων (d-q). Η τροποποίηση αυτή αναπτύχθηκε χρησιμοποιώντας ένα επιπλέον κλάδο L_1 - R_1 ισοδυνάμου κυκλώματος κατά Foster, ο οποίος επιτρέπει βελτιωμένη θεώρηση των απωλειών δινορρευμάτων μέσα σε πυρήνες κατασκευασμένους από μαγνητική λαμαρίνα, για συχνότητες μικρότερες των 10 kHz.

Το τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο που αναπτύχθηκε δίνει όμοιες απώλειες με το κλασσικό στην περίπτωση ημιτονοειδούς τροφοδοσίας του κινητήρα. Στον κινητήρα ισχύος 2 HP που μετρήθηκε πειραματικά για επιβεβαίωση των μοντέλων, η μέγιστη απόκλιση που παρατηρήθηκε στις απώλειες σιδήρου ήταν 8% όταν η τάση τροφοδοσίας ήταν μεγαλύτερη κατά 15% της ονομαστικής, η οποία μπορεί να αποδοθεί στον κορεσμό του μαγνητικού κυκλώματος.

Αντίθετα όταν η τάση τροφοδοσίας είναι διαμορφωμένη χρησιμοποιώντας τεχνικές εύρους παλμών το κλασσικό δυναμικό μοντέλο υποεκτιμά κατά 29% έως 40% τις απώλειες σιδήρου στις περιπτώσεις που μελετήθηκαν ενώ το προτεινόμενο τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο εμφανίζει μέγιστη απόκλιση 7,6%. Επιπλέον, είναι χαρακτηριστικό ότι το τροποποιημένο μοντέλο μπορεί να διακρίνει τις απώλειες σιδήρου που οφείλονται στη θεμελιώδη συχνότητα (απώλειες που αντιστοιχούν στην αντίσταση R_m) και τις απώλειες που οφείλονται στη διακοπτική συχνότητα (απώλειες που αντιστοιχούν στην πρόσθετη αντίσταση R_1).

Η υπολογιστική επιβάρυνση που επιφέρει στο χρόνο εκτέλεσης του προγράμματος η προτεινόμενη τροποποίηση είναι αποδεκτή, καθώς παρατηρήθηκε περίπου διπλασιασμός του χρόνου εκτέλεσης στις εκδόσεις τουλάχιστον των μοντέλων που αναπτύχθηκαν.

6.5 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [6.1] J. A. Haylock, B. C. Mecrow, A. G. Jack and D. J. Atkinson, "Operation of fault tolerant machines with winding failures", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 4, pp. 1490-1495, 1999.
- [6.2] Krause C. Paul, "Analysis of Electric Machinery" McGraw-Hill 1986
- [6.3] Chee-Mun Ong "Dynamic Simulation of Electric Machinery" Prentice Hall 1998
- [6.4] Silvester P. Peter, Ferrari L. Ronald, "Finite elements for electrical engineers" Cambridge University Press (Third Edition) 1996
- [6.5] A. Vamvakari, A. Kandianis, A.G. Kladas, S. N. Manias: "High fidelity equivalent circuit representation of induction motor determined by finite elements for electrical vehicle drive applications" IEEE Trans. On Magnetics, Vol. 35, no 3, pp. 1857-1860, 1999.
- [6.6] Meeker David, "Finite Element Method Magnetics" User's Manual, October 2001
- [6.7] FEMM Help έκδοση 4.4
- [6.8] Jones, Dennis, "Complete Guide of Frontpage 2000" Giourdas, 1999
- [6.9] G. K. Kalokiris, A. G. Kladas, I. K. Hatzilau, S. Cofinas and I. K. Gyparis, "Advances in magnetic materials and their impact on electric machine design", Proceedings of the fourth Japanese-Mediterranean Joint Workshop (JAPMED'4), 17-20 September 2005, Cairo, Egypt.
- [6.10] «Ανώτερα Κεφάλαια Ηλεκτρονικών Ισχύος», Μανιάς Σ., Αθήνα 1997
- [6.11] «Ηλεκτρική Κίνηση», Μανιάς Σ. και Μαλατέστας Π. , Θεσσαλονίκη 2002
- [6.12] "Control of Electrical Drives", Leonhard W., Springer-Verlag, Berlin 1996.
- [6.13] Τσαμπούρης Μ. Ευάγγελος «Έλεγχος κινητήρων επαγωγής με κριτήρια ελαχιστοποίησης απωλειών» Διπλωματική Εργασία ΕΜΠ Οκτώβριος 2008
- [6.14] Murphy J. M. D. and Turnbull F. G., "Power Electronic Control of AC Motors" Pergamon Press, Oxford 1985.
- [6.15] Bose B. K., Power Electronics and AC Drives. Prentice-Hall. Englewood Cliffs 1986.
- [6.16] Matlab help έκδοση 2009b
- [6.17] P. G. Rovolis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, «Laminated Iron Core Losses Evaluation and Measurements», Journal of Materials Processing Technology (Elsevier) 181 (2007) pp. 182–185.
- [6.18] P. G. Rovolis, A. Kladas, and J. Tegopoulos, "Numerical and Experimental Analysis of Iron Core Losses Under Various Frequencies" IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, no. 3, March 2009 pp.1206-1209
- [6.19] P. G. Rovolis and A. G. Kladas «Theoretical and experimental analysis of laminated iron core losses» Journal of Optoelectronics and Advanced Materials, Vol. 10 ISS.5-2008, printed date May 14 2008, pp. 1103-1105
- [6.20] J.B.Goodenough, "Summary of Losses in Magnetic Materials" IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, no. 5, September 2002 pp.3398-3408
- [6.21] X. Wang, and D. Xie, "Analysis of Induction Motor Using Field-Circuit Coupled Time-Periodic Finite Element Method Taking Account of Hysteresis," IEEE Transactions on Magnetics, pp. 1740-1743, 2009.
- [6.22] E. Dlala, and A. Arkkio, "A General Model for Investigating the Effects of the Frequency Converter on the Magnetic Iron Losses of a Squirrel-Cage Induction Motor," IEEE Transactions on Magnetics, pp. 3303-3315, 2009.
- [6.23] J. Pippuri, and A. Arkkio, "Time-Harmonic Induction-Machine Model Including Hysteresis and Eddy Currents in Steel Laminations," IEEE transactions on Magnetics, pp. 2981 - 2989, 2009.

- [6.24] E. Dlala, "Comparison of Models for Estimating Magnetic Core Losses in Electrical Machines Using the Finite-Element Method," IEEE Transactions on Magnetics, pp. 716-725, 2009.
- [6.25] MJ Islam, and A Arkkio, "Time-stepping finite-element analysis of eddy currents in the form-wound stator winding of a cage induction motor supplied from a sinusoidal voltage source," IEEE Transactions on Electric Power Applications, pp. 256-265, 2008.
- [6.26] MJ Islam, A Arkkio, "Effects of pulse-width-modulated supply voltage on eddy currents in the form-wound stator winding of a cage induction motor" Electric Power Applications, pp. 50-58, 2009.
- [6.27] Y Zhang, MC Cheng, P Pillay, B Helenbrook , "High order finite element model for core loss assessment in a hysteresis magnetic lamination", Journal of Applied Physics, pp. 43911 - 43917, 2009.
- [6.28] E Dlala, A Belahcen, J Pippuri, A Arkkio, "Interdependence of Hysteresis and Eddy-Current Losses in Laminated Magnetic Cores of Electrical Machines," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, issue 2, pp. 306-309, 2010.
- [6.29] AR Rezaei-Zare, R Iravani, M Sanaye-Pasand, "Impacts of Transformer Core Hysteresis Formation on Stability Domain of Ferroresonance Modes," IEEE Transactions on Power Delivery, pp. 177-186, 2009.
- [6.30] E Dlala, "A simplified iron loss model for laminated magnetic cores," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, pp. 3169-3172, 2008.
- [6.31] DM Ionel, M Popescu, MI McGilp, TJE Miller, SJ, "Computation of core losses in electrical machines using improved models for laminated steel," IEEE Transactions on Industry applications, vol. 43, pp. 1554,1564, 2007.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στο κεφάλαιο αυτό σε ένα πρώτο βήμα παρουσιάζονται συγκεντρωτικά τα θέματα τα οποία εξετάστηκαν και τα σημαντικότερα συμπεράσματα τα οποία εξήχθησαν κατά τη διεξαγωγή τη παρούσας ερευνητικής εργασίας. Σε ένα δεύτερο βήμα επισημαίνονται τα σημεία καινοτόμου συνεισφοράς της διατριβής, και προτείνονται ορισμένα θέματα, τα οποία αναδείχθηκε ότι χρήζουν περαιτέρω διερευνήσεως.

Αναλυτικότερα η διατριβή πραγματεύεται τα εξής θέματα:

Στο πρώτο κεφάλαιο επιχειρείται βιβλιογραφική επισκόπηση του πεδίου των απωλειών σιδήρου για ανάλυση των μαγνητικών κυκλωμάτων των ηλεκτρικών μηχανών.

Στο δεύτερο κεφάλαιο αναλύονται οι τοπικές ιδιότητες των σιδηρομαγνητικών υλικών (φαινόμενα υστέρησης και δινορρευμάτων) καθώς και οι τεχνικές που έχουν αναπτυχθεί για την αναπαράστασή τους (αναλυτικές μεθοδολογίες και φαινομενολογικά μοντέλα) ενόψει ενσωμάτωσής τους σε μοντέλα μακροσκοπικής κλίμακας.

Στο τρίτο κεφάλαιο αναπτύσσεται ένα μοντέλο αναπαράστασης των απωλειών σιδήρου σε σιδηρομαγνητικές λαμαρίνες και περιγράφονται αναλυτικά όλες οι διαδικασίες μετρήσεων σε διάταξη Epstein για την πειραματική επιβεβαίωση του μοντέλου, όπως προβλέπεται από τα διεθνή πρότυπα (περίπτωση ημιτονοειδούς τροφοδοσίας) και όπως προτείνεται αντίστοιχα να επεκταθούν (περίπτωση μη ημιτονοειδούς τροφοδοσίας).

Στο τέταρτο κεφάλαιο προτείνεται ένα νέο φαινομενολογικό μοντέλο αναπαράστασης της μαγνητικής υστέρησης βασισμένο στο μοντέλο των Jiles –Atherton που επιτρέπει να επεκταθεί η δυνατότητα ικανοποιητικής πρόβλεψης των απωλειών σιδήρου σε συχνότητες μεγαλύτερες των 50 Hz.

Στο πέμπτο κεφάλαιο διερευνάται η δυνατότητα αναπαράστασης των απωλειών δινορρευμάτων σε διάταξη Epstein μέσω κατάλληλου ισοδύναμου κυκλώματος συγκεντρωμένων παραμέτρων (τροποποιημένο κύκλωμα παράλληλης σύνδεσης κατά Foster) και επιβεβαιώνεται πειραματικά.

Στο έκτο κεφάλαιο προτείνεται η ενσωμάτωση του μοντέλου θεώρησης των απωλειών σιδήρου που αναπτύχθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο σε δυναμικό μοντέλο αναπαράστασης ασύγχρονου κινητήρα. Η πειραματική επιβεβαίωση αποδεικνύει ότι σε περίπτωση μη ημιτονοειδούς τροφοδοσίας οι απώλειες σιδήρου που εκτιμά το τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο είναι σημαντικά πλησιέστερα στις μετρούμενες, συγκρινόμενες με αυτές που προσδιορίζονται από το κλασικό δυναμικό μοντέλο.

Τέλος το παρόν έβδομο κεφάλαιο περιλαμβάνει τα συμπεράσματα της εργασίας.

7.1 ΚΥΡΙΟΤΕΡΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην παρούσα διατριβή αναπτύχθηκαν μοντέλα προσομοίωσης των απωλειών σιδήρου σιδηρομαγνητικών υλικών τα οποία επιτρέπουν τη θεώρηση της δυναμικής συμπεριφοράς της

μεταβολής του μαγνητικού πεδίου, η οποία είναι ιδιαίτερα σημαντική σε περιπτώσεις μη ημιτονοειδούς τροφοδοσίας του μαγνητικού κυκλώματος των μετασχηματιστών και των ηλεκτρικών μηχανών.

Προκειμένου να επιβεβαιωθούν τα χαρακτηριστικά της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας μετά την μηχανική κατεργασία της αλλά και να διαπιστωθεί η ακρίβεια των αριθμητικών μεθοδολογιών που αναπτύχθηκαν για την ανάλυση των απωλειών κενού φορτίου σιδηρομαγνητικών λαμαρίνων πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις σε διάταξη Epstein. Για το σκοπό αυτό αναπτύχθηκαν μετρητικές διατάξεις με εξειδικευμένες κάρτες λήψης δεδομένων σε Η/Υ και μετεπεξεργασίας των αποτελεσμάτων, κατασκευάζοντας τα απαραίτητα αισθητήρια μέτρησης και το αντίστοιχο λογισμικό. Για την διερεύνηση της ακρίβειας της μετρητικής διάταξης έγιναν σειρές μετρήσεων για συμβατική μαγνητική λαμαρίνα σε διάφορες μαγνητικές επαγωγές και τα αποτελέσματα συγκρίθηκαν με τις μετρήσεις του κατασκευαστή. Ο υπολογισμός των απωλειών και η σύγκριση με τις μετρήσεις του κατασκευαστή δεν έδειξαν μεγάλες αποκλίσεις. Έτσι η αρχική διαπίστωση είναι ότι το κόστος της λαμαρίνας σε μέγεθος δοκιμών Epstein δεν επηρέασε σημαντικά τις απώλειες σιδήρου τόσο σε λαμαρίνες κατευθυνόμενων κόκκων όσο και σε λαμαρίνες μη κατευθυνόμενων κόκκων.

Με στόχο να εκτιμηθούν οι μεταβολές των απωλειών δινορρευσμάτων με τη συχνότητα, συνεκτιμώντας τις απώλειες υστέρησης, αναπτύχθηκε μεθοδολογία που χρησιμοποιεί την μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων, η οποία εφαρμόστηκε για την αναπαράσταση των μαγνητικών λαμαρίνων στη διάταξη Epstein. Η μέθοδος χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό των απωλειών όταν η τροφοδοσία είναι ημιτονοειδής αλλά και παλμική με καλή ακρίβεια για συχνότητες μέχρι 500 Hz.

Στη συνέχεια αναλύθηκε η διάταξη Epstein για τροφοδοσία που χρησιμοποιεί τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Η τροφοδότηση αυτή δημιουργεί ελάσσονες βρόχους υστέρησης εγγεγραμμένους στον κύριο βρόχο υστέρησης αυξάνοντας σημαντικά τις απώλειες σιδήρου. Ο αριθμός των ελασσόνων βρόχων εξαρτάται από την διακοπτική συχνότητα και μάλιστα όσο αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα αυξάνεται και ο αριθμός τους. Αντίθετα η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας δεν μεταβάλλει σημαντικά τις απώλειες σιδήρου. Όπως αποδείχθηκε πειραματικά, τουλάχιστον για τις μαγνητικές λαμαρίνες που μελετήθηκαν, οι απώλειες σιδήρου είναι σχεδόν ανεξάρτητες από τη διακοπτική συχνότητα και εξαρτώνται μόνο από την τιμή της μαγνητικής επαγωγής και τη θεμελιώδη συχνότητα.

Προκειμένου να αναπαρασταθεί μακροσκοπικά η δυναμική μεταβολή του βρόχου υστέρησης με τη συχνότητα, προτάθηκε ένα νέο φαινομενολογικό μοντέλο θεώρησης της υστέρησης, εφαρμόζοντας κατάλληλη τροποποίηση των παραμέτρων του μοντέλου Jiles – Atherton. Το προτεινόμενο μοντέλο προσφέρει ικανοποιητική ακρίβεια για συχνότητες τροφοδοσίας μέχρι 500 Hz.

Η μελέτη και ανάπτυξη μοντέλων υπολογισμού απωλειών σιδήρου επεκτάθηκε στην υλοποίηση μοντέλου υπολογισμού δινορρευσμάτων συγκεντρωμένων παραμέτρων (τροποποιημένο κύκλωμα Foster) που συνεκτιμά της απώλειες υστέρησης. Η προσέγγιση του τροποποιημένου μοντέλου Foster συγκεντρωμένων παραμέτρων όπως επιβεβαιώθηκε από την αντίστοιχη αναλυτική αναπαράσταση της διάταξης Epstein είναι αρκετά καλή για την ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση ενός μαγνητικού πυρήνα για συχνότητες που φθάνουν τα 500 kHz. Η κυκλωματική αναπαράσταση με ένα μόνο επί πλέον κλάδο R και L προσφέρει ικανοποιητική ακρίβεια για συχνότητες μέχρι τα 5 kHz

Επίσης για τον ακριβέστερο υπολογισμό απωλειών σιδήρου σε κινητήρες αναπτύχθηκε δυναμικό μοντέλο συγκεντρωμένων παραμέτρων, με κατάλληλη τροποποίηση του μοντέλου Foster, του οποίου η καταλληλότητα επιβεβαιώθηκε με εφαρμογή σε ασύγχρονο τριφασικό

κινητήρα ισχύος 2 HP για διάφορες κυματομορφές τάσης τροφοδοσίας. Ιδιαίτερα σε περιπτώσεις τροφοδοσίας του κινητήρα από αντιστροφέα χρησιμοποιώντας τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών το κλασσικό δυναμικό μοντέλο υποεκτιμά κατά 29% έως 40% τις απώλειες σιδήρου στις περιπτώσεις που μελετήθηκαν ενώ το προτεινόμενο τροποποιημένο δυναμικό μοντέλο εμφανίζει μέγιστη απόκλιση 7,6%. Η υπολογιστική επιβάρυνση που επιφέρει στο χρόνο εκτέλεσης του προγράμματος το προτεινόμενο μοντέλο είναι αποδεκτή, καθώς παρατηρήθηκε περίπου διπλασιασμός του χρόνου εκτέλεσης σε σχέση με το κλασσικό δυναμικό μοντέλο.

7.2 ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ

Τα κύρια σημεία συμβολής της παρούσας διδακτορικής διατριβής στην προαγωγή της επιστήμης έχουν ως εξής:

- Ανάπτυξη νέου φαινομενολογικού μοντέλου θεώρησης της μαγνητικής υστέρησης σε δυναμικές μεταβολές. Το προτεινόμενο μοντέλο χρησιμοποιεί κατάλληλη τροποποίηση των παραμέτρων του μοντέλου Jiles – Atherton για να συμπεριλάβει τα δυναμικά φαινόμενα και επεκτείνει το πεδίο εφαρμογής του μοντέλου μέχρι τη συχνότητα των 500 Hz.
- Ανάπτυξη μεθοδολογίας συνδυασμένης αναπαράστασης δινορρευμάτων και υστέρησης σε μαγνητικά κυκλώματα κατασκευασμένα από μαγνητική λαμαρίνα βασισμένη στη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων. Η μεθοδολογία αυτή είναι κατάλληλη για την αναπαράσταση τόσο ημιτονοειδούς όσο και παλμικής διεγέρσεως.
- Προσαρμογή μοντέλου απωλειών σιδήρου συγκεντρωμένων παραμέτρων (τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα κατά Foster παράλληλης τοπολογίας) με βάση μετρητική διάταξη Epstein για την αναπαράσταση δινορρευμάτων υψηλών συχνοτήτων σε μαγνητικές λαμαρίνες.
- Εφαρμογή του τροποποιημένου μοντέλου Foster στη σύνθεση νέου δυναμικού μοντέλου ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα, το οποίο επιτρέπει σημαντική βελτίωση στην εκτίμηση των απωλειών σιδήρου σε περιπτώσεις τροφοδοσίας από αντιστροφέα χρησιμοποιώντας τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM).

7.3 ΘΕΜΑΤΑ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διατριβής αναδείχθηκαν ορισμένα σημεία, η ανάλυση των οποίων αξίζει να αποτελέσει αντικείμενο περαιτέρω διερεύνησης. Τα σημεία αυτά είναι τα εξής:

- Επέκταση των μοντέλων που αναπτύχθηκαν για τη θεώρηση των απωλειών σιδήρου στον κλάδο μαγνήτισης συνδυάζοντάς τα με τροποποιήσεις που έχουν προταθεί στους κλάδους σκέδασης των ηλεκτρικών μηχανών που τροφοδοτούνται από μετατροπείς που χρησιμοποιούν διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM).
- Επέκταση των μεθοδολογιών που αναπτύχθηκαν για τη θεώρηση των απωλειών σιδήρου σε λεπτά υμένια άμορφου σιδήρου, ο οποίος παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον λόγω των μειωμένων απωλειών που εμφανίζει.

