



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

**Μελέτη, κατασκευή και έλεγχος συστημάτων
επαγωγικής μεταφοράς ισχύος**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Ελένη Γ. Γατή

Αθήνα, Ιούλιος 2016



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

Μελέτη, κατασκευή και έλεγχος συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Ελένη Γ. Γατή

Συμβουλευτική Επιτροπή : Στέφανος Μανιάς (Επιβλέπων)
Αντώνιος Κλαδάς
Σταύρος Παπαθανασίου

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 18 / 07 / 2016

.....
Στέφανος Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Νικόλαος Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Πάυλος Γεωργιλάκης
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Εμμανουήλ Τατάκης
Καθηγητής Παν. Πατρών

.....
Ιωάννης Προυσαλίδης
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2016

.....
Ελένη Γ. Γατή

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών

Διδάκτωρ Ε.Μ.Π.

Copyright © Αθήνα Ιούλιος, 2016.

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.

Η συγγραφέας είναι υπότροφος του προγράμματος «Υποτροφίες Αριστείας Ι.Κ.Υ.
Μεταπτυχιακών Σπουδών στην Ελλάδα – Πρόγραμμα Siemens».

Περίληψη

Στην παρούσα διδακτορική διατριβή περιγράφεται η μελέτη και η κατασκευή ενός συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος για εφαρμογές φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων.

Για τη μαγνητική σύζευξη προτείνεται μια τοπολογία μετασχηματιστή μεγάλου διακένου, μορφής U-I για τοποθέτηση στον εμπρόσθιο προφυλακτήρα του οχήματος. Η προτεινόμενη τοπολογία παρουσιάζει επιθυμητά χαρακτηριστικά σχετικά με την ελαχιστοποίηση του διακένου αέρα, την ευκολία ευθυγράμμισης μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, το βάρος και το κόστος κατασκευής, σε σχέση με τις συχνά χρησιμοποιούμενες επιδαπέδιες σπειροειδείς διατάξεις.

Προτείνεται μια στρατηγική ελέγχου της συχνότητας λειτουργίας για βέλτιστη επίδοση του συστήματος στις μεταβαλλόμενες συνθήκες σύζευξης, κατάλληλη, επίσης, για δυναμικά μεταβαλλόμενες καταστάσεις. Ο έλεγχος εκτελείται με βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL) μέσω οπτικής επικοινωνίας μεταξύ των υποσυστημάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. Η φάση του ρεύματος φορτίου μεταδίδεται μέσω υπερύθρων στο πρωτεύον, όπου η διάταξη PLL συγχρονίζει την τάση εξόδου του αντιστροφέα με το εν λόγω σήμα, εξασφαλίζοντας συνθήκες συντονισμού. Πειραματικά αποτελέσματα στο πρωτότυπο σύστημα δείχνουν ταχεία απόκριση συχνότητας μαζί με σταθερή τάση εξόδου σε μεταβαλλόμενες συνθήκες σύζευξης και φορτίου. Η προτεινόμενη τεχνική ελέγχου υπερτερεί έναντι άλλων σε θέματα ευστάθειας, ταχύτητας, ασφάλειας λειτουργίας και σταθερότητας της τάσης εξόδου, σε εφαρμογές στατικής και δυναμικής φόρτισης.

Τέλος, προτείνεται μια τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης του συντονισμένου δευτερεύοντος για αύξηση της μεταφερόμενης ισχύος. Η ασύμμετρη φόρτιση πραγματοποιείται μέσω σύνδεσης του συντονισμένου κυκλώματος με το φορτίο κατά τη θετική ημιπερίοδο λειτουργίας και βραχυκύκλωσής του κατά την αρνητική ημιπερίοδο. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται αύξηση της μεταφερόμενης ισχύος στο φορτίο. Η τελευταία προκύπτει από τη μείωση της ισοδύναμης αντίστασης φορτίου, όπως αντικατοπτρίζεται στο συντονισμένο κύκλωμα, με αποτέλεσμα την αύξηση του συντελεστή ποιότητας και την επακόλουθη αύξηση της απορροφούμενης ενέργειας από δεδομένη πηγή τάσης. Με προσθήκη χωρητικού φίλτρου εξόδου προκαλείται περαιτέρω αύξηση της μεταφερόμενης ισχύος, λόγω αντίστοιχου μετασχηματισμού του φορτίου. Προσομοιώσεις και πειραματικά αποτελέσματα επιβεβαιώνουν την σημαντική αύξηση ισχύος σε σύγκριση με αντίστοιχο σύστημα ανόρθωσης πλήρους γέφυρας.

Λέξεις Κλειδιά: επαγωγική φόρτιση, επαγωγική σύζευξη, συντονισμός, ασύμμετρη φόρτιση, φόρτιση ηλεκτρικών αυτοκινήτων.

Abstract

In this doctoral dissertation, an inductive power transfer system for electric vehicle charging is studied and constructed.

Concerning the magnetic arrangement, a split transformer U-I shaped topology is proposed for incorporation in the front bumper of the vehicle. This topology presents desirable characteristics having to do with the minimization of the air gap, easiness of alignment, weight and cost reduction, in comparison with the commonly used circular arrangements attached on the ground.

A frequency control strategy is proposed, achieving optimal system performance in both static and dynamic coupling conditions. Control is performed by a phase-locked loop (PLL) with optical communication between the two sides of the charger. The phase of the load current signal is optically transmitted to the primary, where the PLL synchronizes the inverter output voltage to that signal, ensuring operation at resonance. Experimental results on a prototype system show fast frequency response along with steady output voltage, in dynamically changing coupling conditions and load variations. The proposed control scheme is superior to other strategies in terms of stability, rapidity, safety of operation and steadiness of the output voltage level, in both static and dynamic charging applications.

An asymmetric loading topology of the resonant secondary side circuit is proposed for increasing the power transfer capability of the system. Asymmetric loading is performed by a half-cycle short-circuit / half-cycle loading operation, in the secondary side of the inductive power transfer system. In this way, output power increase is achieved. The latter is caused by the reduction of the value of the load resistance as reflected to the resonant circuit, which leads to an increase in the quality factor of the resonant circuit, resulting in an increase in the power intake from a given voltage source. With the use of a capacitive output filter, additional increase in the transferred power is obtained, due to the relative load transformation. Simulations and experimental results verify the significant power gain in comparison with a system employing a full wave rectifier.

Keywords: Inductive charging, inductive coupling, resonance, asymmetric loading, electric vehicle charging.

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της διδακτορικής διατριβής, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους υποστήριξαν και συνέβαλαν στην υλοποίηση της συγκεκριμένης προσπάθειας.

Ευχαριστώ ειλικρινά τον επιβλέποντά μου, Καθηγητή Στέφανο Μανιά για την ευκαιρία που μου έδωσε να πραγματοποιήσω την παρούσα διατριβή, την πρόταση του θέματος, την εμπιστοσύνη, τις πολύτιμες συμβουλές, την καθοδήγηση και την ένθερμη υποστήριξη του όλα αυτά τα χρόνια.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τα μέλη της συμβουλευτικής επιτροπής, Καθηγητές Αντώνιο Κλαδά και Σταύρο Παπαθανασίου για την ουσιαστική και εποικοδομητική τους συμβολή σε ερευνητικά ζητήματα της διατριβής, αλλά και την ηθική και εγκάρδια υποστήριξη καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Τις θερμές μου ευχαριστίες εκφράζω και στα μέλη της εξεταστικής επιτροπής, Καθηγητές Νικόλαο Χατζηαργυρίου, Παύλο Γεωργιάκη, Ιωάννη Προυσαλίδη και Εμμανουήλ Τατάκη για τη συμμετοχή τους στην αξιολόγηση της παρούσας εργασίας και για τις εποικοδομητικές συμβουλές τους.

Στους φίλους και συμπορευτές στις διδακτορικές σπουδές εκφράζω την ευγνωμοσύνη μου για τη συμπαράσταση, τη συνεργασία και την υποστήριξή τους, που συνέβαλαν καθοριστικά στην επιτυχή ολοκλήρωση αυτού του πονήματος. Προσωπικές ευχαριστίες στον Γιώργο Καμπίτση και τον Στρατή Μπατζέλη για την φιλία τους και τις όμορφες στιγμές που μοιραστήκαμε τα τελευταία χρόνια, τον ποιοτικό χρόνο, τις πνευματικές αναζητήσεις και τις άπλετες στιγμές χαράς. Ιδιαίτερη αναγνώριση οφείλω στη συμβολή του κ. Καμπίτση στη σχεδίαση των μετατροπών ισχύος που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διατριβή.

Ευχαριστίες για το όμορφο και ζεστό κλίμα συνεργασίας στον υπεύθυνο του εργαστηρίου Παναγιώτη Ζάννη και στους συμφοιτητές και συνεργάτες Σωτήρη Νάνου, Γιώργο Ψαρρό, Σωτήρη Κοκόση, Θανάση Σαρηγιαννίδη, Βασίλη Λάζαρη και Χρήστο Κρασσόπουλο.

Τέλος, εκφράζω την αμέριστη αγάπη και την ευγνωμοσύνη μου στην οικογένειά μου για την άνευ όρων και ορίων υποστήριξη, τη βοήθεια και τη συμπαράστασή τους όλα αυτά τα χρόνια.

Περιεχόμενα

Περίληψη	ix
Abstract.....	xi
Ευχαριστίες.....	xiii
Περιεχόμενα	xv
Ευρετήριο σχημάτων	xix
Ευρετήριο πινάκων	xxvii
Γλωσσικό Παράρτημα	xxix
Ακρωνύμια.....	xxxi
Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή	1
1.1 Γενική επιθεώρηση	3
1.1.1 Ιστορική αναδρομή ασύρματης μεταφοράς ισχύος	5
1.1.2 Συμβατότητα και τυποποίηση	9
1.2 Πλαίσιο και αντικείμενα της σύγχρονης έρευνας	10
1.2.1 Κοινωνικοοικονομικό πλαίσιο και εμπορευσιμότητα	10
1.2.2 Τομείς ερευνητικού ενδιαφέροντος και βιβλιογραφική ανασκόπηση	12
1.3 Στόχοι και συμβολή της παρούσας μελέτης.....	25
Κεφάλαιο 2. Ανάλυση λειτουργίας συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος	29
2.1 Επαγωγική σύζευξη	30
2.2 Ηλεκτρικός συντονισμός	33
2.3 Βασικές τοπολογίες IPTSs.....	35
2.4 Το φαινόμενο της διακλάδωσης.....	37
2.5 Μεθοδολογία σχεδίασης IPTS	40
2.6 Ανάλυση IPTS με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον	42
2.6.1 Ανάλυση στη συχνότητα μηδενισμού της διαφοράς φάσης τάσης εισόδου – ρεύματος εξόδου	44
2.6.2 Προσομοίωση λειτουργίας συστήματος.....	47
2.7 Ανάλυση IPTS με αντιστάθμιση σειράς – σειράς (SS)	49

2.7.1	Ανάλυση στη συχνότητα μηδενισμού της διαφοράς φάσης τάσης εισόδου – ρεύματος εξόδου	54
2.7.2	Προσομοίωση λειτουργίας συστήματος.....	58
2.7.3	Περιοχή ασφαλούς λειτουργίας	61
Κεφάλαιο 3. Μελέτη και κατασκευή πειραματικής διάταξης		65
3.1	Μαγνητική διάταξη.....	65
3.1.1	Μελέτη προτεινόμενης μαγνητικής διάταξης.....	65
3.1.2	Κατασκευή μαγνητικής διάταξης.....	76
3.2	Σχεδίαση συστοιχίας πυκνωτών συντονισμού	80
3.3	Αντιστροφέας υψηλής διακοπτικής συχνότητας.....	83
3.3.1	Λειτουργία αντιστροφέα με χωρητικό φορτίο.....	85
3.4	Διάταξη συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.....	88
Κεφάλαιο 4. Τεχνική ελέγχου συχνότητας λειτουργίας IPTS		91
4.1	Τεχνική ελέγχου κλειδώματος φάσης (PLL).....	91
4.1.1	Σχεδίαση και υλοποίηση κυκλώματος ανίχνευσης και οπτικής ζεύξης.....	95
4.2	Πειραματική αξιολόγηση σε σύστημα με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον	96
4.3	Πειραματική αξιολόγηση σε σύστημα με αντιστάθμιση σειράς-σειράς.....	98
4.3.1	Πειραματική αξιολόγηση συστήματος σε στατή λειτουργία.....	98
4.3.2	Αξιολόγηση του ελέγχου PLL σε δυναμική λειτουργία	103
Κεφάλαιο 5. Διατάξεις ασύμμετρης φόρτισης συντονισμένου κυκλώματος		107
5.1	Επίδραση ασύμμετρης φόρτισης σε συντονισμένο L-C-R κύκλωμα	107
5.2	Εφαρμογή ασύμμετρης φόρτισης σε IPTS με αντιστάθμιση σειράς-σειράς.....	114
5.2.1	Θεωρητική ανάλυση ασύμμετρης φόρτισης σε IPTS με αντιστάθμιση SS	115
5.2.2	Προσομοιώσεις και πειραματικά αποτελέσματα φόρτισης	118
5.3	Επίδραση χωρητικού φίλτρου εξόδου στην ασύμμετρη φόρτιση.....	124
Κεφάλαιο 6. Θερμική μελέτη συστήματος σε λειτουργία 1 kW		135
6.1	Καταγραφή θερμικής συμπεριφοράς συστήματος	136
6.2	Υπολογισμός και κατανομή απωλειών	140
6.2.1	Υπολογισμός απωλειών μετατροπών	140
6.2.2	Εκτίμηση απωλειών πυρήνα μαγνητικής διάταξης	143
6.2.3	Απώλειες χαλκού	145

6.2.4	Απώλειες πυκνωτών συντονισμού	147
6.2.5	Κατανομή απωλειών συστήματος.....	147
Κεφάλαιο 7. Συμπεράσματα και προτάσεις μελλοντικής έρευνας		149
7.1	Αξιολόγηση αποτελεσμάτων μελέτης.....	149
7.1.1	Στρατηγική ελέγχου για δυναμική φόρτιση	149
7.1.2	Ασύμμετρη φόρτιση.....	150
7.1.3	Μαγνητική διάταξη.....	151
7.2	Δημοσιεύσεις	151
7.3	Προτάσεις μελλοντικής έρευνας.....	152
Βιβλιογραφία		155
Παράρτημα		163
I.	Τεχνικά χαρακτηριστικά σύρματος litz.....	163
II.	Τεχνικά χαρακτηριστικά φερρίτη MnZn, N87.....	164
III.	Διαγράμματα κυκλωμάτων οπτικής ζεύξης	165
IV.	Κυκλωματικά σχέδια και σχέδια πλακετών πρωτοτύπου.....	169
V.	Μαγνητικές διατάξεις	173

Ευρετήριο σχημάτων

Σχήμα 1.1. Κατηγοριοποίηση τεχνολογιών ασύρματης μεταφοράς ισχύος [1].....	2
Σχήμα 1.2. Δομικό διάγραμμα συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος	3
Σχήμα 1.3. Εφαρμογές επαγωγικής μεταφοράς ισχύος: (α) φορτιστής κινητών τηλεφώνων της Choe [2], (β) φορτιστής ηλεκτρικής οδοντόβουρτσας [3], (γ) επαγωγική κουζίνα [4], (δ) φορτιστής ηλεκτρικών αυτοκινήτων της Nissan [5], (ε) φορτιστές ηλεκτρικών λεωφορείων στην Αγγλία [6], (στ) σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος για υποβρύχιους φορτιστές [7] και (ζ) ασύρματη φόρτιση αισθητήρων μέσω drone για εφαρμογές εξερεύνησης [8].	5
Σχήμα 1.4. Πειραματική διάταξη του Hertz [11].	6
Σχήμα 1.5. (α) ο Μεγεθυντικός Εκπομπός και (β) Ο Πύργος Wardencllyffe του Tesla [12].....	7
Σχήμα 1.6. Σχέδια πατέντας των Hutin και LeBlanc για ασύρματη τροφοδοσία ηλεκτρικού τρένου [13].....	8
Σχήμα 1.7. Σχέδιο και πρωτότυπο του μοντέλου ελικοπτέρου κατασκευής Brown [14],[15].	8
Σχήμα 1.8. Αναπαράσταση δυναμικής φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων στο οδικό δίκτυο [31].	13
Σχήμα 1.9. (α) [39] και (β) [40]: σπειροειδής διάταξη και (γ): κυλινδρική ελικοειδής διάταξη πηνίων.	15
Σχήμα 1.10. Χαρακτηρισμός μαγνητικών διατάξεων για IPTSs [49].	15
Σχήμα 1.11. (α) Μαγνητική διάταξη ανεκτική σε κακή ευθυγράμμιση που μελετάται στην [50], (β) Διάταξη πολλαπλών πηνίων για την αντιμετώπιση της κακής ευθυγράμμισης [51].	16
Σχήμα 1.12. Μελέτη επίδρασης μαγνητικού πεδίου στον άνθρωπο για σύστημα 3 kW [53].	16
Σχήμα 1.13. Επίπεδα αναφοράς (α) της ICNIRP και (β) της IEEE για έκθεση σε χρονομεταβλητά ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία.	19
Σχήμα 1.14. Χρήση επιφανειών αλουμινίου για παθητική θωράκιση σε συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος (α) [51], (β) [59] και (γ) [29].	20
Σχήμα 1.15. Σύστημα αναίρεσης μαγνητικού πεδίου με βοηθητικό τύλιγμα [60].	20
Σχήμα 1.16. Τεχνικές ελέγχου συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος: Πάνω: μεταβολή συχνότητας αντιστροφεία (α) για μηδενισμό φάσης εισόδου και (β) για έλεγχο τάσης εξόδου. Μέση: Έλεγχος τάσης εξόδου με μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης του μετατροπέα DC/DC (γ) εισόδου και (δ) εξόδου. Κάτω: Έλεγχος τάσης εξόδου με μεταβολή βαθμού χρησιμοποίησης ή/ και φάσης (ε) του αντιστροφεία και (στ) του ελεγχόμενου ανορθωτή.	22
Σχήμα 1.17. Εφαρμογή τοπολογίας ασύμμετρης φόρτισης συντονισμένου κυκλώματος στο δευτερεύον σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμισης σειράς - σειράς	26
Σχήμα 1.18. Απεικόνιση των πυρήνων του επαγωγικού φορτιστή στο ηλεκτρικό όχημα.	26

Σχήμα 1.19. Προτεινόμενη στρατηγική ελέγχου για IPTS με αντιστάθμιση σειράς-σειράς.....	28
Σχήμα 2.1. Επιδαπέδια διάταξη συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος για φόρτιση ηλεκτρικού αυτοκινήτου [5].	30
Σχήμα 2.2. Δομικό διάγραμμα συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος	30
Σχήμα 2.3. Απεικόνιση πεπλεγμένης ροής και ροής σκέδασης.	31
Σχήμα 2.4. (α)Ισοδύναμο κύκλωμα των συζευγμένων πηνίων και (β) μοντέλο σκέδασης	32
Σχήμα 2.5. Κύκλωμα συντονισμού, εν σειρά L-C-R.	33
Σχήμα 2.6. (α) κανονικοποιημένη ισχύς εξόδου συναρτήσει της συχνότητας για διάφορους συντελεστές ποιότητας και (β) διαφορά φάσης τάσης – ρεύματος εισόδου και τιμή σύνθετης αντίστασης συναρτήσει της συχνότητας.	34
Σχήμα 2.7. Βασικές τοπολογίες αντιστάθμισης IPTSs: (α) δευτερεύοντος σειράς, (β) δευτερεύοντος παράλληλης (γ) σειράς-σειράς (SS), (δ) παράλληλης-σειράς (PS), (ε) σειράς-παράλληλης (SP), (στ) παράλληλης-παράλληλης (PP).	35
Σχήμα 2.8. Ισοδύναμο κύκλωμα IPTS με αναγωγή στο πρωτεύον με (α) εν σειρά και (β) παράλληλη αντιστάθμιση.	36
Σχήμα 2.9 Φαινόμενο υπερκρίσιμης διακλάδωσης τρίαυνας.	38
Σχήμα 2.10 Φαινόμενο διακλάδωσης σε σύστημα αντιστάθμισης PP [77].	39
Σχήμα 2.11 Φαινόμενο διακλάδωσης σε σύστημα αντιστάθμισης SS [95].	39
Σχήμα 2.12. Μεθοδολογία μελέτης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.....	41
Σχήμα 2.13. Σχηματικό διάγραμμα συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον.....	42
Σχήμα 2.14. Ισοδύναμο κύκλωμα IPTS με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον. Προσέγγιση πρώτης αρμονικής.	42
Σχήμα 2.15. <i>Επάνω</i> : Κανονικοποιημένη ισχύς εξόδου ως προς τη συχνότητα για (α) $k=0.18$ και διάφορες τιμές αντίστασης φορτίου και (δ) $R_L = 10 \Omega$ και διάφορες τιμές συντελεστή σύζευξης. Βάση κανονικοποίησης είναι η μέγιστη ισχύς για k_{max} όταν $R_L = 10 \Omega$. <i>Μέση</i> : Διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος πρωτεύοντος για (β) $k=0.18$ και διάφορες τιμές αντίστασης φορτίου και (ε) $R_L = 10 \Omega$ και διάφορες τιμές συντελεστή σύζευξης. <i>Κάτω</i> : Διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος δευτερεύοντος για (γ) $k=0.18$ και διάφορες τιμές αντίστασης φορτίου και (στ) $R_L = 10 \Omega$ και διάφορες τιμές συντελεστή σύζευξης. Τιμές παραμέτρων στον Πίνακα 2.1.....	46
Σχήμα 2.16. Κύκλωμα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον.....	48
Σχήμα 2.17. Αποτελέσματα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς. Τάση εξόδου αντιστροφέα (μαύρο), ρεύμα πρωτεύοντος (μπλε), τάση φορτίου (γκρι) και ρεύμα δευτερεύοντος (κόκκινο), για τις παραμέτρους του Πίνακα 2.1.	48
Σχήμα 2.18. Αποτελέσματα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς. Φάσμα αρμονικών ρεύματος εισόδου.....	49

Σχήμα 2.19. Σχηματικό διάγραμμα συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς –σειράς.....	50
Σχήμα 2.20. Ισοδύναμο κύκλωμα IPTS με αντιστάθμιση σειράς – σειράς. Προσέγγιση πρώτης αρμονικής.....	50
Σχήμα 2.21. Κύκλωμα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς.	53
Σχήμα 2.22. <i>Επάνω</i> : Κανονικοποιημένη ισχύς εξόδου ως προς τη συχνότητα για (α) $\omega_1=\omega_2$ και (δ) $\omega_1 \neq \omega_2$. Βάση κανονικοποίησης είναι η μέγιστη ισχύς για k_{max} όταν $\omega_1 = \omega_2$ και $L_1 = L_2$. (ζ) Κανονικοποιημένη ισχύς εξόδου ως προς τη συχνότητα για $\omega_1=\omega_2$ και k_{max} , με βάση κανονικοποίησης τη μέγιστη ισχύ για $R_L=10 \Omega$. <i>Μέση</i> : Διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος πρωτεύοντος για (β) $\omega_1 = \omega_2$, (ε) $\omega_1 \neq \omega_2$ και (η) για $\omega_1 = \omega_2$ και διάφορες τιμές φορτίου. <i>Κάτω</i> : Διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος δευτερεύοντος για (γ) $\omega_1 = \omega_2$, (στ) $\omega_1 \neq \omega_2$. και (η) για $\omega_1 = \omega_2$ και διάφορες τιμές φορτίου. Τιμές παραμέτρων στον Πίνακα 2.2.	53
Σχήμα 2.23. (α) Κέρδος τάσης για $\omega_1 = \omega_2$ και $\omega_1 \neq \omega_2$. (β) Λόγος DC τάσης εξόδου προς DC τάση εισόδου για $\omega_1 = \omega_2$ και $L_1=L_2$	57
Σχήμα 2.24. Κύκλωμα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς.	58
Σχήμα 2.25. Αποτελέσματα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς. Τάση εξόδου αντιστροφέα (μαύρο), ρεύμα πρωτεύοντος (μπλε), τάση φορτίου (γκρι) και ρεύμα δευτερεύοντος (κόκκινο), για τις παραμέτρους του Πίνακα 2.3.	60
Σχήμα 2.26. Αποτελέσματα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς. Φάσμα αρμονικών ρεύματος εισόδου.....	60
Σχήμα 2.27. Αποτελέσματα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς. Τάση πυκνωτή πρωτεύοντος (μαύρο), τάση πηνίου πρωτεύοντος (πράσινο), τάση πυκνωτή δευτερεύοντος (γκρι) και τάση πηνίου δευτερεύοντος (λαδί), για τις παραμέτρους του Πίνακα 2.3.	61
Σχήμα 2.28. Αποτελέσματα προσομοίωσης τάσεων στοιχείων συντονισμού IPTS με αντιστάθμισης SS. Ενεργός τάση πυκνωτή (α) πρωτεύοντος και (β) δευτερεύοντος για διάφορους συντελεστές σύζευξης. Ενεργός τάση πηνίου (γ) πρωτεύοντος και (δ) δευτερεύοντος για διάφορους συντελεστές σύζευξης.....	63
Σχήμα 2.29. Αποτελέσματα προσομοίωσης τάσεων στοιχείων συντονισμού IPTS με αντιστάθμισης SS. Ενεργός τάση πυκνωτή (α) πρωτεύοντος και (β) δευτερεύοντος για διάφορες τιμές αντίστασης φορτίου. Ενεργός τάση πυκνωτή (γ) πρωτεύοντος και (δ) δευτερεύοντος για διαφορετικές τάσεις εισόδου.	63
Σχήμα 3.1. Προτεινόμενη χωροδιάταξη του επαγωγικού φορτιστή ηλεκτρικών οχημάτων.....	66
Σχήμα 3.2. Παράδειγμα αυτόματης πλεγματοποίησης του προγράμματος Ansys.	69
Σχήμα 3.3. Καμπύλη μαγνήτισης του μαλακού φερριτή MnZn N87 της EPCOS – TDK.....	71
Σχήμα 3.4. Προτεινόμενες διαστάσεις πυρήνων.	71
Σχήμα 3.5. Αξονες μετατόπισης του δευτερεύοντος πηνίου σε σχέση με το πρωτεύον.	72

Σχήμα 3.6. Μεταβολή συντελεστή σύζευξης με τη μετατόπιση στους άξονες x και y.....	72
Σχήμα 3.7. Μεταβολή αυτεπαγωγών με τη μετατόπιση στους άξονες x και y.....	72
Σχήμα 3.8. Αποτελέσματα τρισδιάστατης προσομοίωσης για (α) ρεύμα πρωτεύοντος (κόκκινο) και δευτερεύοντος και (β) μέγιστη τιμή πυκνότητας μαγνητικής ροής. Οι παράμετροι της προσομοίωσης παρατίθενται στον Πίνακα 3.1.	74
Σχήμα 3.9. Πυκνότητα μαγνητικής ροής για λειτουργία σε ισχύ 3 kW.	74
Σχήμα 3.10. Αποτελέσματα προσομοίωσης για την πυκνότητα της μαγνητικής ροής σε ισχύ λειτουργίας 3 kW. Τομή (α) στο επίπεδο XY και (β) στο επίπεδο YZ.....	75
Σχήμα 3.11. (α) σύρμα litz και (β) μπάρα φερρίτη.	76
Σχήμα 3.12. (α) Επιδερμικό φαινόμενο. (β) φαινόμενο εγγύτητας για αγωγούς που διαρρέονται από ρεύμα ίδιας φοράς.....	76
Σχήμα 3.13. Πειραματική διάταξη πηνίων.	77
Σχήμα 3.14. Ισοδύναμο κύκλωμα συζευγμένων πηνίων. Μοντέλο σκέδασης.	78
Σχήμα 3.15. Συγκριτική παρουσίαση πειραματικών μετρήσεων και αποτελεσμάτων προσομοίωσης για το συντελεστή σύζευξης για μετατόπιση (α) στον άξονα y και (β) στον x.	78
Σχήμα 3.16. Συγκριτική παρουσίαση χαρακτηριστικών προτεινόμενης διάταξης U-I και σπειροειδούς διάταξης [39].....	80
Σχήμα 3.17. Χαρακτηριστικές μεταβολές V_{AC} με τη συχνότητα λειτουργίας.	82
Σχήμα 3.18. (α) σχέδιο και (β) κατασκευή συστοιχίας πυκνωτών συντονισμού πρωτεύοντος και δευτερεύοντος χωρητικότητας 18.8 nF. (γ) υπολογισμός εσωτερικής αντίστασης πυκνωτή. (δ) σχέδιο και (ε) κατασκευή συστοιχίας πυκνωτών συντονισμού πρωτεύοντος και δευτερεύοντος χωρητικότητας 28.2 nF.	82
Σχήμα 3.19. Σχηματικό διάγραμμα αντιστροφέα.....	83
Σχήμα 3.20. Σύγκριση απόδοσης Si IGBT και SiC MOSFET. Πηγή: Rohm Semiconductors.....	84
Σχήμα 3.21. Πρωτότυπος αντιστροφέας για οδήγηση IPTS.....	84
Σχήμα 3.22. Κανονικοποιημένη ισχύς εξόδου και φάση εισόδου IPTS ως προς τη συχνότητα στην ονομαστική θέση και σε μετατοπισμένη θέση (με διακεκομμένη γραμμή).	86
Σχήμα 3.23. Διαδοχή αγωγής σε χωρητικό φορτίο.	86
Σχήμα 3.24. Αντιστροφέας με MOSFETs πυριτίου σε χωρητική λειτουργία.	87
Σχήμα 3.25. Αντιστροφέας με MOSFETs καρβιδίου του πυριτίου σε χωρητική λειτουργία.	87
Σχήμα 3.26. Οριακή κατάσταση απώλειας ελέγχου του αντιστροφέα με MOSFETs πυριτίου σε χωρητική λειτουργία.....	87
Σχήμα 3.27. Πειραματική διάταξη IPTS με έλεγχο δυναμικής φόρτισης.	88
Σχήμα 4.1. Αρχή λειτουργίας ελέγχου κλειδώματος φάσης σε IPTS.	91
Σχήμα 4.2. Μηδενισμός φάσης και (α) ισχύς εξόδου για IPTS με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον, (β) κέρδος τάσης για IPTS με αντιστάθμιση σειράς - σειράς.	92
Σχήμα 4.3 Διάγραμμα λειτουργίας ελέγχου κλειδώματος φάσης.	93

Σχήμα 4.4. Διάγραμμα ροής ελέγχου κλειδώματος φάσης.....	95
Σχήμα 4.5. Βηματική απόκριση ελέγχου.....	95
Σχήμα 4.6. Σχηματικό διάγραμμα (α) πομπού και (β) δέκτη υπερύθρων.....	96
Σχήμα 4.7. Πρωτότυπο σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση στο δευτερεύον.....	97
Σχήμα 4.8. Πειραματικά αποτελέσματα κανονικοποιημένης ως προς τη μέγιστη τιμή ισχύος εξόδου (12 W) συναρτήσει της συχνότητας λειτουργίας για τρεις διαφορετικούς συντελεστές σύζευξης. Με κόκκινο σημείο υποδηλώνεται η ισχύς για τη συχνότητα κλειδώματος του PLL και με γκρι η ισχύς για μια σταθερή συχνότητα λειτουργίας.....	98
Σχήμα 4.9. Ισχύς εξόδου συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές φορτίου.....	99
Σχήμα 4.10. Τάση εξόδου συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές φορτίου.....	99
Σχήμα 4.11. Διαφορά φάσης τάσης και ρεύματος εισόδου συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές φορτίου.....	100
Σχήμα 4.12. Διαφορά φάσης τάσης εισόδου – ρεύματος δευτερεύοντος συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές φορτίου.....	100
Σχήμα 4.13. Απόδοση DC - DC συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές φορτίου.....	100
Σχήμα 4.14. Πειραματικά αποτελέσματα (α) τάσης εξόδου του αντιστροφέα (μαύρο), ρεύματος πρωτεύοντος (πράσινο) και δευτερεύοντος (μπλε) και (β) τάσης πυκνωτή πρωτεύοντος (πράσινο) και δευτερεύοντος (μπλε) για λειτουργία με φορτίο $R_{L-DC} = 15 \Omega$, σε ισχύ 1 kW.....	101
Σχήμα 4.15. Πειραματικά αποτελέσματα τάσης εξόδου του αντιστροφέα (μαύρο), ρεύματος πρωτεύοντος (πράσινο) και δευτερεύοντος (μπλε) για λειτουργία με φορτίο $R_{L-DC} = 20 \Omega$, σε ισχύ 2 kW.....	101
Σχήμα 4.16. Ισχύς εξόδου σε συνάρτηση με τη μετατόπιση ως προς τον άξονα x για φορτίο $R_{L-DC} = 15 \Omega$	102
Σχήμα 4.17. Απόδοση DC-DC σε συνάρτηση με τη μετατόπιση ως προς τον άξονα x για φορτίο $R_{L-DC} = 15 \Omega$	103
Σχήμα 4.18. Απεικόνιση της πειραματικής διάταξης κίνησης του συστήματος.....	103
Σχήμα 4.19. Πρωτότυπη πειραματική διάταξη.....	104
Σχήμα 4.20. Ισχύς εξόδου σε συνθήκες κίνησης για τα τρία εξεταζόμενα σενάρια λειτουργίας.....	105
Σχήμα 4.21. Πειραματικά αποτελέσματα απόκρισης συχνότητας του προτεινόμενου ελέγχου σε συνθήκες κίνησης. Με ροζ αντιπαραβάλλεται και η μετατόπιση ως προς το χρόνο.....	105
Σχήμα 4.22. Πειραματικά αποτελέσματα απόκρισης συχνότητας σε συνθήκες μεταβολής της συχνότητας ταλάντωσης. Η ισχύς εξόδου παρατίθεται με μπλε χρώμα.....	106
Σχήμα 4.23. Πειραματικά αποτελέσματα τάσης και ισχύος εξόδου για δυναμική μεταβολή του φορτίου και ενώ το σύστημα βρίσκεται σε ταλάντωση συχνότητας 0.4 Hz.....	106
Σχήμα 5.1. Τοπολογία του (α) ασύμμετρα φορτωμένου και (β) συμμετρικά φορτωμένου εν σειρά συντονισμένου L-C-R κυκλώματος.....	108
Σχήμα 5.2. Ισοδύναμα κυκλώματα (α) της θετικής και (β) της αρνητικής ημιπεριόδου λειτουργίας ..	109

Σχήμα 5.3. (α) Ισοδύναμο κύκλωμα παρουσίασης της DC μετατόπισης της τάσης του πυκνωτή συντονισμού και της συμμετρίας του ρεύματος (β) διαδρομή ρεύματος για τη θετική ημιπερίοδο (γ) διαδρομή ρεύματος για την αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας	110
Σχήμα 5.4. (α) διάταξη κυκλώματος για την εξαγωγή της ισοδύναμης αντίστασης (β) τοπολογία κυκλώματος με την ισοδύναμη αντίσταση	110
Σχήμα 5.5. Προσομοίωση κυκλώματος L-C-R στη συχνότητα συντονισμού. Επάνω: τάση εισόδου. Κάτω: τάση εξόδου για ασύμμετρη (μπλε) και πλήρη φόρτιση (μαύρο) για (α) $R_{sc}=0 \Omega$ και (β) $R_{sc}=2 \Omega$	113
Σχήμα 5.6. Κέρδος ισχύος εξόδου, G, της ασύμμετρης σε σχέση με την πλήρη φόρτιση κυκλώματος L-C-R για διάφορες συχνότητες λειτουργίας και διαφορετικές αντιστάσεις φορτίου.	114
Σχήμα 5.7. IPTS με αντιστάθμιση σειράς – σειράς και τοπολογία (α) πλήρους ανόρθωσης και (β) ασύμμετρης φόρτισης στο δευτερεύον.	115
Σχήμα 5.8. Ισοδύναμο Thevenin του κυκλώματος του IPTS με ασύμμετρη φόρτιση.	115
Σχήμα 5.9. (α) προφίλ φόρτισης μπαταρίας ηλεκτρικού αυτοκινήτου 24 kWh [96] και (β) ισοδύναμη αντίσταση φόρτισης στην ac- πλευρά ανορθωτή πλήρους γέφυρας με και χωρίς χωρητικό φίλτρο εξόδου.	118
Σχήμα 5.10. Πειραματική διάταξη πρωτότυπου συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.	119
Σχήμα 5.11. Πειραματικά αποτελέσματα τάσης εξόδου αντιστροφέα (κόκκινο) και τάσης φορτίου για πλήρη ανόρθωση και ασύμμετρη φόρτιση με φορτίο $R_L=100 \Omega$	120
Σχήμα 5.12. Αποτελέσματα προσομοιώσεων και πειραμάτων για την ισχύ εξόδου σε συνάρτηση με την αντίσταση φορτίου R_L για πλήρη ανόρθωση και ασύμμετρη φόρτιση.	120
Σχήμα 5.13. Κέρδος ισχύος εξόδου της ασύμμετρης φόρτισης σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση. ...	120
Σχήμα 5.14. Πειραματικά αποτελέσματα απόδοσης από DC έως φορτίο του IPTS.	120
Σχήμα 5.15. Κέρδος ισχύος εξόδου, G, της ασύμμετρης φόρτισης σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση IPTS με αντιστάθμιση σειράς-σειράς για διάφορες συχνότητες λειτουργίας και διαφορετικές αντιστάσεις φορτίου.	121
Σχήμα 5.16. Απόδοση DC-DC συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς για διάφορες συχνότητες λειτουργίας και διαφορετικές αντιστάσεις φορτίου με τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης (γαλάζιο) και πλήρους ανόρθωσης (γκρι).	121
Σχήμα 5.17. Πειραματικά αποτελέσματα τάσης εξόδου αντιστροφέα (κόκκινο), ρεύματος και τάσης μπαταρίας για πλήρη ανόρθωση και ασύμμετρη φόρτιση. Τα δεδομένα παρατίθενται στον Πίνακα 5.4.	123
Σχήμα 5.18. IPTS με αντιστάθμιση σειράς – σειράς και τοπολογία (α) πλήρους ανόρθωσης και (β) ασύμμετρης φόρτισης με χωρητικό φίλτρο εξόδου.	125
Σχήμα 5.19. (α) διάταξη κυκλώματος για την εξαγωγή της ισοδύναμης αντίστασης (β) τοπολογία κυκλώματος με την ισοδύναμη αντίσταση	127
Σχήμα 5.20. Τάση εξόδου αντιστροφέα (κόκκινο), τάση στην είσοδο του ανορθωτή για την ασύμμετρη φόρτιση (μπλε) και την πλήρη ανόρθωση (μαύρο).	130
Σχήμα 5.21. Ρεύμα δευτερεύοντος (πάνω) και ρεύμα εξόδου της ημιανόρθωσης (κάτω) στην τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης.	130

Σχήμα 5.22. Ρεύμα δευτερεύοντος (πάνω) και ρεύμα εξόδου της ημιανόρθωσης (κάτω) στην τοπολογία πλήρους ανόρθωσης.....	130
Σχήμα 5.23. Μεταβατική κατάσταση ρεύματος πρωτεύοντος με τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης (μπλε) και πλήρους ανόρθωσης (μαύρο) και χωρητικό φίλτρο εξόδου.	131
Σχήμα 5.24. Μεταβατική κατάσταση ρεύματος δευτερεύοντος με τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης (μπλε) και πλήρους ανόρθωσης (μαύρο) και χωρητικό φίλτρο εξόδου.	131
Σχήμα 5.25. Κέρδος ισχύος εξόδου, G , της ασύμμετρης φόρτισης σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση IPTS με αντιστάθμιση σειράς-σειράς για διάφορες συχνότητες λειτουργίας και διαφορετικές αντιστάσεις φορτίου.	133
Σχήμα 5.26. Απόδοση DC-DC συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς και χωρητικό φίλτρο εξόδου για διάφορες συχνότητες λειτουργίας και διαφορετικές αντιστάσεις φορτίου με τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης (γαλάζιο) και πλήρους ανόρθωσης (γκρι).	133
Σχήμα 6.1. Εξέλιξη θερμοκρασίας εξαρτημάτων συστήματος με το χρόνο.....	137
Σχήμα 6.2 Θερμοκρασία μετά από 20 λεπτά λειτουργίας σε ισχύ 1 kW (α) του πρωτεύοντος πηνίου χωρίς ψύξη, (β) του δευτερεύοντος πηνίου και (γ) του πρωτεύοντος πηνίου με τεχνητή ψύξη.	138
Σχήμα 6.3 Θερμοκρασία μετά από 20 λεπτά λειτουργίας σε ισχύ 1 kW των πυκνωτών συντονισμού (α) πρωτεύοντος και (β) δευτερεύοντος.	139
Σχήμα 6.4 Θερμοκρασία μετά από 20 λεπτά λειτουργίας σε ισχύ 1 kW των ψυκτρών (α) του αντιστροφέα και (β) του ανορθωτή.	140
Σχήμα 6.5. Σχηματικό διάγραμμα λειτουργίας του αντιστροφέα σε κατάσταση βραχυκύκλωσης για την εξαγωγή της χαρακτηριστικής απωλειών – θερμοκρασιακής μεταβολής ψύκτρας ημιαγωγών.....	141
Σχήμα 6.6. Χαρακτηριστική καμπύλη καταναλισκόμενης ισχύος – μεταβολής θερμοκρασίας της ψύκτρας των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα.	142
Σχήμα 6.7. Πτώση τάσης διόδου συναρτήσει ρεύματος αγωγής διόδων τύπου STTH6004W.	143
Σχήμα 6.8. Κατανομή ενεργού τιμής πυκνότητας μαγνητικού πεδίου στους πυρήνες πρωτεύοντος και δευτερεύοντος για λειτουργία του συστήματος σε ισχύ 1 kW.....	144
Σχήμα 6.9. Κατανομή απωλειών στο σύστημα σε ισχύ λειτουργίας 1 kW.	148
Σχήμα 7.1. Δομικό διάγραμμα ελεγχόμενης ασύμμετρης φόρτισης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.	153

Ευρετήριο πινάκων

Πίνακας 1.1 Βασικοί περιορισμοί του Επαγόμενου Ρεύματος και του Ηλεκτρικού Πεδίου, όπου f_H : η συχνότητα σε Hz.....	18
Πίνακας 1.2 Επίπεδα αναφοράς. f_M : η συχνότητα σε MHz.....	19
Πίνακας 1.3. Μέθοδοι ελέγχου ισχύος εξόδου των IPTSs.....	21
Πίνακας 2.1. Παράμετροι προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον.....	48
Πίνακας 2.2. Τιμές στοιχείων προσομοίωσης για τα γραφήματα του Σχήματος Σχήμα 2.22.....	54
Πίνακας 2.3. Παράμετροι προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.....	59
Πίνακας 2.4. Παράμετροι προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.....	62
Πίνακας 3.1. Τιμές παραμέτρων τρισδιάστατης προσομοίωσης μαγνητικού κυκλώματος.....	73
Πίνακας 3.2. Τεχνικά χαρακτηριστικά των πηνίων για επαγωγικό σύστημα 3kW της [39] και της παρούσας διάταξης.....	79
Πίνακας 3.3. Χαρακτηριστικά πυκνωτή αντιστάθμισης.....	82
Πίνακας 3.4. Στοιχεία πειραματικής διάταξης.....	86
Πίνακας 3.5. Στοιχεία πειραματικής διάταξης IPTS με έλεγχο PLL.....	89
Πίνακας 4.1. Στοιχεία πειραματικής διάταξης IPTS με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον και έλεγχο PLL.....	97
Πίνακας 4.2. Αποτελέσματα ισχύος εξόδου για τα τρία εξεταζόμενα σενάρια λειτουργίας.....	104
Πίνακας 5.1. Παράμετροι προσομοίωσης ασύμμετρης φόρτισης σε L-C-R κύκλωμα.....	113
Πίνακας 5.2. Στοιχεία προσομοίωσης.....	118
Πίνακας 5.3. Στοιχεία πειραματικής διάταξης.....	119
Πίνακας 5.4. Πειραματικά αποτελέσματα φόρτισης μπαταρίας με πλήρη ανόρθωση και ασύμμετρη φόρτιση.....	123
Πίνακας 5.5. Παράμετροι προσομοίωσης με χωρητικό φίλτρο εξόδου.....	129
Πίνακας 5.6. Αποτελέσματα ισχύος εξόδου προσομοίωσης.....	129
Πίνακας 5.7. Τιμές παραμετρικής προσομοίωσης συστήματος με χωρητικό φίλτρο εξόδου.....	132
Πίνακας 6.1. Παράμετροι θερμικού πειράματος.....	137
Πίνακας 6.2. Μετρήσεις θερμικού πειράματος.....	137
Πίνακας 6.3. Μετρήσεις θερμοκρασιακής μεταβολής ψύκτρας σε συνάρτηση με την καταναλισκόμενη ισχύ.....	142

Πίνακας 6.4. Υπολογισμός απωλειών πυρήνων με χρήση των αποτελεσμάτων προσομοίωσης και των χαρακτηριστικών των φύλλων δεδομένων.....	145
---	-----

Γλωσσικό Παράρτημα

Βασικές έννοιες - ορολογία

<i>Ελληνικός όρος</i>	<i>Αγγλικός όρος</i>
ανέπαφη μεταφορά ισχύος	contactless power transfer
ανορθωτική κεραία	rectenna
απόσχιση συχνότητας	frequency splitting
ασύμμετρη φόρτιση	asymmetric loading
ασύρματη μεταφορά ισχύος	wireless power transfer
βαθμός χρησιμοποίησης	duty cycle (D)
βρόχος κλειδώματος φάσης	phase-locked-loop (PLL)
γωνία μηδενισμού φάσης	zero phase angle (ZPA)
διακλάδωση	bifurcation
δυναμική φόρτιση	dynamic charging
επαγωγική μεταφορά ισχύος	inductive power transfer
επαγωγικός φορτιστής	inductive charger
θερμοκρασία ένωσης	junction temperature
μάγνητρο	magnetron
μεταβολή φάσης	phase shifting
νεκρός χρόνος	dead time
προσαρμογή	impedance matching
προσέγγιση πρώτης αρμονικής	first harmonic approximation (FHA)
στατή φόρτιση	static charging
σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος	inductive power transfer system (IPTS)
υπερκρίσιμη διακλάδωση τρίαινας	supercritical pitchfork bifurcation

Ακρωνύμια

	<i>Αγγλικός όρος</i>	<i>Ελληνικός όρος</i>
DSP	digital signal processor	ψηφιακός επεξεργαστής
GaN	Gallium nitride	νιτρίδιο του γαλλίου
GND	ground	γείωση
IPT	inductive power transfer	επαγωγική μεταφορά ισχύος
IPTS	inductive power transfer system (IPTS)	σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος
IR	infrared	υπέρυθρη
PD	phase detector	ανιχνευτής φάσης
PI	proportional - integral	αναλογικός - ολοκληρωτικός
PLL	phase-locked-loop	βρόχος κλειδώματος φάσης
PP	parallel-parallel	παράλληλα - παράλληλα
PS	parallel-series	παράλληλα - εν σειρά
PWM	pulse width modulation	διαμόρφωση εύρους παλμού
Si	silicon	πυρίτιο
SiC	Silicon carbide	καρβίδιο του πυριτίου
SP	series-parallel	εν σειρά - παράλληλα
SS	series-series	εν σειρά - εν σειρά
VCO	voltage controlled oscillator	ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση
ZPA	zero phase angle	γωνία μηδενισμού φάσης
ZCD	zero-crossing detector	ανιχνευτής διάβασης από το μηδέν

Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή

Η αυξανόμενη χρήση ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών συστημάτων, σε διαδικασίες που στοχεύουν στην κάλυψη βασικών και ανώτερων ανθρώπινων αναγκών, έχει απελευθερώσει τον άνθρωπο από πολλούς παλαιούς περιορισμούς κόπου, χρόνου, απόστασης, μεγεθών και εύρους στην εκτέλεση των δραστηριοτήτων του. Τον έχει καταστήσει, όμως, απόλυτα εξαρτημένο από την κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας και, κατ' επέκταση, δέσμιο του μήκους και του πλήθους των καλωδίων τροφοδοσίας των συστημάτων που χρησιμοποιεί.

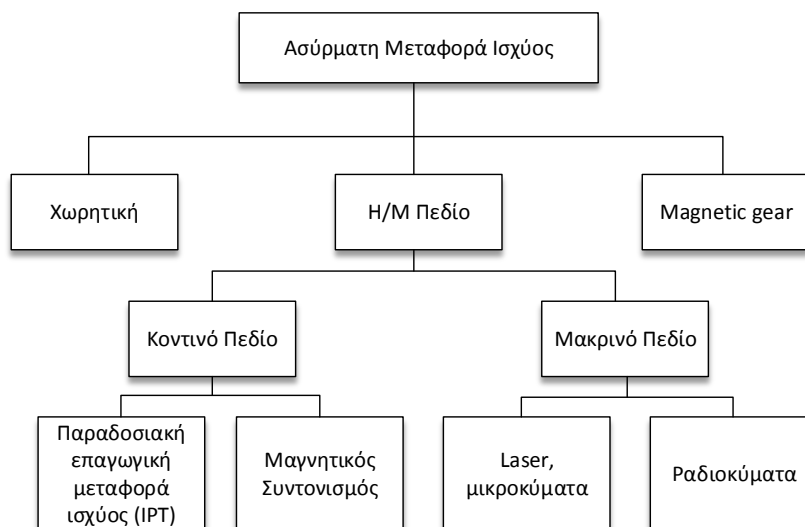
Η επανάσταση των φορητών συσκευών, όπως τηλέφωνα, υπολογιστές, εργαλεία και άλλα, αποτέλεσε ένα πρώτο στάδιο απελευθέρωσης από τα καλώδια. Η μετάβαση στη φορητότητα βασίστηκε στη συμβολή των νέας τεχνολογίας συσσωρευτών και της ραγδαίας ανάπτυξης των ασύρματων δικτύων. Παρόλα αυτά, η εμφάνιση της ένδειξης χαμηλής μπαταρίας είναι αρκετή για να υπενθυμίσει ότι η δέσμευση από τα καλώδια παραμένει για την επαναφόρτιση των συσκευών αυτών, θέτοντας όρια στη φορητότητά τους και προκαλώντας τη δυσφορία των χρηστών. Κατά συνέπεια, η δημιουργία ενός κόσμου στον οποίο η μεταφορά ηλεκτρικής ισχύος δε θα προϋποθέτει χρήση καλωδίων, δε θα μπορούσε παρά να απασχολεί έντονα τη σύγχρονη επιστημονική έρευνα.

Πρώτος οραματιστής της ασύρματης μεταφοράς ισχύος υπήρξε ο Nikola Tesla (1856-1943), ο οποίος υποστήριξε, ήδη από τα τέλη του 19^{ου} αιώνα, την δυνατότητα μεταφοράς ενέργειας χωρίς αγωγούς και εισήγαγε τις βάσεις για όλους τους δυνατούς τρόπους επίτευξης αυτής: μέσω ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας (ραδιοσυχνότητες), μέσω χωρητικής σύζευξης και μέσω επαγωγικής σύζευξης. Πραγματοποίησε, μάλιστα και επιδείξεις ασύρματης μεταφοράς ισχύος με πρωτότυπα συστήματα δικής του κατασκευής. Τα επιτεύγματά του εντυπωσίασαν, αλλά λόγω του ότι η ιδέα προϋπήρξε της ανάγκης και, ταυτόχρονα, τα τεχνικά μέσα της εποχής ήταν περιορισμένα, δεν υπήρξε εμπορική εξέλιξη.

Σήμερα, η ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος και οι δυνατότητες που τους προσδίδουν τα νέα υλικά των ημιαγωγικών στοιχείων (όπως καρβίδιο του πυριτίου – SiC και νιτρίδιο γαλλίου – GaN) δίνουν τη δυνατότητα εκμετάλλευσης της ιδέας του Tesla ως λύση για την αποδέσμευση της τροφοδότησης των συσκευών από τα καλώδια. Οι μέθοδοι που καθιστούν δυνατή την ανέπαφη μεταφορά ισχύος παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στο Σχήμα 1.1. Η ανάπτυξη των τεχνολογιών ασύρματης φόρτισης εξελίσσεται σε δύο κυρίως κατευθύνσεις, την ακτινοβολούσα και τη μη-ακτινοβολούσα ασύρματη φόρτιση. Η ακτινοβολούσα μέθοδος χρησιμοποιεί ηλεκτρομαγνητικά κύματα, ραδιοσυχνοτήτων (RF) ή μικροκύματα, ως μέσο για τη μετάδοση της ενέργειας. Λόγω ζητημάτων ασφαλείας που προκύπτουν από την έκθεση σε ραδιοσυχνότητες, η ακτινοβολούσα μέθοδος εφαρμόζεται σε συστήματα χαμηλής ισχύος.

Από τους τρόπους μη ακτινοβολούσας ασύρματης μεταφοράς ενέργειας, η επαγωγική σύζευξη,

δηλαδή, η μεταφορά ενέργειας μεταξύ ασθενώς συζευγμένων πηνίων μέσω του μαγνητικού πεδίου, είναι ο πιο δημοφιλής. Αυτό διότι συνδυάζει την δυνατότητα μεταφοράς σημαντικού μεγέθους ισχύος, της τάξης των kW, σε ικανοποιητικές αποστάσεις μερικών δεκάδων εκατοστών, συγκρίσιμες με το φυσικό μέγεθος των πηνίων.



Σχήμα 1.1. Κατηγοριοποίηση τεχνολογιών ασύρματης μεταφοράς ισχύος [1].

Στην παρούσα εργασία πραγματοποιείται μελέτη και κατασκευή συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος για εφαρμογές φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων.

Στη συνέχεια του **Κεφαλαίου 1** πραγματοποιείται μια γενική επιθεώρηση του ερευνητικού πλαισίου και της σχετικής βιβλιογραφίας. Επίσης, παρουσιάζεται το αντικείμενο και η συμβολή της παρούσας διερεύνησης. Τα αποτελέσματα της διερεύνησης παρουσιάζονται ακολούθως ως εξής:

Στο **Κεφάλαιο 2** πραγματοποιείται η θεωρητική ανάλυση της λειτουργίας των συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος και τονίζονται τα χαρακτηριστικά εκείνα που οδηγούν στις προτάσεις και τη συνεισφορά της συγκεκριμένης έρευνας.

Στο **Κεφάλαιο 3** παρουσιάζεται η σχεδίαση και η κατασκευή της μαγνητικής διάταξης και εξετάζεται η συμπεριφορά της ως προς τη μετατόπιση της θέσης μεταξύ των συζευγμένων πηνίων. Επίσης, περιλαμβάνεται η διαδικασία σχεδίασης και κατασκευής των μετατροπέων ισχύος και των πυκνωτών συντονισμού του συστήματος και συγκροτείται το πρωτότυπο σύστημα επαγωγικής φόρτισης.