- Θεώρηση της συμβολής στις απώλειες σιδήρου των μαγνητικών κυκλωμάτων των ηλεκτρικών μηχανών της περιστροφικής μετακίνησης του διανύσματος του μαγνητικού πεδίου κατά τη λειτουργία της μηχανής.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

ΕΙΚΟΝΙΚΟ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΑΝΑΛΥΣΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ

Π.Α.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο παράρτημα αυτό περιγράφεται η ιστοσελίδα του εικονικού εργαστηρίου ανάλυσης ηλεκτρικών μηχανών που μπορεί κάποιος να επισκεφθεί στην διεύθυνση http://ecourses.dbnet.ntua.gr/el/hlektrikes_mhxanes_i/ekpaideytiko_yliko/virtual_lab_-_machines.html ή στην διεύθυνση www.image.ece.ntua.gr/old/vlabs/kladas.html.

Το περιεχόμενο της παρουσιάζει την πεδιακή ανάλυση ασύγχρονης και σύγχρονης μηχανής και της δυναμική ανάλυση ενός ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα σε τρεις διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας: κενού φορτίου, υπό φορτίο και βραχυκύκλωσης.

Π.Α.2 ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΙΣΤΟΣΕΛΙΔΑΣ

Πληκτρολογώντας την ηλεκτρονική διεύθυνση μεταβαίνουμε στην αρχική σελίδα του εικονικού εργαστηρίου ανάλυσης ηλεκτρικών μηχανών.

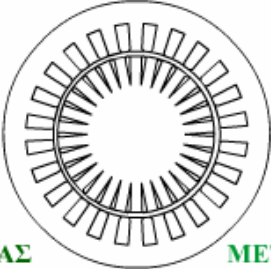


ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ Η/Υ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ

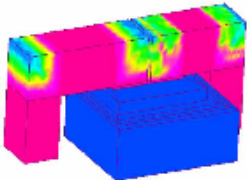
ΕΙΚΟΝΙΚΟ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΑΝΑΛΥΣΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ
Υπεύθυνος Έργου: ΑΝΤΩΝΗΣ ΚΛΑΔΑΣ Καθηγητής Ε.Μ.Π.



ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ
Υλοποίηση
ΡΟΒΟΛΗΣ ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ
Ηλεκτρολόγος Μηχανικός Ε.Μ.Π.
Υποψήφιος Διδάκτωρ

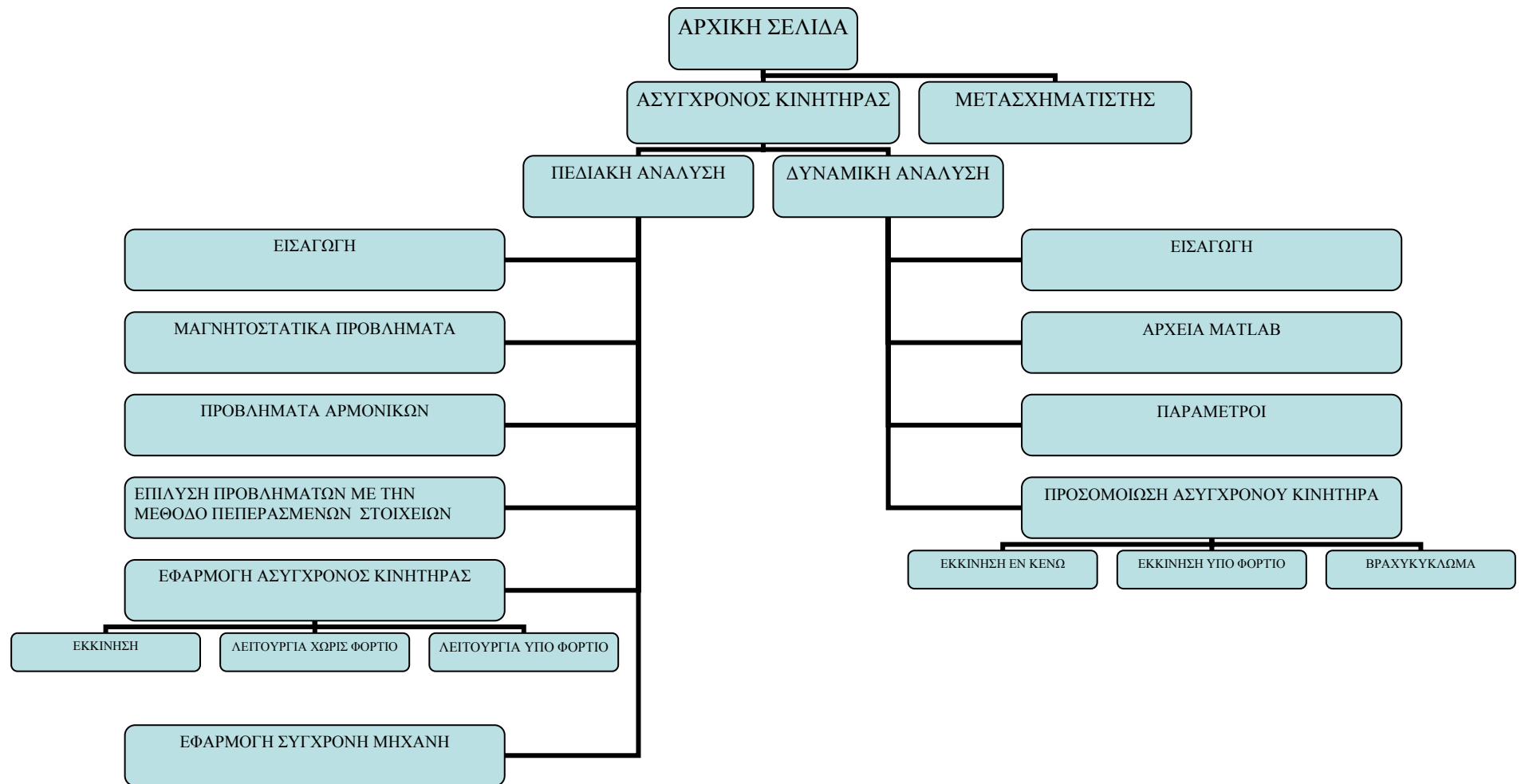


ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗΣ
Υλοποίηση
ΚΟΥΤΡΟΥΛΗΣ ΧΑΡΑΛΑΜΠΟΣ
Ηλεκτρολόγος Μηχανικός Ε.Μ.Π.
Υποψήφιος Διδάκτωρ

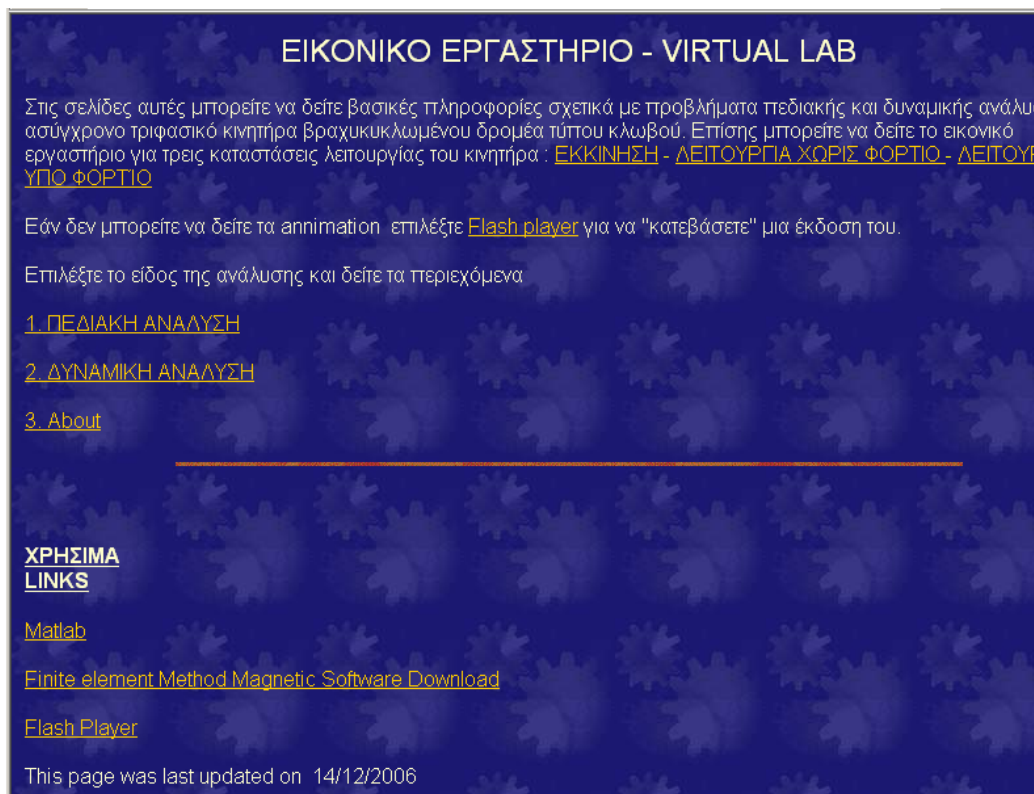


Σχήμα Π.Α.1: Αρχική σελίδα Εικονικών εργαστηρίων Ηλεκτρικών Μηχανών

Η δομή της ιστοσελίδας παρουσιάζεται στο παρακάτω διάγραμμα (block diagram).



Επιλέγοντας τον «ΑΣΥΓΧΡΟΝΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ» μεταβαίνουμε στην επόμενη σελίδα.



Σχήμα Π.Α.2: Αρχική σελίδα εικονικού εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών (Ασύγχρονος κινητήρας)

Π.Α.3 ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ ΤΗΣ ΙΣΤΟΣΕΛΙΔΑΣ

Η ιστοσελίδα περιλαμβάνει την πεδιακή ανάλυση ασύγχρονης και σύγχρονης μηχανής με αριθμητική μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων. Επίσης αναλύεται ασύγχρονος τριφασικός κινητήρας βραχυκυκλωμένου δρομέα με τη χρήση δυναμικού μοντέλου παρουσιάζοντας τις κυματομορφές τάσεως ρεύματος στάτη, ροπής και γωνιακής ταχύτητας, για λειτουργίες κενού φορτίου, υπό φορτίο και βραχυκύκλωσης.:

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ B

ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΥΛΙΚΑ

Π.Β.1 Π.1 ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΥΛΙΚΑ ΓΙΑ ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΥΣ ΠΥΡΗΝΕΣ

Οι μαγνητικοί πυρήνες για ένα ευρύ φάσμα των σύγχρονων ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών συσκευών απαιτούν μαγνητικά υλικά με πολλούς συνδυασμούς ιδιοτήτων και χαρακτηριστικών. Από τα μαλακά μαγνητικά υλικά που χρησιμοποιούνται για πυρήνες, τα πιο συνηθισμένα είναι τα κράματα σιδήρου πυριτίου. Αυτά τα υλικά δίνουν τη δυνατότητα στους σχεδιαστές να εξασφαλίσουν τις απαραίτητες ιδιότητες για την συγκεκριμένη διάταξη, να εκτελέσουν τις διαδικασίες και να παράγουν το προϊόν στο μικρότερο δυνατό κόστος.

Εξάλλου πολλές εταιρείες προσφέρουν πλήρη γκάμα υλικών σε πάχος, τύπους κατεργασιών, βαθμών προσανατολισμού και επεξεργασμένων επιφανειών.

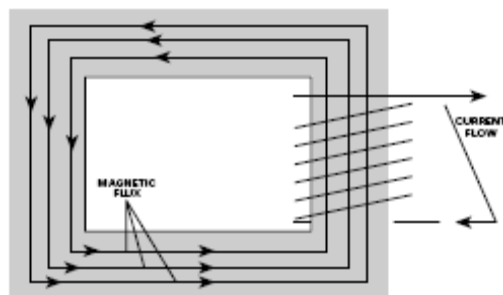
Π.Β.2 ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΤΩΝ ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΥΛΙΚΩΝ

Εξαιτίας του χαμηλού ποσοστού άνθρακα ένα πιο ταιριαστό όνομα αυτών των υλικών θα ήταν «κράματα σιδήρου – πυριτίου». Εντούτοις η ονομασία «Σιδηρομαγνητικά υλικά» έχει γίνει γενικά αποδεκτή για τα επίπεδης έλασης (flat-rolled) μαγνητικά υλικά στα οποία το πυρίτιο είναι το κυρίαρχο υλικό του κράματος. Τα ηλεκτρικά και μαγνητικά χαρακτηριστικά τους τα κάνουν ιδανικά για ελασματοποιημένους πυρήνες στα οποία η ροή αλλάζει διεύθυνση για διάφορες συχνότητες. Υπάρχουν διάφορες κατηγορίες (βαθμοί) σιδηρομαγνητικών υλικών που ταξινομούνται ανάλογα με τα χαρακτηριστικά τους.

Π.Β.2.1. Ταξινόμηση ανάλογα με τις απώλειες πυρήνα

Για ομοιομορφία στις προδιαγραφές στην παραγωγή και την αγορά, τα σιδηρομαγνητικά υλικά πρώτα ταξινομούνται ανάλογα με τις απώλειες πυρήνα. Αυτό γίνεται γιατί οι μέγιστες επιτρεπόμενες απώλειες πυρήνα συνήθως είναι ένας από τους πιο σημαντικούς παράγοντες για συσκευές διαχείρισης ισχύος και συχνότητας και για κάποιες ηλεκτρονικές συσκευές. Κάθε παραγωγός σιδηρομαγνητικών υλικών έχει ένα εμπορικό όνομα για κάθε προϊόν. Αυτό δημιουργούσε σύγχυση για πολλά χρόνια μέχρι που το “American Iron and Steel Institute” προσδιόρισε ένα αριθμό για κάθε κατηγορία υλικού σύμφωνα με τις απώλειες πυρήνα του. Έτσι κάθε κατηγορία υλικών προσδιορίζεται εύκολα ανεξάρτητα από τον κατασκευαστή. Η American Society of Testing and Materials (ASTM) και International Standardizing Groups έχουν αλλά συστήματα αναγνώρισης. Αν και το σύστημα του AISI (Μ- κατηγορία) είναι γενικώς το πιο αποδεκτό, το ASTM είναι ο μόνος όμιλος που στηρίζει τώρα ένα σύστημα τυποποίησης στις Ηνωμένες Πολιτείες Αμερικής.

Οι απώλειες πυρήνα είναι η ηλεκτρική ισχύς που δαπανάται υπό μορφή θερμότητας στον πυρήνα όταν σε αυτόν εφαρμόζεται εναλλασσόμενη μαγνητική ροή. Αυτό φυσικά είναι δευτερεύων για την παραγωγή της απαιτούμενης μαγνητικής ροής (Σχήμα Π.Β.1).



Σχήμα Π.Β.1: Διάγραμμα μαγνητικής ροής σε ελασματοποιημένο πυρήνα

Σύμφωνα με την κλασσική μαγνητική θεωρία, οι απώλειες πυρήνα είναι συνδυασμός διαφόρων τύπων απωλειών. Αυτές είναι οι απώλειες λόγω υστέρησης, οι απώλειες διννορευμάτων για κάθε έλασμα και οι απώλειες μεταξύ των ελασμάτων που δεν έχουν μονωθεί ικανοποιητικά μεταξύ τους. Οι απώλειες αυτές θα σχολιαστούν αναλυτικότερα παρακάτω.

Π.Β.2.2. Χαρακτηρισμός Κατηγοριών

Το American Iron and Steel Institute φτιάχνει νούμερα για τις κατηγορίες των σιδηρομαγνητικών υλικών που αποτελούνται από το γράμμα M και ακολουθεί ένα νούμερο. Το M για το μαγνητικό υλικό, και ο αριθμός αντιπροσωπεύει τις απώλειες πυρήνα της κατηγορίας. Στο σύστημα του AISI ο αριθμός δηλώνει, για κάθε κατηγορία, δεκαπλάσιες απώλειες πυρήνα οι οποίες είναι εκφρασμένες σε watt per pound για δοσμένο πάχος (29 gauge) για δοσμένες συνθήκες (15 kilogausses και συχνότητα 60Hz) Σήμερα οι αριθμοί δεν έχουν αυτή την συγκεκριμένη σχέση με τις απώλειες πυρήνα γιατί τα σιδηρομαγνητικά υλικά έχουν βελτιωθεί σημαντικά και οι απώλειες πυρήνα έχουν μειωθεί πραγματικά. Εν τούτοις οι αριθμοί δεν δείχνουν μόνο την συγκεκριμένη τάξη αλλά και την σχέση των απωλειών πυρήνα των διαφόρων βαθμίδων μέσα σε μια κλάση (Πίνακας Π.Β.1).

Τύπος σιδηρομαγνητικού υλικού	Ονομασία βαθμού κατά AISI	Ονομασία βαθμού κατά AK Steel
Μη προσανατολισμένων κόκκων (Non oriented)	M-15	DI-MAX M-15
	M-19	DI-MAX M-19
	M-22	DI-MAX M-22
	M-27	DI-MAX M-27
	M-36	DI-MAX M-36
	M-43	DI-MAX M-43
	M-45	DI-MAX M-45
	M-47	DI-MAX M-47
Προσανατολισμένων κόκκων (Oriented)	M-2	Oriented M-2
	M-3	Oriented M-3
	M-4	Oriented M-4
	M-6	Oriented M-6
Υψηλής διαπερατότητας προσανατολισμένοι (High Permeability Oriented)	-	TRAN-COR H-0
	-	TRAN-COR H-1
	-	TRAN-COR H-0 DR
	-	TRAN-COR H-1 DR

ΠΙΝΑΚΑΣ Π.Β.1 Ονομασία βαθμών σιδηρομαγνητικού υλικού [Π.15]

Π.Β.2.3. Γενικές Κλάσεις

Πρακτικά τα σιδηρομαγνητικά υλικά διαιρούνται σε διάφορες γενικές κατηγορίες. Αυτές δημιουργήθηκαν από την βιομηχανία αλλά χρησιμοποιούνται τόσο γενικά που μια περαιτέρω εξήγηση είναι απαραίτητη.

Έχουν φτιαχτεί στην βάση της θεμελιώδους μαγνητικής ιδιότητας των υλικών, τη μορφή, τη διαφορά από την άλλες κατηγορίες, ή τη μέθοδο με την οποία παράγεται το υλικό. Τέσσερις από τις γενικές κατηγορίες θα αναφέρουμε παρακάτω.

Μη προσανατολισμένων κόκκων (Non oriented) Αυτά είναι σιδηρομαγνητικά υλικά στα οποία οι μαγνητικές ιδιότητες είναι πρακτικά ίδιες σε οποιαδήποτε κατεύθυνση μαγνητίσεως του επιπέδου του υλικού. Η έκφραση «non oriented» χρησιμοποιήθηκε για να διαφοροποιήσει αυτά τα υλικά από εκείνα που παράγονται με διαδικασίες που δημιουργούν ένα καθορισμένο προσανατολισμό ή κατευθυνόμενες μαγνητικές ιδιότητες.

Προσανατολισμένων κόκκων (Grain Oriented) Αυτή η έκφραση χρησιμοποιήθηκε για να προσδιορίσει σιδηρομαγνητικά υλικά με μαγνητικές ιδιότητες ισχυρά προσανατολισμένες στην κατεύθυνση της έλασης (rolling). Με την διαδικασία του rolling και της ανόπτησης, κράματα με κατάλληλη σύνθεση μπορούν να παραχθούν με μεταλλική κρυσταλλική δομή στην οποία οι κόκκοι είναι ευθυγραμμισμένοι έτσι ώστε οι μαγνητικές ιδιότητες είναι πάρα πολύ μεγαλύτερες στην κατεύθυνση του rolling. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα κατώτερες ιδιότητες στις άλλες κατευθύνσεις.

Πλήρως επεξεργασμένα (Fully Processed) Αυτά είναι σιδηρομαγνητικά υλικά στα οποία οι μαγνητικές ιδιότητες είναι πλήρως ανεπτυγμένες από τον παραγωγό του υλικού. Η ονομασία τους προέρχεται από το γεγονός ότι τα υλικά είναι πλήρως επεξεργασμένα, έτοιμα για χρήση χωρίς να απαιτείται καμιά επιπρόσθετη επεξεργασία για να επιτευχθεί η απαιτούμενη μαγνητική ποιότητα. Εν τούτοις μια θέρμανση σε χαμηλή θερμοκρασία μπορεί να γίνει από τον χρήστη για να εξαλείψει τις μηχανικές καταπονήσεις που δημιουργήθηκαν κατά την διαδικασία παραγωγής σε πυρήνα.

Ημιεπεξεργασμένα (Semi – Processed) Αυτά τα σιδηρομαγνητικά υλικά είναι επεξεργασμένα ως προς το τελικό τους πάχος και σχήμα (φύλλα ή πυρήνες) από τον κατασκευαστή αλλά δεν είναι πλήρως ανοπτημένα για να αποκτήσουν την τελική μαγνητική ποιότητα. Με αυτά τα υλικά, η απόκτηση των μαγνητικών ιδιοτήτων με την διαδικασία της ανόπτησης γίνεται με ευθύνη του χρήστη.

Λόγω των περιπλοκών στην ανάπτυξη ικανοποιητικών μαγνητικών ιδιοτήτων, σιδηρομαγνητικά υλικά προσανατολισμένων κόκκων παράγονται ως πλήρως επεξεργασμένα.