Στο **Κεφάλαιο 4** πραγματοποιείται ανάλυση της προτεινόμενης τεχνικής ελέγχου μέσω PLL με οπτική ζεύξη πρωτεύοντος - δευτερεύοντος. Στο ίδιο κεφάλαιο, καταγράφεται η λειτουργία του συνολικού συστήματος σε ισχύ 1 kW και 2 kW, καθώς και οι επιδόσεις της προτεινόμενης στρατηγικής ελέγχου για δυναμικά μεταβαλλόμενες συνθήκες φόρτισης.

Στο **Κεφάλαιο 5** παρουσιάζεται η διάταξη ασύμμετρης φόρτισης. Αναλύεται η επίδρασή της σε ένα συντονισμένο κύκλωμα L-C-R και γίνεται εφαρμογή της σε πρωτότυπο σύστημα

επαγωγικής μεταφοράς ισχύος. Επιπλέον, μελετάται η επίδραση χωρητικού φίλτρου εξόδου στο μετασχηματισμό του φορτίου. Παρουσιάζονται προσομοιώσεις και πειραματικά αποτελέσματα τόσο για ωμικό φορτίο όσο και για φόρτιση συστοιχίας μπαταριών.

Στο **Κεφάλαιο 6** πραγματοποιείται θερμική αξιολόγηση του συστήματος για λειτουργία σε ισχύ 1 kW και υπολογισμός και κατανομή των απωλειών στα επιμέρους στοιχεία του συστήματος.

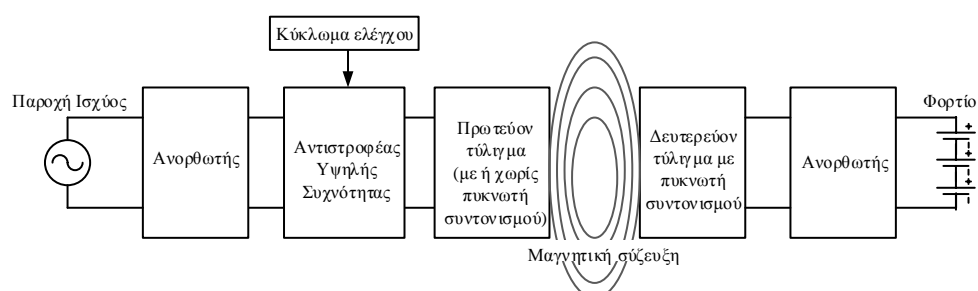
Τέλος, στο **Κεφάλαιο 7** συνοψίζονται τα συμπεράσματα που προέκυψαν από την ερευνητική διαδικασία και παρουσιάζονται προτάσεις και θέματα μελλοντικής έρευνας.

1.1 Γενική επιθεώρηση

Η λειτουργία των συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος (Inductive Power Transfer Systems – IPTSs) βασίζεται στην μαγνητική σύζευξη δυο πηνίων, και η δυνατότητα μεταφοράς ισχύος καθορίζεται από την μεταξύ τους πεπλεγμένη μαγνητική ροή. Τα ασθενώς συζευγμένα IPTSs παρουσιάζουν ασθενή μαγνητική σύζευξη πρωτεύοντος – δευτερεύοντος και μεγάλου βαθμού σκέδαση. Κατά συνέπεια, η μικρή αμοιβαία επαγωγή περιορίζει τη μεταφορά ενέργειας στο δευτερεύον πηνίο. Για την επίτευξη μεταφοράς της απαιτούμενης ισχύος τα IPTSs σχεδιάζονται να λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες (συνήθως από 50 έως 500 kHz) και σε συνθήκες συντονισμού.

Οι βασικές βαθμίδες μιας σύγχρονης διάταξης επαγωγικής μεταφοράς ισχύος είναι (Σχήμα 1.2):

- ανορθωτής μονοφασικής (ή τριφασικής) παροχής τάσης
- αντιστροφέας υψηλής διακοπτικής συχνότητας
- πηνία πρωτεύοντος και δευτερεύοντος
- κύκλωμα συντονισμού πρωτεύοντος (εάν υπάρχει) και δευτερεύοντος
- ανορθωτής δευτερεύοντος
- ελεγκτής



Σχήμα 1.2. Δομικό διάγραμμα συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.

Συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος χρησιμοποιούνται εν γένει σε εφαρμογές όπου είναι απαραίτητη η μετάδοση ισχύος σε κινούμενο σύστημα και σε εφαρμογές όπου είναι απαραίτητη η γαλβανική απομόνωση μεταξύ φορτιστή και συστήματος. Μερικές σχετικές εφαρμογές είναι: ρομποτικές εφαρμογές, κυλιόμενοι μετασχηματιστές, υποβρύχια μεταφορά ισχύος, και μεταφορά ισχύος σε υγρά περιβάλλοντα. Η συγκεκριμένη τεχνολογία τείνει να υιοθετηθεί για τη φόρτιση ευρείας γκάμας συσκευών, από μικρές φορητές (κινητά τηλέφωνα, ταμπλέτες κλπ.) μέχρι ηλεκτρικά οχήματα. Παραδείγματα ασύρματης μεταφοράς ισχύος παρουσιάζονται στο Σχήμα 1.3.

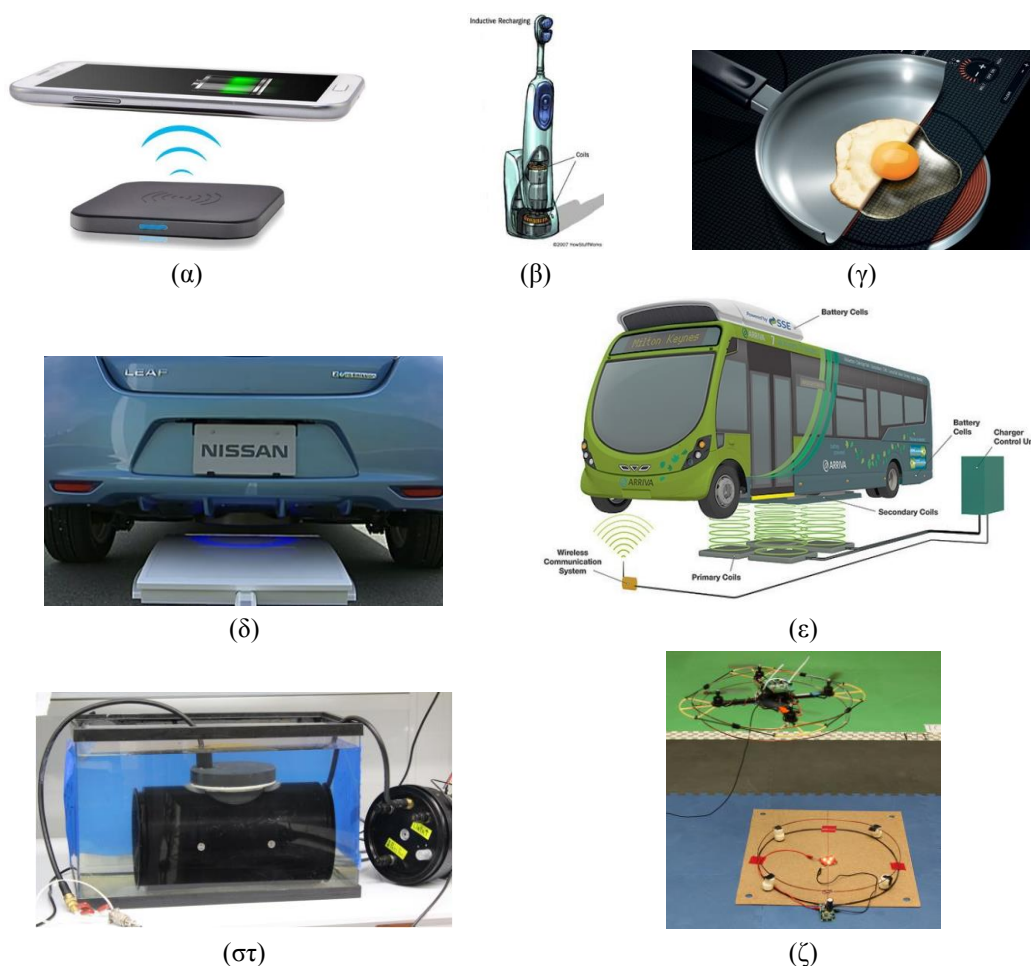
Η ασύρματη μεταφορά ισχύος παρουσιάζει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα:

- ✓ Ενισχύει την ευχρηστία και τη φιλικότητα προς το χρήστη, καθώς απομακρύνει την οποιαδήποτε έγνοια σύνδεσης στην τροφοδοσία και παρέχει έναν καθολικό τρόπο φόρτισης από τον ίδιο φορτιστή ανεξαρτήτως τύπου και είδους της συσκευής.
- ✓ Συμβάλλει στη σχεδίαση και κατασκευή ελαφρύτερων και μικρότερων σε όγκο συσκευών μειώνοντας τις απαιτήσεις αυτονομίας των μπαταριών.
- ✓ Προσφέρει αυξημένη ασφάλεια λειτουργίας και προστασία από ηλεκτροπληξία σε δυσμενή περιβάλλοντα (υγρά, εύφλεκτα, ρυπασμένα κλπ.) και διεύρυνση του χρόνου ζωής της συσκευής.
- ✓ Παρέχει ευελιξία, ειδικά για συσκευές στις οποίες η αλλαγή μπαταρίας ή η ενσύρματη σύνδεση είναι επικίνδυνη, κοστοβόρα ή και αδύνατη (π.χ. κινούμενα μέρη, εμφυτεύματα κλπ.)

Τα κυριότερα μειονεκτήματα της ασύρματης μεταφοράς ισχύος είναι τα εξής:

- Ανάλογα με το σύστημα, το κόστος του ασύρματου φορτιστή υπερβαίνει εκείνο του ενσύρματου.
- Η υπό φόρτιση συσκευή πρέπει να είναι εξοπλισμένη με ασύρματο αποδέκτη ισχύος γεγονός που συμβάλλει στην αύξηση του όγκου και του βάρους της.
- Η απόδοση του ασύρματου φορτιστή είναι εν γένει χαμηλότερη από αυτή του ενσύρματου.
- Οι ασύρματοι φορτιστές παράγουν εν γένει περισσότερη θερμότητα και, κατά συνέπεια, μπορεί να χρειάζονται ειδικές τεχνικές ψύξης.

Η έρευνα εξελίσσεται ταχύτατα για την ανάπτυξη αυτών των συστημάτων και παρουσιάζονται ήδη πλήρως λειτουργικά συστήματα ασύρματης φόρτισης. Μένει να αποδειχθεί κατά πόσο οι αρχές του 21^{ου} αιώνα θα καταγραφούν στην ιστορία ως η εποχή της ασύρματης τεχνολογίας και ενέργειας με τον ίδιο τρόπο που τα τέλη του 20^{ου} σηματοδοτήθηκαν από την εξέλιξη των ηλεκτρονικών υπολογιστών και της πληροφορικής.



Σχήμα 1.3. Εφαρμογές επαγωγικής μεταφοράς ισχύος: (α) φορτιστής κινητών τηλεφώνων της Choe [2], (β) φορτιστής ηλεκτρικής οδοντόβουρτσας [3], (γ) επαγωγική κουζίνα [4], (δ) φορτιστής ηλεκτρικών αυτοκινήτων της Nissan [5], (ε) φορτιστές ηλεκτρικών λεωφορείων στην Αγγλία [6], (στ) σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος για υποβρύχιους φορτιστές [7] και (ζ) ασύρματη φόρτιση αισθητήρων μέσω drone για εφαρμογές εξερεύνησης [8].

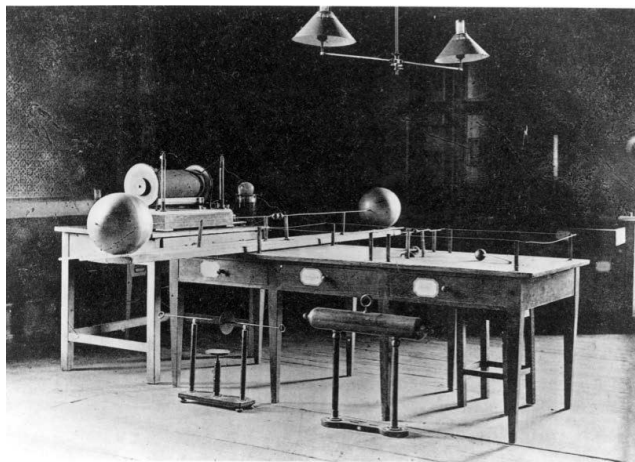
1.1.1 Ιστορική αναδρομή ασύρματης μεταφοράς ισχύος

Η μελέτη του ηλεκτρομαγνητισμού ξεκίνησε από το 1819 όταν ο H. C. Oersted ανακάλυψε ότι το ηλεκτρικό ρεύμα δημιουργεί γύρω του μαγνητικό πεδίο. Στη συνέχεια, οι Νόμοι των Ampere, Biot-Savart και Faraday εισήγαγαν τις βασικές ιδιότητες του μαγνητικού πεδίου. Ακολούθησαν οι εξισώσεις του Maxwell οι οποίες περιγράφουν τον τρόπο κατά τον οποίο το ηλεκτρικό και το μαγνητικό πεδίο δημιουργούνται και αλληλεπιδρούν. Αυτή η ιστορική πρόοδος καθιέρωσε τις σύγχρονες θεωρητικές βάσεις του ηλεκτρομαγνητισμού.

Κατά τη διάρκεια της τεχνολογικής εξέλιξης παρουσιάστηκαν σημαντικά επιτεύγματα ασύρματης μεταφοράς ισχύος χρησιμοποιώντας ως μέσο το μαγνητικό ή το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο [9], [10]. Μια σύντομη παρουσίαση των πιο σημαντικών επιστημονικών και τεχνολογικών επιτευγμάτων που διαμόρφωσαν την ιστορία της ανέπαφης μεταφοράς ισχύος

πραγματοποιείται ακολούθως. Πέραν από τα αναφερόμενα γεγονότα, πολλές επιμέρους ερευνητικές εργασίες έχουν συνεισφέρει στη διαμόρφωση της σύγχρονη τεχνογνωσίας σχεδίασης των ασύρματων φορτιστών, εξασφαλίζοντας ένα πολλά υποσχόμενο μέλλον για τέτοιες εφαρμογές.

Το 1888 ο H. R. Hertz χρησιμοποίησε έναν ταλαντωτή συνδεδεμένο με πηνία για να μεταφέρει ενέργεια διαμέσου ενός μικρού διακένου. Αυτή ήταν η πρώτη πειραματική επιβεβαίωση της ύπαρξης ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας.

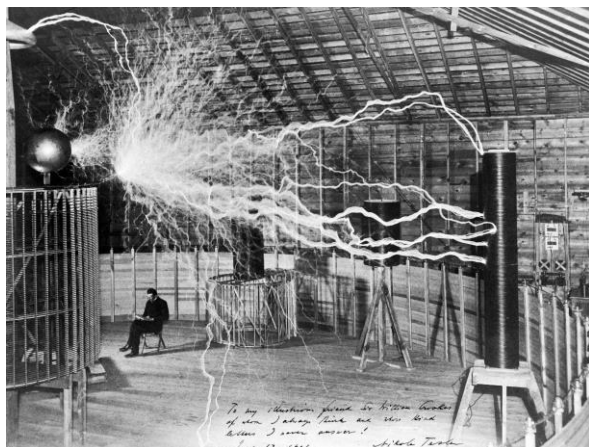


Σχήμα 1.4. Πειραματική διάταξη του Hertz [11].

Ο πατέρας του εναλλασσόμενου ρεύματος, Nikola Tesla, ήταν ο πρώτος πειραματιστής μεταφοράς ισχύος μέσω μικροκυμάτων. Η έρευνά του επικεντρώθηκε στην ασύρματη μεταφορά ισχύος σε μακρινές αποστάσεις και είχε ως αποτέλεσμα την αποστολή μικροκυματικών σημάτων σε απόσταση μεγαλύτερη των 48 χιλιομέτρων το 1896, και την ενεργοποίηση 200 λαμπτήρων και ενός ηλεκτρικού κινητήρα σε απόσταση 25 μιλίων το 1899, μέσω της μετάδοσης υψηλών τάσεων σε υψηλές συχνότητες. Το μεγάλης έντασης πεδίο έχει σημαντικές επιπτώσεις τόσο στους ανθρώπους όσο και στον ηλεκτρικό εξοπλισμό που βρίσκονται στο χώρο μεταξύ εκπομπού και δέκτη, με αποτέλεσμα οι εφευρέσεις αυτές να μην αξιοποιηθούν εμπορικά.

Την ίδια περίοδο, ο Tesla προχώρησε και στη μεταφορά ισχύος σε χαμηλότερη συχνότητα, μέσω μαγνητικού πεδίου, παρουσιάζοντας το γνωστό «πηνίο Tesla» το οποίο σχεδιάστηκε ως γεννήτρια εναλλασσόμενης τάσης, μεγάλου πλάτους και υψηλής συχνότητας. Εξέλιξή του αποτέλεσε ο λεγόμενος «Μεγεθυντικός Εκπομπός» (“Magnifying Transmitter”) τον οποίο κατασκεύασε ο Tesla με στόχο την ασύρματη μεταφορά ισχύος. Το πηνίο Tesla αποτελείται από δύο ασθενώς συζευγμένους και συντονισμένους ταλαντωτές, τον πρωτεύοντα και τον δευτερεύοντα. Το πρωτεύον πηνίο συντονιζόταν με χρήση εξωτερικού πυκνωτή, ενώ το δευτερεύον μέσω της παρασιτικής χωρητικότητάς του. Στο πρωτεύον, ένας σπινθηριστής λειτουργούσε ως ελεγκτής ισχύος και ταυτόχρονα ως ρυθμιστής της συχνότητας λειτουργίας του δευτερεύοντος. Η συχνότητα λειτουργίας κυμαινόταν μεταξύ 20 και 100 kHz. Είναι, λοιπόν, σημαντικό να επισημανθεί ότι ο Tesla εισήγαγε όλες τις σύγχρονες μεθόδους σε ότι

αφορά την επαγωγική μεταφορά ισχύος, αντιμετωπίζοντας ακόμα και τις δυσκολίες εφαρμογής που προέκυπταν από την απουσία ηλεκτρονικών ισχύος εκείνη την εποχή. Το 1901 κατασκεύασε τον Πύργο “Wardenclyffe” με στόχο τη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας μέσω της Ιονόσφαιρας. Εξαιτίας των τεχνικών περιορισμών και της χαμηλής του απόδοσης, το σύστημα αυτό δεν αναπτύχθηκε περαιτέρω.



(α)



(β)

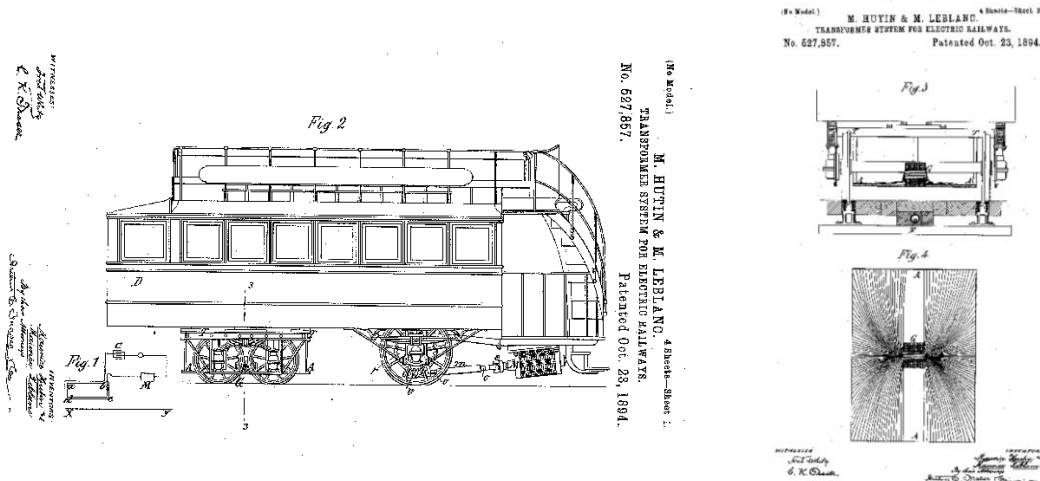
Σχήμα 1.5. (α) ο Μεγεθθυντικός Εκπομπός και (β) Ο Πύργος Wardenclyffe του Tesla [12].

Το 1894, οι Hutin και LeBlanc κατοχύρωσαν πατέντα για ένα σύστημα μετασχηματιστή για ηλεκτρικά τρένα. Αν και παρουσιάστηκε ως μετασχηματιστής, το σύστημα αυτό ήταν στην ουσία ένα πρώιμο σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, αντίστοιχης φιλοσοφίας με τα σύγχρονα συστήματα εν κινήσει φόρτισης οχημάτων. Αποτελείτο από ένα πρωτεύον πηνίο που λειτουργούσε σε συχνότητα 2 kHz και πολλαπλά δευτερεύοντα. Φερρομαγνητικά υλικά και σύστημα ανάρτησης χρησιμοποιούνταν ούτως ώστε τα δευτερεύοντα να πλησιάζουν το πρωτεύον και να αυξάνεται ο συντελεστής σύζευξης. Το σχέδιο δεν είχε πειραματική επιτυχία και εγκαταλείφθηκε γρήγορα.

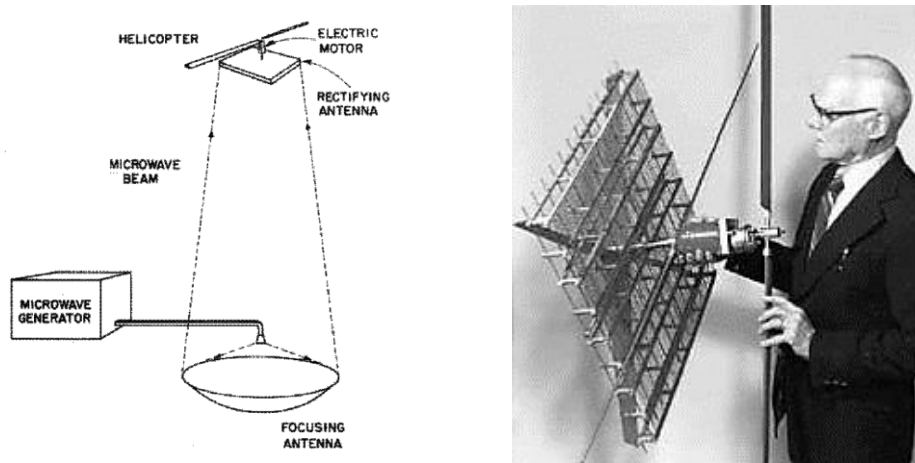
Στις δεκαετίες 1920 και 1930 εφευρέθηκαν τα μάγνητρα, συσκευές οι οποίες μετατρέπουν την ηλεκτρική ενέργεια σε μικροκύματα, με τη χρήση των οποίων είναι δυνατή η μεταφορά ισχύος σε μεγάλες αποστάσεις. Παρόλα αυτά, δεν υπήρχε, τότε, τρόπος τα μικροκύματα να ξαναμετατραπούν σε ηλεκτρική ενέργεια. Κατά συνέπεια, η προσπάθεια για ασύρματη μεταφορά ισχύος εγκαταλείφθηκε προσωρινά μέχρι το 1964, όταν ο W. C. Brown πέτυχε τη μετατροπή μικροκυμάτων σε ηλεκτρισμό μέσω ενός κυκλώματος ανορθωτικής κεραίας (rectenna). Την τεχνική αυτή αξιοποίησε για την ασύρματη τροφοδότηση με ισχύ ενός μοντέλου ελικοπτερου. Το 1975, ο Brown μετέφερε 30 kW ισχύ σε απόσταση ενός μιλίου μέσω μικροκυματικής ακτινοβολίας με απόδοση 84 %, στα πλαίσια του ερευνητικού προγράμματος JPL Raytheon.

Σε μια προσπάθεια χρήσης της μικροκυματικής τεχνολογίας για μεταφορά ισχύος σε μακρινές αποστάσεις, η NASA παρουσίασε το 1968 ένα σύστημα δορυφόρου ηλιακής ενέργειας. Στόχος ήταν η τοποθέτηση ενός τέτοιου δορυφόρου σε γεωστατική τροχιά ούτως ώστε να συλλέγει

ηλιακή ενέργεια και να την αποστέλλει στη Γη μέσω δέσμης ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας. Το πρόγραμμα αυτό οδήγησε στην ανάπτυξη των μικροκυματικών συστημάτων τις δεκαετίες 1970 και 1980. Την ίδια περίοδο, αναπτύχθηκε λιγότερο δυναμικά η τεχνολογία μαγνητικής σύζευξης για μεταφορά ισχύος. Συσκευές χαμηλής ισχύος χρησιμοποιήθηκαν επιτυχώς σε ιατρικές εφαρμογές τη δεκαετία του 1960.



Σχήμα 1.6. Σχέδια πατέντας των Hutin και LeBlanc για ασύρματη τροφοδοσία ηλεκτρικού τρένου [13].



Σχήμα 1.7. σχέδιο και πρωτότυπο του μοντέλου ελικοπτέρου κατασκευής Brown [14],[15].

Το πρόσφατο ενδιαφέρον για την ασύρματη φόρτιση προέκυψε κατά βάση από την ευρεία διάδοση των φορητών, επαναφορτιζόμενων συσκευών. Τη δεκαετία του 1990 άρχισαν να εμφανίζονται τα πρώτα συστήματα ασύρματης φόρτισης στην αγορά. Από τότε και μέχρι σήμερα, έχει πραγματοποιηθεί ραγδαία εξέλιξη των προϊόντων αυτών.

Τα τελευταία 15 χρόνια έχουν αναπτυχθεί ασύρματοι φορτιστές χαμηλής ισχύος με επίπεδα σπειροειδή πηνία τυπωμένα σε μορφή πλακέτας (PCB). Αυτό το σύστημα έχει υιοθετηθεί σε πολλούς εμπορικούς φορτιστές μικροσυσκευών όπως κινητά τηλέφωνα. Ταυτόχρονα, ερευνητές στο Πανεπιστήμιο του Όκλαντ, στη Νέα Ζηλανδία, με επικεφαλής τους καθηγητές

Boys και Conic, επικεντρώθηκαν στην μελέτη συστημάτων μεγαλύτερης ισχύος, της τάξης των kW, και συγκεκριμένα στην ασύρματη τροφοδοσία κινούμενων συστημάτων. Ανέπτυξαν μεθοδολογίες σχεδίασης, συντονισμού, ελέγχου και ευστάθειας τέτοιων συστημάτων. Στην κατηγορία της εν κινήσει φόρτισης οχημάτων, μεγάλη πρόοδος έχει πραγματοποιηθεί από το Ανώτατο Ινστιτούτο Επιστήμης και Τεχνολογίας της Νότιας Κορέας (Korea Advanced Institute of Science and Technology – KAIST).