Π.Β.3 ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΗ ΠΑΡΑΓΩΓΗ

Π.Β.3.1. Μέθοδοι Παραγωγής

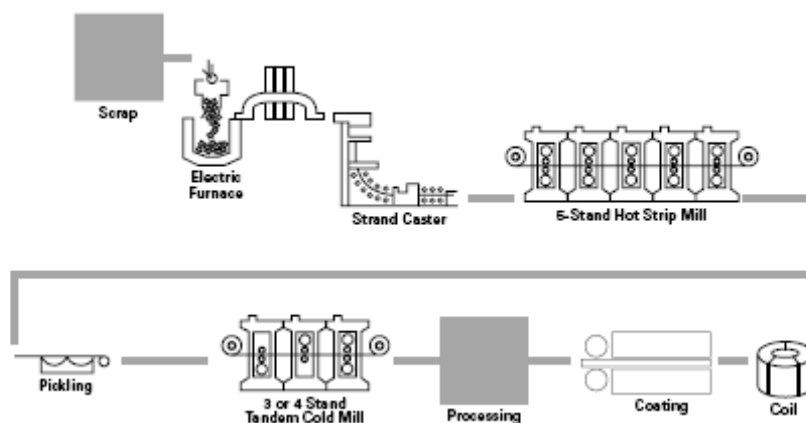
Οι εταιρείες λιώνουν και τυλίγουν τους σιδηρομαγνητικά υλικά με διαδικασίες που χρησιμοποιούνται και για τους ανθρακούχους χάλυβες. Εν τούτοις πολύ προσεκτικός έλεγχος απαιτείται σε κάθε στάδιο της παραγωγής.

Η ονομασία «ηλεκτρικοί» αναφέρεται στην εφαρμογή των χαλύβων και όχι στην μέθοδο που χρησιμοποιείται για το λιώσιμο τους. Για την παραγωγή τους χρησιμοποιούνται ηλεκτρικοί κλίβανοι για το λιώσιμο των υλικών και σύγχρονες μέθοδοι παραγωγής όπως συνεχές χύσιμο και εν κενώ αφαίρεση αερίων που διασφαλίζουν την ποιότητα του προϊόντος.

Πλάκες από σιδηρομαγνητικό υλικό τυλίγονται σε υψηλή θερμοκρασία σε ρολά μεγάλης διαμέτρου. Τα ρολά εμβαπτίζονται σε κατάλληλο χημικό διάλυμα για την αφαίρεση επιφανειακών ξένων σωμάτων και σκουριάς.

Τα υλικά τυλίγονται εν ψυχρώ στα οριστικά ρολά και ανοπτούνται. Έχουν αναπτυχθεί διαδικασίες που εξασφαλίζουν ψυχρή μείωση σε μη προσανατολισμένων κόκκων κατηγορία που έχει καλύτερες μαγνητικές ιδιότητες.

Τα σιδηρομαγνητικά υλικά προσανατολισμένων κόκκων ανάγονται εν ψυχρώ και υποβάλλονται σε ποικίλες επεξεργασίες που είναι απαραίτητες για να εξασφαλίσουν τον επιθυμητό προσανατολισμό κόκκων.



Σχήμα Π.Β.2: Διάγραμμα ροής της κατασκευής σιδηρομαγνητικού υλικού

Π.Β.3.2. Σύνθεση των σιδηρομαγνητικών υλικών

Οι σιδηρομαγνητικές λαμαρίνες επίπεδης έλασης (flat-rolled) παράγονται για να βελτιώσουν τις μαγνητικές ιδιότητες που έχουν αποκτηθεί ήδη λόγω της συγκεκριμένης χημικής σύνθεσης. Τα μαγνητικά χαρακτηριστικά είναι πρωταρχικής σημασίας και εξαρτώνται τόσο από την επεξεργασία όσο και από την χημική σύνθεση. Εν τούτοις για να αναδειχθεί η ποικιλία των υλικών πυρήνα και να φανεί πόσο γενικά έχουν ταξινομηθεί σύμφωνα με τη σύνθεση, η τυπική χημική ανάλυση μερικών από αυτά τα υλικά παρατίθεται στον Πίνακα Π.Β.2.

Ονομασία	Περιγραφή Υλικού	ΠΕΡΙΕΚΤΙΚΟΤΗΤΑ				
		C	Mn	P	S	Si
M-45	Χαμηλής περιεκτικότητας σε Si	0.003	0.15	0.03	0.001	1.6
M-27	Μέσης περιεκτικότητας σε Si	0.003	0.15	0.01	0.001	2.0
M-15	Υψηλής περιεκτικότητας σε Si	0.003	0.15	0.01	0.001	2.7
M-4	Προσανατολισμένων κόκκων	0.003	0.07	0.01	0.001	3.1

ΠΙΝΑΚΑΣ Π.Β.2 Προσέγγιση σύνθεσης των επίπεδης έλασης (flat-rolled) σιδηρομαγνητικών υλικών (Μετά την τελική ανόπτηση)

Το πυρίτιο είναι το βασικό στοιχείο του κράματος στα σιδηρομαγνητικά υλικά. Προστίθεται γιατί αυξάνει την τιμή της ειδικής αντίστασης του σιδήρου και με αυτόν τον

τρόπο μειώνει τα διννορεύματα και άρα και τις απώλειες πυρήνα. Το πυρίτιο είναι πιο αποτελεσματικό σ' αυτήν την εκτίμηση από οποιοδήποτε άλλο υλικό που πρέπει να προστεθεί στο κράμα. Το πυρίτιο έχει ένα επιπλέον πλεονέκτημα ότι επιδρά στην δομή των κόκκων του σιδήρου σιδηρομαγνητικά υλικά και γι' αυτό το λόγο βελτιώνει σε μεγάλο βαθμό της απώλειες πυρήνα μειώνοντας τις απώλειες λόγω υστέρησης σε μη προσανατολισμένων κόκκων ηλεκτρικούς χάλυβες. Επιπρόσθετα, το πυρίτιο πρέπει να διατηρηθεί σε συγκεκριμένα επίπεδα για να μην έχουμε αλλαγή φάσης και έτσι βοηθά την διαδικασία προσανατολισμού του κρυστάλλου σε σιδηρομαγνητικά υλικά προσανατολισμένων κόκκων.

Ανάλογα με τον τύπο του προϊόντος, τα άλλα κύρια συστατικά του κράματος που προστίθενται στους σιδηρομαγνητικά υλικά είναι αλουμίνιο και μαγγάνιο. Καθένα από αυτά τα υλικά συνήθως είναι σε αναλογία μικρότερη του 1% και πιο συχνά μεταξύ 0,1 και 0,5%. Αυτά τα στοιχεία προστίθενται κυρίως για τις μεταλλουργικές τους ιδιότητες περισσότερο από οποιαδήποτε φυσική τους ιδιότητα όπως η τιμή της ειδικής τους αντίστασης. Επίσης επιδρούν ευνοϊκά στην δομή των κόκκων του χάλυβα, έτσι ώστε συνεισφέρουν στην μείωση των απωλειών πυρήνα λόγω υστέρησης.

Υπάρχουν και άλλα συστατικά στα σιδηρομαγνητικά υλικά, αλλά είναι ουσιαστικά ακαθαρσίες και βρίσκονται σε πολύ μικρές ποσότητες. Ο άνθρακας είναι ένα στοιχείο που αλλάζει η αναλογία του κατά την τήξη από ότι στο τελικό προϊόν. Ειδική θερμική κατεργασία γίνεται, κατά τη διάρκεια της μηχανικής επεξεργασίας, για την μείωση της αναλογίας του άνθρακα. Αυτή η αφαίρεση του άνθρακα λαμβάνει χώρα κατά την διάρκεια της ανόπτησης στις ημιεπεξεργασμένες μορφές από τον πελάτη.

Στην περίπτωση των σιδηρομαγνητικών υλικών προσανατολισμένων κόκκων οι ξένες προσμίξεις όπως το θείο και το άζωτο απαιτούνται αρχικά για να βοηθήσουν στην απόκτηση του τελικού προσανατολισμού του κρυστάλλου και αποβάλλονται κατά στο στάδιο της τελικής ανόπτησης. Αφού η μαγνητική ποιότητα του σιδηρομαγνητικού υλικού είναι μια συνάρτηση της χημικής ανάλυσης και της μηχανικής κατεργασίας μπορεί να υπάρχει μια υπέρθεση μεταξύ των τάξεων όπως φαίνεται στον πίνακα Π.Β.2. Ωστόσο, γενικά οι απώλειες πυρήνα θα κυμαίνονται ανάλογα με το ποσοστό του πυριτίου. Αυξάνοντας το πυρίτιο βελτιώνεται ο βαθμός απωλειών πυρήνα αλλά σαν αποτέλεσμα θα έχουμε την μείωση της υψηλής επαγωγικής διαπερατότητας.

Π.Β.3.3. Σύστημα μέτρησης

Το Electrical Steel Standard Gauge (ESSG) είναι βασισμένο πάνω στο πάχος του υλικού, αν και άλλα συστήματα μέτρησης είναι βασισμένα στο βάρος του μετάλλου ανά μονάδα επιφάνειας. Στα σιδηρομαγνητικά υλικά, το βάρος ανά μονάδα επιφάνειας για υλικά με το ίδιο πάχος δεν είναι σταθερό για διαφορετικές τάξεις. Ο Πίνακας Π.Β.3 δείχνει πως η πυκνότητα ποικίλει με την αναλογία του πυριτίου.

% Si + 1.7 X % Al	Πυκνότητα Κατά ASTM (g/cm ³)
0.00-0.65	7.85
0.66-1.40	7.80
1.41-2.15	7.75
2.16-2.95	7.70
2.96-3.70	7.65
3.71-4.50	7.60

ΠΙΝΑΚΑΣ Π.Β.3 Πυκνότητα σιδηρομαγνητικού υλικού σε σχέση με την αναλογία πυριτίου και αλουμινίου

Το ASTM συστήνει την χρήση των τιμών της πυκνότητας του πίνακα Π.Γ.3. Αυτό έγινε για να εξαλειφθεί η αναγκαιότητα του υπολογισμού της πυκνότητας για κάθε σίδηρο.

Αν και τα σιδηρομαγνητικά υλικά είναι διαθέσιμοι σε ποικιλία από διάφορα πάχη μόνο μερικά από αυτά χρησιμοποιούνται σε μεγάλο βαθμό. Αυτά φαίνονται στον πίνακα Π.Γ.4.

ESSG No	Ίντσες	Χιλιοστά (mm)
29	0,014	0,36
26	0,0185	0,47
24	0,025	0,64

ΠΙΝΑΚΑΣ Π.Β.4 Αντίστοιχα Πάχη για το Electrical Steel Standard Gauge Numbers (ESSGNo)

Π.Β.3.4. Ρολά και μήκη κοπής

Η δομή των διαδικασιών θα καθορίσει εάν τα ρολά ή τα μήκη κοψίματος που χρησιμοποιούνται, βασισμένα στο είδος του εξοπλισμού είναι διαθέσιμα για την παραγωγή των ελασμάτων, το κόστος του υλικού το μέγεθος και τη μορφή που απαιτούνται.

Τα σιδηρομαγνητικά υλικά παρέχονται κανονικά σε ρολά. Τα μήκη που θα κοπούν μπορεί να καθοριστούν ύστερα από παραγγελία για τα μη προσανατολισμένων κόκκων (non oriented) υλικά και μπορούν να κοπούν στο πλάτος. Τα ρολά μπορούν να κοπούν σε ένα πλάτος που χρησιμοποιείται οικονομικότερα από τον κατασκευαστή. Πολλοί κατασκευαστές έχουν εξοπλισμό κοπής όταν έχουν μεγάλο όγκο προϊόντων. Αυτό μειώνει την ποσότητα και την ποικιλία του αποθέματος που πρέπει να έχουν.

Π.Β.4 ΜΗ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΕΝΩΝ ΚΟΚΚΩΝ ΣΙΔΗΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΥΛΙΚΑ

Π.Β.4.1. Μη Προσανατολισμένων Κόκκων (No oriented) Σιδηρομαγνητικά υλικά

Ο όρος "προσανατολισμένος", όταν χρησιμοποιείται από κοινού με τα σιδηρομαγνητικά υλικά, αναφέρεται σε μια δομή κρυστάλλου που έχει τις μαγνητικές ιδιότητες που είναι ουσιαστικά καλύτερες σε μια δεδομένη κατεύθυνση. Μερικοί σίδηροι πυριτίου δεν είναι σκόπιμα προσανατολισμένοι και μπορούν να κληθούν μη προσανατολισμένων κόκκων (no oriented) σιδηρομαγνητικά υλικά. Πραγματικά, δεδομένου ότι το μεγάλο ποσοστό της μηχανικής κατεργασίας του σιδήρου είναι σε μια κατεύθυνση, αυτά τα υλικά προϋποθέτουν κάποια κατευθυντικότητα κρυστάλλου. Εντούτοις, οι διαφορές στις μαγνητικές ιδιότητες που μετριοούνται στην κατεύθυνση της έλασης (rolling) όπως αντιπαραβάλλονται σε μια κατεύθυνση κάθετα στην διεύθυνση της έλασης είναι σχετικά δευτερεύουσες στις μη προσανατολισμένων κόκκων κατηγορίες.

Για όλους τους πρακτικούς λόγους, τα σιδηρομαγνητικά υλικά, από τις κατηγορίες M - 15 έως M - 47, είναι nonoriented υλικά. Με άλλα λόγια, οι μαγνητικές ιδιότητές τους όσον αφορά την κατεύθυνση του rolling είναι τυχαίες. Στις εφαρμογές όπως τα ελάσματα μηχανών, όπου η ροή μπορεί να είναι σε οποιαδήποτε κατεύθυνση όσον αφορά την κατεύθυνση του rolling, και σε πολλές άλλες εφαρμογές όπου το κόστος του τμήματος αυτού

είναι ύψιστης σημασίας, τα nonoriented σιδηρομαγνητικά υλικά παρέχουν ικανοποιητική απόδοση.

Για να παρέχει μια αποτελεσματική σειρά αυτών των υλικών που θα ικανοποιήσουν τις ποικίλες ανάγκες των κατασκευαστών ηλεκτρικού εξοπλισμού, η AK Steel παράγει τις nonoriented κατηγορίες και πλήρως επεξεργασμένα και ημιεπεξεργασμένα. Μια πλήρης λίστα φαίνεται στον πίνακα Π.Β.5.

AK Steel Grade	Fully Processed (FP) or Semi-Processed (SP)
DI-MAX M-15	FP
DI-MAX M-19	FP
DI-MAX M-22	FP
DI-MAX M-27	FP
DI-MAX M-36	FP
DI-MAX M-43	FP, SP
DI-MAX M-45	FP
DI-MAX M-47	FP, SP

ΠΙΝΑΚΑΣ Π.Β.5 Nonoriented σιδηρομαγνητικά υλικά της AK Steel [Π.Β.15]

Π.Β.4.2. Oriented σιδηρομαγνητικά υλικά

Η γνώση της τεράστιας βελτίωσης στις μαγνητικές ιδιότητες από έναν υψηλό βαθμό προσανατολισμού του κρυστάλλου ήταν διαθέσιμη για πολλά χρόνια πριν από το επίτευγμα της σύστασης κρυστάλλου στο σίδηρο με πυρίτιο 3%. Η σημαντικότερη ανακάλυψη ήρθε όταν υιοθετήθηκε το cold rolling (ελασματοποίηση εν ψυχρώ) αντί των μεθόδων του hot rolling (ελασματοποίηση εν θερμώ) από τους ερευνητές και οδήγησε σε έναν διαφορετικό προσανατολισμό κόκκων, αποκαλούμενο “cube-on edge”.

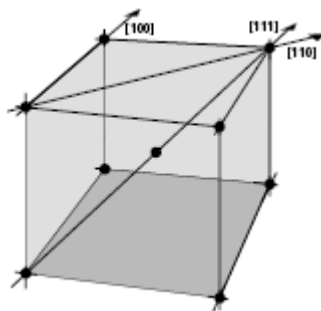
Το σημαντικό μαγνητικό χαρακτηριστικό του σιδηρομαγνητικού υλικού με προσανατολισμένους κόκκους είναι η ισχυρή μαγνητική κατευθυντικότητα του. Η απώλεια πυρήνα και η μαγνητική διαπερατότητα ποικίλλουν εμφανώς, ανάλογα με την κατεύθυνση της μαγνητικής ροής σχετικά με την κατεύθυνση στην οποία το μέταλλο ελασματοποιήθηκε. Παραδείγματος χάριν, υπό ορισμένους συνθήκες, η διαφορά στα ρεύματα διέγερσης για μια ευνοϊκή και δυσμενή κατεύθυνση στο με προσανατολισμένους κόκκους σιδηρομαγνητικό υλικό μπορεί να είναι περισσότερες από 20 φορές μεγαλύτερη από τη διαφορά στα συμβατικά σιδηρομαγνητικά υλικά.

Συνήθως, τα προσανατολισμένα κράματα σιδήρου – πυριτίου περιέχουν περίπου πυρίτιο 3,0 μέχρι 3,5%. Εάν η περιεκτικότητα σε πυρίτιο είναι πολύ χαμηλότερη, οι απώλειες διννορευμάτων (και, κατά συνέπεια, η απώλεια πυρήνων) στο επιθυμητό πάχος θα είναι πάρα πολύ υψηλές. Εάν η περιεκτικότητα σε πυρίτιο είναι πολύ υψηλότερη, το μέταλλο έχει φτωχή ολκιμότητα. Η υψηλή περιεκτικότητα σε πυρίτιο μειώνει επίσης την πυκνότητα κορεσμού, επομένως απαιτείται υψηλότερο ρεύμα διέγερσης για υψηλή πυκνότητα ροής και μικρότερη μαγνητική επαγωγή.

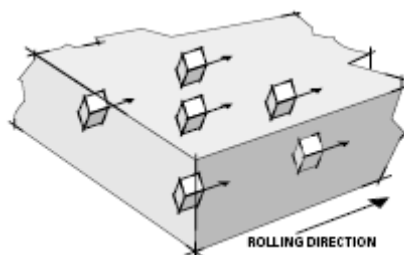
Τα σιδηρομαγνητικά υλικά με προσανατολισμένους κόκκους παράγονται από την προσεκτικά ελεγχόμενη επεξεργασία του μετάλλου των συγκεκριμένων συνθέσεων. Μετά από το αρχικό hot rolling, η επεξεργασία συνήθως περιλαμβάνει δύο στάδια της κρύας μείωσης με μια ενδιάμεση ανόπτηση. Κατά τη διάρκεια του rolling, οι κρύσταλλοι ή οι κόκκοι έχουν επιμηκυνθεί και ο προσανατολισμός τους είναι αλλαγμένος. Κατά τη διάρκεια της τελικής μηχανικής κατεργασίας ανοπτείνεται και υποβάλλεται σε μια δεύτερη επανακρυστάλλωση όπου μερικοί κρύσταλλοι αυξάνονται σε μέγεθος εις βάρος των

μικρότερων κρυστάλλων, δημιουργώντας “cube-on edge” προσανατολισμό. Οι κρύσταλλοι των μετάλλων στο τελικό προϊόν είναι αρκετά μεγάλοι για να φανούν εύκολα με γυμνό μάτι αλλά έχουν χάσει την επιμηκυμένη μορφή τους και δεν αποκαλύπτουν πλέον την κατεύθυνση του rolling.

Ο τελικός προσανατολισμός του κρυστάλλου μπορεί να παρασταθεί από έναν κύβο με τέσσερις από τις ακμές του παράλληλες στην κατεύθυνση του rolling και τις υπόλοιπες οκτώ ακμές σε γωνία 45° με την επιφάνεια των φύλλων. Αυτό εμφανίζεται στο σχήμα Π.Γ.3. Δεδομένου ότι οι κρύσταλλοι μαγνητίζονται ευκολότερα σε μια κατεύθυνση παράλληλη στις ακμές των κύβων, οι μαγνητικές ιδιότητες των προσανατολισμένων σιδηρομαγνητικών υλικών είναι καλύτερες στην κατεύθυνση παράλληλη στην κατεύθυνση του rolling.



Σχήμα Π.Β.3: Η μαγνητική διαπερατότητα κραμάτων σιδήρου ποικίλλει ανάλογα με την κατεύθυνση της ροής όσον αφορά τη βασική ατομική δομή του σιδήρου κεντροθετημένος κυβικός. Η καλύτερη διαπερατότητα είναι στην κατεύθυνση των ακμών του κύβου [100], όπως φαίνεται.



Σχήμα Π.Β.4: Αυτό το σχήμα δείχνει πώς ο κρύσταλλος ή η βασική δομή ευθυγραμμίζεται στα σιδηρομαγνητικά υλικά με προσανατολισμένους κόκκους. Η κατεύθυνση των κύβων για την καλύτερη διαπερατότητα (βλέπε Σχήμα Π.Β.6) είναι έντονα προσανατολισμένη στην κατεύθυνση του rolling.