Εταιρίες όπως η WiTricity (2007) και άλλες, ιδρύθηκαν με πρωταρχικό στόχο και αντικείμενο την απεξάρτηση των καθημερινής χρήσης συσκευών από τα καλώδια. Ιδρυμένη από τον καθηγητή του Ινστιτούτου Τεχνολογίας της Μασαχουσέτης (MIT), Marin Soljacic, η WiTricity ασχολείται με την ασύρματη μεταφορά ισχύος κοντινού πεδίου αλλά μεταξύ πηνίων χωρισμένων από διάκενο μεγαλύτερου μήκους από την ακτίνα τους. Έχει επιδείξει, μεταξύ άλλων, μετάδοση ισχύος 60 W σε απόσταση 2 m, δηλαδή οκτώ φορές μεγαλύτερη από την ακτίνα των πηνίων πομπού και δέκτη σε συχνότητα 10.56 MHz, με απόδοση 50% [16].

1.1.2 Συμβατότητα και τυποποίηση

Ένα σημαντικό στοιχείο για την ευρύτερη αποδοχή κάθε νέας τεχνολογίας είναι η τυποποίηση των τοπολογιών, των μεθόδων σχεδίασης και των διαδικασιών πιστοποίησης. Αναγνωρίζοντας αυτή την ανάγκη ιδρύθηκαν, πρόσφατα, οργανισμοί και επιτροπές για τον καθορισμό διεθνών προδιαγραφών και προτύπων λειτουργίας και συμβατότητας τέτοιων συστημάτων.

Τα δύο πιο αναγνωρισμένα σχήματα δημιουργίας κανόνων τυποποίησης που υπάρχουν σήμερα στον τομέα της ασύρματης φόρτισης για συσκευές χαμηλής ισχύος (έως 5 W) είναι:

➤ *To Wireless Power Consortium (πρότυπο Qi)*

Η Σύμπραξη για την Ασύρματη Ισχύ (Wireless Power Consortium) [17] ιδρύθηκε το Δεκέμβριο του 2008 με αποστολή την καθιέρωση του Qi ως παγκόσμιου προτύπου για την ασύρματη φόρτιση ηλεκτρονικών προϊόντων. Μετρά πάνω από 140 μέλη, συμπεριλαμβανομένων πρωτεργατών της βιομηχανίας στους τομείς της κινητής τηλεφωνίας, ηλεκτρονικών, μπαταριών, ημιαγωγών, εξαρτημάτων, τεχνολογίας ασύρματης ισχύος, και υποδομών όπως ασύρματους διαχειριστές, εταιρίες επίπλων και αυτοκινητοβιομηχανίες. Προϊόντα με το λογότυπο Qi είναι διαθέσιμα στις Η.Π.Α., την ανατολική Ασία και την Ευρώπη. Το πρότυπο Qi εγγυάται ότι όποια συσκευή κατέχει το λογότυπο μπορεί να λειτουργήσει με οποιαδήποτε επιφάνεια ασύρματης φόρτισης φέρει επίσης το ίδιο σήμα, ανεξαρτήτως κατασκευαστή ή φίρμας.

➤ *Alliance for wireless power και Power Matters Alliance (A4WP/PMA)*

Η Συμμαχία για την Ασύρματη Ισχύ (Alliance for Wireless Power – A4WP) είναι ένας ανεξάρτητος οργανισμός που αποτελείται από παγκοσμίου κύρους βιομηχανίες ασύρματης ισχύος. Σκοπός της είναι η δημιουργία μιας νέας τεχνολογίας ασύρματης μεταφοράς ισχύος που να παρέχει χωρική ελευθερία στις διαδικασίες ταυτόχρονης

φόρτισης πολλών ηλεκτρικών συσκευών σε αυτοκίνητα, τραπέζια και διάφορες άλλες επιφάνειες.

Η (PMA) είναι μια παγκόσμια οργάνωση που ιδρύθηκε το 2012 και συνεργάζεται με τη βιομηχανία για τη δημιουργία τυποποιημένου μοντέλου προϊόντων που να είναι συμβατά με ασύρματους φορτιστές. Αποστολή της είναι η παροχή πιστοποίησης ευρείας διαλειτουργικότητας, τεχνικών προδιαγραφών βασισμένων σε ανοιχτά πρότυπα, και η επίτευξη των στόχων υψηλής ενεργειακής απόδοσης και υπακοής στους διεθνείς κανονισμούς.

Οι δυο οργανώσεις προχώρησαν σε συγχώνευση τον Ιούνιο 2015 [18], υπό το όνομα AirFuel Alliance [19] και βρίσκονται σε διαδικασία συσσωμάτωσης για την ισχυρότερη εξυπηρέτηση των τεχνολογιών ασύρματης φόρτισης.

1.2 Πλαίσιο και αντικείμενα της σύγχρονης έρευνας

Η επαγωγική μεταφορά ισχύος χρησιμοποιείται σε εφαρμογές στις οποίες είναι επιθυμητή η ασύρματη φόρτιση για λόγους ασφάλειας ή και ευκολίας. Τέτοιες εφαρμογές συμπεριλαμβάνουν την τροφοδοσία ηλεκτρονικών συσκευών [20] αλλά και ηλεκτρικών αυτοκινήτων [21],[22]. Μάλιστα έχουν πρόσφατα προσελκύσει το ενδιαφέρον των αντίστοιχων βιομηχανιών, καθώς, επιπροσθέτως της αυξημένης προστασίας από κίνδυνο ηλεκτροπληξίας, παρέχουν τη δυνατότητα απελευθέρωσης από καλώδια τροφοδοσίας, ξεγνοιασιάς και διευκόλυνσης, μέσω της αυτοματοποίησης της διαδικασίας φόρτισης.

Από την ιστορία της ασύρματης μεταφοράς ισχύος είναι εμφανής η επιτευξιμότητα της ιδέας και οι προοπτικές που αυτή ανοίγει στον τομέα της τροφοδοσίας συστημάτων. Η τεχνολογία αλλά και η καταναλωτικές ανάγκες είναι σήμερα πιο ώριμες από ποτέ για την επιτυχή ανάπτυξη αυτών των συστημάτων. Ενώ οι ασύρματοι φορτιστές χαμηλής ισχύος έχουν αναπτυχθεί σημαντικά τα τελευταία χρόνια, συστήματα μεγαλύτερης ισχύος ερευνώνται και αναπτύσσονται ταυτόχρονα με την αύξηση της δημοφιλίας των ηλεκτρικών αυτοκινήτων.

1.2.1 Κοινωνικοοικονομικό πλαίσιο και εμπορευσιμότητα

Στα πλαίσια του οικολογικού προσανατολισμού των σύγχρονων κοινωνιών, γίνεται προσπάθεια από κρατικές κυβερνήσεις και αυτοκινητοβιομηχανία ώστε το ηλεκτρικό αυτοκίνητο να αποτελέσει το αυτοκίνητο πόλης του μέλλοντος. Η προσπάθεια περιλαμβάνει την ευαισθητοποίηση του κοινού ως προς τις κλιματικές αλλαγές για τη μείωση εκπομπών ρύπων και ταυτόχρονα την οικονομική ανταγωνιστικότητα του ηλεκτρικού/υβριδικού αυτοκινήτου προσφέροντας οικονομικά και φορολογικά κίνητρα. Μια ρεαλιστική εκτίμηση

της European Automobile Manufacturers' Association (ACEA) προβλέπει την κατάληψη του 2-8% της αγοράς αυτοκινήτων από ηλεκτροκίνητα μέχρι το 2025 [23], ενώ ο στόχος της Electric Vehicles Initiative (EVI) είναι η κυκλοφορία 20.000.000 ηλεκτρικών αυτοκινήτων μέχρι το 2020 [24]. Για την προσέλκυση του καταναλωτή προς τα ηλεκτρικά/υβριδικά αυτοκίνητα πρέπει, εκτός από φιλικά προς το περιβάλλον, να γίνουν και πιο φιλικά προς το χρήστη. Προσπάθειες ενίσχυσης της ευχρηστίας του ηλεκτρικού αυτοκινήτου επικεντρώνονται στην έρευνα στον τομέα των μπαταριών, τη μείωση της διάρκειας φόρτισης και την ανάπτυξη συστημάτων ασύρματης φόρτισης.

Τα σχέδια της Κομισιόν για την ανάπτυξη της ηλεκτροκίνησης στα κράτη-μέλη της Ε.Ε. μέσω ενίσχυσης των υποδομών επαναφόρτισης θέτουν στόχους εγκατάστασης μεγάλου αριθμού κοινόχρηστων σταθμών φόρτισης μέχρι το 2020. Για την Ελλάδα αντιστοιχούν 13.000 σταθμοί (Κοινοτική οδηγία 2013/0012 COD). Όλες οι προσπάθειες τείνουν προς σημαντική αύξηση του αριθμού των ηλεκτρικών αυτοκινήτων τα οποία για λόγους οικονομίας αρχικά θα προσφέρονται μόνο με ενσύρματη φόρτιση. Το γεγονός αυτό ανοίγει μια μεγάλη αγορά για μετέπειτα προσθήκη ενός οικονομικού, αποδοτικού και αξιόπιστου συστήματος ασύρματης φόρτισης.

Η ασύρματη μεταφορά μεγάλης ισχύος είναι από τις λίγες τεχνολογίες που ενώ έχει παρουσιαστεί με πρωτότυπα συστήματα εδώ και πάνω από έναν αιώνα, δεν έχει αναπτυχθεί σημαντικά εμπορικά. Η αιτία για αυτή την καθυστέρηση είναι η σύνθετη συμπεριφορά αυτών των συστημάτων. Σε αντίθεση με τους ασύρματους φορτιστές χαμηλής ισχύος, τα μεγάλης ισχύος τροφοδοτικά παρουσιάζουν σημαντική διαφοροποίηση στη λειτουργία τους, ανάλογα με τη διάταξη, στους τομείς της δυνατότητας μεταφοράς ισχύος, στο μέγεθος του διακένου που αυτή είναι εφικτή, στην απόδοση, την ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή και την επίδραση του πεδίου στον χρήστη. Όλες αυτές οι παράμετροι αλλάζουν ανάλογα με το σχήμα και το μέγεθος των πηνίων που χρησιμοποιούνται, την τοπολογία συντονισμού, την χωρική διάταξη και το μέγεθος της μεταφερόμενης ισχύος. Αυτή η ιδιομορφία δυσχεραίνει τόσο την τυποποίηση όσο και τη γενικευμένη μελέτη των συστημάτων μεγάλης ισχύος.

Στον κλάδο της ασύρματης φόρτισης παγκοσμίως υπάρχουν έτοιμα εμπορικά προϊόντα από λίγες εταιρίες. Η WiTricity συνεργάζεται με αυτοκινητοβιομηχανίες όπως η Toyota παρέχοντας το μοντέλο WiT-3300 με ονομαστική ισχύ 3.3kW, 90% απόδοση και περιθώριο λειτουργίας για διάκενα 10-20cm. Αντίστοιχο προϊόν έχει προκύψει από τη συνεργασία των Bosch-Evatran [25] το οποίο είναι συμβατό μόνο με δυο μοντέλα αυτοκινήτων, τα Nissan Leaf και Chevrolet Volt. Τέλος, η Qualcomm-Halo [26] διαθέτει συστήματα κατά παραγγελία.

Τα προαναφερθέντα συστήματα έχουν όλα την ακόλουθη διάταξη: Το πρωτεύον πηνίο εγκαθίσταται σε πλαίσιο στο έδαφος και το δευτερεύον στο σασί του οχήματος. Η σύζευξη επιτυγχάνεται όταν το όχημα σταθμεύσει ακριβώς πάνω από το επιδαπέδιο πλαίσιο. Αυτή είναι και η συχνότερα μελετώμενη διάταξη για φορτιστές αυτοκινήτων στη σύγχρονη βιβλιογραφία. Παρουσιάζει, όμως, τα ακόλουθα μειονεκτήματα:

- Περιορισμένη δυνατότητα μεταφοράς ισχύος. Η μεγάλη απόσταση 15-30 cm μεταξύ των

- πηνίων (σασί-δάπεδο), εμποδίζει την μετάδοση μεγάλης ισχύος λόγω της σκέδασης.
- Δυσκολία ευθυγράμμισης οχήματος-φορτιστή. Το ποσοστό σύζευξης καθορίζεται από τις οδηγικές δεξιότητες του οδηγού που προσπαθεί να ευθυγραμμιστεί απόλυτα με ένα επιδαπέδιο πλαίσιο εκτός του οπτικού του πεδίου. Η παραμικρή έκκεντρη τοποθέτηση μειώνει σημαντικά την επαγόμενη μαγνητική ροή και κατά συνέπεια τη μεταφερόμενη ισχύ.
 - Ευαίσθητα συστήματα ελέγχου. Όταν ο έλεγχος λειτουργίας γίνεται από το πρωτεύον, εισάγεται μεγάλος κίνδυνος αστάθειας και σφαλμάτων λόγω θορύβου.
 - Λειτουργία σε προκαθορισμένη συχνότητα. Αποδίδει τα μέγιστα μόνο στην σπάνια περίπτωση απόλυτης ευθυγράμμισης πρωτεύοντος-δευτερεύοντος.

Για το λόγο αυτό, οι περισσότερες ερευνητικές εργασίες ασχολούνται με την ανάλυση, τις ιδιαιτερότητες και τη βελτιστοποίηση λειτουργίας κάθε παρουσιαζόμενου συστήματος ξεχωριστά. Τελευταία, γίνονται προσπάθειες γενίκευσης του τρόπου ελέγχου της λειτουργίας τέτοιων συστημάτων, αλλά γενικά οι διαδικασίες αυτές βρίσκονται ακόμα σε ερευνητικό επίπεδο.

1.2.2 Τομείς ερευνητικού ενδιαφέροντος και βιβλιογραφική ανασκόπηση

Η πρόκληση για την ανταγωνιστικότητα των επαγωγικών φορτιστών σε σχέση με τους ενσύρματους, ή ακόμα και την αντικατάσταση των τελευταίων, εντοπίζεται στην δυνατότητα ασύρματης μεταφοράς της απαιτούμενης ισχύος, την απόδοση με την οποία αυτή επιτυγχάνεται και την συμβατότητα με διαφορετικές συσκευές ή φορτιστές.

Η μεγιστοποίηση της μεταφερόμενης ισχύος επιτυγχάνεται με τη λειτουργία του συστήματος σε συνθήκες συντονισμού. Η απόδοση επηρεάζεται από τη συχνότητα λειτουργίας, το φορτίο και τα χαρακτηριστικά της κατασκευής [27]. Εν γένει, η ισχύς εξόδου και η απόδοση μεγιστοποιούνται σε διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας, συνεπώς, δεν μπορούν να επιτευχθούν ταυτόχρονα. Εξαιτίας αυτού, επιλέγεται ένας συμβιβασμός ανάλογα με τις απαιτήσεις και τις προτεραιότητες του κάθε συστήματος.

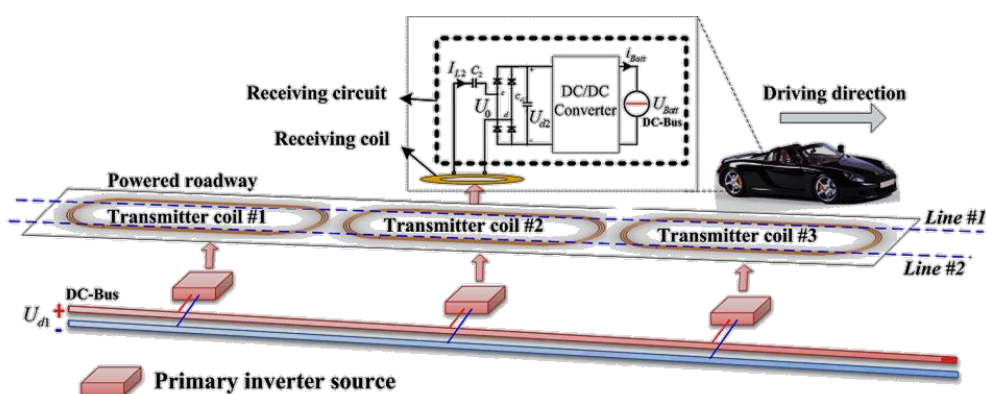
Τα περισσότερα συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος περιλαμβάνουν τοπολογίες συντονισμού τόσο στο πρωτεύον όσο και στο δευτερεύον υποσύστημα. Το γεγονός αυτό καθιστά σύνθετη την επιλογή συχνότητα λειτουργίας, καθώς προκύπτουν έως και τρεις συχνότητες συντονισμού (φαινόμενο διακλάδωσης [28]). Η κατάσταση γίνεται ακόμη πιο περίπλοκη για συστήματα στα οποία το διάκενο δεν είναι προκαθορισμένο, καθώς οι συχνότητες αυτές είναι διαφορετικές για κάθε διαφορετική τοποθέτηση του δευτερεύοντος ως προς το πρωτεύον πηνίο. Επιπλέον, διαφέρουν και για διαφορετικές τιμές φορτίου στο δευτερεύον.

Οι εφαρμογές των συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος χωρίζονται σε δυο μεγάλες υποκατηγορίες: τις εφαρμογές **στατικής** και **δυναμικής φόρτισης**. Η διαφορά μεταξύ των δυο κατηγοριών επαγωγικής φόρτισης εντοπίζεται στην μεταβολή ή όχι των παραμέτρων σύζευξης

με το χρόνο. Η μεταβολή αυτή επηρεάζει τη συμπεριφορά επίδοσης, απόδοσης αλλά και ασφάλειας της λειτουργίας του συστήματος.

Στατή φόρτιση αποτελεί η φόρτιση ενός κινητού τηλεφώνου το οποίο εναποτίθεται σε μια επιφάνεια φόρτισης. Η θέση του μπορεί να είναι διαφορετική κάθε φορά που ο χρήστης το τοποθετεί για φόρτιση, αλλά παραμένει σταθερή καθ' όλη τη διάρκεια αυτής. Αντίστοιχα, η στάθμευση ενός ηλεκτρικού οχήματος σε θέση ασύρματης φόρτισης ενδέχεται να οδηγεί σε διαφορετικό διάκενο κάθε φορά αλλά παραμένει σταθερό μέχρι την ολοκλήρωση της διαδικασίας.

Αντίθετα, η φόρτιση ενός συστήματος ενώ αυτό βρίσκεται σε κίνηση ως προς τον φορτιστή εμπίπτει στην κατηγορία των δυναμικών φορτίσεων. Οι δυναμικές συνθήκες προκύπτουν από την κίνηση του ενός πηνίου σε σχέση με το άλλο κατά τη διάρκεια της μεταφοράς ισχύος. Η ασύρματη τροφοδότηση ηλεκτρικών συστημάτων σε δυναμικές συνθήκες είναι πιο απαιτητική διαδικασία ως προς τον έλεγχο του συστήματος. Η συνεχόμενη μεταβολή της θέσης συνεπάγεται αλλαγή του διακένου, των ροών σκέδασης και του συντελεστή σύζευξης και άρα αλλαγή της βέλτιστης συχνότητας λειτουργίας [29],[30]. Μια τέτοια εφαρμογή θα μπορούσε να αναφέρεται σε εν κινήσει φόρτιση ηλεκτρικών οχημάτων (Σχήμα 1.8) ή τραίνων από πολλαπλά πρωτεύοντα εγκατεστημένα στους αυτοκινητοδρόμους [22],[31],[32]. Το ενδιαφέρον για την εν κινήσει φόρτιση προκύπτει από την προσπάθεια αύξησης της αυτονομίας των ηλεκτρικών αυτοκινήτων ώστε αυτά να γίνουν πιο ελκυστικά για το χρήστη [33].



Σχήμα 1.8. Αναπαράσταση δυναμικής φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων στο οδικό δίκτυο [31].

Η δυναμική φόρτιση, όμως, βρίσκει εφαρμογή και σε άλλα συστήματα, όπως μη επανδρωμένα υποβρύχια [34] ή εναέρια σκάφη, ρομπότ και drones [7],[35],[36], τα οποία χρησιμοποιούνται για εξερεύνηση ή εκμετάλλευση φυσικών πόρων σε δυσπρόσιτες περιοχές και δυσμενείς περιβαλλοντικές συνθήκες. Ο βασικότερος περιορισμός αυτών των διατάξεων πηγάζει από την μειωμένη αυτονομία των συσσωρευτών τους. Η συχνή επιστροφή στη βάση για επαναφόρτιση εμποδίζει το εύρος και επιμηκύνει τη χρονική διάρκεια των εκάστοτε εργασιών τους. Η ασύρματη μεταφορά ισχύος είναι η ιδανική λύση ειδικά για εφαρμογές υποβρύχιες ή σε εύφλεκτα περιβάλλοντα, για λόγους ασφάλειας. Όμως, στις περισσότερες εφαρμογές υπάρχει επιπλέον σχετική κίνηση του υπό φόρτιση τμήματος σε σχέση με τον φορτιστή. Αυτό

συμβαίνει, παραδείγματος χάριν, λόγω ύπαρξης θαλάσσιων ή αέριων ρευμάτων που παρασέρνουν το σκάφος γύρω από το κέντρο φόρτισης, είτε λόγω της ίδιας της λειτουργίας του σκάφους.

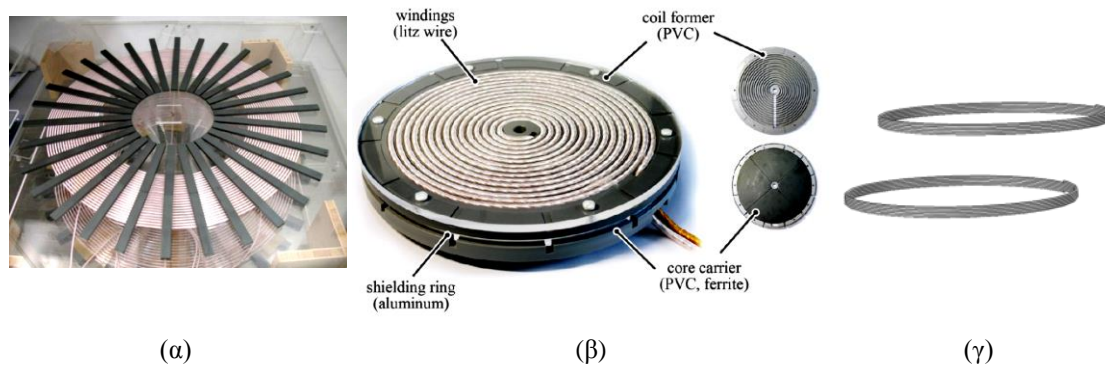
1.2.2.1 Η μαγνητική διάταξη

Σε ότι αφορά στη σχεδίαση της μαγνητικής διάταξης ενός συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, υπάρχει μια ελευθερία επιλογών ανάλογα με την εκάστοτε εφαρμογή, το μέγεθος της ισχύος και τη συχνότητα λειτουργίας. Στόχος κάθε διάταξης είναι η μεταφορά του απαιτούμενου μεγέθους ισχύος με καλή απόδοση και, συχνά, σε μεταβαλλόμενες συνθήκες σύζευξης. Στη σχετική βιβλιογραφία, διάφορες τοπολογίες πηνίων έχουν μελετηθεί. Η συμπεριφορά και η λειτουργία της μαγνητικής διάταξης εξαρτάται από ένα μεγάλο σύνολο παραγόντων. Οι παράγοντες αυτοί σχετίζονται με:

- Την ονομαστική ισχύ του συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος και τα ονομαστικά μεγέθη ρεύματος / τάσης του φορτίου
- Τον διαθέσιμο χώρο προσαρμογής του συστήματος επάνω στο όχημα ή τη συσκευή που χρειάζεται φόρτιση
- Πιθανούς περιορισμούς όγκου και βάρους
- Τη συχνότητα λειτουργίας
- Την επιλεγμένη τοπολογία αντιστάθμισης με πυκνωτές συντονισμού
- Τον χαρακτηρισμό και την προσαρμογή στα όρια ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής
- Τη συμπεριφορά σε συνθήκες μη ευθυγράμμισης μεταξύ των συζευγμένων πηνίων [37]
- Την απόδοση και το κόστος κατασκευής

Κατά συνέπεια, η μεθοδολογία σχεδίασης δεν είναι μονοσήμαντη. Αντίθετα, βασίζεται σε στρατηγικές δοκιμών και διορθώσεων μέχρι την επίτευξη των προδιαγραφών [38].

Η κυριαρχούσα επιλογή για εφαρμογές φόρτισης ηλεκτρικών αυτοκινήτων είναι η ελικοειδής και η σπειροειδής διάταξη που παρουσιάζονται στο Σχήμα 1.9 (α, β) και (γ) αντίστοιχα. Στις περιπτώσεις αυτές, το πρωτεύον βρίσκεται στο δάπεδο της θέσης στάθμευσης και το δευτερεύον στο σασί του οχήματος. Η βέλτιστη μεταφορά ισχύος λαμβάνει χώρα όταν το όχημα σταθμεύσει κατάλληλα, σε πλήρη ευθυγράμμιση με το πρωτεύον πηνίο. Ακόμα και σε αυτή την περίπτωση, η κατακόρυφη απόσταση μεταξύ των δύο πηνίων κυμαίνεται μεταξύ 20 και 30 cm, καθοριζόμενη από το ύψος του σασί από το έδαφος. Ένα τόσο μεγάλο διάκενο διαμορφώνει τον μέγιστο συντελεστή σύζευξης, k , των πηνίων ακόμα και σε επίπεδα χαμηλότερα του 0.2. Επειδή οι χαμηλοί συντελεστές σύζευξης συνεπάγονται μείωση της δυνατότητας μεταφοράς ισχύος από το πρωτεύον στο δευτερεύον, πολλοί σχεδιαστές χρησιμοποιούν πλάκες ή μπάρες φερριτή επαπτόμενες στις εξωτερικές επιφάνειες των πηνίων (Σχήμα 1.9) ούτως ώστε να ενισχύσουν τη σύζευξη. Παρόλα αυτά, το πρόβλημα της εξαιρετικά ασθενούς σύζευξης παραμένει στην περίπτωση μη ευθυγράμμισης. Η αύξηση της διαμέτρου των πηνίων συμβάλλει στη βελτίωση του ποσοστού σύζευξης, αλλά περιορίζεται χωρικά από τις διαστάσεις του σασί του αυτοκινήτου.



Σχήμα 1.9. (α) [39] και (β) [40]: σπειροειδής διάταξη και (γ): κυλινδρική ελικοειδής διάταξη πηνίων.

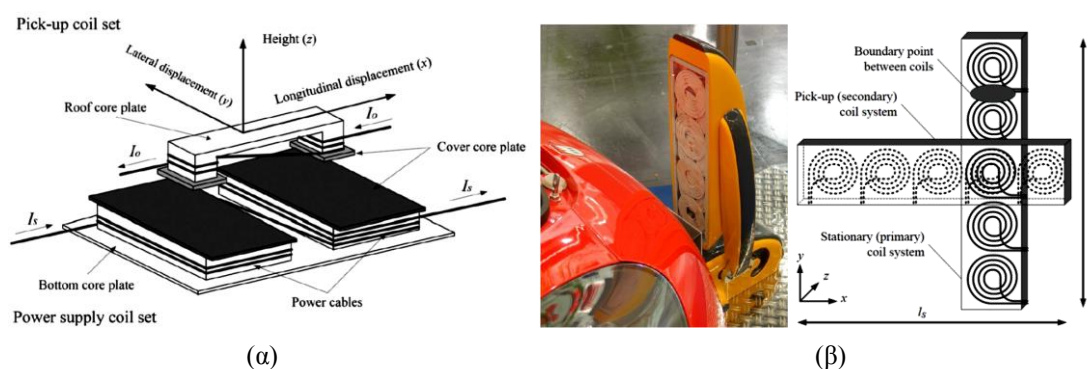
Σε μια προσπάθεια αντιμετώπισης του προβλήματος μη ευθυγράμμισης, εναλλακτικές τοπολογίες των πηνίων έχουν προταθεί και μελετηθεί κατά καιρούς [41],[42],[43],[44], μερικές από τις οποίες παρουσιάζονται συγκριτικά ακολούθως. Αυτές αφορούν κυρίως σωληνοειδείς διατάξεις, συστήματα πολλαπλών πηνίων ή διπολικά συστήματα. Επιπλέον, μελέτες για τη μεθοδολογία σχεδίασης και τη βελτιστοποίηση των μαγνητικών διατάξεων έχουν παρουσιαστεί στη βιβλιογραφία [40],[45],[46],[47],[48].

Στο Σχήμα 1.10 παρουσιάζεται μια συνολική αξιολόγηση των βασικών τοπολογιών μαγνητικών διατάξεων, που πραγματοποιείται στην [49], με κριτήρια το σκεδαζόμενο μαγνητικό πεδίο, τη σύζευξη, την ανοχή τους σε μετατοπίσεις, το μέγεθός τους και την ικανότητα λειτουργίας σε σύζευξη με πηνία διαφορετικού τύπου.

Η διαφοροποίηση μεταξύ των μεγεθών του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος πηνίου μπορεί επίσης να προσδώσει μεγαλύτερη ανοχή σε συνθήκες εκκεντρότητας, αλλά συνοδεύεται από την ανάλογη αύξηση των χρησιμοποιούμενων υλικών. Χαρακτηριστικά παραδείγματα τέτοιας προσπάθειας απεικονίζονται στα Σχήματα 1.11 (α) και (β).

	Κυκλικό	Σωληνοειδές	Πολλαπλών πηνίων
Σκεδαζόμενο πεδίο	++	+	++
Σύζευξη	++	+	++
Ανοχή σε μη ευθυγράμμιση	+	++	+++
Μέγεθος / βάρος	-	++	+++
Διαλειτουργικότητα	+	-	+++
Συνολικά	+	++	+++

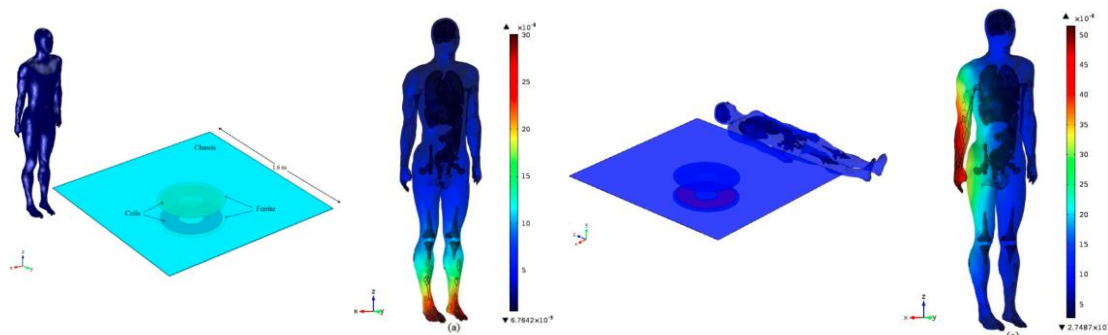
Σχήμα 1.10. Χαρακτηρισμός μαγνητικών διατάξεων για IPTSs [49].



Σχήμα 1.11. (α) Μαγνητική διάταξη ανεκτική σε κακή ευθυγράμμιση που μελετάται στην [50], (β) Διάταξη πολλαπλών πηνίων για την αντιμετώπιση της κακής ευθυγράμμισης [51].

1.2.2.2 Κανονισμοί και όρια έκθεσης ανθρώπου σε μαγνητικό πεδίο υψηλής συχνότητας

Για να επιτραπεί η εφαρμογή της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος σε ασύρματους φορτιστές, κάθε τέτοιο σύστημα θα πρέπει να υπόκειται σε συγκεκριμένους κανονισμούς. Μερικοί από αυτούς παρέχονται για την προστασία του χρήστη από την ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή που παρουσιάζει κάθε ασύρματος φορτιστής. Ερευνητικό ενδιαφέρον παρουσιάζει και το μέγεθος της έκθεσης του ανθρώπου στο μαγνητικό πεδίο των επαγωγικών φορτιστών (Σχήμα 1.12), το οποίο διαφέρει ανάλογα με την ισχύ λειτουργίας και τη διάταξη [49],[52].



Σχήμα 1.12. Μελέτη επίδρασης μαγνητικού πεδίου στον άνθρωπο για σύστημα 3 kW [53].

Ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή ονομάζεται η παρενόχληση που προκύπτει όταν ανεπιθύμητα ηλεκτρομαγνητικά σήματα επηρεάζουν τη λειτουργία ηλεκτρονικού εξοπλισμού ή οδηγούν στην υποβάθμιση της ποιότητάς της. Για να προκληθεί ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή πρέπει να συνυπάρχουν τρεις παράγοντες: μια πηγή ηλεκτρομαγνητικού θορύβου, μια διαδρομή σύζευξης και ένας αποδέκτης – θύμα. Η πηγή είναι συνήθως μια ηλεκτρική ή ηλεκτρονική διάταξη, η διαδρομή σύζευξης δημιουργείται είτε από αγωγίμο μέσο είτε εξ ακτινοβολίας και το θύμα είναι μια άλλη ηλεκτρονική διάταξη ή/ και ο άνθρωπος. Οι κανονισμοί που παρουσιάζονται σε αυτή την παράγραφο αφορούν στην περίπτωση κατά την οποία το θύμα της παρεμβολής είναι ο άνθρωπος και το αποτέλεσμα της είναι οι, αναστρέψιμες ή μη, επιπτώσεις στην υγεία του.

Κανονισμοί ασφάλειας από την έκθεση σε ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία έχουν αναπτυχθεί

από διάφορες επιστημονικές επιτροπές εθνικών και διεθνών οργανισμών. Οι πιο διακεκριμένοι από αυτούς είναι η Διεθνής Επιτροπή Προστασίας από Μη Ιονίζουσα Ακτινοβολία (International Commission on Non – Ionizing Radiation Protection – ICNIRP) [54] και η Επιτροπή Συντονισμού Προτύπων 28 (Standards Coordinating Committee 28 – SCC28) του Ινστιτούτου Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών – IEEE [55]. Αυτές οι επιτροπές παρακολουθούν συνεχώς την επιστημονική βιβλιογραφία για να εξάγουν τα όρια έκθεσης βασιζόμενες στα αποτελέσματα τα οποία η επιστημονική κοινότητα θεωρεί ως παγιωμένα. Τα όρια δίδονται σε κανονισμούς οι οποίοι αναθεωρούνται τακτικά.

Τα αυστηρότερα όρια τα οποία υιοθετούνται και από τον Παγκόσμιο Οργανισμό Υγείας είναι αυτά της Διεθνούς Επιτροπής για την Προστασία από Μη Ιονίζουσα Ακτινοβολία (ICNIRP). Στην Ευρωπαϊκή Ένωση, οι νομοθέτες βασίζονται για τον καθορισμό της νομοθεσίας στους κανονισμούς του 1998 της ICNIRP. Μάλιστα, το 2004, εκδόθηκε ευρωπαϊκή κοινοτική οδηγία για την προστασία των εργαζόμενων από πιθανές επικίνδυνες επιπτώσεις έκθεσης σε Η/Μ πεδία. Η σχετική νομοθεσία των Η.Π.Α. βασίζεται τόσο στις κατευθύνσεις του εθνικού συμβουλίου προστασίας από ακτινοβολία και τους κανονισμούς C95.1 του 1992 του IEEE.

Στην Ελλάδα, με το Νόμο 3431/2006, τα όρια για την ασφαλή έκθεση του κοινού σε ακτινοβολία δεν πρέπει να υπερβαίνουν το 70% των διεθνώς αποδεκτών τιμών, οι οποίες έχουν προταθεί από την οδηγία της ICNIRP. Επισημαίνεται ότι προ του Ν. 3431/2006 ίσχυε το 80% των αντίστοιχων τιμών. (Πηγή: ΕΕΤΤ)

Γενικά, οι οδηγίες ασφάλειας καθορίζουν δυο διαφορετικά όρια έκθεσης:

1. Τα όρια βασικών περιορισμών

Οι βασικοί περιορισμοί θέτουν τα όρια πάνω από τα οποία αναμένονται βιολογικές επιπτώσεις, όπως θέρμανση ανθρωπίνων ιστών, διέγερση νευρικού συστήματος.

2. Τα επίπεδα αναφοράς για τη μέγιστη επιτρεπτή έκθεση

Τόσο το IEEE όσο και η ICNIRP αναγνωρίζουν τη δυσκολία καθορισμού των βασικών περιορισμών για τον οποίο απαιτούνται πολύπλοκες τεχνικές μετρήσεων και/ ή υπολογιστική ικανότητα. Για το λόγο αυτό παραθέτουν επιπλέον πιο συντηρητικά αλλά ευκολότερα να καθοριστούν επίπεδα αναφοράς (ICNIRP) ή μέγιστες επιτρεπτές τιμές έκθεσης (IEEE) που συμβάλλουν στον καθορισμό συμμόρφωσης με τους κανονισμούς. Γενικά θεωρείται ότι οι βασικοί περιορισμοί ικανοποιούνται αν τα επίπεδα έκθεσης είναι κάτω από τα καθορισμένα επίπεδα αναφοράς. Δεν αποκλείεται, όμως, να υπάρχουν περιπτώσεις όπου ενώ τα επίπεδα αναφοράς ξεπερνιούνται, οι βασικοί περιορισμοί ικανοποιούνται.

Παρά τη γενικότερη συμφωνία μεταξύ IEEE και ICNIRP πάνω στους βασικούς περιορισμούς, οι δυο οργανισμοί χρησιμοποιούν πολύ διαφορετικές εκτιμήσεις και τεχνικές κλιμάκωσης για την εξαγωγή των επιπέδων αναφοράς / ορίων έκθεσης. Τα επίπεδα αυτά αναφέρονται συχνά στη βιβλιογραφία ως όρια έκθεσης ενώ δεν είναι. Πρόκειται απλώς για εύκολα μετρήσιμα επίπεδα ηλεκτρικών και μαγνητικών πεδίων στον ελεύθερο χώρο, τα οποία εγγυώνται ότι οι

επίσημοι βασικοί κανονισμοί ικανοποιούνται αν τα μετρήσιμα πεδία βρίσκονται χαμηλότερα από τα όρια αυτά. Και οι δυο οργανισμοί ξεκαθαρίζουν ότι τα όρια αυτά δίνονται για λόγους ευκολίας και ότι είναι πιθανό συστήματα των οποίων τα πεδία ξεπερνούν αυτά τα όρια να εξακολουθούν να συμμορφώνονται με τους επίσημους βασικούς κανονισμούς.

Βέβαια, η σχεδίαση συστημάτων που να υπόκεινται στους κανονισμούς αυτούς παραμένει δύσκολη καθώς η ICNIRP δεν καθορίζει επακριβώς τεχνικές μέτρησης για την πιστοποίηση των προϊόντων. Τεχνικές μέτρησης βασιζόμενες στους οδηγούς της ICNIRP έχει αναπτύξει η Australian Radiation Protection and Nuclear Safety Agency (ARPANSA) [56] καλύπτοντας ένα εύρος συχνοτήτων από 3 kHz έως 300 GHz.

Τα όρια και τα επίπεδα αναφοράς αφορούν δυο κατηγορίες: την έκθεση ανθρώπων σε Η/Μ πεδία στο εργασιακό περιβάλλον και την έκθεση του ευρέος κοινού σε δημόσιους χώρους. Για χώρους εργασίας, όπου η έκθεση του εργαζόμενου στο πεδίο θεωρείται διάρκειας δώρου και υπάρχει συνήθως εξοπλισμός προστασίας, τα όρια είναι σχετικά ψηλότερα από τα όρια των δημόσιων χώρων. Στους δημόσιους χώρους θεωρείται ότι το ευρύ κοινό μπορεί να εκτίθεται στο πεδίο συνεχόμενα για μεγάλα χρονικά διαστήματα.

Στον Πίνακα 1.1 παρουσιάζονται οι βασικοί περιορισμοί επαγόμενου ρεύματος και ηλεκτρικού πεδίου των διεθνών οργανισμών και στον Πίνακα 1.2 τα αντίστοιχα επίπεδα αναφοράς όπως προέκυψαν από τη χρήση απλοποιημένων ανατομικών μοντέλων για τη συσχέτιση των επιπέδων του επίπτοντος πεδίου με τους βασικούς περιορισμούς. Στο Σχήμα 1.13 απεικονίζονται τα επίπεδα αναφοράς για έκθεση σε χρονομεταβλητά ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία της ICNIRP και της IEEE.

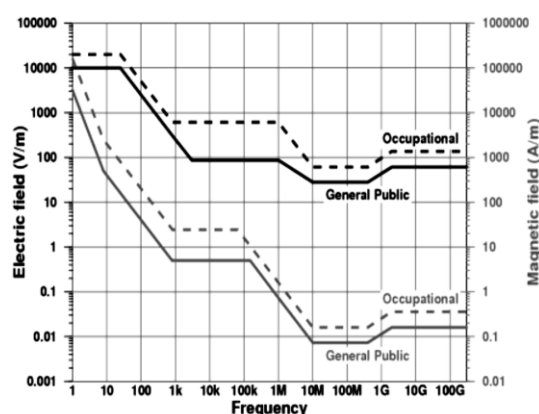
Η άμεση εφαρμογή των επιπέδων αναφοράς στα συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, τα οποία λειτουργούν με βάση τα μαγνητικά πεδία, οδηγεί κατά γενική παραδοχή σε μια υπερβολικά συντηρητική οριοθέτηση για την έκθεση του χρήστη.

Πίνακας 1.1 Βασικοί περιορισμοί του Επαγόμενου Ρεύματος και του Ηλεκτρικού Πεδίου, όπου f_H : η συχνότητα σε Hz.

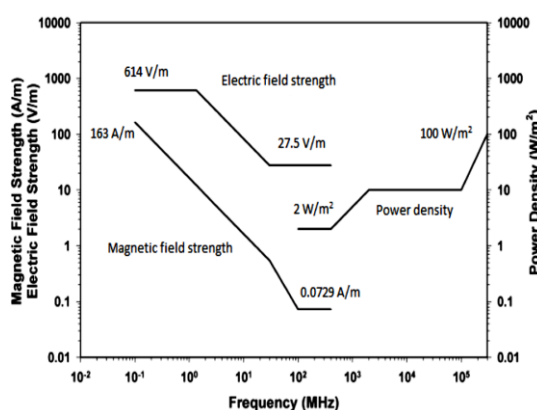
	Περιοχή σώματος	Συχνότητα	Ποκνότητα ρεύματος (mA_{RMS}/m^2)		Ηλεκτρικό πεδίο (V_{RMS}/m)	
			Ευρύ κοινό	Χώρος εργασίας	Ευρύ κοινό	Χώρος εργασίας
ICNIRP 1998	Κεντρικό νευρικό σύστημα κεφαλιού και σώματος	100kHz-10MHz	$f_H/500$	$f_H/100$		
ICNIRP 2010	Παντού	3kHz-10MHz			$1.35 \cdot 10^{-4} f_H$	$2.7 \cdot 10^{-4} f_H$
IEEE 2005	εγκέφαλος	20Hz-5MHz			$2.95 \cdot 10^{-4} f_H$	$8.85 \cdot 10^{-4} f_H$
	καρδιά	167Hz-5MHz			$5.65 \cdot 10^{-4} f_H$	$5.65 \cdot 10^{-4} f_H$
	προεξοχές	3.35kHz-5MHz			$6.27 \cdot 10^{-4} f_H$	$6.27 \cdot 10^{-4} f_H$
	αλλού	3.35kHz-5MHz			$2.09 \cdot 10^{-4} f_H$	$6.27 \cdot 10^{-4} f_H$

Πίνακας 1.2 Επίπεδα αναφοράς. f_M : η συχνότητα σε MHz.

	Συχνότητα σε MHz	Ηλεκτρικό πεδίο (V_{RMS}/m)		Μαγνητικό Πεδίο (A_{RMS}/m)		Ισοδύναμη πυκνότητα ισχύος επίπεδου κύματος (W/m^2)	
		Ευρύ κοινό	Χώρος εργασίας	Ευρύ κοινό	Χώρος εργασίας	Ευρύ κοινό	Χώρος εργασίας
ICNIRP 1998	0.15-1	87	610	$0.73/f_M$	$1.6/f_M$		
	1-10	$87/\sqrt{f_M}$	$610/f_M$	$0.73/f_M$	$1.6/f_M$		
	10-400	28	61	0.073	0.16	2	10
ICNIRP 2010	0.003-10	83	170	21	80		
IEEE 2005	0.1-1	614	1842	$16.3/f_M$	$16.3/f_M$	1000	9000
	1-1.34	614	$1842/f_M$	$16.3/f_M$	$16.3/f_M$	1000	$9000/f_M^2$
	1.34-3	$832.8/f_M$	$1842/f_M$	$16.3/f_M$	$16.3/f_M$	$1800/f_M^2$	$9000/f_M^2$
	3-30	$832.8/f_M$	$1842/f_M$	$16.3/f_M$	$16.3/f_M$	$1800/f_M^2$	$9000/f_M^2$



(α)



(β)

Σχήμα 1.13. Επίπεδα αναφοράς (α) της ICNIRP και (β) της IEEE για έκθεση σε χρονομεταβλητά ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία.

Παραμένει, συνεπώς, ανοιχτό το ενδεχόμενο επαναπροσδιορισμού των σχετικών ορίων στο μέλλον, έπειτα από λεπτομερέστερη μελέτη της επίδρασης του μαγνητικού πεδίου στον άνθρωπο.

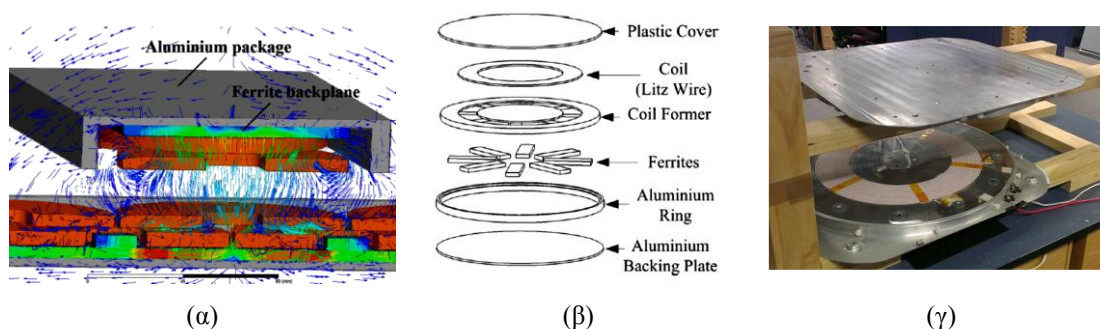
Τεχνικές θωράκισης μαγνητικού πεδίου

Σύμφωνα με τα παραπάνω, είναι εμφανής η ανάγκη λήψης μέτρων θωράκισης όσον αφορά στο σκεδαζόμενο μαγνητικό πεδίο των συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς μεγάλης ισχύος. Οι προτεινόμενες τεχνικές θωράκισης μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε δύο προσεγγίσεις: την παθητική θωράκιση και την ενεργητική θωράκιση.

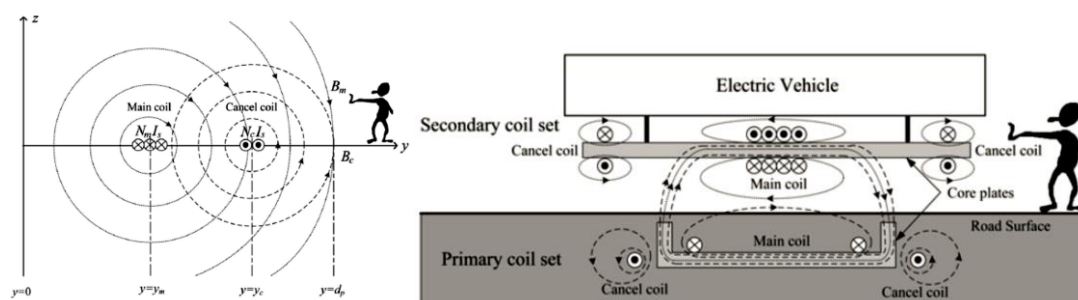
Η παθητική προσέγγιση περιλαμβάνει στρατηγικές θωράκισης με χρήση στρωμάτων αλουμινίου σε κατάλληλες διατάξεις γύρω από τα πηνία, με στόχο τον περιορισμό του

μαγνητικού πεδίου εντός μιας προκαθορισμένης περιοχής, όπως φαίνεται στις διατάξεις του Σχήματος Σχήμα 1.14.

Η ενεργητική προσέγγιση περιλαμβάνει τεχνικές διαμόρφωσης του μαγνητικού πεδίου, ώστε αυτό να υφίσταται μόνο στην περιοχή μεταξύ των συζευγμένων πηνίων. Κάτι τέτοιο είναι εφικτό με την κατάλληλη σχεδίαση των πηνίων με τρόπο που να προσδίδει κατευθυντικότητα στο συνιστάμενο πεδίο [57], [58]. Με την ίδια λογική, υπάρχει η δυνατότητα χρησιμοποίησης βοηθητικού πηνίου για την αναίρεση του μαγνητικού πεδίου στις περιοχές γύρω από το σύστημα ασύρματης μεταφοράς ισχύος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.15.



Σχήμα 1.14. Χρήση επιφανειών αλουμινίου για παθητική θωράκιση σε συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος (α) [51], (β) [59] και (γ) [29].



Σχήμα 1.15. Σύστημα αναίρεσης μαγνητικού πεδίου με βοηθητικό τύλιγμα [60].

1.2.2.3 Μετατροπείς και τεχνικές ελέγχου μεταφοράς ισχύος

Μια άλλη κατηγοριοποίηση των συστημάτων επαγωγικής φόρτισης αφορά τη συχνότητα λειτουργίας τους, δηλαδή το αν η μεταφορά ισχύος γίνεται σε σταθερή, προκαθορισμένη συχνότητα ή αν η συχνότητα μεταβάλλεται για να προσαρμοστεί στις αλλαγές των παραμέτρων. Και οι δυο επιλογές αφορούν τόσο στη στατή όσο και τη δυναμική φόρτιση, με στόχο πάντα τη βελτιστοποίηση της λειτουργίας είτε σε σχέση με τον έλεγχο της μεταφερόμενης ισχύος είτε για μεγιστοποίηση της απόδοσης [27],[61]. Οι μέθοδοι ελέγχου της ισχύος εξόδου ενός IPTS αναγράφονται στον Πίνακα 1.3 και παρουσιάζονται στο Σχήμα 1.16.

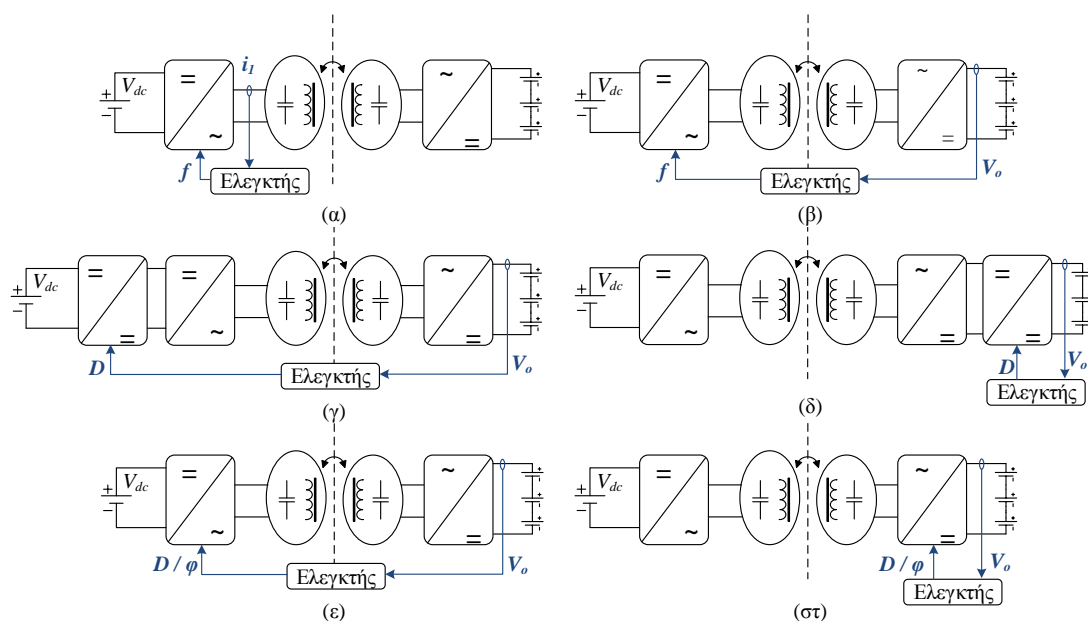
Πίνακας 1.3. Μέθοδοι ελέγχου ισχύος εξόδου των IPTSs.

Σταθερή συχνότητα λειτουργίας	Μεταβαλλόμενη συχνότητα λειτουργίας
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Μετατροπéας DC/DC στην είσοδο του αντιστροφéα (προ-ρύθμιση τάσης / preregulation) ▪ Μετατροπéας DC/DC στην έξοδο του ανορθωτή (μετα-ρύθμιση τάσης / postregulation) ▪ Ελεγχόμενος ανορθωτής στο δευτερεύον (ρύθμιση βαθμού χρησιμοποίησης) ▪ Έλεγχος φάσης ή βαθμού χρησιμοποίησης παλμών αντιστροφéα ▪ Συνδυασμός τεχνικών από τις παραπάνω 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Ανίχνευση συχνότητας μηδενισμού της φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος εισόδου πρωτεύοντος (PLL) ▪ Μειστοποίηση ισχύος εισόδου ή εξόδου μέσω τεχνικής διαταραχής και επιτήρησης (perturb and observe – P&O) ▪ Εύρεση συγκεκριμένων τιμών τάσης/ρεύματος εξόδου μέσω τεχνικής διαταραχής και επιτήρησης

- ***Η λειτουργία με σταθερή συχνότητα.***

Τα περισσότερα συστήματα επαγωγικής φόρτισης λειτουργούν σε σταθερή συχνότητα [62],[63],[64]. Η συχνότητα αυτή προεπιλέγεται κατά την κατασκευή του συστήματος ούτως ώστε να ικανοποιεί τις απαιτήσεις μεγέθους μεταφερόμενης ισχύος και απόδοσης, ανάλογα με την εφαρμογή. Οι μελετητές συχνά ακολουθούν ειδικές διαδικασίες κατά το σχεδιασμό των στοιχείων των κυκλωμάτων συντονισμού ούτως ώστε αυτά να συντονίζονται στην προκαθορισμένη συχνότητα [29]. Για παράδειγμα, οι τιμές του πηνίου και του πυκνωτή πρωτεύοντος μπορεί να επιλεγθούν τέτοιες ώστε να δημιουργείται μηδενική διαφορά φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος εισόδου, στη φυσική συχνότητα (συχνότητα συντονισμού) του δευτερεύοντος.