Π.Β.4.3. Ανάπτυξη των κατηγοριών προσανατολισμένων κόκκων

Τα πρώτα διπλώματα ευρεσιτεχνίας στους σιδηρομαγνητικά υλικά με προσανατολισμένους κόκκους εκδόθηκαν το 1933, εντατικές εργαστηριακές μελέτες αυτών των χαλύβων, καθώς επίσης και η ανάπτυξη του ειδικού εξοπλισμού παραγωγής, ήταν εν εξελίξει πριν από εκείνη την ημερομηνία. Αρκετά έτη τέτοιου έργου ανάπτυξης απαιτήθηκαν πριν από την εμπορική παραγωγή κατηγοριών με προσανατολισμένους κόκκους τύπων M-10 και M-9. Η συνεχής πρόοδος στη βελτίωση των μαγνητικών ιδιοτήτων οδήγησε στην παραγωγή μιας καλύτερης κατηγορίας, M-8, περίπου μέσα σε 10 έτη από την πρώτη εργαστηριακή παραγωγή. Το 1947, δημοσιεύθηκε ο πρώτος κατάλογος με καμπύλες και

άλλες ουσιαστικές πληροφορίες για τα σιδηρομαγνητικά υλικά με προσανατολισμένους κόκκους.

Μέχρι το 1955, οι νέες κατηγορίες προσανατολισμένων κόκκων σιδηρομαγνητικού υλικού, M-7 και M-6, ήταν αναπτυγμένοι και έγιναν οι ευρύτετα χρησιμοποιημένοι. Αργότερα, ανέπτυξε τους M-5 πάχους 12-mil (1mil = 10⁻³ in) και M-4 πάχους 11-mil προσανατολισμένων κόκκων σιδηρομαγνητικά υλικά με ακόμα καλύτερες μαγνητικές ιδιότητες. Το 1969, εισήγαγε το oriented M-3 που παρήχθη στο πάχος των 9-mil, για να παραχθεί αργότερα στο πάχος των 11-mil.

Το 1972, τα αυστηρά όρια απώλειας πυρήνων 17-kilogauss που ίσχυσαν επιτρέπουν τον πιο στενό έλεγχο των απωλειών στην σχεδίαση των μετασχηματιστών που λειτουργούν σε υψηλές πυκνότητες ροής. Έκτοτε ακολούθησαν τα σιδηρομαγνητικά υλικά με έναν υψηλότερο βαθμό προσανατολισμού κόκκων αποκαλούμενα "υψηλής διαπερατότητας". Αυτό οδήγησε σε μια χαμηλότερη απώλεια πυρήνων από ότι με έναν συμβατικό με προσανατολισμένους κόκκους σιδηρομαγνητικό υλικό κοντά στη περιοχή των 17-kilogauss.

Οι σημαντικές εξελίξεις που ενισχύουν την εμπορική παραγωγή των κατηγοριών προσανατολισμένων κόκκων περιλαμβάνουν:

- α. Οικονομικές μέθοδοι ελασματοποίησης ρολών σπειρών.
- β. Καλός έλεγχος πάχους εγκάρσια του πλάτους των λουριδίων και σε όλο το μήκος τους.
- γ. Μια ομαλή επιφάνεια που οδηγεί στην υψηλή σταθερότητα πυρήνων.
- δ. Παραγωγή ενός πολύ λεπτού επιστρώματος που έχει υψηλή μονωτική ικανότητα (C-5) που θα μπορούσε να εφαρμοστεί στα ρολά πριν την χρήση τους.
- ε. Περαιτέρω βελτίωση της μαγνητικής διαπερατότητας και των απωλειών υστέρησης.
- στ. Ευεργετικές μειώσεις απώλειας πυρήνων μέσω του λείζερ που χαράζει τα σιδηρομαγνητικά υλικά υψηλής διαπερατότητας για τον καθαρισμό περιοχών. Δεδομένου ότι η ανόπτηση θα ακυρώσει τα ευεργετικά αποτελέσματα του καθαρισμού περιοχών αυτών των υλικών, ο υψηλής διαπερατότητας πυρήνας σιδηρομαγνητικού υλικού είναι ο πιο κατάλληλος για τις εφαρμογές στοιβαχτού πυρήνα όπου η ανόπτηση δεν απαιτείται.

Π.Β.4.4. Πλεονεκτήματα

Οι σχεδιαστές διακρίνουν τώρα τους σιδηρομαγνητικά υλικά με προσανατολισμένους κόκκους, όπως M-2, το M-3, M-4, M-6 και ο TRAN-COR H0 και TRAN-COR H1, για ένα μεγάλο ποσοστό όλων των μετασχηματιστών διανομής και ισχύος.

Ο λόγος για την εντατική ζήτηση για σίδηρο με προσανατολισμένους κόκκους ήταν η δυνατότητα που παρείχαν για να μειώσουν το μέγεθος των μαγνητικών πυρήνων στις ηλεκτρικές συσκευές, και με αυτόν τον τρόπο μειώνοντας επίσης το ποσό των άλλων υλικών που απαιτούνταν. Οι σχετικοί παράγοντες που επέκτειναν την εφαρμογή αυτής της κατηγορίας σιδηρομαγνητικού υλικού περιλαμβάνουν τα εξής:

- α. Η διαπερατότητα στις υψηλές πυκνότητες ροής βελτιώνεται ενώ η απώλεια πυρήνων μειώνεται. Αυτό είναι σε αντίθεση με τη βελτίωση των nonoriented τύπων όπου

βελτιώσεις απώλειας πυρήνων συνήθως συνοδεύεται από τη χαμηλότερη διαπερατότητα στις υψηλές πυκνότητες ροής.

β. Οικονομική παραγωγή ισχύος και μεταφορά, σχεδιασμός αποδοτικότερων συσκευών χρησιμοποιώντας καλύτερα υλικά πυρήνων, ειδικά με την όλο και μεγαλύτερη απαίτηση για την εξοικονόμηση ενέργειας μέσω του ενεργειακά αποδοτικότερου εξοπλισμού.

γ. Με τα σιδηρομαγνητικά υλικά προσανατολισμένων κόκκων, το κόστος του πυρήνα γενικά δεν αυξάνεται, ακόμα κι αν η τιμή ανά βάρος μονάδων του υλικού πυρήνων είναι υψηλότερη. Στην πραγματικότητα, το κόστος ενός μετασχηματιστή με δεδομένα χαρακτηριστικά είναι σχεδόν πάντα χαμηλότερο με τα σιδηρομαγνητικά υλικά προσανατολισμένων κόκκων.

δ. Οι μετασχηματιστές με πυρήνες σιδηρομαγνητικών υλικών προσανατολισμένων κόκκων είναι μικρότεροι από εκείνους των ίδιων χαρακτηριστικών φτιαγμένων από συμβατικό πυριτιούχο σίδηρο. Αυτό μειώνει τα έξοδα διακίνησης και αυξάνει το μέγεθος σε kVA των μετασχηματιστών διανομής που μπορούν να τοποθετηθούν σε ένα στύλο. Τα σιδηρομαγνητικά υλικά προσανατολισμένων κόκκων επίσης αυξάνουν πολύ την ισχύ των μεγαλύτερων μετασχηματιστών που μπορούν να κατασκευαστούν και να μεταφερθούν οικονομικά.

ε. Στις μεγάλες διπολικές γεννήτριες με τους κατάλληλα τεμαχισμένους πυρήνες, ένα μεγάλο μέρος της ροής ρέει στην καλύτερη μαγνητική κατεύθυνση. Αυτό οδηγεί σε μια σημαντική μείωση των αμπερελιγμάτων που απαιτούνται σε αυτό το τμήμα της μαγνητικής πορείας. Τα σιδηρομαγνητικά υλικά προσανατολισμένων κόκκων μερικές φορές διαμορφώνεται σε προεξέχοντα δόντια. Αυτό είναι ένα πλεονέκτημα σε πολλές περιπτώσεις ακόμα κι αν η μαγνητική ροή ρέει σε μια δυσμενή κατεύθυνση στα δόντια. Δεδομένου ότι τα δόντια είναι σχετικά κοντά, τα αμπερελίγματα που απαιτούνται για αυτά μπορούν να είναι λίγα.

Π.Β.5 ΑΠΩΛΕΙΑ ΠΥΡΗΝΩΝ

Η απώλεια πυρήνων ενός μαγνητικού υλικού δεν εξαρτάται μόνο από τη σχετική μαγνητική ποιότητά της, αλλά και από την επαγωγή και τη συχνότητα στις οποίες το υλικό χρησιμοποιείται. Για λόγους δοκιμών και βαθμονόμησης των ηλεκτρικών χαλύβων, ορισμένες επαγωγές, συχνότητες, και άλλοι όροι δοκιμών έχουν τυποποιηθεί. Τα συγκεκριμένα όρια απώλειας πυρήνων ορίζονται στους βαθμούς που εξετάζονται υπό αυτούς τους τυποποιημένους όρους [Π.Β.1].

Οι μέγιστες απώλειες πυρήνων για τους βαθμούς και τους μετρητές του σιδηρομαγνητικού υλικού της AK Steel παρατίθενται στον Πίνακα Π.Β.6. Σε αυτόν τον πίνακα, οι βαθμοί υποδεικνύονται από τον αριθμό τύπων κατά AISI. Όλοι οι βαθμοί μπορούν να ληφθούν σε πλήρως επεξεργασμένες συνθήκες, αλλά μερικοί είναι διαθέσιμοι και σε ημιεπεξεργασμένα.

Οι δοκιμές βαθμονόμησης γίνονται κάτω από τυποποιημένες συνθήκες που είναι αρκετά παρόμοιες σε όλο τον κόσμο. Όλοι οι προμηθευτές σιδηρομαγνητικών υλικών και οι κατασκευαστές των μαγνητικών πυρήνων στις Ηνωμένες Πολιτείες χρησιμοποιούν κανονικά τα ίδια όρια απώλειας πυρήνων για τη βαθμολόγηση σιδηρομαγνητικού υλικού ενός δεδομένου προσδιορισμού τύπων κατά AISI.

Τα όρια απώλειας πυρήνων για το πλήρως επεξεργασμένο υλικό ισχύουν μόνο για τα δείγματα του τυποποιημένου πλάτους (3 cm) της διάταξης Epstein. Επειδή τα αποτελέσματα

της καταπόνησης κατά την κοπή τείνουν να αυξήσουν την απώλεια πυρήνων καθώς το πλάτος κοπής μεταβάλλεται, η απώλεια πυρήνων στα ελάσματα μπορεί να είναι ελαφρώς υψηλότερη ή χαμηλότερη από αυτή των δειγμάτων δοκιμής.

Τα όρια απώλειας πυρήνων για υλικά ημιεπεξεργασμένης διαδικασίας παραγωγής, γίνονται στα τυποποιημένα δείγματα του ημιεπεξεργασμένου υλικού και ανοπτούνται κάτω από προσεκτικά ελεγχόμενες τυποποιημένες συνθήκες. Η ανόπτηση γίνεται με τη θέρμανση για 1 ώρα σε 1550 °F (843 °C) αφαιρώντας τον άνθρακα. Η ανόπτηση αποβάλλει πιθανές μεταβολές στην απώλεια πυρήνων λόγω της πίεσης, αλλά οι μεταβολές μπορούν να εμφανιστούν λόγω των διαφορών στην διαδικασία ανόπτησης. Ακόμα κι αν τα όρια ισχύουν για τη μαγνητική ποιότητα που λαμβάνεται στα δείγματα Epstein, προσεγγίζουν τα εμπορικά εφικτά όρια απώλειας πυρήνων.

AK Steel Grade	Nominal Thickness in. (mm)	Electrical Steel Std. Gage	Core Loss at 60 Hertz - Watts per Pound*		
			15 kilogausses		17 kilogausses
			Fully Processed As-Sheared	Semi-Processed Quality Annealed†	Fully Processed As Sheared
TRAN-COR					
H-0	.009 (.23)	—	—	—	.60**
H-1	.011 (.27)	—	—	—	.66**
H-0 DR	.009 (.23)	—	.39***	—	.535***
H-1 DR	.011 (.27)	—	.425***	—	.57***
Oriented					
M-2	.007 (.18)	—	.405**	—	—
M-3	.009 (.23)	—	.445**	—	.70**
M-4	.011 (.27)	—	.51**	—	.74**
M-6	.014 (.35)	—	.66**	—	.94**
Nonoriented					
M-15	.014 (.35)	29	1.45	—	—
	.0185 (.47)	26	1.60	—	—
M-19	.014 (.35)	29	1.55	—	—
	.0185 (.47)	26	1.65	—	—
	.025 (.64)	24	2.00	—	—
M-22	.014 (.35)	29	1.60	—	—
	.0185 (.47)	26	1.80	—	—
	.025 (.64)	24	2.10	—	—
M-27	.014 (.35)	29	1.75	—	—
	.0185 (.47)	26	1.90	—	—
	.025 (.64)	24	2.25	—	—
M-36	.014 (.35)	29	1.85	—	—
	.0185 (.47)	26	2.00	—	—
	.025 (.64)	24	2.35	—	—
M-43	.014 (.35)	29	1.95	—	—
	.0185 (.47)	26	2.10	1.55	—
	.025 (.64)	24	2.50	2.00	—
M-45	.0185 (.47)	26	2.40	—	—
	.025 (.64)	24	2.75	—	—
M-47	.0185 (.47)	26	2.80	1.65	—
	.025 (.64)	24	3.20	2.10	—

ΠΙΝΑΚΑΣ Π.Β.6 Όρια απωλειών πυρήνα [Π.Β.15]

Ο αγοραστής μπορεί να επιλέξει εάν οι δοκιμές βαθμολόγησης, μέσα στους περιορισμούς της κατηγορίας, πρόκειται να γίνουν σε 15 ή 17 kilogausses για τα σιδηρομαγνητικά υλικά προσανατολισμένων κόκκων M-3, M-4 και M-6 καθώς επίσης και στα TRAN-COR H0DR και H1 DR. Αυτό παρέχει την επιλογή στους όρους δοκιμής να είναι πιο κοντά στις ιδιαίτερες απαιτήσεις του αγοραστή.

Π.Β.6 ΠΑΧΟΣ ΕΛΑΣΜΑΤΟΠΟΙΗΣΗΣ

Π.Β.6.1. Πάχη για εφαρμογές στα 50 και 60 Hz

Το πάχος του σιδηρομαγνητικού υλικού επηρεάζει την απώλεια πυρήνων κάτω από εναλλασσόμενο ρεύμα και παλμούς λόγω της επίδρασής του στα δινηροεύματα και κατά συνέπεια στην απώλεια πυρήνα.

Στις περισσότερες περιπτώσεις, η απώλεια διννορευμάτων θα ποικίλει περίπου με το τετράγωνο του πάχους των flat-rolled μαγνητικών υλικών. Αυτό περιορίζει το μέγιστο πάχος που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τις ελασματοποιήσεις μεταφέροντας τη μαγνητική ροή συχνότητας 50 έως 60 Hz ή και μεγαλύτερη σε ένα που δεν είναι πολύ βαρύτερο από τον ηλεκτρικό τυποποιημένο μετρητή χάλυβα (ESSG) No. 24 (0,025" ή 0,64 mm.).

Τα σύγχρονα μονωτικά υλικά είναι ικανά στις σχετικά υψηλές θερμοκρασίες έχοντας επιτρέψει τη χρήση του ESSG No. 24 σχεδόν σε όλες τις εφαρμογές μηχανών (κάτω από 200 HP) και σε άλλες συσκευές όπου επιτρέπεται μεγάλη άνοδος της θερμοκρασίας τους.

Το ESSG No. 24, και στους χαμηλής περιεκτικότητας σε πυρίτιο (κάτω από 2%) ηλεκτρικούς βαθμούς και στα σιδηρομαγνητικά υλικά ελασματοποίησης μηχανών (χαμηλή περιεκτικότητα σε άνθρακα), χρησιμοποιείται ευρέως λόγω των χαμηλότερου κόστους υλικού και εργασίας. Εάν ένα υλικό πολύ βαρύτερο από το No. 24 επρόκειτο να χρησιμοποιηθεί, μια αύξηση στη διέγερση του ρεύματος θα οδηγούσε λόγω των αυξανόμενων διννορευμάτων και του επιδερμικού φαινομένου σε τέτοιου πάχους υλικό. Η μείωση των διννορευμάτων με την αύξηση της περιεκτικότητας του πυριτίου πολύ επάνω από 2% θα ήταν ανεπιθύμητη δεδομένου ότι αυτό θα είχε σαν αποτέλεσμα την αύξηση του ρεύματος διέγερσης στις υψηλές επαγωγές. Λαμβάνοντας υπόψη αυτούς τους παράγοντες, το υλικό No. 24 είναι συχνά ένας καλός συμβιβασμός.

Το αυξημένο κόστος της ηλεκτρικής ενέργειας έχει οδηγήσει στο ανανεωμένο ενδιαφέρον για τη χρήση των καλύτερων βαθμών σιδηρομαγνητικού υλικού και για τη χρήση των μικρότερου πλάτους βαθμών για να επιτευχθεί η μέγιστη αποδοτικότητα σε μηχανές και άλλες συσκευές.

Ένα ενδιάμεσο υλικό (ESSG No. 26, 0.0185" (0,47 mm)) καθορίζεται συχνά για πολλές εφαρμογές στα 60 Hz. Αυτό το υλικό χρησιμοποιείται όταν πρέπει να κρατηθεί η απώλεια πυρήνων για να συγκρατήσει τις τιμές και το προϊόν δεν επιτρέπει τη χρήση λεπτότερου, ακριβότερου υλικού No. 29.

Π.Β.6.2. Αποτελεσματικό πάχος ελασμάτων

Το επιδερμικό φαινόμενο, προκαλούμενο από τα διννορεύματα μέσα σε κάθε έλασμα, οδηγεί στη συσσώρευση της μαγνητικής ροής έξω από το τμήμα του μέσου πάχους των ελασμάτων. Αυτό εμφανίζεται επειδή τα διννορεύματα δημιουργούν μια αντίθετη μαγνητεγερτική δύναμη. Εάν τα ελάσματα είναι πάρα πολύ παχιά για τη συχνότητα της εναλλασσόμενης μαγνητικής ροής, ή εάν η διαπερατότητα του υλικού είναι αρκετά υψηλή, μόνο ένα τμήμα της διατομής των ελασμάτων θα χρησιμοποιείται για την μεταφορά της ροής. Συνεπώς, το χρήσιμο πάχος των ελασμάτων είναι μικρότερο από το πραγματικό πάχος. Επομένως, η διαπερατότητα του εναλλασσόμενου ρεύματος για ολόκληρη τη διατομή θα είναι προφανώς μικρότερη από ότι για dc ροή ή για ροή εναλλασσόμενου ρεύματος χαμηλής συχνότητας [Π.Β.5] [Π.Β.11].

Εάν η μέση πυκνότητα ροής ολόκληρης της διατομής ενός ελάσματος είναι αρκετά υψηλή, το επιδερμικό φαινόμενο στην υψηλή συχνότητα μπορεί να είναι επαρκές για να προκαλέσει τον κορεσμό στην επιφάνεια. Το ρεύμα διέγερσης μπορεί να είναι αρκετά υψηλό. Εντούτοις, υπό τέτοιες συνθήκες, η υπερβολική απώλεια πυρήνων προκύπτει συνήθως από αυτά τα υψηλά διννορεύματα προτού ο κορεσμός των στρωμάτων επιφάνειας των ελασμάτων γίνει ένας περιοριστικός παράγοντας. Αυτό ισχύει ιδιαίτερα όταν και η πυκνότητα και η συχνότητα ροής είναι υψηλές.

Πριν από πολλά χρόνια, μια πρώτη προσέγγιση του αποτελεσματικού πάχους συνήθως υπολογιζόταν από θεωρητικές εκτιμήσεις. Αυτοί οι υπολογισμοί παρουσίασαν συνήθως την

επίδραση της συχνότητας στο βάθος διείσδυσης της μαγνητικής ροής κάτω από την επιφάνεια [Π.Β.6], [Π.Β.7], [Π.Β.8].

Π.Β.6.3. Επίδραση του πάχους των ελασμάτων στο κόστος

Οι δαπάνες παραγωγής και επεξεργασίας ανά μονάδα βάρους των σιδηρομαγνητικών υλικών αυξάνονται γρήγορα καθώς το πάχος μειώνεται. Ενώ τα λεπτότερα υλικά μπορούν να εγγραφούν για ορισμένες εφαρμογές, η χρήση των λεπτότερων ελασμάτων από απολύτως απαραίτητη γίνεται περιττή.