Στην περίπτωση σταθερής συχνότητας, οι συνθήκες είναι βέλτιστες για την ονομαστική κατάσταση διακένου του συστήματος. Όμως, ακόμα και αν όλα τα στοιχεία του συστήματος έχουν προσχεδιασθεί καταλλήλως, ο συντελεστής σύζευξης επηρεάζεται σημαντικά από την παραμικρή αλλαγή της απόστασης μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος [8],[30],[34],[29],[65]. Ειδικά σε εφαρμογές φόρτισης αυτοκινήτων, οι συνθήκες σύζευξης είναι άμεσα εξαρτώμενες από την ικανότητα του οδηγού να ευθυγραμμίσει το όχημα με τον φορτιστή κατά τη στάθμευση. Είναι λοιπόν σαφές ότι η προεπιλογή μιας συχνότητας λειτουργίας αποτελεί αποδεκτή λύση μόνο για συστήματα στατικής φόρτισης σε συγκεκριμένη ευθυγραμμισμένη θέση και σταθερού φορτίου. Οι προϋποθέσεις αυτές, όμως, αποκλείουν τις περισσότερες εφαρμογές ασύρματης φόρτισης.



Σχήμα 1.16. Τεχνικές ελέγχου συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος: Πάνω: μεταβολή συχνότητας αντιστροφέα (α) για μηδενισμό φάσης εισόδου και (β) για έλεγχο τάσης εξόδου. Μέση: Έλεγχος τάσης εξόδου με μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης του μετατροπέα DC/DC (γ) εισόδου και (δ) εξόδου. Κάτω: Έλεγχος τάσης εξόδου με μεταβολή βαθμού χρησιμοποίησης ή/ και φάσης (ε) του αντιστροφέα και (στ) του ελεγχόμενου ανορθωτή.

Η μεταβολή της ισχύος εξόδου ενός επαγωγικού φορτιστή, που προκύπτει από αλλαγές στο διάκενο ή στην τιμή του φορτίου, μπορεί να εξομαλυνθεί με τη χρήση μετατροπέων συνεχούς τάσης (DC-DC converters). Με τον τρόπο αυτό αντισταθμίζεται η μεταβολή της τάσης εξόδου που προκύπτει από τη λειτουργία του συστήματος σε μη-βέλτιστη συχνότητα. Ο μετατροπέας συνεχούς τάσης μπορεί να προηγείται του αντιστροφέα, στην πλευρά του πρωτεύοντος (preregulation, Σχήμα 1.16 (γ)) ή να έπεται του ανορθωτή στο δευτερεύον (postregulation, Σχήμα 1.16 (δ)) [66].

Μια άλλη αντιμετώπιση έχει παρουσιαστεί στην [31], όπου εξετάζεται η προσθήκη ενός παθητικού δικτύου τοπολογίας T ως κύκλωμα αντιστάθμισης στο πρωτεύον, για τη διεύρυνση του εύρους λειτουργίας σε σταθερή τάση εξόδου. Παρόλα αυτά η επιλογή των τιμών των στοιχείων έχει ως αποτέλεσμα την εξομάλυνση της ισχύος μόνο σε ένα περιορισμένο εύρος συντελεστών σύζευξης, δηλαδή σε περιορισμένο εύρος αποστάσεων μεταξύ των δυο πηνίων. Εκτός αυτού του εύρους, η διακύμανση της ισχύος εξόδου παραμένει σημαντική.

Σε κάθε περίπτωση, η προεπιλογή των στοιχείων του κυκλώματος ώστε να συντονίζονται σε προκαθορισμένη συχνότητα εμποδίζει και τη συμβατότητα μεταξύ διαφορετικής σχεδίασης συστημάτων. Το γεγονός αυτό αποτελεί πρόβλημα ειδικά για επαγωγικούς φορτιστές αυτοκινήτων, διότι είναι επιθυμητό διαφορετικά αυτοκίνητα να μπορούν να φορτίσουν από έναν γενικευμένο φορτιστή.

Άλλες τεχνικές μεταβολής της μεταφερόμενης ισχύος που παρουσιάζονται στη βιβλιογραφία

αφορούν στην μεταβολή της φάσης [67] ή του βαθμού χρησιμοποίησης (duty cycle) των παλμών οδήγησης του αντιστροφέα [68],[69] όταν αυτός λειτουργεί σε σταθερή συχνότητα (Σχήμα 1.16 (ε)). Έλεγχος της ισχύος εξόδου επιτυγχάνεται και με τη χρήση ελεγχόμενων ανορθωτών στο δευτερεύον είτε για μετασχηματισμό του ανακλώμενου φορτίου [70],[71] ή για έλεγχο της ανόρθωσης μέσω του βαθμού χρησιμοποίησης και της φάσης [72] (Σχήμα 1.16 (στ)). Στην [73] πραγματοποιείται συνδυασμός ελέγχου μεταβολής της φάσης στον αντιστροφέα και του βαθμού χρησιμοποίησης του ελεγχόμενου ανορθωτή, για βελτίωση της ελεγχιμότητας της ισχύος εξόδου και της απόδοσης του συστήματος.

Όταν στόχος είναι η βελτιστοποίηση της απόδοσης υιοθετούνται τεχνικές προσαρμογής του φορτίου (impedance matching) στη σύνθετη αντίσταση του υπόλοιπου συστήματος μέσω ελεγχόμενου μετατροπέα στο δευτερεύον [30],[74].

- ***Η λειτουργία με μεταβαλλόμενη συχνότητα.***

Εξαιτίας της φύσης των ασύρματων φορτιστών, πολλές φορές η βελτιστοποίηση των συνθηκών λειτουργίας σε μία μόνο κατάσταση διακένου δεν είναι ικανοποιητική για τις επιδόσεις των διάφορων εφαρμογών [75]. Για την δυνατότητα προσαρμογής της συχνότητας λειτουργίας στις απαιτήσεις κάθε πιθανού διακένου, υιοθετούνται τεχνικές μεταβολής της συχνότητας του συστήματος σε πραγματικό χρόνο [76]. Η λειτουργία με μεταβλητή συχνότητα είναι επιθυμητή τόσο σε συστήματα στατικής φόρτισης, για να δημιουργούνται οι βέλτιστες συνθήκες φόρτισης σε κάθε περίπτωση διακένου, όσο και σε δυναμικές φορτίσεις για την προσαρμογή σε πραγματικό χρόνο.

Σε στατά συστήματα φόρτισης, μια συχνά ακολουθούμενη στρατηγική καταφεύγει στην μεταβολή της συχνότητας λειτουργίας μέχρις ότου να επιτευχθεί συντονισμός. Μέσω τεχνικών ελέγχου, οι συνθήκες συντονισμού ανιχνεύονται με μεταβολή της διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας. Οι τεχνικές αυτές είναι:

- I. *Μηδενισμός διαφοράς φάσης τάσης εξόδου αντιστροφέα – ρεύματος πρωτεύοντος*

Για την ρύθμιση της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα ούτως ώστε αυτή να προσαρμόζεται σε συνθήκες μη ευθυγράμμισης, πολλοί ερευνητές υλοποιούν μια τεχνική μηδενισμού της διαφοράς φάσης της τάσης εισόδου του πρωτεύοντος με το ρεύμα πρωτεύοντος. Η διαδικασία αυτή υλοποιείται με ανίχνευση της διαφοράς φάσης και αλλαγή της συχνότητας λειτουργίας ούτως ώστε αυτή η διαφορά να μηδενιστεί (Σχήμα 1.16 (α)). Η στρατηγική ελέγχου αυτή ανταποκρίνεται επιτυχώς σε συστήματα που έχουν μια μοναδική συχνότητα συντονισμού. Αντίθετα οδηγεί σε αστάθεια σε περίπτωση ύπαρξης παραπάνω συχνοτήτων μηδενισμού φάσης, φαινόμενο γνωστό και ως διακλάδωση (bifurcation) [28],[77]. Μπορεί δηλαδή να υπάρξει ανεξέλεγκτη μετάβαση του συστήματος από τη μια συχνότητα λειτουργίας μηδενικής φάσης, στην άλλη [78].

Για το λόγο αυτό, οι ερευνητές προτείνουν την εφαρμογή αυτής της τεχνικής σε συνδυασμό με διαδικασίες σχεδίασης που δεν επιτρέπουν συνθήκες διακλάδωσης, όπως ο περιορισμός του

ποσοστού σύζευξης του συστήματος. Όμως, οι χαμηλοί συντελεστές σύζευξης συνεπάγονται χαμηλή απόδοση στη μεταφορά ισχύος [79],[70],[38], γεγονός που είναι εν γένει ανεπιθύμητο, ειδικά σε φορτιστές μεγάλης ισχύος. Επιπλέον, ενδέχεται να είναι μη ασφαλής σε περιπτώσεις όπου το δευτερεύον βρίσκεται σε μεγάλη απόσταση και δεν υπάρχει σημαντική σύζευξη. Τότε, μπορεί το σύστημα ελέγχου να οδηγήσει το πρωτεύον σε κατάσταση βραχυκύκλωσης.

Μια άλλη λύση είναι η κατάλληλη επιλογή των τιμών των στοιχείων συντονισμού για την αποφυγή φαινομένων διακλάδωσης. Η διαδικασία αυτή, όμως, περιορίζει την συμβατότητα και την ευελιξία του συστήματος, ενώ ενέχει και περιθώρια απόκλισης λόγω των περιθωρίων ακρίβειας στις τιμές των στοιχείων ή και τη μεταβολή αυτών εξαιτίας εξωτερικών παραγόντων όπως η θερμοκρασία και η γήρανση των υλικών.

Στην [80] παρουσιάζεται μια μεθοδολογία ελέγχου της ισχύος εξόδου με επιλεγόμενη μετάβαση μεταξύ των τριών συχνοτήτων συντονισμού του πρωτεύοντος.

II. Μέθοδος διαταραχής της συχνότητας και παρατήρησης της ισχύος εξόδου (P&O)

Μια εναλλακτική μέθοδος μεταβολής της συχνότητας λειτουργίας για να προσαρμόζεται στις εκάστοτε συνθήκες διακένου υιοθετεί τη γνωστή από τα φωτοβολταϊκά μέθοδο διαταραχής και παρατήρησης (perturb-and-observe - P&O). Σύμφωνα με αυτή, προκαλείται ελεγχόμενα μια μικρή μεταβολή της συχνότητας λειτουργίας και καταγράφεται η επίδραση που αυτή είχε στην ισχύ εξόδου. Ανάλογα με το αν είναι μεγαλύτερη ή μικρότερη από την προηγούμενη τιμή, συνεχίζεται η μεταβολή συχνότητας προς την ίδια ή την αντίθετη κατεύθυνση. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται έως ότου το σύστημα ελέγχου ισοροπήσει στη συχνότητα στην οποία υπάρχει μεγιστοποίηση της ισχύος (Σχήμα 1.16 (β)). Αυτή τεχνική αντιμετωπίζει παρόμοια προβλήματα αστάθειας στην περίπτωση διακλάδωσης καθότι τότε υπάρχουν δυο κορυφές ισχύος εξόδου. Επιπλέον, παρουσιάζει το μειονέκτημα της μεγαλύτερης διάρκειας μέχρι τον εντοπισμό της κορυφής που χαρακτηρίζει εν γένει τις τεχνικές P&O [70],[81],[42]. Και ενώ ο χρόνος απόκρισης δεν παίζει σημαντικό ρόλο σε στατά συστήματα φόρτισης, είναι υψίστης σημασίας σε συστήματα όπου η φόρτιση πραγματοποιείται εν κινήσει.

III. Μεταβολή της συχνότητας για επίτευξη ελεγχόμενης ισχύος εξόδου

Γενικά, εξαιτίας της καμπύλης ισχύος εξόδου των IPTSs, η οποία έχει μορφή ζωνοπερατού φίλτρου, η μεταβολή της συχνότητας λειτουργίας αποτελεί τρόπο ελέγχου της ισχύος εξόδου ακόμα και σε περιοχές εκτός των συχνοτήτων συντονισμού (Σχήμα 1.16 (β)). Συνεπώς, η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται και για τον έλεγχο της τάσης εξόδου των επαγωγικών φορτιστών [79].

Ανεξαρτήτως σταθερής ή μεταβαλλόμενης συχνότητας λειτουργίας, η χρήση μετατροπέων DC/DC στην είσοδο ή/ και την έξοδο του συστήματος δίνει τη δυνατότητα ελέγχου της μεταφερόμενης ισχύος, διατηρώντας και τα πλεονεκτήματα της επίτευξης συντονισμού.

1.3 Στόχοι και συμβολή της παρούσας μελέτης

Όπως αναλύθηκε στην προηγούμενη ενότητα, η ανάπτυξη της τεχνολογίας των ηλεκτρονικών ισχύος έχει καταστήσει την ασύρματη μεταφορά ισχύος ιδιαίτερα ελκυστική για την τροφοδοσία ηλεκτρικών συσκευών και συστημάτων. Αξιοποιώντας τις δυνατότητες των μετατροπέων υψηλής διακοπτικής συχνότητας για την οδήγηση συντονισμένων κυκλωμάτων, είναι δυνατή η ασύρματη μεταφορά σημαντικού ποσού ενέργειας.

Παρόλα αυτά, υπάρχει ακόμα περιθώριο βελτίωσης των συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, ιδιαίτερα στους τομείς της αύξησης της μεταφερόμενης ισχύος σε μεγάλα διάκενα, της σταθερότητας και της απόδοσης αυτών.

Στην παρούσα μελέτη προσεγγίζονται τα στάδια ανάπτυξης ενός συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με στόχους:

- i. τη διερεύνηση των δυνατοτήτων αύξησης της μεταφερόμενης ισχύος,
- ii. την ανάπτυξη στρατηγικής ελέγχου για δυναμικά μεταβαλλόμενες συνθήκες φόρτισης,

οι οποίοι αποτελούν δυο από τα φλέγοντα θέματα στον τομέα της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, σύμφωνα με την προηγούμενη συνοπτική παρουσίαση των πιο σύγχρονων ερευνητικών ζητημάτων.

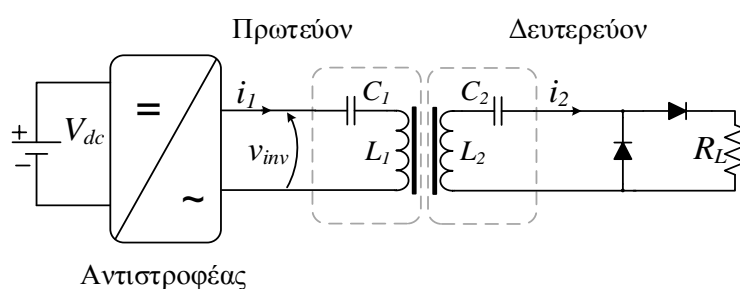
Διερεύνηση των δυνατοτήτων αύξησης της μεταφερόμενης ισχύος

Η αύξηση της μεταφερόμενης ισχύος είναι ιδιαίτερα σημαντική για τους επαγωγικούς φορτιστές και ιδιαίτερα αυτούς που χρησιμοποιούνται για φόρτιση ηλεκτρικών αυτοκινήτων, καθότι μειώνει τον απαιτούμενο χρόνο φόρτισης. Οι πυκνωτές συντονισμού που χρησιμοποιούνται για την αντιστάθμιση των επαγωγών σκέδασης σε τέτοια συστήματα, συμβάλλουν σημαντικά στην ενίσχυση του μεγέθους της μεταφερόμενης ενέργειας. Όμως, η μεταφερόμενη ισχύς εξαρτάται και από το μέγεθος του φορτίου. Μεγάλες τιμές αντίστασης φορτίου οδηγούν σε μείωση του συντελεστή ποιότητας των συντονισμένων κυκλωμάτων με αποτέλεσμα τον περιορισμό της δυνατότητας μεταφοράς ισχύος.

Στο πλαίσιο της προσπάθειας αύξησης της μεταφερόμενης ισχύος, στην παρούσα διατριβή εξετάζεται η δυνατότητα βελτίωσης του συντελεστή ποιότητας των συντονισμένων κυκλωμάτων, μέσω της μείωσης του ανακλώμενου στο σύστημα φορτίου. Για το μετασχηματισμό του φορτίου προτείνεται και μελετάται μια ανορθωτική διάταξη, ασύμμετρης φόρτισης του συστήματος. Η ασύμμετρη φόρτιση αναφέρεται στην εφαρμογή διαφορετικού φορτίου σε κάθε ημιπερίοδο λειτουργίας του συστήματος. Πιο συγκεκριμένα, το δευτερεύον συντονισμένο κύκλωμα συνδέεται με το φορτίο κατά το ήμισυ της περιόδου λειτουργίας, ενώ βραχυκυκλώνεται για το υπόλοιπο διάστημα. Η ασυμμετρία αυτή δημιουργεί ένα ισοδύναμο φορτίο χαμηλότερης αντίστασης από το αρχικό με συνέπεια την αύξηση του συντελεστή ποιότητας του συστήματος. Η θεωρητική ανάλυση και τα πειραματικά αποτελέσματα με ωμικό φορτίο δείχνουν δυνατότητα έως και διπλασιασμού της μεταφερόμενης ισχύος στο δευτερεύον.

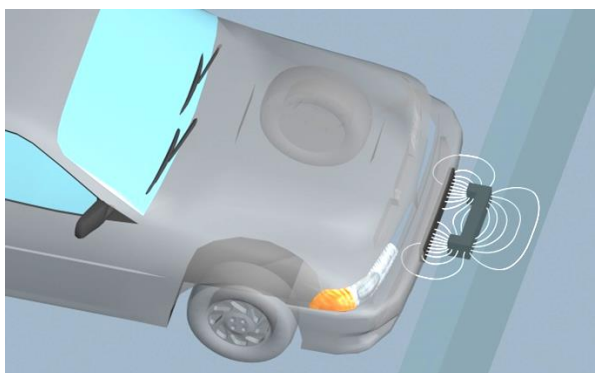
Η προσθήκη χωρητικού φίλτρου στην έξοδο της διάταξης επηρεάζει περαιτέρω τον μετασχηματισμό του φορτίου, προκαλώντας μέχρι και τετραπλασιασμό στην μεταφερόμενη ισχύ, σε σχέση με την τοπολογία πλήρους ανόρθωσης.

Ασύμμετρη φόρτιση ενός παράλληλα συντονισμένου L-C βρόχου πραγματοποιείται στην αναφορά [82], όπου υλοποιείται ημιανόρθωση για την οδήγηση του φορτίου. Τοπολογία εν σειρά συντονισμένου L-C-R κυκλώματος υπό ασύμμετρη φόρτιση παρόμοια με την προτεινόμενη χρησιμοποιείται στις [61] και [83] για στην υλοποίηση του ανορθωτή δευτερεύοντος ενός επαγωγικού φορτιστή. Σε καμία αναφορά, παρ' όλα αυτά, δε γίνεται ανάλυση της ικανότητας αύξησης της ισχύος εξόδου που χαρακτηρίζει τη συγκεκριμένη τοπολογία.



Σχήμα 1.17. Εφαρμογή τοπολογίας ασύμμετρης φόρτισης συντονισμένου κυκλώματος στο δευτερεύον συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμισης σειράς - σειράς.

Μια δεύτερη προσέγγιση αφορά στην υιοθέτηση μιας διαφορετικής χωροδιάταξης του μαγνητικού κυκλώματος, για χρήση σε επαγωγικούς φορτιστές αυτοκινήτου, τέτοια ώστε να μειώνεται το βάρος του αποδέκτη ισχύος που προσάπτεται στο όχημα, και να διευκολύνεται ο οδηγός κατά τη διαδικασία ευθυγράμμισης. Το πρωτεύον τοποθετείται στον τοίχο του χώρου στάθμευσης στο ύψος του προφυλακτήρα και το δευτερεύον στον μπροστινό προφυλακτήρα του οχήματος. Ο οδηγός διευκολύνεται στο να σταθμεύει όσο πιο κοντά στον τοίχο γίνεται, επιτυγχάνοντας αποστάσεις πρωτεύοντος-δευτερεύοντος μικρότερες από 10 cm. Η ευθυγράμμιση με το πρωτεύον είναι πλέον πιο εύκολη καθώς βρίσκεται στο οπτικό του πεδίο. Επιπλέον, πραγματοποιείται ενσωμάτωση πυρήνα στα πηνία πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, η οποία συμβάλλει στην αύξηση του συντελεστή σύζευξης μέσω της μείωσης της μαγνητικής ροής σκέδασης που προκύπτει από το μεγάλο διάκενο.



Σχήμα 1.18. Απεικόνιση των πυρήνων του επαγωγικού φορτιστή στο ηλεκτρικό όχημα.

Σε σύγκριση με άλλες μαγνητικές διατάξεις ίδιας ονομαστικής ισχύος που παρουσιάζονται στη βιβλιογραφία, η συγκεκριμένη πρόταση έχει το πλεονέκτημα του μικρότερου ονομαστικού διακένου εξαιτίας της θέσης της στο όχημα. Η προσέγγιση αυτή οδηγεί σε σημαντικά ελαφρύτερο επαγωγικό σύστημα, πιο οικονομικό στην κατασκευή και πιο εύχρηστο ως προς τη δυνατότητα ευθυγράμμισης.

Ανάπτυξη τεχνικής ελέγχου για δυναμική φόρτιση

Τα σημεία που παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 1.2.2.3 δείχνουν τους λόγους για τους οποίους η έρευνα στον τομέα της ασύρματης μεταφοράς ενέργειας συνεχίζεται. Στην παρούσα μελέτη, εξετάζεται μια στρατηγική ελέγχου ικανή να ανταποκρίνεται ταχύτατα στις στιγμιαίες μεταβολές των παραμέτρων των επαγωγικών φορτιστών, πράγμα αναγκαίο τόσο για στατές όσο και για δυναμικές εφαρμογές. Οι στόχοι μιας τέτοιας τεχνικής ελέγχου είναι:

- ✓ Ταχύτητα προσαρμογής που να εξυπηρετεί δυναμικά συστήματα
- ✓ Ευστάθεια ελέγχου και αποφυγή αβεβαιότητας. Ανοσία στο φαινόμενο διακλάδωσης.
- ✓ Σταθερότητα της τάσης εξόδου ανεξάρτητα από δυναμικές μεταβολές θέσης ή/ και φορτίου. Μείωση όγκου, βάρους και πολυπλοκότητας συστήματος.

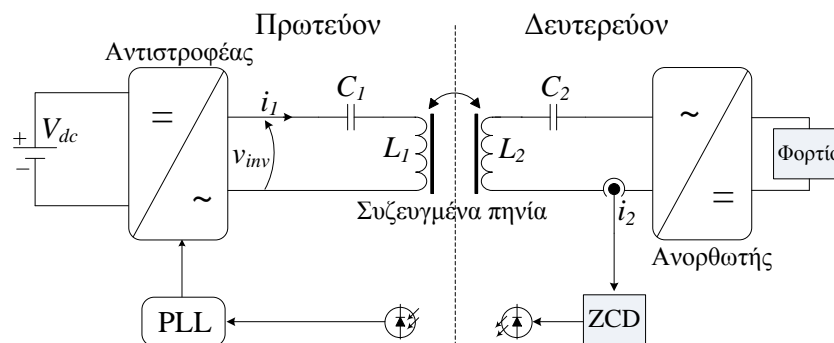
Για την επίτευξη αυτών των απαιτήσεων, προτείνεται μια τεχνική ελέγχου των IPTS η οποία βασίζεται σε λειτουργία μεταβλητής συχνότητας. Η ανίχνευση της επιθυμητής συχνότητας λειτουργίας πραγματοποιείται σε πραγματικό χρόνο μέσω της διαδικασίας κλειδώματος φάσης (phase-locked-loop, PLL). Ως επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας επιλέγεται η συχνότητα στην οποία το ρεύμα δευτερεύοντος βρίσκεται σε φάση με την τάση εξόδου του αντιστροφέα. Η τεχνική αυτή είχε προταθεί αρχικά στην διπλωματική εργασία της συγγραφέα [84], για χρήση σε απλούστερα συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με πυκνωτή αντιστάθμισης μόνο στην πλευρά δευτερεύοντος. Στην παρούσα διατριβή, η διερεύνηση επεκτείνεται για συστήματα με αντιστάθμιση σειράς- σειράς και στις δυο πλευρές του φορτιστή.

Στο εξεταζόμενο σύστημα, ο έλεγχος κλειδώματος φάσης (PLL) υλοποιείται μέσω οπτικής επικοινωνίας πρωτεύοντος-δευτερεύοντος με χρήση υπερύθρων (IR), όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.19. Η φάση του ρεύματος δευτερεύοντος ανιχνεύεται επιτόπου και εκπέμπεται στο πρωτεύον όπου εισάγεται στο PLL μαζί με την φάση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Η χρήση της οπτικής ζεύξης καθιστά το σύστημα απρόσβλητο από ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή.

Η ιδέα του μηδενισμού της διαφοράς φάσης της τάσης εισόδου με το ρεύμα δευτερεύοντος αντί για το ρεύμα πρωτεύοντος, προτάθηκε αρχικά στην [85] όπου ο έλεγχος πραγματοποιούταν από την ανάκλαση του ρεύματος δευτερεύοντος στο πρωτεύον. Με τη διαδικασία αυτή, σύμφωνα με τα συμπεράσματα των ερευνητών, προκύπτουν προβλήματα θορύβου στην ανίχνευση λόγω της παρεμβολής από τα διακοπτικά στοιχεία του αντιστροφέα.

Ο λόγος για τον οποίο προτιμάται η συγκεκριμένη τεχνική είναι διότι αίρει το φαινόμενο της διακλάδωσης και μαζί του όλα τα προβλήματα αβεβαιότητας του ελέγχου που αντιμετωπίζουν

οι τεχνικές μεταβαλλόμενης συχνότητας που περιγράφησαν στην ενότητα 1.2.2.3. Η συχνότητα μηδενισμού της φάσης τάσης εισόδου – ρεύματος δευτερεύοντος εξαρτάται μεν από τις στιγμιαίες παραμέτρους σύζευξης και φορτίου αλλά είναι μοναδική για κάθε σύνολο αυτών των παραμέτρων [86]–[88]. Επιπλέον, σε αυτή τη συχνότητα λειτουργίας η τάση εξόδου ενός IPTS με αντιστάθμιση σειράς-σειράς είναι ανεξάρτητη της τιμής του φορτίου και υπό συνθήκες μπορεί να ανεξαρτητοποιηθεί και από το συντελεστή σύζευξης. Το χαρακτηριστικό αυτό είναι ιδιαίτερα επιθυμητό για εφαρμογές φόρτισης.



Σχήμα 1.19. Προτεινόμενη στρατηγική ελέγχου για IPTS με αντιστάθμιση σειράς-σειράς.

Παράλληλα με την παρούσα διερεύνηση, δημοσιεύτηκαν εργασίες που πρότειναν λειτουργία σε αυτή τη συχνότητα με μια στρατηγική ελέγχου αυτοδιέγερσης του συστήματος και οδήγησής του με το σήμα φάσης του ρεύματος δευτερεύοντος [86],[87]. Και στις δυο μελέτες το σήμα του ρεύματος δευτερεύοντος ανιχνεύεται στο πρωτεύον μέσω δεύτερης επαγωγικά συζευγμένης διάταξης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ιδιαίτερες απαιτήσεις θωράκισης ούτως ώστε το ρεύμα πρωτεύοντος να μην παρεμβάλλει στον αισθητήρα και πολύπλοκες διαδικασίες διόρθωσης των καθυστερήσεων που εισάγει το επαγωγικό κύκλωμα ανίχνευσης φάσης, οι οποίες αλλάζουν με τη συχνότητα λειτουργίας.

Η προτεινόμενη οπτική μέθοδος μετάδοσης της φάσης αντιμετωπίζει όλα αυτά τα προβλήματα παρεμβολής και επιπλέον επιτρέπει μετατόπιση σε μεγάλο εύρος χωρίς να χάνεται η σύζευξη μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. Τέλος, η χρήση μικροελεγκτή αυξάνει την ελεγχιμότητα της λειτουργίας του συστήματος και επιτρέπει τη οριοθέτηση αυτής στην περιοχή ασφαλούς λειτουργίας του.