Π.Β.7 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΩΝ ΠΙΕΣΕΩΝ ΣΤΙΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΕΣ ΙΔΙΟΤΗΤΕΣ

Οι μαγνητικές ιδιότητες των σιδηρομαγνητικών υλικών είναι ιδιαίτερα ευαίσθητες στην πίεση. Ουσιαστικές μειώσεις των μαγνητικών ιδιοτήτων μπορούν να προκληθούν από μια πίεση μόνο μερικές εκατοντάδων λιβρών ανά τετραγωνική ίντσα που, φυσικά, θα δημιουργούσε μια ελαστική καταπόνηση. Επιπλέον, οι πιέσεις που προκαλούν την πλαστική παραμόρφωση του σιδηρομαγνητικού υλικού δημιουργούν ακόμα μεγαλύτερες αλλαγές στις μαγνητικές ιδιότητες. Αυτές οι αλλαγές εμφανίζονται επειδή οι κρύσταλλοι των μετάλλων στο καταπονημένο μέταλλο διαστρεβλώνονται. Αυτή η διαστρέβλωση του κρυστάλλου ή της ατομικής δομής έχει επιπτώσεις στη σχέση μεταξύ της δύναμης μαγνήτισης και της επαγωγής, και συνεπώς σε όλα τα χαρακτηριστικά μαγνήτισης του υλικού. Κανονικά, η πίεση δημιουργεί μια επιβλαβή επίδραση προκαλώντας μια υποβάθμιση των μαγνητικών ιδιοτήτων.

Εάν η πίεση είναι τόσο χαμηλή που δημιουργεί μόνο μια ελαστική καταπόνηση στο μέταλλο, η αφαίρεση του φορτίου θα επιτρέψει στο μέταλλο να επιστρέψει ουσιαστικά σε μια κατάσταση χωρίς πίεση. Αλλά εάν το υλικό έχει παραμορφωθεί πλαστικά, και επιπλέον θα διατηρήσει τις πιέσεις ακόμα και αφού αφαιρεθεί το φορτίο. Κατά τη διάρκεια της επεξεργασίας των σιδηρομαγνητικών υλικών σε πυρήνες, είναι προφανές, ότι η αποτροπή των ελαστικών καταπονήσεων αποτρέπει την πίεση. Αλλά, εάν το υλικό είναι πλαστικά παραμορφωμένο, απαιτείται ανόπτηση για να επιστρέψει το υλικό σε μια κατάσταση χωρίς πίεση.

Οι πιέσεις που εισάγονται στο σιδηρομαγνητικό υλικό δεδομένου ότι τυλίγεται σε πυρήνες ή γίνεται ελάσματα μπορούν να αποβληθούν μόνο με την ανόπτηση. Ακόμα κι αν οι πιέσεις έχουν παραχθεί από ελαστική καταπόνηση, όπως με το κράτημα ενός πυρήνα σε μια περιορισμένη θέση, δεν υπάρχει κανένας τρόπος να εξαλείψουμε πλήρως αυτήν την πίεση σε έναν πυρήνα εκτός αν τον ανοπτήσουμε στην τελική μορφή και την διατηρήσουμε.

Όταν τα σιδηρομαγνητικά υλικά υποβάλλονται σε πλήρη επεξεργασία από τον παραγωγό σιδήρου, ανοπτούνται κάτω από προσεκτικά ελεγχόμενες συνθήκες θερμοκρασιών, χρόνου και ατμόσφαιρας για να λάβουν τις επιθυμητές μαγνητικές ιδιότητες. Αυτή η ανόπτηση, στις συγκριτικά υψηλές θερμοκρασίες, αναπτύσσει την τελική μαγνητική ποιότητα μέσω διάφορων επιτευγμάτων. Αυτά περιλαμβάνουν την ανάπτυξη της κατάλληλης μεταλλουργικής δομής, διασφαλίζοντας ότι ο επιθυμητός χημικός καθαρισμός θα πραγματοποιηθεί, και θα αναπτυχθεί κάποιος βαθμός μόνωσης επιφάνειας για ορισμένες κατηγορίες. Μετά από μια τέτοια ανόπτηση, τα σιδηρομαγνητικά υλικά είναι ουσιαστικά χωρίς πίεση. Αλλά πιέσεις θα εισαχθούν από τις επόμενες διαδικασίες όπως η κοπή και το τύλιγμα του σιδηρομαγνητικού υλικού σε ρολά.

Το μέγεθος της επίδρασης των πιέσεων στις μαγνητικές ιδιότητες εξαρτάται από την έκταση των δυσμενών πιέσεων που εισάγονται από την μεταχείριση ή οποιοδήποτε

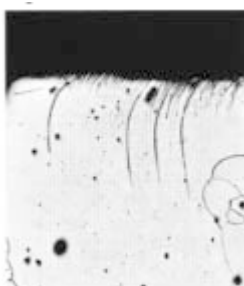
επεξεργασία μετά από την τελευταία ανόπτηση. Τέτοιες πιέσεις μπορούν να επηρεάσουν την επιλογή του υλικού ή τον σχεδιασμό για μια δεδομένη εφαρμογή εκτός αν η πίεση έχει εξαλειφθεί. Παραδείγματος χάριν, εάν μια κατηγορία ηλεκτρικών συσκευών απαιτεί την απώλεια πυρήνα ενός ελεύθερου από πίεση πυρήνα κατασκευασμένο από M - 19, θα ήταν ενδεχομένως απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί το M - 15 για να λάβει την ίδια μαγνητική απόδοση εάν η πίεση παρέμεινε στον τελειωμένο μαγνητικό πυρήνα. Ευτυχώς, αυτή η διαδικασία δεν είναι κανονικά απαραίτητη επειδή μερικές φορές απρόβλεπτες πιέσεις που παράγονται στους τελειωμένους πυρήνες μπορούν να αποβληθούν από μια ανόπτηση αποβολής πιέσεων μόνο στις μέτριες θερμοκρασίες. Εντούτοις, σε υλικό με προσανατολισμένους κόκκους, η κανονική ανόπτηση μπορεί να μην αποκαταστήσει πάντα εντελώς τις τιμές των "καμπυλών των υλικών" όταν παραμορφωθεί πλαστικά το μεγαλύτερο μέρος του χάλυβα στον πυρήνα.

Οι συνιστώμενες διαδικασίες για την ανόπτηση αφαίρεσης καταπονήσεων στα σιδηρομαγνητικά υλικά δίνονται στα εγχειρίδια σχεδιασμού [Π.Β.5] [Π.Β.11] .

Π.Β.7.1. Πώς δημιουργούνται οι πιέσεις

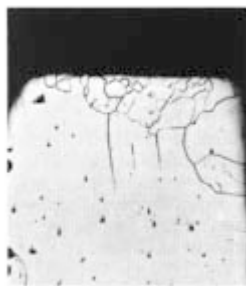
Οι ανεπιθύμητες πιέσεις δημιουργούνται δίπλα στην ακμή της κοπής με τη σύνθλιψη ή την διάτμηση. Αυτές προκύπτουν από τη διαστρέβλωση της δομής του κρυστάλλου που προκαλείται από την διάτμηση. Το σχήμα Π.Β.5 παρουσιάζει μια μικρογραφία που λαμβάνεται στην τρυπημένη ακμή ενός ελάσματος πάχους 0,025"(0,64 mm). Αυτές οι γραμμές πίεσης είναι οπτικά στοιχεία των πιέσεων που δημιουργούνται από το τρύπημα και φαίνονται να κάμπτουν στην κατεύθυνση της μετακίνησης της διάτμησης. Μερικές επεκτείνονται μακριά από την τρυπημένη ακμή για μια απόσταση ίση περίπου με το μισό πάχος του μετάλλου. Τα μαγνητικά πειράματα δείχνουν ότι τέτοιες πιέσεις έχουν επιπτώσεις στις ιδιότητες των ελασμάτων σε μια απόσταση μακριά από την ακμή κοψίματος περίπου ίση με το πάχος του ελάσματος. Αυτή η ιδιαίτερα τονισμένη περιοχή έχει συνήθως εξαιρετικά χαμηλή διαπερατότητα και μια απώλεια υστέρησης σε ποσοστό μεγαλύτερο από αυτό του αφόρτιστου μετάλλου.

Δεδομένου ότι η καταπονημένη περιοχή επεκτείνεται πίσω από την ακμή κοψίματος, έχει μια όλο και περισσότερη σημαντική επίδραση επάνω στην απώλεια πυρήνων καθώς το πλάτος του ελάσματος μειώνεται και το πάχος του υλικού αυξάνεται.



Σχήμα Π.Β.5: Ακμή του 24 gauge ελάσματος. Η παραμόρφωση και η πίεση που έγινε στην ακμή κατά το τρύπημα είναι φανερή [Π.Β.15]

Το σχήμα Π.Β.6 παρουσιάζει το ίδιο έλασμα όπως φαίνεται στο σχήμα Π.Β.5 μετά την ανόπτηση για μια ώρα σε 1450 °F (788 °C). Σημειώστε πώς οι νέοι κρύσταλλοι έχουν αυξηθεί στις περισσότερες θέσεις όπου οι γραμμές πίεσης φάνηκαν στο σχήμα Π.Β.5. Αυτή η επανακρυστάλλωση αποδεικνύει μια ανακούφιση της πίεσης.



Σχήμα Π.Β.6: Το ίδιο έλασμα μετά από ανόπτηση αφαίρεσης της τάσης στους 1450 °F (788 °C) για μια ώρα. Η επανακρυστάλλωση εξουδετερώνει την υψηλή πίεση [Π.Β.15]

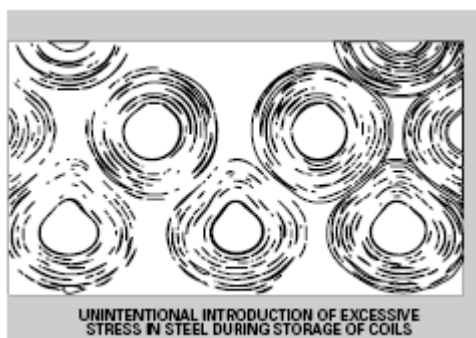
Μια έρευνα [Π.Β.2] έχει δείξει ότι το μέγεθος της επίδρασης της πίεσης κοπής επάνω στην απώλεια πυρήνων nonoriented πυριτιούχου σιδήρου μπορεί να προσεγγιστεί από την ακόλουθη απλή σχέση:

$$P = \frac{k}{w} \quad (\text{Π.Β.1})$$

Το P είναι η αύξηση επί τοις εκατό στην απώλεια υστέρησης που υπολογίζεται κατά μέσο όρο πέρα από ολόκληρο το πλάτος του ελάσματος το w είναι το πλάτος του ελάσματος σε ίντσες μεταξύ των ακμών κοπής και το k είναι μια σταθερά που εξαρτάται από το πάχος του υλικού, τις φυσικές ιδιότητες του, και την επίδραση της πυκνότητας ροής. Μια τιμή του k ίση με 14 υποδείχθηκε από την έρευνα για διάφορα πλάτη του σιδηρομαγνητικού υλικού μετασχηματιστών 29-gauge, παρόμοια με M - 15, που λειτουργεί σε 10 kilogausses και 60 Hz. Ο αντίστοιχος αριθμός σε 15 kilogausses είναι 10. Από αυτήν την εξίσωση, θα διαπιστωθεί ότι για 1-1/2 " πλάτος (38 mm) ελασμάτων χωρίς ξανά ανόπτηση, περίπου ένας βαθμός πρέπει καλύτερα να επιλεγεί από ότι εάν οι πιέσεις κοπής αφαιρέθηκαν από μια ανόπτηση ανακούφισης πίεσης. Τα αποτελέσματα πίεσης που προκαλούνται με την κοπή μπορούν να έχουν μια ακόμα μεγαλύτερη επίδραση στα προσανατολισμένα σιδηρομαγνητικά υλικά αλλά δεν είναι συνήθως τόσο προφανή εξαρτώμενα από το πλάτος.

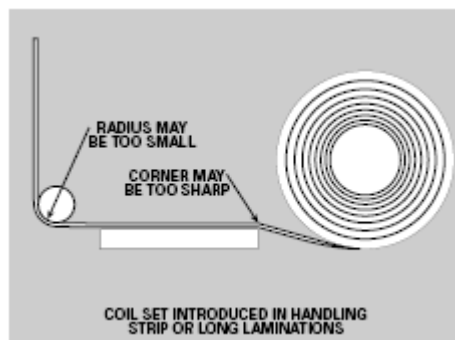
Η κάμψη του σιδηρομαγνητικού υλικού θα παραγάγει επίσης πιέσεις που έχουν επιπτώσεις στις μαγνητικές ιδιότητές του. Αυτό είναι ιδιαίτερα αξιοπρόσεκτο στους προσανατολισμένους χάλυβες. Τέτοια κάμψη μπορεί να εμφανιστεί μέσα σε ρολά είτε σε επίπεδα φύλλα, κατά την αποθήκευση, είτε στο τύλιγμα της λωρίδας στους τυλιγμένους πυρήνες.

Το σχήμα Π.Β.7 παρουσιάζει έναν τρόπο που οι επιβλαβείς πιέσεις από κάμψη μπορούν να παραχθούν στο χειρισμό ή την αποθήκευση των χαλαρών τυλιγμένων ρολών χωρίς να είναι ανιχνεύσιμες σε επόμενες διαδικασίες των χρηστών.



Σχήμα Π.Β.7: Πιέσεις από κακή τοποθέτηση και χαλαρό τύλιγμα σιδηρομαγνητικού υλικού [Π.Β.15]

Το σχήμα Π.Β.8 παρουσιάζει έναν άλλο τρόπο που μπορεί να παραχθεί πίεση τυχαία στα φύλλα ή τη λωρίδα καθώς τραβιούνται διαγωνίως σε έναν επίπεδο πίνακα ή τραβιούνται με οποιαδήποτε ακτίνα που είναι πάρα πολύ μικρή. Η ελάχιστη ακτίνα της κυρτότητας που μπορεί να χρησιμοποιηθεί ποικίλλει ανάλογα με το πάχος της λωρίδας, την τάση των λωρίδων κατά τη διάρκεια του τραβήγματος, και με το ελαστικό όριο του υλικού, το οποίο στη συνέχεια, ποικίλλει με την περιεκτικότητα σε πυρίτιό του.



Σχήμα Π.Β.8: Δημιουργία πιέσεων κατά το ξετύλιγμα σιδηρομαγνητικού υλικού [Π.Β.15]

Κανονικά, για το υλικό 0,014 "(0,35 mm) ή και λεπτότερο, οποιαδήποτε ακτίνα με την οποία το υλικό κάμπτεται πρέπει να είναι 8" (127 mm) ή μεγαλύτερη για να αποφύγει την πλαστική πίεση.

Η πρόληψη των καταπονήσεων, είτε λόγω της ελαστικής είτε της πλαστικής παραμόρφωσης που θα εμφανιστούν στη διαχείριση του σιδηρομαγνητικού υλικού είναι από τους βασικούς παράγοντες που πρέπει να ληφθούν υπόψη από άποψη μηχανικής. Εάν οι καταπονήσεις πρόκειται να αποφευχθούν, το υλικό πρέπει να επιστρέψει στη φυσική του μορφή στην οποία ήταν κατά την διάρκεια της τελευταίας ανόπτησης χωρίς να υποστεί οποιαδήποτε πλαστική παραμόρφωση.

Παραδείγματος χάριν, εάν οι διάμετροι των ρολών είναι αρκετά μεγάλες για ένα δεδομένο πάχος λωρίδων, η λωρίδα μπορεί να ξετυλιχτεί στην επίπεδη θέση χωρίς να εισάγει καμία καταπόνηση. Μια εσωτερική διάμετρος τουλάχιστον 17 "(432 mm) είναι επαρκής να αποτρέψει το ρολό που παρεμβάλλεται στον χάλυβα μεγάλης περιεκτικότητας πυριτίου σε πάχος όχι μεγαλύτερο από το Νο. 26 gauge, υπό τον όρο ότι το κουλούριασμα έγινε ενώ το σιδηρομαγνητικό υλικό ήταν κρύο.

Ευτυχώς, είναι διαθέσιμος ένας πολύ απλός έλεγχος για να καθορίσει τη σοβαρότητα αυτών των καταπονήσεων δηλαδή, εάν το υλικό επιστρέφει στην αρχική μορφή του όταν ξετυλίγεται.

Αυτό γίνεται απλά με μια παρατήρηση εάν το υλικό θα βρεθεί ή όχι οριζόντια όταν ξετυλίγεται από το ρολό. Στην τοποθέτηση ενός ελάσματος ή ενός φύλλου σε μια επίπεδη επιφάνεια για μια τέτοια παρατήρηση, το βάρος του πρέπει να αντισταθμίσει την πίεση. Όταν ένα φύλλο ή ένα έλασμα τίθεται στην άκρη, η τάση να διαστρεβλωθεί είναι στοιχείο της παραμένουσας πίεσης.

Όταν η λωρίδα σιδηρομαγνητικού υλικού τυλίγεται σε μορφή πυρήνα, εισάγονται πιέσεις. Η σοβαρότητα της πίεσης εξαρτάται από το εάν το υλικό έχει ανοπτηθεί οριζόντια ή έχει ανοπτηθεί σε μορφή ρολών. Ένας άλλος παράγοντας είναι η σχέση της ακτίνας του πυρήνα με την ακτίνα του αρχικού ρολού. Εντούτοις, σχεδόν σε κάθε περίπτωση, ένας σημαντικός βαθμός είτε ελαστικής είτε πλαστικής πίεσης παράγεται στο τύλιγμα των πυρήνων. Συνεπώς, εισάγονται πιέσεις. Για να αποβάλει κανείς αυτές τις πιέσεις και να λάβει

τις μαγνητικές ιδιότητες στον πυρήνα, σε έναν τύπο τυλιχτού πυρήνα πρέπει να γίνει ανόπτηση.

Όταν ο πυρήνας γίνεται από ελάσματα που κόβονται από το πλήρως ανοπτημένο υλικό, η συνηθισμένη πρακτική είναι να γίνει στα κομμένα ελάσματα μια ανόπτηση πριν τοποθετηθούν. Σε κάθε ανόπτηση, απαιτείται ιδιαίτερη προσοχή για να αποκτήσει το έλασμα έναν υψηλό βαθμό λειότητας έτσι ώστε να αποφευχθούν οι πιέσεις κατά την τοποθέτηση και τη στερέωση του πυρήνα.

Είναι τώρα δυνατό να παραχθούν σιδηρομαγνητικά υλικά με προσανατολισμένους κόκκους για επίπεδα ελάσματα με έναν βαθμό ελευθερίας από τις πιέσεις με ανόπτηση των ελασμάτων, ή πλάτη κοψίματος προοριζόμενα για ελάσματα, οι οποίοι δεν είναι απαραίτητο να λάβουν τη βέλτιστη απώλεια πυρήνων και άλλα μαγνητικά χαρακτηριστικά. Σε πλάτη μεγαλύτερα από περίπου 3" (76 mm), τα Oriented και τα υλικά με επικάλυψη C-3 παρέχουν ιδιότητες κοντά σε εκείνα τα ελάσματα όπου έχουν απομακρυνθεί πλήρως οι καταπονήσεις με ανόπτηση απομάκρυνσης πίεσης, επεξεργασίες που δεν μπορούν συνήθως να δικαιολογηθούν. Με τα Oriented και τα υλικά με επικάλυψη C-3, το πλάτος της λωρίδας του ελασματος είναι πολύ επίπεδο και απαιτεί μόνο κόψιμο στο μήκος με πολύ αιχμηρά ψαλίδια για να παρέχει ουσιαστικά ελάσματα ελεύθερα από πίεση που παράγουν έναν σχεδόν ελεύθερο από πιέσεις πυρήνα όταν κατασκευάζεται προσεκτικά.

Π.Β.7.2. Ανόπτηση των ελασμάτων ή των πυρήνων

Π.Β.7.2.1. Πλήρως επεξεργασμένα σιδηρομαγνητικά υλικά

Ακόμη και για την σοβαρότερη πλαστική καταπόνηση που αντιμετωπίζεται στους τυλιχτού ή διαμορφωμένου πυρήνα του πλήρως επεξεργασμένου σιδηρομαγνητικού υλικού, η θερμοκρασία της ανόπτησης για την απομάκρυνση των καταπονήσεων δεν πρέπει να υπερβεί 1550 °F (843 °C). Εάν περιλαμβάνονται μόνο οι πιέσεις κοπής, όπως με τα επίπεδα ελάσματα στενού πλάτους, η θερμοκρασία κατά την ανόπτηση του κατασκευαστή δεν πρέπει να είναι υψηλότερη από 1350 °F (732 °C). Για του τυλιχτού ή διαμορφωμένου τύπου πυρήνες όπου έχει υπάρξει ένα ουσιαστικό ποσό και πλαστικής και ελαστικής πίεσης, η θερμοκρασία ανόπτησης μπορεί να αυξηθεί σε 1450 °F (788 °C) για τη βέλτιστη απομάκρυνση της παραμόρφωσης. Θερμοκρασίες μεγαλύτερες από τις απαιτούμενες για τα προϊόντα πλήρους απομάκρυνσης καταπόνησης κανένα ευεργετικό αποτέλεσμα δεν επιφέρουν στις μαγνητικές ιδιότητες στα πλήρως επεξεργασμένα σιδηρομαγνητικά υλικά και αυξάνουν τον κίνδυνο της μαγνητικής ζημίας μέσω της χημικής νόθευσης. Στην πραγματικότητα, είναι απαραίτητο να ακολουθούνται πιστά οι διαδικασίες ανόπτησης για να αποφευχθεί η υποβάθμιση των μαγνητικών ιδιοτήτων ακόμα κι αν τα αποτελέσματα της πλαστικής πίεσης έχουν εξαλειφθεί.

Π.Β.7.2.2. Ημιεπεξεργασμένα σιδηρομαγνητικά υλικά

Τα ημιεπεξεργασμένα σιδηρομαγνητικά υλικά (nonoriented) είναι εκείνα που δεν τους έχει γίνει πλήρης επεξεργασία ανόπτησης από τον παραγωγό σιδήρου. Οι χρήστες προτιμούν, σε μερικές περιπτώσεις, να αναπτύξουν την τελική μαγνητική ποιότητα και να επιτύχουν ταυτόχρονα την απομάκρυνση των πιέσεων κατασκευής στα ελάσματα ή στους συγκεντρωμένους πυρήνες για τις μικρές συσκευές. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την αυξανόμενη ευθύνη εκ μέρους του κατασκευαστή. Πρέπει προσεκτικά να ελέγξει τις θερμοκρασίες ανόπτησης, το χρονικό κύκλο, και την ατμόσφαιρα για να παραγάγει την επιθυμητή βέλτιστη μαγνητική ποιότητα.

Τα ημιεπεξεργασμένα σιδηρομαγνητικά υλικά πρέπει να ανοπτηθούν σε ουσιαστικά υψηλότερες θερμοκρασίες και μπορεί να περιλάβει διαφορετικούς χρόνους και περιβάλλοντα από ότι αν η απομάκρυνση της καταπόνησης ήταν ο μόνος στόχος. Άλλες εργασίες για τον χρήστη είναι: η παροχή των κατάλληλων συνθηκών για την αύξηση των κόκκων, ο χημικός καθαρισμός, η πρόληψη των προσμίξεων και ο σχηματισμός μιας επαρκούς μόνωσης στην επιφάνεια του υλικού. Αρκετά συχνά αυτές οι απαιτήσεις επιβάλλουν αυστηρούς περιορισμούς στην τελική ανόπτηση. Οι βέλτιστες συνθήκες για την αύξηση των κόκκων και τον απαραίτητο χημικό καθαρισμό είναι εξαρτώμενες, σε έναν βαθμό, από το πλάτος και το πάχος του υλικού που ανοπτείται.

Η χρήση των ημιεπεξεργασμένων σιδηρομαγνητικών υλικών μπορεί να είναι ελκυστική εάν υπάρχει ένα υψηλό επίπεδο συνεχούς παραγωγής σε ένα μέγεθος και τύπο σε σχετικά στενά πλάτη.

Π.Β.8 ΜΗΧΑΝΙΚΕΣ ΙΔΙΟΤΗΤΕΣ

Π.Β.8.1. Χαρακτηριστικές μηχανικές και φυσικές ιδιότητες

Εάν η περιεκτικότητα σε πυρίτιο είναι μεγάλη σε υλικά nonoriented χαμηλών απωλειών πυρήνα, η μέγιστη δύναμη, το σημείο παραγωγής, και η δύναμη κοπής θα είναι γενικά μεγαλύτερη από τις κατηγορίες μεγαλύτερων απωλειών πυρήνα με τη χαμηλότερη περιεκτικότητα σε πυρίτιο. Χαρακτηριστικές φυσικές και μηχανικές ιδιότητες των αντιπροσωπευτικών τύπων δίνονται στον Πίνακα Π.Β.7 .

Ονομασία κατηγορίας	Πυκνότητα (gm/cm ³)	Ηλεκτρική ειδική αντίσταση (microhm.cm)	Μέγιστη δύναμη ολκιμότητας (psi(MPa))	Δύναμη παραγωγής (psi(MPa))	Επιμήκυνση %	Σκληρότητα Rockwell B
TRAN-COR H0 ΚΑΙ H1	7.65	50	52000 (359)	50000 (345)	11	83
Oriented από M-2 έως M-6	7.65	51	51000 (352)	48000 (331)	9	81
DI-MAX M-15 FP	7.65	50	71000 (490)	52000 (358)	23	72
DI-MAX M-36 FP	7.70	43	63000 (434)	42000 (290)	30	64
DI-MAX M-47 FP	7.75	37	62000 (427)	39000 (269)	34	61
DI-MAX M-43 FP	7.70	43	70000 (483)	50000 (345)	32	64
DI-MAX M-47 FP	7.75	37	67000 (462)	48000 (331)	33	62

ΠΙΝΑΚΑΣ Π.Β.7 Χαρακτηριστικές φυσικές και μηχανικές ιδιότητες nonoriented σιδηρομαγνητικών υλικών[Π.Β.15]

Παραλλαγές από αυτές τις τιμές πρέπει να αναμένονται, λόγω των διαφορετικών συνθέσεων, θερμικών επεξεργασιών και διαδικασιών που χρησιμοποιούνται από τους κατασκευαστές χάλυβα στην παραγωγή ενός δεδομένου βαθμού απώλειας πυρήνων.

Π.Β.8.2. Αντοχή και παραμόρφωση στην κοπή με πρεσάρισμα σε καλούπι (Punchability)

Η αντοχή και παραμόρφωση στην κοπή με πρεσάρισμα σε καλούπι (Punchability) είναι ο συνδυασμός ιδιοτήτων του σιδηρομαγνητικού υλικού που οδηγούν στη μεγάλη διάρκεια ζωής εργαλείων επεξεργασίας του και ένα ελάχιστο σχηματισμό τοπικών παραμορφώσεων

Το καλό punchability είναι ένα από τα σημαντικότερα φυσικά χαρακτηριστικά του σιδηρομαγνητικού υλικού. Εάν δεν είναι ικανοποιητικό, γίνεται ένας συμβιβασμός μεταξύ αυτού του χαρακτηριστικού και των μαγνητικών ιδιοτήτων του. Η αλλαγή από την αρχική επιλογή του σχεδιαστή του υλικού μπορεί να θυσιάσει μερικές μαγνητικές ιδιότητες για να επιτύχει τη μεγαλύτερη διάρκεια ζωής των εργαλείων επεξεργασίας ή τα άλλα πλεονεκτήματα του καλού punchability. Οι παράγοντες που έχουν επιπτώσεις στο punchability περιλαμβάνουν:

α. Το υλικό που τρυπιέται με διατρητική μηχανή πρέπει να είναι επίπεδο μέσα στα εφικτά όρια της ορθής εμπορικής πρακτικής. Πρέπει να είναι χωρίς πίεση η οποία θα οδηγούσε σε στρέβλωση των τρυπημένων ελασμάτων.

β. Τα σκληρά μόρια στην επιφάνεια, ή τα καρβίδια που ενσωματώνονται στη σχετικά μαλακή μήτρα του σιδήρου, πρέπει να αποφευχθούν για να μειώσουν την φθορά.

γ. Άλλοι παράγοντες της επιφάνειας είναι επίσης σημαντικοί. Παραδείγματος χάριν, αρκετοί χρήστες του σιδηρομαγνητικού υλικού σημειώσκει ότι ένα ψημένο μονωτικό επίστρωμα ή σμάλτο (ASTM C-3) στην επιφάνεια του χάλυβα βελτιώνει το punchability του μέχρι 30% μετρημένο από τον αριθμό ελασμάτων που αποκτήθηκαν μεταξύ των λειάνσεων.

δ. Η σκληρότητα, η ακαμψία και η ολκιμότητα είναι σημαντικοί παράγοντες, αλλά τα ακριβή αποτελέσματά τους στο punchability δεν είναι γνωστά.

Η ζωή εργαλείων είναι πάντα μια σημαντική παράμετρος. Εντούτοις, έγιναν βελτιώσεις στον έλεγχο των συνθηκών επιφάνειας κατά τη διάρκεια της επεξεργασίας των σιδηρομαγνητικών υλικών και πιο εκτενής χρήση των κύβων καρβιδίων σε διαδικασίες διάτρησης έχει οδηγήσει σε μια μείωση των προβλημάτων της διάρκειας ζωής.

Μερικές σημαντικές γενικές εκτιμήσεις που φαίνονται απαραίτητες για την μεγάλη διάρκεια ζωής των εργαλείων και τα τρυπημένα ελάσματα καλής ποιότητας είναι [Π.Β.3]:

α. Η διάτρηση με πρέσα πρέπει να έχει επαρκή ικανότητα και ακαμψία.

β. Το κοπτικό και το καλούπι πρέπει να σχεδιαστούν σωστά και να ρυθμιστούν κατάλληλα. Η ρύθμιση των καλουπιών πρέπει να παρέχει μια ομοιόμορφη εκκαθάριση σε όλα τα σημεία μεταξύ του κοπτικού και του καλουπιού. Αυτή η εκκαθάριση πρέπει να καθιερωθεί με κατάλληλη σχέση με το πάχος του ελάσματος και τη σκληρότητα του κοπτικού υλικού. Πρέπει να διατηρηθεί πολύ προσεκτικά για την διάρκεια ζωής των καλουπιών όταν κοπούν μερικά υλικά.

γ. Τα εργαλεία πρέπει να γίνουν από έναν κατάλληλο χάλυβα ή ένα κράμα με τον κατάλληλο συνδυασμό σκληρότητας και ολκιμότητας για την καλή αντίσταση στην φθορά και τη κοπή.

δ. Ένα λιπαντικό που εφαρμόζεται στην επιφάνεια του υλικού βελτιώνει συνήθως τις διαδικασίες κοπής - τρυπήματος. Χρησιμοποιούνται διάφορα λιπαντικά και μέθοδοι.

Π.Β.8.3. Παράγοντες στην επιλογή ενός υλικού

Η μακροπρόθεσμη εμπειρία σχεδιασμού και παραγωγής έχει καθιερώσει τους βαθμούς (κατηγορίες) σιδηρομαγνητικών υλικών που παρουσιάζονται στον Πίνακα Π.Β.8 κατάλληλους για τις εφαρμογές που παρατίθενται στον πίνακα. Εντούτοις, οι συγκεκριμένες

απαιτήσεις κάθε σχεδιασμού καθορίζουν το συνδυασμό χαρακτηριστικών που πρέπει να εξεταστεί στην επιλογή του καταλληλότερου βαθμού υλικού πυρήνων. Μερικές φορές οι συμβιβασμοί είναι απαραίτητοι. Παραδείγματος χάριν, είναι προφανές ότι το χαμηλότερου κόστους υλικό δεν μπορεί να διευκρινιστεί εάν η χαμηλή απώλεια πυρήνων είναι επιβεβλημένη. Εάν η διαπερατότητα στις υψηλές επαγωγές είναι πρωταρχικής σπουδαιότητας, μπορεί να είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί ένας χαμηλότερου κόστους βαθμός με υψηλότερη απώλεια πυρήνων.

	Grades of Electrical Steel													
	TRAN-OR		Oriented				Nonoriented							
	M40	M41	M42	M43	M44	M45	M46	M47	M48	M49	M50	M51	M52	M53
Large Power	*	*	*	*	*	*								
High Efficiency Distribution	*	*	*	*	*	*								
Dry Type Distribution					*	*	*	*	*	*				
Current (Instrument)				*	*	*	*	*	*	*				
Voltage Regulator				*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
Lighting (Ballast)				*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
Welding and Battery Charger				*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
Adjustable Variable			*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
Television and Electronic Power					*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
Audio and Chokes					*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
Large Rotating (Over 200 HP)					*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
Standard Efficiency Integral (1-200 HP)								*	*	*	*	*	*	*
High Efficiency Integral (1-200 HP)							*	*	*	*	*	*	*	*
Fractional Industrial												*	*	*
Domestic Appliances and Refrigerator												*	*	*
Stand-By and Small Generators							*	*	*	*	*	*	*	*
Watt-hour Meters							*	*	*	*	*	*	*	*
Relay Cores and Pole Pieces										*	*	*	*	*
Magnetic Amplifiers				*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
Electromagnetic Shielding			*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*

ΠΙΝΑΚΑΣ Π.Β.8 Εφαρμογές των διαφόρων σιδηρομαγνητικών υλικών[Π.Β.15]

Παρακάτω είναι μερικά παραδείγματα που επεξηγούν τις διάφορες εκτιμήσεις συνδυασμού των απαιτήσεων που έχουν επιπτώσεις στην επιλογή του κατάλληλου βαθμού υλικού πυρήνων.

Π.Β.8.4. Τύπος εφαρμογής

Γενικά, τα Oriented και τα HiB σιδηρομαγνητικά υλικά χρησιμοποιούνται στους μετασχηματιστές ισχύος και διανομής. Τα Nonoriented σιδηρομαγνητικά υλικά χρησιμοποιούνται στις εφαρμογές όπου η κατευθυντικότητα είναι ανεπιθύμητη ή είναι περιττή, όπως στα ελάσματα που έχουν προέλθει από καλούπι για μεγάλες και μικρές στρεφόμενες μηχανές και για μικρούς μετασχηματιστές και κινητήρες.

a. Το υψηλότερο κόστος ενός υλικού χαμηλών απωλειών όπως το M-15 μπορεί να εγγραφεί ουσιαστικά όπου απαιτείται χαμηλή θερμοκρασία πυρήνων ή υψηλή αποδοτικότητα. Χιλιάδες τόνοι αυτού του υλικού έχουν χρησιμοποιηθεί για τις εφαρμογές με αυτές τις απαιτήσεις.

b. Όπου οι πυρήνες μετασχηματιστών πρέπει να κρατηθούν σχετικά ελαφρείς ή οι διαστάσεις των πυρήνων μικρές, είναι επιθυμητή μια πολύ μεγάλη πυκνότητα ροής. Εάν υπάρχει ένα αυστηρό όριο και στην απώλεια πυρήνων και στο ρεύμα διέγερσης, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας από τους χάλυβες με προσανατολισμένους κόκκους. Εντούτοις, για να

χρησιμοποιηθεί το πλεονέκτημα αυτής της κατηγορίας, οι πυρήνες πρέπει να σχεδιαστούν έτσι ώστε η μαγνητική πορεία να είναι πρώτιστα στην κατεύθυνση των καλύτερων μαγνητικών ιδιοτήτων (rolling direction). Για τους μετασχηματιστές διανομής, ένας τέτοιος σχεδιασμός θα περιλάβει συνήθως έναν τύπο τυλιχτού πυρήνα ή μιας ισοδύναμης κατασκευής.

c. Για τους μεγάλους μετασχηματιστές ισχύος, οι προσανατολισμένων κόκκων M-3 μέχρι M-6 και οι HiB μπορούν να χρησιμοποιηθούν ευνοϊκά υπό μορφή ορθογώνιων ελασμάτων. Εντούτοις, το μήκος των ελασμάτων, ιδιαίτερα στα μέλη των ποδιών, πρέπει να γίνει τόσο μεγάλο όσο και εφαρμόσιμο έναντι του πλάτους τους έτσι ώστε οι περιοχές γωνιών να είναι σχετικά μικρές. Το θηλύκωμα των ελασμάτων βοηθά επίσης να μειωθεί το ρεύμα διέγερσης και οι απώλειες των γωνιών με το προσανατολισμένο υλικό. Εάν το μήκος των ελασμάτων σε τέτοιους πυρήνες είναι τόσο μικρό που οι κατευθυντικές ιδιότητες των προσανατολισμένων βαθμών δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν αποτελεσματικά λόγω της υπεροχής των κοινών αποτελεσμάτων, ένας nonoriented βαθμός, όπως το M-15, μπορεί να αποδειχθεί κατάλληλος.

d. Για τους ηλεκτρονόμους, και άλλες μαγνητικές συσκευές που λειτουργούν μόνο για λίγα λεπτά ημερησίως, η κύρια απαίτηση μπορεί να είναι ελάχιστο κόστος. Σε τέτοιες περιπτώσεις το M-45 μπορεί να είναι αρκετό.

e. Για τις εσωτερικές συσκευές και τα εργαλεία που λειτουργούν μόνο για λίγο χρόνο, τα M-43, M-45 και M-47 χρησιμοποιούνται ευρέως, ειδικά όπου το αρχικό κόστος πρέπει να κρατηθεί στο ελάχιστο και ο χρόνος λειτουργίας δεν είναι συνεχής και είναι σύντομης διάρκειας.

f. Εάν η ηλεκτρική συσκευή πρόκειται να χρησιμοποιηθεί για συνολικά πολλές ώρες ετησίως, όπως ένα ψυγείο, η αποδοτικότητα της λειτουργίας έχει κάποια σημασία. Ένας nonoriented βαθμός με της χαμηλότερες απώλειες πυρήνα όπως το M-36 ή και καλύτερος, πιθανώς θα δικαιολογούνταν από την εξοικονόμηση ενέργειας κατά τη διάρκεια της ζωής της συσκευής.

g. Ο βαθμός σιδηρομαγνητικού υλικού καταλληλότερος για πολλούς μετασχηματιστές και μηχανές θα επηρεαστεί από το μέγεθος του πυρήνα και το κόστος, κρατώντας την θερμοκρασία των πυρήνων μέσα σε λογικά όρια.

Π.Β.8.5. Μαγνητικές ιδιότητες

α. Ο βαθμός με τις χαμηλότερες απώλειες πυρήνα μπορεί (όχι πάντα) να είναι ο κατάλληλος για μερικές εφαρμογές υψηλής αποδοτικότητας όταν υπάρχει μια πρόσθετη απαίτηση, όπως το χαμηλό ρεύμα διέγερσης σε υψηλή επαγωγή. Για να ικανοποιήσει αυτήν την ανάγκη, μπορεί να είναι απαραίτητο να θυσιάσει κάποια αποδοτικότητα με την επιλογή ενός βαθμού υψηλότερης απώλειας πυρήνων. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε έναν μεγαλύτερο, ακριβότερο πυρήνα, αλλά σε μερικές περιπτώσεις, η αύξηση στο μέγεθος και το κόστος μπορούν να είναι αμελητέες.

β. Για τους μικρούς τοποθετημένους σε στρώματα πυρήνες στους οποίους και η απώλεια πυρήνα και η διαπερατότητα στις υψηλές επαγωγές είναι αρκετά σημαντικές, μια ελασματοποίηση σε σχήμα U με τα πολύ μακριά πόδια κομμένα παράλληλα στην κατεύθυνση της έλασης μπορεί να το καταστήσει εφικτό να χρησιμοποιήσει τον προσανατολισμένων κόκκων υλικό M-6. Τέτοιες μορφές μειώνουν τα αποτελέσματα των ενώσεων στα μαγνητικά κυκλώματα. Με το να καταστήσουν το τμήμα με διασταυρωμένους κόκκους πολύ μικρό και μέχρι 35% ευρύτερο από τα πόδια, οι σχετικά φτωχές μαγνητικές

ιδιότητες σε αυτό το τμήμα του πυρήνα και στις γωνίες μπορούν να ελαχιστοποιηθούν. Αλλά εάν οι απώλειες πυρήνα και η διαπερατότητα σε επαγωγές χαμηλότερες από 8 kilogausses είναι σημαντικότερες, τεμάχια ελασμάτων τύπου E I με το κεντρικό πόδι του E και του μήκους του I παράλληλα στην κατεύθυνση του rolling θα ήταν πιθανώς η καλύτερη μορφή για ελάσματα στοιβαγμένου πυρήνα.

γ. Το ρεύμα διέγερσης, και ως εκ τούτου η διαπερατότητα, μπορεί να είναι μεγάλης σπουδαιότητας στις διάφορες επαγωγές, ανάλογα με τον τύπο εξοπλισμού. Μερικοί βαθμοί που κατέχουν την καλύτερη αρχική και μέγιστη διαπερατότητα έχουν σχετικά φτωχή διαπερατότητα στην υψηλή πυκνότητα ροής.

Επομένως είναι σημαντικό να είναι γνωστή η δύναμη μαγνήτισης ή η πυκνότητα ροής προκειμένου να επιλεγεί ένας βαθμός κατάλληλης διαπερατότητας. Ο Πίνακας Π.Β.9 δείχνει διάφορους βαθμούς και σχετική σειρά των διαπερατοτήτων τους στις διάφορες πυκνότητες ροής. Εντούτοις, οι πραγματικές καμπύλες του υλικού πρέπει να μελετηθούν για την τελική επιλογή.

Σημειώστε πώς η σχετική σειρά των βαθμών στον Πίνακα Π.Β.9 αλλάζει μεταξύ 13 και 15 kilogausses. Αυτός ο πίνακας δείχνει επίσης πώς η σχετική σειρά της απώλειας πυρήνων αντιστοιχεί στην σχετική σειρά των διαπερατοτήτων, δεδομένου ότι η απώλεια πυρήνων είναι περίπου ανάλογη προς το M-αριθμό.