Κεφάλαιο 2. Ανάλυση λειτουργίας συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος

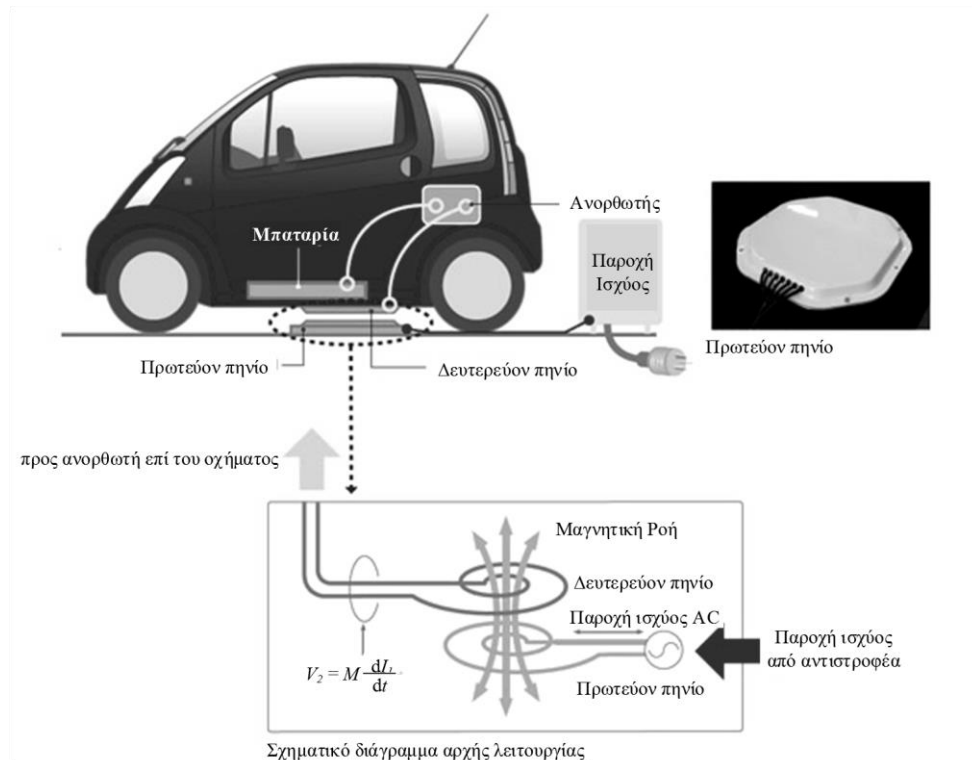
Η λειτουργία των συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος (IPTs) βασίζεται στην μαγνητική σύζευξη δυο πηνίων, και η δυνατότητα μεταφοράς ισχύος καθορίζεται από την μεταξύ τους πεπλεγμένη μαγνητική ροή.

Η διαδικασία μεταφοράς ισχύος μοιάζει με αυτή του κλασικού μετασχηματιστή, με την σημαντική διαφορά ότι σε εφαρμογές ασύρματης φόρτισης τα συζευγμένα πηνία χωρίζονται από μεγάλο διάκενο αέρα. Κατά συνέπεια, ενώ στους μετασχηματιστές το ποσοστό της μαγνητικής ροής που δημιουργείται από το ένα τύλιγμα και εμπλέκει το άλλο πλησιάζει το 100 %, στα IPTs μεγάλο ποσοστό της ροής κλείνει βρόχο γύρω από το ίδιο τύλιγμα (ροή σκέδασης) χωρίς να έχει εμπλέξει το δεύτερο τύλιγμα. Εν γένει, τα IPTs χωρίζονται σε δυο κατηγορίες: τα ισχυρά συζευγμένα (συντελεστής σύζευξης $k > 0.6$) και τα ασθενώς συζευγμένα (συντελεστής σύζευξης $k < 0.6$). Τα ισχυρά συζευγμένα IPTs έχουν πολύ καλή μαγνητική σύζευξη μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος και παρουσιάζουν μικρή ροή σκέδασης. Τα συστήματα αυτά μελετώνται και περιγράφονται με τις γνωστές αρχές των μετασχηματιστών ισχύος κάθε τύπου.

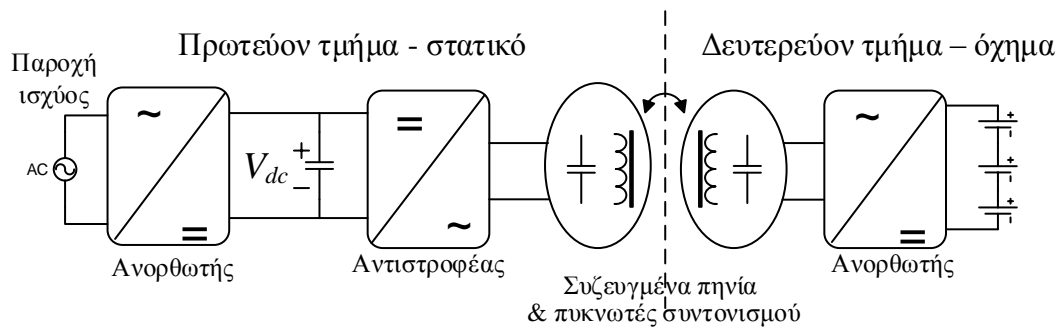
Τα ασθενώς συζευγμένα, αντίθετα, παρουσιάζουν λιγότερο καλή μαγνητική σύζευξη πρωτεύοντος – δευτερεύοντος και μεγάλου βαθμού σκέδαση. Ως εκ τούτου, η δυνατότητα μεταφοράς ισχύος μέσω επαγωγής σε μεγάλα διάκενα είναι περιορισμένη. Για την μεγιστοποίηση της μεταφερόμενης ισχύος στα IPTs χρησιμοποιούνται πυκνωτές αντιστάθμισης των επαγωγών σκέδασης και η λειτουργία τους πραγματοποιείται σε υψηλές συχνότητες και σε συνθήκες συντονισμού. Συνεπώς, πέραν του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου αέρα, τα συστήματα αυτά έχουν ως απαραίτητο στοιχείο έναν μετατροπέα AC – AC για την επίτευξη της λειτουργίας στις απαιτούμενες συχνότητες που είναι πολύ μεγαλύτερες από τη συχνότητα δικτύου.

Μια τυπική διάταξη ενός τέτοιου συστήματος παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.1. Το σταθερό τμήμα περιλαμβάνει το πρωτεύον πηνίο με τη διάταξη οδήγησής του και τα συστήματα ελέγχου. Το δευτερεύον πηνίο είναι προσαρτημένο στο υπό φόρτιση αντικείμενο (ηλεκτρική συσκευή, όχημα κλπ.) και η απόστασή του από το πρωτεύον εξαρτάται από τους περιορισμούς λόγω φυσικών διαστάσεων του αντικειμένου.

Οι βασικές βαθμίδες μιας σύγχρονης διάταξης επαγωγικής μεταφοράς ισχύος παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.2. Συνοπτικά οι βαθμίδες αυτές είναι: ένας ανορθωτής της μονοφασικής παροχής τάσης, ένας αντιστροφείας υψηλής διακοπτικής συχνότητας, τα πηνία πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, οι πυκνωτές συντονισμού, ένας ανορθωτής της εναλλασσόμενης τάσης που δημιουργείται στο δευτερεύον και το κύκλωμα ελέγχου.



Σχήμα 2.1. Επιδαπέδια διάταξη συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος για φόρτιση ηλεκτρικού αυτοκινήτου [5].

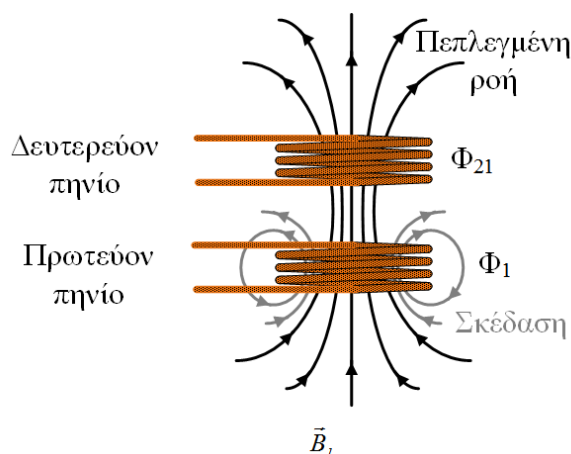


Σχήμα 2.2. Δομικό διάγραμμα συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.

2.1 Επαγωγική σύζευξη

Επαγωγική σύζευξη μεταξύ δυο πηνίων επιτυγχάνεται όταν το ένα είναι τοποθετημένο τόσο κοντά στο άλλο ώστε αν το πρώτο διαρρέεται από ρεύμα, μέρος της μαγνητικής ροής που δημιουργείται, εμπλέκει το δεύτερο, ή και αντίστροφα. Για παράδειγμα, έστω ότι το πρώτο

πηνίο αποτελείται από N_1 στρόφες και διαρρέεται από ρεύμα I_1 , που μεταβάλλεται με το χρόνο. Τότε, δημιουργείται στο χώρο μαγνητικό πεδίο πυκνότητας B_1 , ως αποτέλεσμα της μαγνητικής ροής Φ_1 , όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3. Απεικόνιση πεπλεγμένης ροής και ροής σκέδασης.

Σύμφωνα με το νόμο του Faraday, στα άκρα του πηνίου θα δημιουργηθεί μια αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη ως αντίδραση στη μεταβολή αυτή του ρεύματος, ίση με

$$\varepsilon_1 = -N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} = -L_1 \frac{dI_1}{dt} \quad (2.1)$$

όπου L_1 ορίζεται η αυτεπαγωγή του πρώτου πηνίου. Από την ίδια σχέση, η αυτεπαγωγή μπορεί να εκφραστεί και ως

$$L_1 = \frac{N_1 \Phi_1}{I_1} \quad (2.2)$$

Ένα μέρος Φ_{21} της μαγνητικής ροής Φ_1 εμπλέκει το δεύτερο πηνίο. Για μεταβαλλόμενο με το χρόνο I_1 , η μεταβολή της ροής Φ_1 , προκαλεί στο δευτερεύον επαγόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη ίση με

$$\varepsilon_{21} = -N_2 \frac{d\Phi_{21}}{dt} \quad (2.3)$$

Η μεταβολή αυτή της πεπλεγμένης ροής Φ_{21} στο δευτερεύον πηνίο είναι ανάλογη με τη μεταβολή του ρεύματος I_1 με βάση τη σχέση:

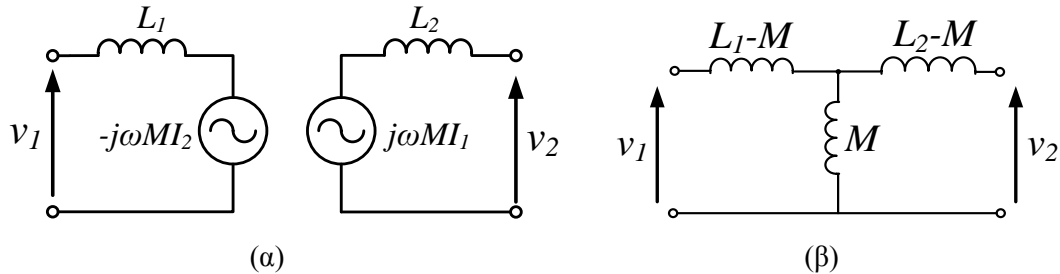
$$N_2 \frac{d\Phi_{21}}{dt} = M \frac{dI_1}{dt} \quad (2.4)$$

Όπου M είναι η αμοιβαία επαγωγή, η οποία μπορεί να εκφραστεί και ως

$$M = \frac{N_2 \Phi_{21}}{I_1} = \frac{N_1 \Phi_{12}}{I_2} \quad (2.5)$$

Η μαγνητική ροή του πρωτεύοντος που δεν εμπλέκει το δευτερεύον τύλιγμα, ονομάζεται ροή σκέδασης.

Η περιγραφή των ηλεκτρικών μεγεθών της επαγωγικής σύζευξης πραγματοποιείται μέσω του ισοδύναμου κυκλώματος είτε με τη μορφή εξαρτημένων πηγών ή με το μοντέλο σκέδασης, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.4 (α) και (β) αντίστοιχα.



Σχήμα 2.4. (α) Ισοδύναμο κύκλωμα των συζευγμένων πηνίων και (β) μοντέλο σκέδασης

Το ισοδύναμο κύκλωμα περιγράφεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \quad (2.6)$$

$$v_2 = M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} . \quad (2.7)$$

Ο συντελεστής σύζευξης μεταξύ των δυο πηνίων ορίζεται ως εξής:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.8)$$

και είναι πάντα μικρότερος ή ίσος της μονάδας.

Από το νόμο του Faraday προκύπτει ότι η ηλεκτρεγερτική δύναμη που επάγεται από το πρωτεύον στο δευτερεύον τύλιγμα, λόγω του ρεύματος I_1 είναι ίση με:

$$U_2 = j\omega M I_1 \quad (2.9)$$

Η ισχύς εξόδου του κυκλώματος εξαρτάται από την τιμή της αντίστασης φορτίου και δίνεται από τη σχέση:

$$P = \tilde{I}_2^2 \cdot R_L . \quad (2.10)$$

όπου

$$\tilde{I}_2^2 = \frac{(\omega M \tilde{I}_1)^2}{(R_L^2 + (\omega L_2)^2)} . \quad (2.11)$$

Άρα η σχέση (2.10) γίνεται:

$$P = \tilde{I}_2^2 \cdot R_L = \frac{(\omega M \tilde{I}_1)^2 R_L}{(R_L^2 + (\omega L_2)^2)} \quad (2.12)$$

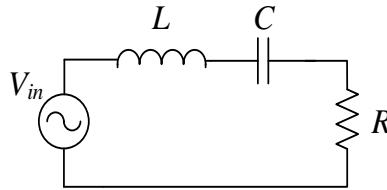
Με βάση το θεώρημα μέγιστης μεταφοράς ισχύος, η μέγιστη ισχύς την οποία μπορεί να αποδώσει το κύκλωμα επιτυγχάνεται για τιμή φορτίου $R_L = |j\omega L_2| = \omega L_2$, [89], και δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$P_{max} = \frac{\omega \cdot M^2 \cdot \tilde{I}_1^2}{2 \cdot L_2} = \frac{\omega \cdot \tilde{I}_1^2 \cdot k^2 \cdot L_1}{2} \quad (2.13)$$

Δεδομένου ότι στα ασθενώς συζευγμένα συστήματα ο συντελεστής σύζευξης συνήθως κυμαίνεται σε τιμές από 0.3 έως 0.01, είναι εμφανής η αδυναμία μεταφοράς σημαντικού μεγέθους ισχύος σε μεγάλα διάκενα. Για το λόγο αυτό είναι προτιμότερη η χρήση κυκλωμάτων συντονισμού στα συστήματα αυτά [89],[90],[91].

2.2 Ηλεκτρικός συντονισμός

Ένα ηλεκτρικό κύκλωμα λειτουργεί σε κατάσταση συντονισμού όταν η τάση τροφοδοσίας του βρίσκεται σε φάση με το ρεύμα, παρότι στο κύκλωμα υπάρχουν παθητικά στοιχεία αντίδρασης. Η εν σειρά σύνδεση πηνίου, πυκνωτή και αντίστασης αποτελεί ένα βασικό κύκλωμα συντονισμού.



Σχήμα 2.5. Κύκλωμα συντονισμού, εν σειρά L-C-R.

Η ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος στοιχείων L – C – R συνδεδεμένων σε σειρά είναι:

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R + jX \quad (2.14)$$

Για δεδομένη τάση, το ρεύμα γίνεται μέγιστο όταν η αντίσταση Z παίρνει την ελάχιστη τιμή, δηλαδή όταν $\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = 0$. Αυτό συμβαίνει για γωνιακή συχνότητα $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Η τιμή αυτή της γωνιακής συχνότητας μηδενίζει και τη γωνία της ισοδύναμης αντίστασης, με αποτέλεσμα

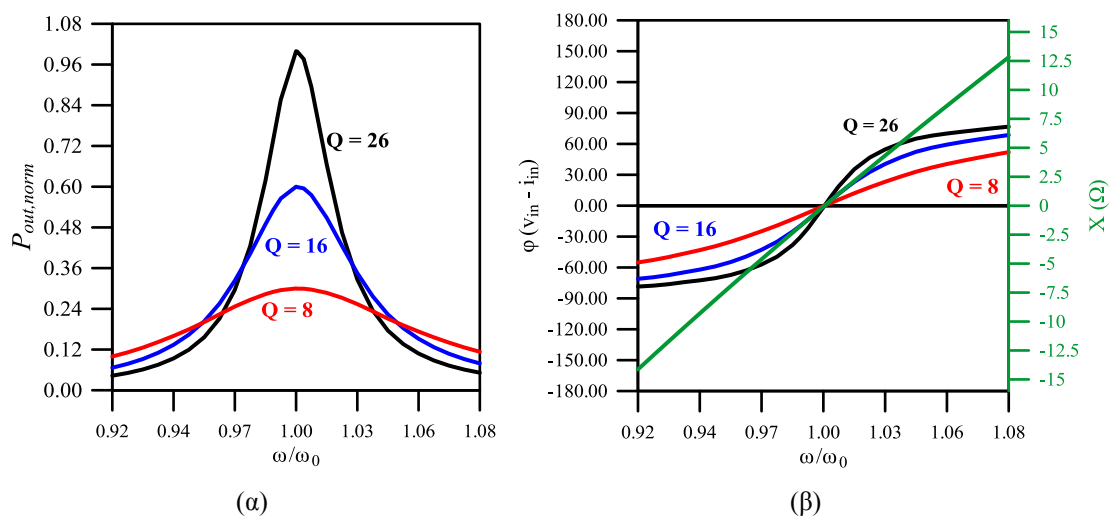
το ρεύμα και η φάση να είναι συμφασικά και ο συντελεστής ισχύος του κυκλώματος να γίνεται ίσος με τη μονάδα.

Ο συντελεστής ποιότητας Q εκφράζει το λόγο της αποθηκευμένης ενέργειας προς την ενέργεια που καταναλώνεται ανά κύκλο λειτουργίας σε ένα ταλαντούμενο σύστημα. Για τα εν σειρά L-C-R κυκλώματα υπολογίζεται από τη σχέση:

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{I}{\omega_0 CR} = \frac{I}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.15)$$

Συνεπώς ο συντελεστής ποιότητας αυξάνει όσο μικραίνει η τιμή της ωμικής αντίστασης στο εν σειρά κύκλωμα. Στο Σχήμα 2.6 (α) καταγράφεται η μεταβολή της ισχύος εξόδου ενός συντονισμένου κυκλώματος ανάλογα με το συντελεστή ποιότητας και στο (β) η διαφορά φάσης ρεύματος και τάσης εισόδου και το μέτρο της αντίδρασης X ανάλογα με τη συχνότητα λειτουργίας.

Επιπλέον, για δεδομένο φορτίο και αυτεπαγωγή πηνίου, ο συντελεστής ποιότητας αυξάνει με την αύξηση της συχνότητας συντονισμού, μέσω της κατάλληλης επιλογής της χωρητικότητας του πυκνωτή.

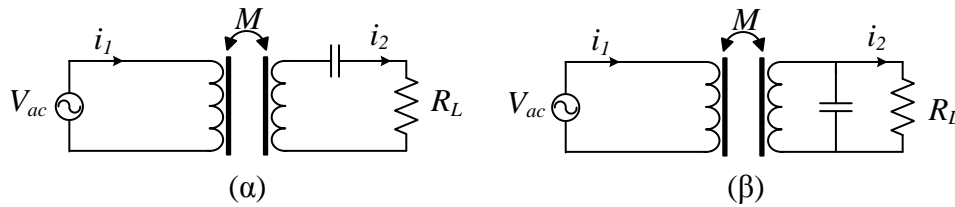


Σχήμα 2.6. (α) κανονικοποιημένη ισχύς εξόδου συναρτήσει της συχνότητας για διάφορους συντελεστές ποιότητας και (β) διαφορά φάσης τάσης – ρεύματος εισόδου και τιμή σύνθετης αντίστασης συναρτήσει της συχνότητας.

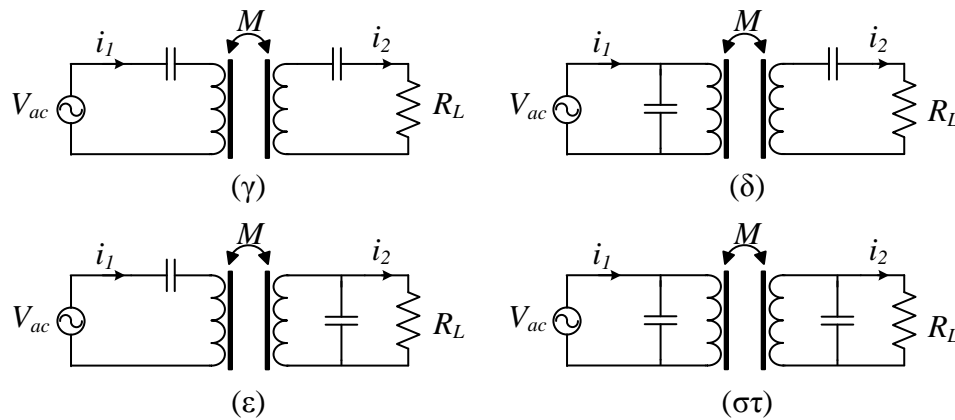
2.3 Βασικές τοπολογίες IPTSs

Με βάση τα παραπάνω είναι εμφανές ότι κυκλώματα συντονισμού μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εξάλειψη σημαντικού ποσοστού των επαγωγών σκέδασης των ασθενώς συζευγμένων IPTSs. Για τα συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, οι βασικές τοπολογίες αντιστάθμισης που χρησιμοποιούνται στη βιβλιογραφία παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.7 [77].

Αντιστάθμιση δευτερεύοντος



Αντιστάθμιση πρωτεύοντος και δευτερεύοντος



Σχήμα 2.7. Βασικές τοπολογίες αντιστάθμισης IPTSs: (α) δευτερεύοντος σειράς, (β) δευτερεύοντος παράλληλης (γ) σειράς-σειράς (SS), (δ) παράλληλης-σειράς (PS), (ε) σειράς-παράλληλης (SP), (στ) παράλληλης-παράλληλης (PP).

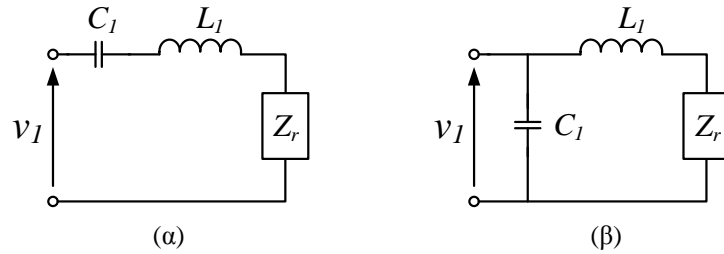
Η σύνθετη αντίσταση του δευτερεύοντος προκύπτει ανάλογα με την τοπολογία αντιστάθμισης που χρησιμοποιείται στο δευτερεύον ως εξής:

$$Z_2 = \begin{cases} j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) + R_L, & \text{για αντιστάθμιση σειράς} \\ j\omega L_2 + \frac{R_L}{1 + j\omega C_2 R_L}, & \text{για παράλληλη αντιστάθμιση} \end{cases} \quad (2.16)$$

Το ανακλώμενο φορτίο στην πλευρά του πρωτεύοντος εξαρτάται από τη συχνότητα και το συντελεστή σύζευξης και δίνεται από τη σχέση:

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (2.17)$$

Αντικαθιστώντας στην (2.17) τις σχέσεις (2.16), ανάλογα με την τοπολογία αντιστάθμισης, προκύπτουν οι ακόλουθες ανακλώμενες στο πρωτεύον σύνθετες αντιστάσεις, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 2.8:



Σχήμα 2.8. Ισοδύναμο κύκλωμα IPTS με αναγωγή στο πρωτεύον με (α) εν σειρά και (β) παράλληλη αντιστάθμιση.

$$Z_r = \begin{cases} \frac{\omega^4 C_2^2 M^2 R_L}{(\omega^2 C_2 L_2 - I)^2 + \omega^2 C_2^2 R_L^2} + j \frac{-\omega^3 C_2 M^2 (\omega^2 C_2 L_2 - I)}{(\omega^2 C_2 L_2 - I)^2 + \omega^2 C_2^2 R_L^2}, & \begin{array}{l} \text{δευτερεύον με} \\ \text{αντιστάθμιση σειράς} \end{array} \\ \frac{\omega^2 M^2 R_L}{R_L^2 (\omega^2 C_2 L_2 - I)^2 + \omega^2 L_2^2} + j \frac{-\omega^3 M^2 [C_2 R_L^2 (\omega^2 C_2 L_2 - I) + L_2]}{R_L^2 (\omega^2 C_2 L_2 - I)^2 + \omega^2 L_2^2}, & \begin{array}{l} \text{δευτερεύον με} \\ \text{παράλληλη} \\ \text{αντιστάθμιση} \end{array} \end{cases} \quad (2.18)$$

Η ισχύς εξόδου είναι για κάθε περίπτωση ίση με:

$$P = \tilde{I}_2^2 \cdot R_L \quad (2.19)$$

και εξαρτάται από το ρεύμα δευτερεύοντος.

Το ρεύμα πρωτεύοντος προκύπτει επιλύοντας το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα για κάθε τοπολογία και δίνεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$I_1 = \frac{V_{ac}}{Z_{in}} \quad (2.20)$$

όπου

$$Z_{in} = \begin{cases} \frac{I}{j\omega C_1} + j\omega L_1 + Z_r \\ \frac{(j\omega L_1 + Z_r)}{I + j\omega C_1 (j\omega L_1 + Z_r)} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{I}{j\omega C_1} + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2}, & \begin{array}{l} \text{1ον με} \\ \text{αντιστάθμιση σειράς} \end{array} \\ \frac{(j\omega L_1 Z_2 + \omega^2 M^2)}{Z_2 + j\omega C_1 (j\omega L_1 Z_2 + \omega^2 M^2)}, & \begin{array}{l} \text{1ον με παράλληλη} \\ \text{αντιστάθμιση} \end{array} \end{cases} \quad (2.21)$$

Αντίστοιχα, το ρεύμα δευτερεύοντος είναι:

$$I_2 = \frac{j\omega M}{Z_2} I_1 = \frac{j\omega M}{Z_2} \frac{V_{ac}}{Z_{in}} \quad (2.22)$$

Πιο σύνθετες τοπολογίες αντιστάθμισης παρουσιάζονται και αναλύονται στην [92].

Γενικά σχόλια για τις τοπολογίες αντιστάθμισης

Η χρήση πυκνωτών συντονισμού στο δευτερεύον συμβάλλει στην αύξηση της απορρόφησης ισχύος, καθότι αντισταθμίζει τις επαγωγές σκέδασης. Από την άλλη πλευρά, η χρήση τους στο πρωτεύον έχει ως αποτέλεσμα την μείωση της απαιτούμενης ονομαστικής ισχύος των μετατροπέων, λόγω της βελτίωσης του συντελεστή ισχύος [89]. Κατά συνέπεια, οι τοπολογίες (α) και (β) του Σχήματος Σχήμα 2.7 χρησιμοποιούνται κυρίως σε απλούστερα συστήματα χαμηλής ισχύος [85], στα οποία η ποιότητα ισχύος δεν αποτελεί προτεραιότητα.