Kilogauss	Flux Density Tesla	Kilomaxwell per sq. in.	Permeability Range							
			High		Intermediate			Low		
			(Grades with highest permeability in each range are listed in left-hand vertical columns; columns to the right list grades with successively lower permeability.)							
18	1.8	116.0	M-4	M-43	M-36	M-27	M-19	M-15	—	—
15	1.5	96.7	M-4	M-36	—	M-19	M-15	—	—	—
13	1.3	83.8	M-4	M-15	—	M-19	M-36	M-43	—	—
10	1.0	64.5	M-4	—	—	M-15	M-19	M-22	M-36	M-43
5	0.5	32.2	M-4	—	—	M-15	M-19	M-22	M-36	M-43
0.1	0.01	0.645	M-4	—	—	M-15	M-19	M-22	M-36	M-43

*To make the permeability comparison on the same basis, all were based upon stress-free material tested in the rolling direction.

ΠΙΝΑΚΑΣ Π.Β.9 Κατάταξη υλικών ανάλογα με την διαπερατότητα

Π.Β.8.6. Μηχανικές ιδιότητες

Οι μηχανικές ιδιότητες (Πίνακας Π.Β.7) των σιδηρομαγνητικών υλικών μπορεί να οδηγήσουν στην επιλογή ενός βαθμού για να ελαχιστοποιηθούν οι δυσκολίες στην επεξεργασία ή να καλυφθούν οι μηχανικές απαιτήσεις σχεδιασμού όπου η δύναμη και η ολκιμότητα είναι κρίσιμοι παράγοντες. Ένα παράδειγμα της πρώτης περίπτωσης είναι η μαζική παραγωγή των μηχανών των συσκευών και των παρόμοιων μηχανών, όπου το καλύτερο punchability μπορεί μόνο να είναι ένας σημαντικός λόγος για την επιλογή της κατάλληλης κατηγορίας. Στην δεύτερη περίπτωση, κινητήρες ή γεννήτριες με υψηλές ταχύτητες μπορεί να επιβάλουν δυνάμεις ή απαιτήσεις ολκιμότητας που αγνοούν τις διαφορές στις μαγνητικές ιδιότητες.

Π.Β.8.7. Κόστος

Μερικές φορές περισσότεροι από ένας συνδυασμοί βαθμού και gauge έχουν μια κατάλληλη απώλεια πυρήνων. Κατόπιν η εκτίμηση των δαπανών υλικού και επεξεργασίας καθορίζει την επιλογή των βαθμών. Παραδείγματος χάριν, εάν το σχέδιο απαιτεί μια απώλεια

πυρήνων ισοδύναμη με 2,0 Watt ανά λίβρα σε 15 kilogausses και 60 Hz, η απαίτηση απώλειας πυρήνων μπορεί να καλυφτεί από οποιοδήποτε από τα τρία υλικά που φαίνονται στον Πίνακα Π.Γ.10. Η τιμή του M-36 στο No.29 gauge και το επιθυμητό πλάτος και φινίρισμα μπορεί να αποδείξουν ότι είναι αρκετά φτηνότερο από M-22 στο No.24 gauge. Εντούτοις, μια περαιτέρω μελέτη μπορεί να δείξει ότι τα τελειωμένα ελάσματα φτιαγμένα από No.24 gauge του M - 22 είναι φτηνότερα δεδομένου ότι μόνο το μισό θα απαιτηθεί επειδή είναι πολύ παχύτερο. Υπάρχει επίσης η δυνατότητα να είναι ένας βαθμός όπως το M-27 στον κατάλληλο gauge.

Grade	EGS Gauge No.	Normal Thickness Inches	Core Loss
			Watts per Pound Maximum
M-36	29	0.014	1.85
M-27	26	0.0185	1.90
M-19	23	0.025	2.0

ΠΙΝΑΚΑΣ Π.Β.10 Υλικά με παρόμοιες απώλειες πυρήνα

Είναι προφανές ότι η τιμή του σιδηρομαγνητικού υλικού σχετικά με το συνολικό κόστος του πυρήνα είναι ένας σημαντικός παράγοντας στο σχεδιασμό. Για ορισμένες περιοδικά χρησιμοποιούμενες μηχανές μικρού μεγέθους, το κόστος του χάλυβα μπορεί να είναι ο σημαντικότερος παράγοντας στην επιλογή του βαθμού. Εντούτοις, σε πολλές άλλες εφαρμογές, η χρήση ενός από τα χαμηλότερα σε τιμή υλικά μπορεί να οδηγήσει σε υψηλότερο συνολικό κόστος λόγω άλλων παραγόντων. Παραδείγματος χάριν, το κόστος για να αποβάλλει τη θερμότητα και να κρατήσει τη θερμοκρασία των μεγάλων μηχανών μέσα σε ασφαλή λειτουργικά όρια μπορεί να είναι περισσότερο από την εξοικονόμηση που λαμβάνεται με τη χρησιμοποίηση πυρήνων υψηλών απωλειών, χαμηλής τιμής ελασμάτων.

Π.Β.8.8. Αξιολόγηση απώλειας των μετασχηματιστών

Υπάρχει ένας αποδεκτός μηχανισμός με τον οποίο οι ηλεκτρικές εταιρείες αναγκάζουν τους κατασκευαστές μετασχηματιστών να παρέχουν ενεργειακά αποδοτικούς και οικονομικούς μετασχηματιστές.

Μέσω αυτού του μηχανισμού, που καλείται αξιολόγηση απώλειας, κάθε εταιρεία λαμβάνει τις απώλειες ισχύος των μετασχηματιστών υπόψη κατά την λήψη των αποφάσεων αγοράς τους. Για κάθε προσφορά που παραλαμβάνεται για έναν μετασχηματιστή από τους κατασκευαστές, η εταιρεία υπολογίζει τη δαπάνη για τις απώλειες των μετασχηματιστών πέρα από την υποτιθέμενη διάρκεια ζωής τους (συνήθως 30 έτη) και συνδυάζει εκείνη την αξία με την τιμή αγοράς μετασχηματιστών για να λάβει το συνολικό κόστος του μετασχηματιστή.

Η εταιρεία δέχεται έπειτα την προσφορά που έχει το χαμηλότερο συνολικό κόστος.

Οι πολλαπλασιαστές απώλειας (που εκφράζονται σε δολάρια ανά Watt της απώλειας ισχύος και αποκαλούνται συνήθως παράγοντες A και B) που αναπτύσσονται και χρησιμοποιούνται από κάθε εταιρεία στον σημερινό υπολογισμό του κόστους λαμβάνουν υπόψη τις δαπάνες των προγραμμάτων όλης της εταιρείας για να παραγάγει και να παρέχει ηλεκτρική ενέργεια πέρα από την υποτιθέμενη διάρκεια ζωής μετασχηματιστών. Αυτές οι υπολογισμένες δαπάνες περιλαμβάνουν τις αναμενόμενες ενεργειακές δαπάνες (καύσιμα), ικανότητα συστημάτων (ζήτηση), περιβαλλοντικές δαπάνες, κ.λπ.

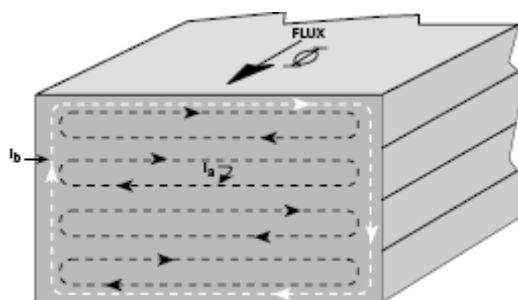
Για να ανταποκριθεί σε ένα αίτημα για μια προσφορά για έναν μετασχηματιστή, κάθε κατασκευαστής δημιουργεί πολλά σχέδια. Μια από τις μεταβλητές του σχεδιασμού είναι ο βαθμός του υλικού του πυρήνα. Το σχέδιο που επιλέγεται για υλοποίηση είναι αυτό που έχει

το ελάχιστο συνολικός κόστος. Κατά συνέπεια, το επιλεγμένο υλικό πυρήνα είναι το ενεργειακά αποδοτικότερο και οικονομικότερο υλικό.

Π.Β.9 ΜΟΝΩΣΗ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ ΤΟΥ ΥΛΙΚΟΥ ΤΩΝ ΠΥΡΗΝΩΝ

Ο περιορισμός των απωλειών δινορρευμάτων στις κατάλληλες τιμές απαιτεί σιδηρομαγνητικό υλικό με επαρκή ειδική αντίσταση, αρκετά λεπτές ελασματοποιήσεις, και αποτελεσματική ηλεκτρική μόνωση των ελασμάτων. Τα δινορρεύματα θα ρέυσουν όχι μόνο μέσα στα ελάσματα των πυρήνων, αλλά και μέσα στον πυρήνα ως μονάδα, στις επιφάνειες ελασματοποίησης. Το σχήμα Π.Β.8 παρουσιάζει δύο τύπους δινορρευμάτων που προκαλούνται από την επιβληθείσα τάση. Ο τεμαχισμός σε ελάσματα ενός μαγνητικού πυρήνα δεν θα ήταν αποτελεσματικός στην μείωση των ρευμάτων από την κυκλοφορία μέσα σε τον ολόκληρο πυρήνα εκτός αν οι επιφάνειες των ελασμάτων είναι επαρκώς μονωμένες και οι τοπικές παραμορφώσεις είναι μικρές.

Η αντίσταση μόνωσης της επιφάνειας των ελασμάτων μπορεί να θεωρηθεί αρκετά επαρκής όταν η απώλεια ισχύος μεταξύ ελασμάτων περιορίζεται σε ένα μικρό μέρος, συνήθως περίπου 1 ή 2%, της συνολικής απώλειας πυρήνων. Ποιο μέγεθος της μόνωσης είναι επαρκές και ποιο από τα πολλά διαθέσιμα είδη μονώσεων επιφάνειας πρέπει να χρησιμοποιηθεί είναι κάπως σύνθετες ερωτήσεις. Οι απαντήσεις τους εξαρτώνται όχι μόνο από την επιθυμητή αποδοτικότητα των συσκευών, αλλά και από διάφορους παράγοντες σχεδιασμού και επεξεργασίας, κάθε ένας από τους οποίους έχει επιπτώσεις στο μέγεθος της απώλειας ισχύος μεταξύ των ελασμάτων.



Σχήμα Π.Β.9: Δινορρεύματα σε έναν τεμαχισμένο σε ελάσματα πυρήνα. Δινορρευμα μεταξύ των ελασμάτων i_a , ελέγχεται από τη ροή ανά έλασμα και από την αντίσταση του ελασματος. Είναι, επομένως, εξαρτώμενο από το πλάτος, το πάχος, και την ειδική αντίσταση των ελασμάτων.

Το δινορρευμα μεταξύ ελασμάτων, i_b , εξαρτάται από τη συνολική ροή και αντίσταση του πυρήνα. Είναι πρώτιστα εξαρτώμενο από το βάρος και το ύψος του πυρήνα, από τον αριθμό των ελασμάτων και αντίσταση μόνωσης της επιφάνειας ανά έλασμα.

Π.Β.9.2. Προσδιορισμός της απαραίτητης αντίστασης

Μια θεωρητικά απαραίτητη αντίσταση μόνωσης μπορεί να υπολογιστεί βασισμένη στις παραμέτρους του σχεδιασμού. Μια μέθοδος, παράγει μια θεωρητική αντίσταση λαμβάνοντας υπόψη την εφαρμοζόμενη τάση, την απώλεια ισχύος μεταξύ ελασμάτων, τον αριθμό ελασμάτων στον πυρήνα, και την διατομή των ελασμάτων. Εντούτοις, αυτή η θεωρητική τιμή της απαραίτητης αντίστασης μόνωσης πρέπει να θεωρηθεί ως προσδιορισμός μόνο της γενικής κλίμακας της απαραίτητης αντίστασης. Οι πιέσεις των πυρήνων και οι διαδρομές της

αντίστασης συνήθως δεν μπορούν να καθοριστούν ή να ελεγχθούν αρκετά καλά για να φτιάξει κανείς τέτοιες θεωρητικά καθορισμένες αντιστάσεις στον σχεδιασμό.

Παρά τις δυσκολίες να καθορίσει ακριβώς την απαραίτητη αντίσταση μόνωσης επιφάνειας, το πρόβλημα δεν μπορεί να επιλυθεί με τη χρησιμοποίηση περισσότερης μόνωσης για να είναι σίγουρο ότι η αντίσταση θα είναι επαρκής. Μεγαλύτερη αντίσταση μόνωσης δεν επιτυγχάνει καμία σημαντική μείωση της συνολικής απώλειας εάν ο παράγοντας απώλειας μεταξύ των ελασμάτων είναι ήδη ουσιαστικά μηδέν. Επιπλέον, παχύτερη από την απαραίτητη μόνωση οδηγεί σε έναν φτωχό παράγοντα ελασματοποίησης. Εάν αυτό δεν εξετάζεται στο σχεδιασμό, θα αυξήσει την πραγματική πυκνότητα ροής στο χάλυβα του πυρήνα και μπορεί να προκαλέσει μια υπερβολική αύξηση στο ρεύμα διέγερσης.

Στην πράξη, χρησιμοποιείται μια εμπειρική προσέγγιση στο πρόβλημα. Οι πεπειραμένοι σχεδιαστές φθάνουν σε μια προσέγγιση της απαραίτητης αντίστασης επιφάνειας βασισμένης σε αυτό που έχει αποδειχτεί ικανοποιητικά με ορισμένες πρακτικές επεξεργασίας, έπειτα ρυθμίζεται για το μέγεθος και την εκτίμηση των προτεινόμενων συσκευών. Λόγω της πολλαπλότητας των μεταβλητών, η πιο αξιόπιστη ένδειξη του σχεδιαστή στο συγκεκριμένο σχέδιο είναι η πρακτική εμπειρία.

Η επιλογή της απαραίτητης αντίστασης μόνωσης δεν είναι μ' αυτό τον τρόπο τόσο δύσκολη όσο εμφανίζεται. Τα χρόνια εμπειρίας στην παραγωγή έχουν καθορίσει ότι ορισμένες μονώσεις δίνουν ικανοποιητική αντίσταση για τα συγκεκριμένα σχέδια και τους τύπους συσκευών. Κατά συνέπεια, η προκαταρκτική επιλογή ενός γενικού τύπου τιμών αντίστασης μόνωσης συνήθως γίνεται μάλλον γρήγορα. Η περαιτέρω σκιαγράφηση της προδιαγραφής επιστρώματων ή αντίστασης εξαρτάται από τις απαιτήσεις κάθε σχεδίου. Είναι απαραίτητες η ανάλυση των απαιτήσεων του σχετικού σχεδίου και η αξιολόγηση όλων των παραγόντων και επεξεργασίας όπως ισχύουν για τις συγκεκριμένες συσκευές.

Οι μικρές ηλεκτρικές συσκευές, όπως οι μηχανές με ισχύ μικρότερη του ενός ίππου, μπορούν να μην απαιτήσουν τη μόνωση επιφάνειας πέρα από αυτήν που παρέχεται από τη φυσική ταινία οξειδίων που παράγεται κατά την επεξεργασία στο χάλυβα του πυρήνα ή στην ανόπτηση. Αλλά η μόνωση μπορεί να απαιτηθεί για άλλους λόγους π.χ., σε συσκευές όπου ο πυρήνας μπορεί να υποβληθεί σε καυστικό περιβάλλον, ή επίστρωμα σμάλτου πυρήνων μπορεί να είναι επιθυμητό για να αποτρέψει την επιδείνωση της περιορισμένης αντίστασης που παρέχεται από την ταινία οξειδίων.

Τα επιστρώματα σμάλτου πυρήνων χρησιμοποιούνται επίσης σε μερικές περιπτώσεις πρώτιστα επειδή βελτιώνουν το punchability του χάλυβα. Με την αύξηση της διάρκειας ζωής και τη μείωση των δαπανών διάτρησης τους η χρήση μπορεί να δικαιολογηθεί ακόμα κι αν η μεγαλύτερη αντίσταση δεν απαιτείται.

Ένα αντικολλητικό επίστρωμα διαθέσιμο στα ημιεπεξεργασμένα nonoriented σιδηρομαγνητικά υλικά μειώνει το κόλλημα των ελασμάτων. Οι βελτιώσεις επιστρώματος επιτρέπουν στα ελάσματα να ανοπτηθούν σε υψηλότερες θερμοκρασίες από τα συνηθισμένα αντικολλητικά επιστρώματα, με συνέπεια την αυξανόμενη παραγωγικότητα ή τη βελτιωμένη μαγνητική ποιότητα. Αυτό το ειδικό επίστρωμα κάνει την ατμόσφαιρα των φούρνων και το ποσοστό θέρμανσης λιγότερο κρίσιμο.

Ο Πίνακας Π.Β.11 δείχνει τους τύπους μονώσεων που αποδεικνύονται γενικά επαρκείς για ποικίλες εφαρμογές. Αυτές οι μονώσεις θα παράσχουν επαρκή αντίσταση που προϋποθέτουν οι κανονικές ή μέσου όρου συνθήκες κατασκευής. Εντούτοις, υπόκεινται σε κάποια παραλλαγή, ανάλογα με το πώς τα ελάσματα και οι πυρήνες κατασκευάζονται.

Συστήνεται συνήθως το C-3 όταν τα ελάσματα δεν πρόκειται να ανοπτηθούν.

Προσδιορισμός Μόνωσης ASTM	Περιγραφή	Χαρακτηριστικές εφαρμογές
C-0	Η επιφάνεια με οξειδία που εμφανίζεται στον flat rolled πυριτίουχου σιδήρου δίνει ένα μικρό αλλά αποτελεσματικό στρώμα μόνωσης ικανοποιητικό για τους περισσότερους μικρούς πυρήνες και θα αντέξει στην κανονική ανόπτηση των τελειωμένων πυρήνων ελέγχοντας την ατμόσφαιρα που οξειδώνει λίγο ή πολύ την επιφάνεια. Διαθέσιμη σε όλους τους nonoriented βαθμούς.	Μηχανές μικρής ισχύος, κομμάτια πόλων και ηλεκτρονόμων, μικρής ισχύος μετασχηματιστές επικοινωνιών και άεργα φορτία.
C-2	Μια ανόργανη μόνωση που αποτελείται από μια διαφανή ταινία την οποία αποκτά κατά τη διάρκεια υψηλής θερμοκρασίας ανόπτησης υδρογόνου του πυριτίουχου σιδήρου με προσανατολισμένους κόκκους ως αποτέλεσμα της αντίδρασης ενός εφαρμοσμένου επιστρώματος MgO και των πυριτικών αλάτων στην επιφάνεια του χάλυβα. Αυτή η μόνωση προορίζεται για αερόψυκτους ή εμβαπτιζόμενους σε λάδι πυρήνες. Θα αντέξει σε θερμοκρασίες ανόπτησης και έχει την ικανοποιητική αντίσταση μεταξύ ελασμάτων για τυλιχτού τύπου πυρήνες με στενό πλάτος λωρίδας όπως χρησιμοποιούνται στους πυρήνες μετασχηματιστών διανομής. Δεν προορίζεται για στοιβαγμένου τύπου ελάσματα λόγω της λείας φύσης του επιστρώματος. Διαθέσιμη μόνο στους προσανατολισμένους βαθμούς.	Τυλιχτού πυρήνα, συσκευές συχνότητας ισχύος, μετασχηματιστές διανομής, κορεσμένα άεργα φορτία και μεγάλοι μαγνητικοί ενισχυτές.
C-3	Ένα επίστρωμα σμάλτων ή βερνικιών με άριστη αντίσταση μόνωσης προοριζόμενη αερόψυκτους ή εμβαπτιζόμενους σε λάδι πυρήνες. Το επίστρωμα C-3 θα ενισχύσει το punchability, είναι ανθεκτικό στις κανονικές θερμοκρασίες λειτουργίας, αλλά δεν θα αντέξει στην ανόπτηση. Διαθέσιμη μόνο στους πλήρως επεξεργασμένους nonoriented βαθμούς.	Αερόψυκτοι, μέσου μεγέθους ισχύος και διανομής μετασχηματιστές μέσου μεγέθους συνεχούς λειτουργίας στρεφόμενες μηχανές υψηλής αποδοτικότητας. Μπορεί να ψύχονται με λάδι.
C-4	Μια χημικά επεξεργασμένη ή με φωσφορικό άλας επιφάνεια προοριζόμενη για αερόψυκτους ή εμβαπτιζόμενους σε λάδι πυρήνες που απαιτούν μέτρια επίπεδα αντίστασης μόνωσης. Θα αντέξει στην ανόπτηση και χρησιμεύει για να προωθήσει το punchability. Διαθέσιμη μόνο στους πλήρως επεξεργασμένους nonoriented βαθμούς.	Εφαρμογές που απαιτούν τη μόνωση παρόμοια με C-3 και ανόπτηση αφαίρεσης καταπονήσεων. Χρησιμοποιείται εκτενώς για μικρές στοιβαγμένου τύπου ελασματοποιήσεις που απαιτούν την υψηλότερη αντίσταση από την παρεχόμενη με την ανόπτηση των οξειδίων.
C-5	Μια ανόργανη μόνωση παρόμοια με την C-4 αλλά με κεραμικά υλικά πληρώσεως	Κυρίως προορίζονται για τους αερόψυκτους ή

	που προστίθενται για να ενισχύσουν αντίσταση μεταξύ των ελασμάτων. Εφαρμόζεται χαρακτηριστικά πάνω από το επίστρωμα C-2 σε χάλυβα πυριτίου με προσανατολισμένους κόκκους. Όπως το C-2, θα αντέξει την ανόπτηση σε ουδέτερη ή ελαφρώς αναγωγική ατμόσφαιρα. Διαθέσιμη στα προσανατολισμένων κόκκων σιδηρομαγνητικά υλικά TRAN-COR H grades.	εμβαπτιζόμενους σε λάδι πυρήνες που χρησιμοποιούν τα κομμένα ελάσματα και λειτουργούν σε υψηλή τάση ανά σπείρα. Επίσης βρίσκει εφαρμογή στην απαίτηση συσκευών για υψηλά επίπεδα αντίστασης μεταξύ ελασμάτων.
C-5 (Για πλήρως επεξεργασμένα nonoriented σιδηρομαγνητικά υλικά)	Μια ανόργανη/οργανική μόνωση. Θα αντέξει την ανόπτηση σε ουδέτερη ή ελαφρώς αναγωγική ατμόσφαιρα. Διαθέσιμη σε πλήρως επεξεργασμένους ελασματοποιημένους εν ψυχρώ nonoriented βαθμούς.	Κυρίως προορίζονται για τους αερόψυκτους ή εμβαπτιζόμενους σε λάδι πυρήνες που χρησιμοποιούν τα κομμένα ελάσματα και λειτουργούν σε υψηλή τάση ανά σπείρα. Επίσης βρίσκει εφαρμογή στην απαίτηση συσκευών για υψηλά επίπεδα αντίστασης μεταξύ ελασμάτων..
C-5-AS	Μια ανόργανη μόνωση παρόμοια με το C-5. διαθέσιμα σε ημιεπεξεργασμένους nonoriented βαθμούς.	Μια ανώτερη επεξεργασία επιφάνειας που παρέχει βελτιωμένη μαγνητική ποιότητα και προστασία ενάντια στο κόλλημα των ελασμάτων κατά τη διάρκεια της ποιοτικής ανόπτησης ημιεπεξεργασμένου υλικού.

ΠΙΝΑΚΑΣ Π.Β.11 Τύποι αντιστάσεων μόνωσης επιφάνειας και χαρακτηριστικών εφαρμογών
Με βάση την ταξινόμηση των μονώσεων επιφάνειας κατά ASTM (A 976).

Εάν πρόκειται να γίνει ανόπτηση, το C-4 μπορεί να είναι επαρκές. Για υλικά με προσανατολισμένους κόκκους που θα χρησιμοποιηθούν υπό μορφή κομμένων ελασμάτων για τους μετασχηματιστές ισχύος και άλλες συσκευές με υψηλή τάση ανά σπείρα, συστήνεται η μόνωση C-5. Εκτός από τα οφέλη της μόνωσης C-5, η εταιρείες παρέχουν C-5 με διάφορα σημαντικά πλεονεκτήματα, συμπεριλαμβανομένου της βελτίωσης της ποιότητας απώλειας πυρήνων, ένα βελτιωμένο παράγοντα στοίβαξης, ευκολότερη συναρμολόγηση ελασμάτων λόγω της ομαλότητας του επιστρώματος, χαμηλότερος συντελεστής τριβής, και δυνατότητα για μείωση του παράγοντα καταστροφής μετασχηματιστών από την προστιθέμενη αντίσταση στην ελαστική πίεση.

Π.Β.9.3. Παράγοντες που έχουν επιπτώσεις στη διελασματική απώλεια

Ο σχεδιασμός των συσκευών καθορίζει την εφαρμοζόμενη τάση που παραγάγει τη διελασματική απώλεια και στη συνέχεια την τάξη της αντίστασης επιφάνειας, καθώς και τον τύπο μόνωσης που πρέπει να χρησιμοποιηθεί. Εντούτοις, οι διαδικασίες επεξεργασίας ασκούν μια σημαντική επίδραση όχι μόνο πάνω στις πραγματικές απώλειες που εμφανίζονται, αλλά και στην αποτελεσματική λειτουργία της μόνωσης. Συνεπώς, ο έλεγχος σε μεμονωμένες διαδικασίες κατασκευής στην παραγωγή ενός πυρήνα μπορεί να είναι τόσο σημαντικός όσο στον σχεδιασμό για να κρατήσει τις διελασματικές απώλειες μέσα σε ορισμένα όρια.

Π.Β.9.4. Σχεδιασμός

Η βασική εξίσωση μετασχηματιστών για την τάση που δημιουργείται ανά σπείρα

$$E/N=4.44fBA10^{-8} \quad (\text{Π.Β.2})$$

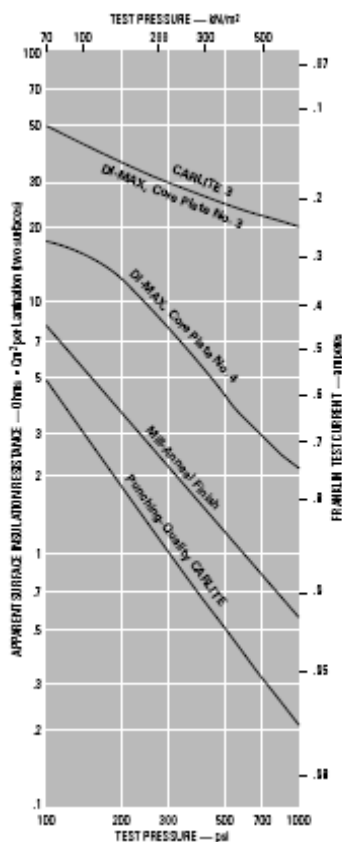
κάνει εμφανείς τους περισσότερους από τους θεμελιώδεις παράγοντες σχεδιασμού που καθορίζουν τη διελασματική απώλεια ισχύος. Επειδή η RMS τάση ανά σπείρα είναι το ηλεκτρικό αποτέλεσμα στην παραγωγή των δινορευμάτων, οι απώλειες των δινορευμάτων είναι ανάλογες του τετραγώνου της τάσης ανά σπείρα για οποιονδήποτε πυρήνα. Κατά συνέπεια, οποιοσδήποτε παράγοντας που αυξάνει την τάση ανά σπείρα αυξάνει πολύ την ισχύ απωλειών. Από την εξίσωση είναι προφανές ότι εάν η συχνότητα, η διατομή, ή η πυκνότητα ροής αυξηθεί, αυξάνεται η τάση και οι απώλειες. Επομένως, μεγάλες μονάδες, συσκευές μεγάλης ισχύος, ή εξοπλισμός που λειτουργεί σε συχνότητες επάνω από 60 Hz θα απαιτήσει αποτελεσματικότερη αντίσταση μόνωσης επιφάνειας. Εντούτοις, μόνο το ποσοστό της συνολικής απώλειας δηλαδή της απώλειας μεταξύ των ελασμάτων είναι που πρέπει να κρατηθεί χαμηλό.

Μια αξιολόγηση απώλεια μεταξύ των ελασμάτων αντιμετωπίζεται συχνά στον πρακτικό σχεδιασμό των μεγάλων συσκευών.

10^{-8} όταν το B είναι σε Gausses, A σε cm^2 και f σε Hz

10^{-4} όταν το B είναι σε Teslas A σε cm^2 και f σε Hz

100 όταν το B είναι σε Teslas A σε cm^2 και f σε Hz



Σχήμα Π.Β.10: Τυπικά χαρακτηριστικά μόνωσης επιφάνειας χάλυβα στις διάφορες πιέσεις. (Τιμές που καθορίζονται από τη δοκιμή Franklin)

Οι πρόσθετοι παράγοντες σπουδαιότητας του σχεδιασμού είναι η μέθοδος κρατήματος των ελασμάτων στην συναρμολόγηση πυρήνων και η μηχανική πίεση που εφαρμόζεται στο συγκεντρωμένο πυρήνα. Μπουλόνια ή καρφιά χωρίς μόνωση στον πυρήνα, ή συναρμολόγηση με ενώσεις στην μια πλευρά του πυρήνα, παρέχουν μια χαμηλής αντίστασης διαδρομή για τα δινορεύματα. Αλλά εάν η διελασματική αντίσταση είναι αρκετά υψηλή, η τάση επηρεάζεται πρώτιστα από την υψηλή αντίσταση και η διελασματική απώλεια θα κρατηθεί μικρή. Ακόμα, τέτοιες πρακτικές συναρμολόγησης πρέπει να αντιμετωπισθούν ως επικίνδυνες για τον έλεγχο των διελασματικών απωλειών. Υψηλές πιέσεις συναρμολόγησης μειώνουν την αντίσταση επιφάνειας. Επομένως, η πίεση μεταξύ των ελασμάτων πρέπει να εξεταστεί κατά τον σχεδιασμό του πυρήνα και να καθοριστεί η μόνωση. Το σχήμα Π.Β.10 δείχνει πώς η αντίσταση των μονώσεων επιφάνειας ποικίλλει με την πίεση.

Το πλάτος των ελασμάτων και ο αριθμός των ελασμάτων που χρησιμοποιούνται για να επιτευχθεί μια δεδομένη διατομή πυρήνα είναι επίσης παράγοντες που έχουν επιπτώσεις στη διελασματική απώλεια. Ο βασικός σχεδιασμός καθορίζει την διατομή του πυρήνα που απαιτείται, αλλά το πλάτος και ο αριθμός ελασμάτων μπορεί να ποικίλει για πολλούς λόγους.

Για οποιαδήποτε δεδομένη διατομή πυρήνα, εάν το πλάτος των ελασμάτων αυξάνει τότε ο αριθμός τους πρέπει απαραίτητως να μειωθεί. Και τα δύο προκαλούν μια αύξηση στην απώλεια ισχύος επειδή μειώνουν την αντίσταση στη ροή των δινορευμάτων. Η αύξηση στο πλάτος των ελασμάτων δημιουργεί μια χαμηλής αντίστασης διαδρομή ρεύματος κάθετα στην συναρμολόγηση των ελασμάτων. Λιγότερα ελάσματα μειώνουν επίσης τον αριθμό των μονωμένων επιφανειών ελασμάτων. Έτσι, το πλάτος των ελασμάτων γίνεται μια σημαντική εκτίμηση στον καθορισμό των απαιτήσεων της μόνωσης όταν η τάση ανά σπείρα γίνεται μεγάλη.

Π.Β.9.5. Επεξεργασία

Οι τοπικές παραμορφώσεις στα τρυπημένα ελάσματα μειώνουν δραστικά την επίδραση οποιασδήποτε μόνωσης. Κάτω από τις πιέσεις της συναρμολόγησης, οι τοπικές παραμορφώσεις εγκαθίστανται από μέταλλο σε μέταλλο ηλεκτρική επαφή στις άκρες των ελασμάτων όπου η τάση μεταξύ των ελασμάτων είναι μέγιστη. Ο έλεγχος του πρεσαρίσματος ή του κοψίματος είναι απαραίτητος για να διασφαλιστεί ότι οι τοπικές παραμορφώσεις στα ελάσματα είναι όσο το δυνατόν μικρότερες, ή οι άκρες πρέπει να είναι απαλλαγμένες από τοπικές παραμορφώσεις όταν ο έλεγχος είναι δύσκολος ή αδύνατος. Η ανόπτηση των ελασμάτων μετά από διάτρηση δημιουργεί συνήθως ταινία οξειδίων στις τοπικές παραμορφώσεις, με αυτόν τον τρόπο μειώνει την αγωγιμότητα των τοπικών παραμορφώσεων και ελαχιστοποιεί τις απώλειες.

Ανοπτώντας τα ελάσματα για να αποκατασταθούν οι μαγνητικές τους ιδιότητες μπορεί επίσης να έχουμε μια καταστρεπτική επίδραση στην ειδική αντίσταση της μόνωσης της επιφάνειας. Σμάλτα και οργανικοί μονωτές φθείρονται με τη θερμότητα. Συνεπώς, δεν θα αντέξουν τις θερμοκρασίες ανόπτησης. Εάν τα ελάσματα με επιστρώματα ανόργανα ή οξειδία ανοπτούνται, ο χρόνος και η θερμοκρασία του κύκλου ανόπτησης, καθώς επίσης και η ατμόσφαιρα του φούρνου πρέπει να ελεγχθούν επαρκώς για να διασφαλίσουν ότι η τιμή της μόνωσης δεν θα μειωθεί κατά τη διάρκεια της ανόπτησης.

Π.Β.9.6. Μέτρηση της αντίστασης μόνωσης επιφάνειας

Ο περιορισμός των απωλειών μεταξύ των ελασμάτων απαιτεί ελέγχους στην παραγωγή. Ένας από αυτούς είναι ο έλεγχος της ποιότητας μόνωσης επιφάνειας. Μερικές φορές οι κατασκευαστές μεγάλων ηλεκτρικών συσκευών ασκούν αυτόν τον έλεγχο με τη διατήρηση ενός ποιοτικού ελέγχου στην αντίσταση της μόνωσης της επιφάνειας. Σχεδόν όλοι

οι έλεγχοι χρησιμοποιούν τις τυποποιημένες διαδικασίες ASTM για τον προσδιορισμό της αντίστασης μόνωσης της επιφάνειας.

Μια από αυτές τις μεθόδους (ASTM Designation A 718-75 [Π.Β.1], διακόπηκε τον Ιούνιο 1966), μετρούσε την αντίσταση στοιβαγμένων ελασμάτων για μια συνιστώμενη τυποποιημένη πίεση 300 psi (2 MPa).

Λόγω των προβλημάτων που περιλαμβάνονται στην χρησιμοποίηση ενός σωρού από ελάσματα για τη δοκιμή, ASTM προσδιορισμός A 717-95 [Π.Β.1], που θεωρείται καλύτερη για τον ποιοτικό έλεγχο, αναπτύχθηκαν μέθοδοι για να μετρήσουν την αντίσταση μόνωσης μόνο σε μια πλευρά ενός ελάσματος. Η μέθοδος αυτή είναι πιο γνωστό ως δοκιμή Franklin. Η συνιστώμενη τυποποιημένη πίεση δοκιμής είναι 300 psi (2 MPa), αλλά και άλλες πιέσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν.

Τα αποτελέσματα από τη δοκιμή Franklin μπορούν να χρησιμοποιηθούν άμεσα για να δείξουν τα ικανοποιητικά επίπεδα αντίστασης μόνωσης της επιφάνειας. Εν πάση περιπτώσει, οι τιμές της αντίστασης που λαμβάνονται από αυτήν την δοκιμή δεν είναι άμεσα μετατρέψιμες σε τιμές αντίστασης που θα λαμβάνονταν από την μέθοδο του σωρού ελασμάτων. Επειδή η δοκιμή Franklin αποβάλλει την επίδραση των τοπικών παραμορφώσεων και άλλων μεταβλητών στις τιμές μόνωσης, απαιτεί λιγότερο χρόνο και παρέχει μετρήσεις που μπορούν να αναπαραχθούν. Έτσι έχει γίνει η ευρύτατα χρησιμοποιημένη μέθοδος για τον έλεγχο των μονωτικών επιστρώματων. Η μέθοδος σωρών δίνει πιθανώς τιμές αντίστασης πιο κοντά με τους ηλεκτρικούς παράγοντες σχεδιασμού σχετικούς με την διελασματική απώλεια πυρήνων αλλά είναι λιγότερο χρήσιμη για τον έλεγχο της εφαρμογή επιστρώματος.

Π.Β.10 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Γενικά οι απώλειες πυρήνα κυμαίνονται ανάλογα με το ποσοστό του πυριτίου. Αυξάνοντας το πυρίτιο βελτιώνεται ο βαθμός απωλειών πυρήνα αλλά σαν αποτέλεσμα θα έχουμε την μείωση της υψηλής επαγωγικής διαπερατότητας.

Π.Β.11 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [Π.Γ.1] 2000 Annual Book of ASTM Standards
- [Π.Γ.2] Cole, Guernsey H., Effect of Punching Strains on the Magnetic Properties of Electrical Steel, Electric Journal, p. 55, Feb., 1924.
- [Π.Γ.3] Easton, R. W., Summary of Punching Practice, Armco Inc., Feb. 1973.
- [Π.Γ.4] Steel Products Manual on Flat-Rolled Electrical Steel, American Iron and Steel Institute, January, 1983, Washington, D. C.
- [Π.Γ.5] AK Steel Oriented and TRAN-COR H Electrical Steels, Armco Inc., 2000.
- [Π.Γ.6] Bozorth, R. M., Ferromagnetism, D Van Nostrand Co., 1951.
- [Π.Γ.7] Scott, K. L., Proceedings Institute of Radio Engineers, 18:1750-1764, 1930.
- [Π.Γ.8] Steinmetz, Charles, Transient Electrical Phenomena and Oscillations. McGraw-Hill, 1909.
- [Π.Γ.9] Cole, Guernsey H. (Discussion), American Institute of Electrical Engineers, -6:878, 1947.
- [Π.Γ.10] Standard Handbook for Electrical Engineers, 13th Edition, McGraw-Hill, 1993.
- [Π.Γ.11] AK Steel Nonoriented Electrical Steels, (Design Manual), Armco Inc., 2000.
- [Π.Γ.12] Spooner, T., Properties and Testing of Magnetic Materials, McGraw-Hill, 1927.
- [Π.Γ.13] Cullity, D.B., Introduction to Magnetic Materials, Addison-Wesley, 1972.
- [Π.Γ.14] Heck, Carl, Magnetic Materials and Their Applications, N. Y.; Crane, Russak & Company, Inc., 1974.
- [Π.Γ.15] Selection of Electrical Sheets for Magnetic Cores Product Data Bulletin 2000 AK Steel Corporation

ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ

Στο παράρτημα αυτό παρουσιάζονται οι εργασίες που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της διατριβής και έγιναν δεκτές σε επιστημονικά περιοδικά και παρουσιάστηκαν σε συνέδρια μετά από κρίση.

Π.Γ.1 ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΣΕ ΠΕΡΙΟΔΙΚΑ

- [1] P. G. Rovolis, A. Kladas, and J. Tegopoulos, “Numerical and Experimental Analysis of Iron Core Losses Under Various Frequencies” IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, no. 3, March 2009 pp.1206-1209
- [2] P. G. Rovolis and A. G. Kladas «Theoretical and experimental analysis of laminated iron core losses» Journal of Optoelectronics and Advanced Materials, Vol. 10 ISS.5-2008, printed date May 14 2008, pp. 1103-1105.
- [3] P. G. Rovolis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, «Laminated Iron Core Losses Evaluation and Measurements», Journal of Materials Processing Technology (Elsevier) 181 (2007) pp. 182–185.

Π.Γ.2 ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΣΕ ΠΡΑΚΤΙΚΑ ΣΥΝΕΔΡΙΩΝ

- [1] Charalampos Patsios, Evangelos Tsampouris, Minos Beniakar Panagiotis Rovolis and Antonios Kladas “Dynamic Finite Element Hysteresis Model for Iron Loss Calculation under PWM Excitation” Proceedings of the 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation CEFC 2010, 09-12 May 2010, Chicago, USA.
- [2] P. G. Rovolis, A. Kladas, and J. Tegopoulos, “Comparison of Iron Losses in Multiple Grain Size Iron Laminations under Sinusoidal and SPWM Excitation” Proceedings of the 6th Japanese – Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting and Nano Materials, (JAPMED6 - 2009), 27-29 July 2009, Bucharest, Romania.
- [3] P. G. Rovolis, G. Loizos, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, « Laminated Iron Core Losses variation with frequency and under SPWM Excitation» Proceedings of the 18th

International Conference on Electrical Machines (ICEM 2008), 6th-9th September 2008, Vilamoura (Algarve), Portugal.

- [4] P. G. Rovolis and A. G. Kladas «Iron Losses Estimation Using Numerical Methods In Combination With Experimental Data» Proceedings of the 39th IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC08, June 15-19, 2008, Rhodes, Greece.
- [5] P. G. Rovolis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, «Numerical and Experimental Analysis of Iron Core Losses under various Frequencies» Proceedings of the Thirteenth Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation CEFC 2008, May 11-15, 2008, Athens, Greece.
- [6] P. G. Rovolis and A. G. Kladas «Theoretical and experimental analysis of laminated iron core losses» Proceedings of the 5th Japanese – Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting and Nano Materials, (JAPMED5 - 2007), 16-19 September 2007, Larnaka, Cyprus.
- [7] G. Kalokiris, P. G. Rovolis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, «A Coupled Numerical-Experimental Analysis of Iron Core Losses in Inverter fed Induction Motor», Proceedings of the Twelfth Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation CEFC 2006, April 30th - May 3rd 2006, Miami, USA.
- [8] P. G. Rovolis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, «Laminated Iron Core Losses Evaluation and Measurements», Proceedings of the 4th Japanese – Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting and Nano Materials, (JAPMED4 - 2005), 17-20 September 2005, Cairo, Egypt.
- [9] P. G. Rovolis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, «Advanced Methods for Teaching Electrical Machines based on Virtual Laboratories», Proceedings of the 16th International Conference on Electrical Machines, 5-8 September 2004, Cracow, Poland, pp. 534-538.