Η επιλογή της τοπολογίας αντιστάθμισης εξαρτάται από τις απαιτήσεις της κάθε εφαρμογής. Εν γένει, η εν σειρά αντιστάθμιση συνεπάγεται λειτουργία του συντονισμένου κυκλώματος σε υψηλότερη τάση και χαμηλότερο ρεύμα, άρα και καλύτερη απόδοση, από την παράλληλη.

Η παράλληλη, λόγω των μεγαλύτερων ρευμάτων στο βρόχο συντονισμού, μπορεί να υποστηρίξει μεταφορά ισχύος σε χαμηλότερους συντελεστές σύζευξης ή σε χαμηλότερη συχνότητα λειτουργίας [93], αλλά παρουσιάζει μείωση στην απόδοση [94].

Η παράλληλη-παράλληλη αντιστάθμιση παρουσιάζει χαρακτηριστικά πηγής ρεύματος. Αντίθετα, η αντιστάθμιση σειράς-σειράς παρουσιάζει χαρακτηριστικά πηγής τάσης. Εξαιτίας αυτού και της καλύτερης απόδοσης, υιοθετείται κατά κόρον σε συστήματα φόρτισης αυτοκινήτων.

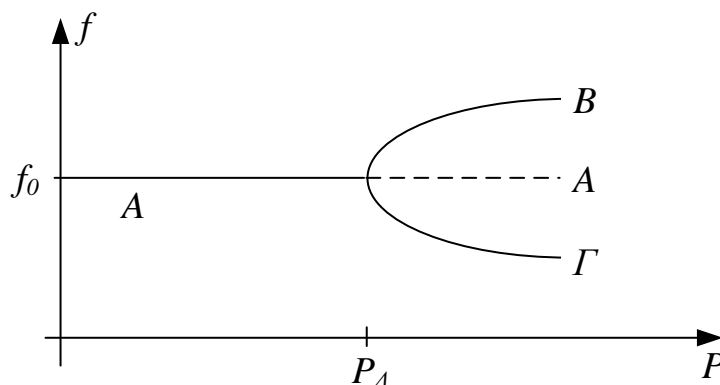
2.4 Το φαινόμενο της διακλάδωσης

Η χρησιμοποίηση συνδυασμού τοπολογιών αντιστάθμισης τόσο στο πρωτεύον όσο και στο δευτερεύον υποσύστημα ενός IPTS, παρότι βελτιώνει τη δυνατότητα μεταφοράς ισχύος σε μεγαλύτερα διάκενα, όπως εξηγήθηκε προηγουμένως, καθιστά πιο πολύπλοκο τον καθορισμό των συνθηκών συντονισμού. Η δυσκολία αυτή προκύπτει από την σύζευξη των δυο κυκλωμάτων συντονισμού L-C, η οποία επηρεάζει τη μορφή της σύνθετης αντίστασης εισόδου, Z_{in} , του συστήματος.

Η συνάρτηση της σύνθετης αντίστασης εισόδου σε σχέση με τη συχνότητα, $Z_{in}(\omega)$, στην περίπτωση συνδυασμού πολλών κυκλωμάτων L-C έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Είναι εν γένει μη γραμμική.
- Ενδέχεται να έχει περισσότερες από μια λύσεις.
- Ενδέχεται να έχει περισσότερα από ένα σημεία ισορροπίας τα οποία εξαρτώνται από τις υπόλοιπες παραμέτρους του συστήματος, όπως οι αυτεπαγωγές, ο συντελεστής σύζευξης, οι χωρητικότητες και η αντίσταση φορτίου. Ανάλογα με τις τιμές των παραμέτρων αυτών, τα σημεία ισορροπίας αυτά εμφανίζονται, μετακινούνται ή και εξαφανίζονται. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό και ως διακλάδωση (bifurcation).

Αυτό σημαίνει την ύπαρξη, υπό συνθήκες, περισσότερων της μιας συχνοτήτων συντονισμού του κυκλώματος. Η μη μοναδικότητα των συχνοτήτων συντονισμού οδηγεί με τη σειρά της σε μια μη μονότονη καμπύλη ισχύος εξόδου – συχνότητας λειτουργίας. Στην περίπτωση συμμετρίας των συζευγμένων κυκλωμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, η καμπύλη αυτή είναι παρόμοια με αυτή που παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.9, η οποία είναι χαρακτηριστική των υπερκρίσιμων διακλαδώσεων τρίαινας (supercritical pitchfork bifurcation). Σε αυτόν τον τύπο διακλάδωσης, όταν η ισχύς φτάσει το σημείο διακλάδωσης, P_{Δ} , το μέχρι τότε ευσταθές σημείο ισορροπίας A γίνεται ασταθές και γύρω από αυτό εμφανίζονται δυο νέα σημεία ισορροπίας B και Γ.



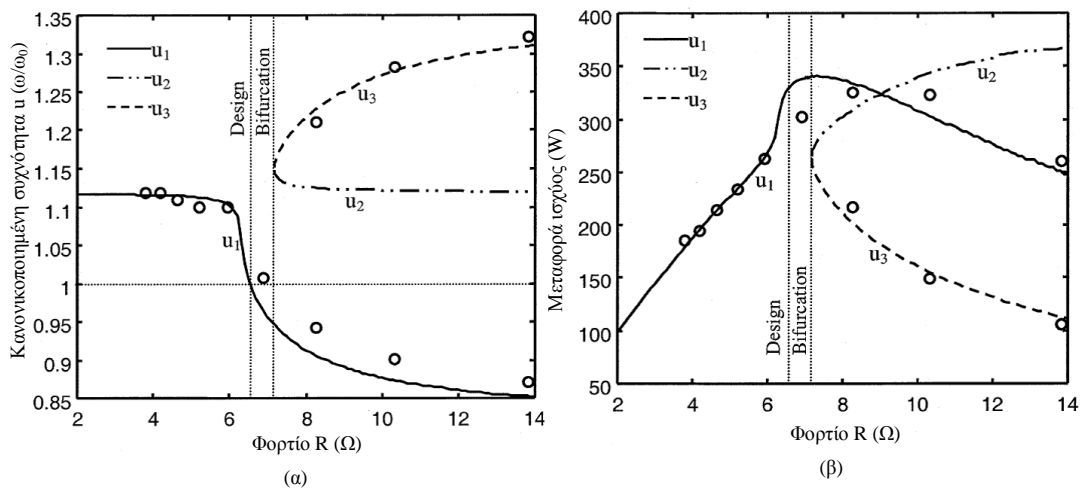
Σχήμα 2.9 Φαινόμενο υπερκρίσιμης διακλάδωσης τρίαινας.

Το φαινόμενο της διακλάδωσης εμποδίζει την ευσταθή λειτουργία των βασικών τεχνικών ελέγχου της συχνότητας λειτουργίας των IPTSs. Οι τεχνικές αυτές στοχεύουν στην αλλαγή της συχνότητας λειτουργίας μέχρις ότου επιτευχθεί μηδενισμός της διαφοράς φάσης μεταξύ τάσης εξόδου του αντιστροφέα και ρεύματος πρωτεύοντος. Η συνθήκη αυτή αντιστοιχεί στον μηδενισμό του φανταστικού μέρους της σύνθετης αντίστασης εισόδου, Z_{in} , του συστήματος.

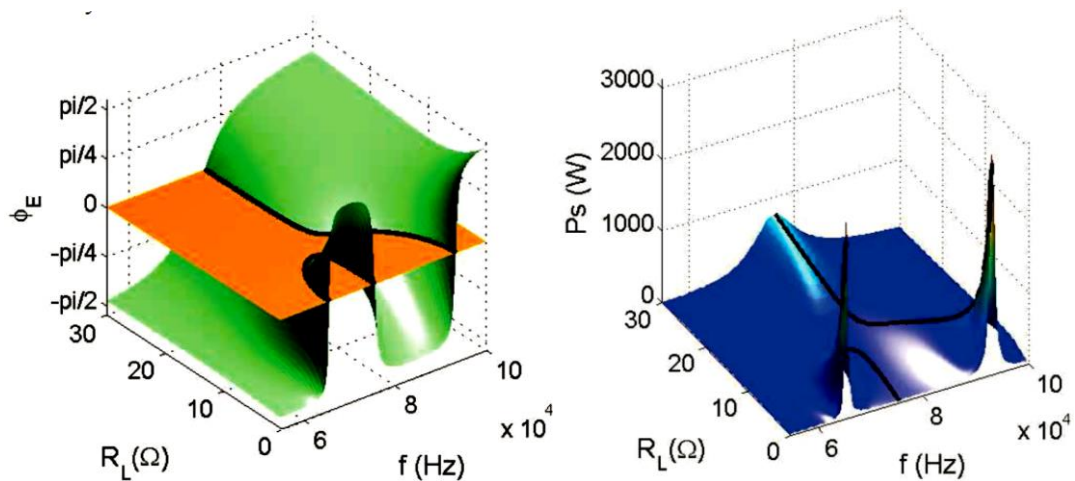
Για τα συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, η διακλάδωση υποδηλώνει την ύπαρξη ενός ή και παραπάνω νέων συχνοτήτων μηδενισμού της φάσης τάσης και ρεύματος εισόδου. Για τιμές παραμέτρων μεγαλύτερες του σημείου διακλάδωσης, το σημείο A γίνεται ασταθές, γεγονός που αναγκάζει τον ελεγκτή να μεταβεί σε ένα από τα νέα σημεία ισορροπίας. Αυτό το φαινόμενο δεν αποτελεί πρόβλημα αστάθειας με την κλασική έννοια του όρου, εφόσον τα νέα σημεία ισορροπίας είναι ευσταθή. Απλά συχνά στη βιβλιογραφία αντιμετωπίζεται ως τέτοιο λόγω της αβεβαιότητας σχετικά με το ποιο από τα νέα σημεία ευστάθειας θα προσεγγιστεί από

τον ελεγκτή και εξαιτίας της διαφοροποίησης των αποτελεσμάτων λειτουργίας του συστήματος σε κάθε ένα από αυτά τα σημεία.

Στην περίπτωση που η συμμετρία του συστήματος αλλοιωθεί, όπως συμβαίνει στα IPTSs λόγω της ύπαρξης φορτίου στη μια πλευρά ή και διαφορετικής τοπολογίας αντιστάθμισης, η διακλάδωση τρίαρινας γίνεται ατελής. Λαμβάνει, δηλαδή μια όχι πλήρως συμμετρική μορφή. Παραδείγματα του φαινομένου της ατελούς διακλάδωσης σε συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος παρουσιάζονται στα Σχήματα 2.10 και 2.11.



Σχήμα 2.10 Φαινόμενο διακλάδωσης σε σύστημα αντιστάθμισης PP [77].



Σχήμα 2.11 Φαινόμενο διακλάδωσης σε σύστημα αντιστάθμισης SS [95].

2.5 Μεθοδολογία σχεδίασης IPTS

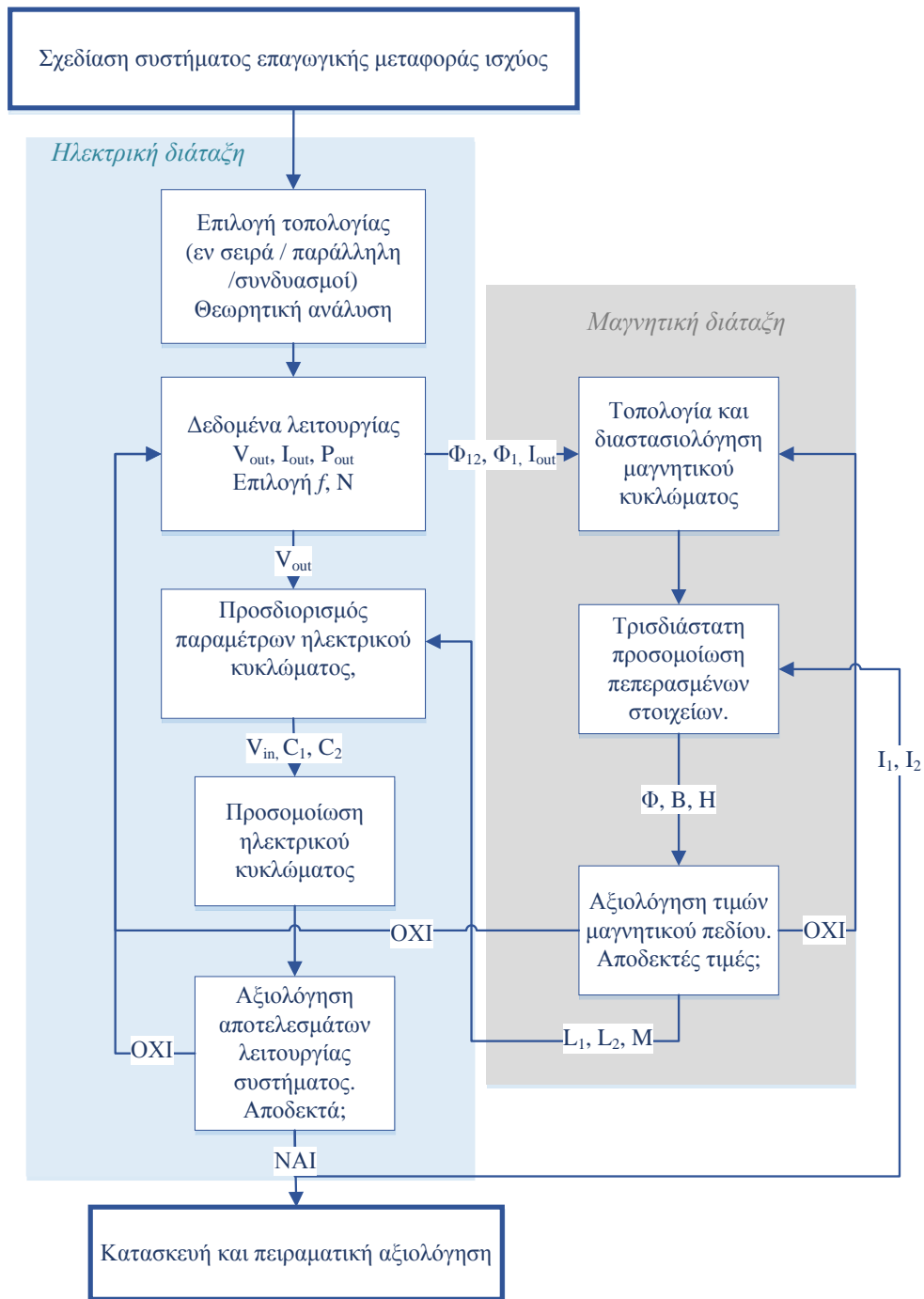
Η προτεινόμενη μεθοδολογία σχεδίασης τέτοιων συστημάτων παρουσιάζεται στο διάγραμμα του Σχήματος Σχήμα 2.12. Προτείνεται μια παράλληλη αντιμετώπιση τόσο του ηλεκτρικού όσο και του μαγνητικού μέρους της διάταξης, ούτως ώστε να είναι δυνατή η εξαγωγή των απαραίτητων παραμέτρων. Απαιτείται η χρήση προγραμμάτων προσομοίωσης και η ανταλλαγή παραμέτρων μεταξύ ηλεκτρικού και μαγνητικού κυκλώματος μέχρι την επίτευξη των προαπαιτήσεων.

Αρχικό βήμα στη διαδικασία σχεδίασης αποτελεί η επιλογή της τοπολογίας αντιστάθμισης με βάση τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής.

Το επόμενο στάδιο αφορά στον καθορισμό των προδιαγραφών λειτουργίας (μεγεθών ισχύος) της εφαρμογής. Με βάση αυτά τα δεδομένα μπορεί να πραγματοποιηθεί μια αρχική διαστασιολόγηση της μαγνητικής διάταξης (πεπλεγμένη ροή, στροφές κλπ.). Λεπτομέρειες για τη συγκεκριμένη διαδικασία παρέχονται στην παράγραφο 3.1. Με δεδομένες τις μαγνητικές παραμέτρους αυτεπαγωγών και σύζευξης από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων πεπερασμένων στοιχείων, μπορούν να υπολογιστούν οι ηλεκτρικές παράμετροι του κυκλώματος (τάση εισόδου, χωρητικότητες πυκνωτών).

Στη συνέχεια, με προσομοιώσεις της λειτουργίας του συστήματος αξιολογείται το αν οι συγκεκριμένες παράμετροι οδηγούν στα επιθυμητά αποτελέσματα τόσο σε ότι αφορά την ισχύ εξόδου όσο και το προκαλούμενο μαγνητικό πεδίο (αξιολόγηση έκθεσης στο μαγνητικό πεδίο και λειτουργίας πυρήνων σε συνθήκες κορεσμού).

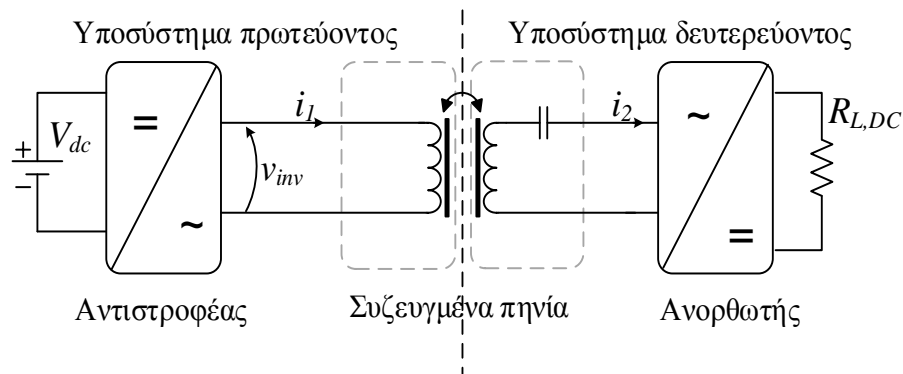
Αν τα αποτελέσματα είναι αποδεκτά, τότε ο σχεδιαστής μπορεί να προχωρήσει στην κατασκευή του συστήματος ακολουθώντας τη συγκεκριμένη σχεδίαση. Σε αντίθετη περίπτωση, επαναξιολογούνται τα προβληματικά σημεία είτε του ηλεκτρικού είτε του μαγνητικού μέρους του συστήματος και επαναλαμβάνεται η διαδικασία μέχρις ότου να προκύψουν αποδεκτά αποτελέσματα.



Σχήμα 2.12. Μεθοδολογία μελέτης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.

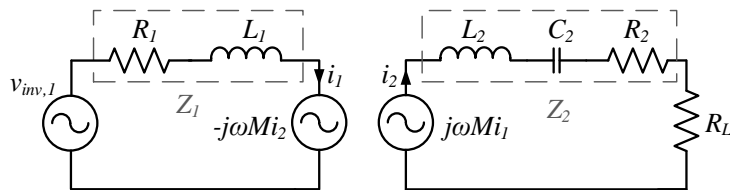
2.6 Ανάλυση IPTS με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον

Η αντιστάθμιση σειράς μόνο στο δευτερεύον χρησιμοποιείται σε συστήματα χαμηλής ισχύος και μικρών διακένων όταν στις απαιτήσεις κυριαρχεί η απλότητα του κυκλώματος και όχι η δυνατότητα μεταφοράς ισχύος και ο συντελεστής ισχύος. Τέτοια συστήματα μπορεί να είναι φορτιστές βηματοδοτών ή άλλων μικροσυσκευών. Το δομικό διάγραμμα ενός τέτοιου συστήματος απεικονίζεται στο Σχήμα 2.13.



Σχήμα 2.13. Σχηματικό διάγραμμα συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον.

Για την απλοποίηση της διερεύνησης της συμπεριφοράς της συγκεκριμένης τοπολογίας, χρησιμοποιείται ανάλυση πρώτης αρμονικής συνιστώσας (first harmonics approximation – FHA), που αποτελεί ικανοποιητική προσέγγιση λόγω της λειτουργίας του συστήματος σε συντονισμό. Το ισοδύναμο κύκλωμα πρώτης αρμονικής απεικονίζεται στο Σχήμα 2.14.



Σχήμα 2.14. Ισοδύναμο κύκλωμα IPTS με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον. Προσέγγιση πρώτης αρμονικής.

Το πλάτος της πρώτης αρμονικής της τάσης εισόδου τετραγωνικής μορφής δίνεται από τη σχέση:

$$\hat{V}_{inv,1} = \frac{4 \cdot \hat{V}_{inv}}{\pi} \quad (2.23)$$

Η σύνθετη αντίσταση πρωτεύοντος, Z_1 , δίνεται από την (2.24) και του δευτερεύοντος, Z_2 , από την (2.25), όπου με R_1 , R_2 συμβολίζεται η εσωτερική αντίσταση, με C η χωρητικότητα και με L_1 , L_2 η αυτεπαγωγή κάθε πλευράς, ενώ με M η αμοιβαία επαγωγή. Η αντίσταση φορτίου R_L ,

όπως υπολογίζεται στην (2.26), αποτελεί την ανάκλαση της πραγματικής αντίστασης φορτίου της μπαταρίας, R_{L-DC} , στο δευτερεύον μέσω ανόρθωσης πλήρους γέφυρας με χωρητικό φίλτρο εξόδου [79], [96]. V_{DC} και I_{DC} είναι τα μεγέθη τάσης και ρεύματος της μπαταρίας, αντίστοιχα.

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 \quad (2.24)$$

$$Z_2 = R_2 + \frac{I}{j\omega C} + j\omega L_2 \quad (2.25)$$

$$R_L = \frac{\delta}{\pi^2} \cdot R_{L-DC}, \text{ όπου } R_{L-DC} = \frac{V_{DC}}{I_{DC}}. \quad (2.26)$$

Για τον προσδιορισμό συνθηκών συντονισμού από την πλευρά του πρωτεύοντος, εξετάζεται η σχέση της διαφοράς φάσης μεταξύ τάσης διέγερσης – ρεύματος πρωτεύοντος. Η σύνθετη αντίσταση εισόδου του συστήματος υπολογίζεται ως εξής:

$$\frac{v_{inv,I}}{i_I} = \frac{Z_1(R_L + Z_2) + \omega^2 M^2}{(R_L + Z_2)} \quad (2.27)$$

$$Re\left\{\frac{v_{inv,I}}{i_I}\right\} = \frac{R_1 \left[(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right)^2 \right] + (R_L + R_2) \omega^2 M^2}{(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right)^2} \quad (2.28)$$

$$Im\left\{\frac{v_{inv,I}}{i_I}\right\} = \frac{\omega L_1 \left[(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right)^2 \right] - \omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right)}{(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right)^2} \quad (2.29)$$

Συνεπώς, η φάση μεταξύ $v_{inv,I} - i_I$ δίνεται από την σχέση:

$$\varphi_{v_{inv,I}-i_I} = \tan^{-1} \left(\frac{Im\left\{\frac{v_{inv,I}}{i_I}\right\}}{Re\left\{\frac{v_{inv,I}}{i_I}\right\}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_1 \left[(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right)^2 \right] - \omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right)}{R_1 \left[(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right)^2 \right] + (R_L + R_2) \omega^2 M^2} \right) \quad (2.30)$$

Αυτή μηδενίζεται για

$$\varphi_{v_{inv,I}-i_I} = 0 \Rightarrow \omega L_1 \left[(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right)^2 \right] - \omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right) = 0 \Rightarrow$$

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{L_1 \left(\frac{2L_2 - M^2}{C} - (R_L + R_2)^2 \right) \pm \sqrt{\left(L_1 (R_L + R_2)^2 + \frac{M^2 - 2L_1 L_2}{C} \right)^2 - \frac{4L_1 L_2}{C^2} (L_1 L_2 - M^2)}}{2L_2 (L_1 L_2 - M^2)}} \quad (2.31)$$

αν και εφόσον ισχύουν οι σχέσεις:

$$\left(L_1 (R_L + R_2)^2 + \frac{M^2 - 2L_1 L_2}{C} \right)^2 - \frac{4L_1 L_2}{C^2} (L_1 L_2 - M^2) \geq 0 \quad \text{και}$$

$$\frac{L_1 \left(\frac{2L_2 - M^2}{C} - (R_L + R_2)^2 \right) \pm \sqrt{\left(L_1 (R_L + R_2)^2 + \frac{M^2 - 2L_1 L_2}{C} \right)^2 - \frac{4L_1 L_2}{C^2} (L_1 L_2 - M^2)}}{2L_2 (L_1 L_2 - M^2)} \geq 0 .$$

Συνεπώς, δεν υπάρχει πάντα συχνότητα μηδενισμού της διαφοράς φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος εισόδου στην τοπολογία αντιστάθμισης σειράς στο δευτερεύον, όπως καταγράφεται και στις καμπύλες φάσης εισόδου του Σχήματος Σχήμα 2.15 (β) και (ε). Το γεγονός αυτό οδηγεί στην επιλογή εναλλακτικού τρόπου εξασφάλισης της λειτουργίας σε συνθήκες συντονισμού, μέσω μεγιστοποίησης της ισχύος εξόδου του συστήματος, όπως περιγράφεται στην επόμενη παράγραφο.

2.6.1 Ανάλυση στη συχνότητα μηδενισμού της διαφοράς φάσης τάσης εισόδου – ρεύματος εξόδου

Η διαφορά φάσης τάσης εισόδου – ρεύματος δευτερεύοντος υπολογίζεται, αντίστοιχα, ως εξής:

$$\frac{v_{inv,1}}{i_2} = \frac{\left(R_L + R_2 + j\omega L_2 + \frac{I}{j\omega C} \right) \cdot (R_L + j\omega L_1) + \omega^2 M^2}{j\omega M} \Rightarrow$$

$$\frac{v_{inv,1}}{i_2} = \frac{\left[\omega L_1 (R_L + R_2) + R_L \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right) \right] + j \left[\omega L_1 \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right) - R_L (R_L + R_2) - \omega^2 M^2 \right]}{\omega M} \quad (2.32)$$

Από την σχέση (2.32), η διαφορά φάσης ισούται με:

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im} \left\{ \frac{v_{inv,1}}{i_2} \right\}}{\text{Re} \left\{ \frac{v_{inv,1}}{i_2} \right\}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\left[\omega L_1 \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right) - R_L (R_L + R_2) - \omega^2 M^2 \right]}{\left[\omega L_1 (R_L + R_2) + R_L \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right) \right]} \right) \quad (2.33)$$

Για την εύρεση των σημείων μηδενισμού της διαφοράς φάσης, ο αριθμητής της (2.33) εξισώνεται με το μηδέν και το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στη (2.34).

$$\begin{aligned} \varphi = 0 &\Rightarrow \omega L_1 \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right) - R_1 (R_L + R_2) - \omega^2 M^2 = 0 \Rightarrow \\ \omega^2 (L_1 L_2 - M^2) - \left(\frac{L_1}{C} + R_1 (R_L + R_2) \right) &= 0 \Rightarrow \\ \omega_{ZPA} &= \sqrt{\frac{L_1 + R_1 C (R_L + R_2)}{C (L_1 L_2 - M^2)}} = \sqrt{\frac{L_1 + R_1 C (R_L + R_2)}{C L_1 L_2 (1 - k^2)}} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Από την (2.34) και εφόσον $k < 1$ στα συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος που χαρακτηρίζονται από ασθενή σύζευξη, συμπεραίνεται ότι η υπόρριξη ποσότητα είναι πάντα θετική. Δηλαδή, υπάρχει πάντα μια και μοναδική συχνότητα μηδενισμού της διαφοράς φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος εξόδου στη συγκεκριμένη τοπολογία αντιστάθμισης. Αυτό είναι φανερό και στις αντίστοιχες χαρακτηριστικές διαφοράς φάσης τάσης εισόδου και ρεύματος φορτίου που παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.15 (γ) και (στ).

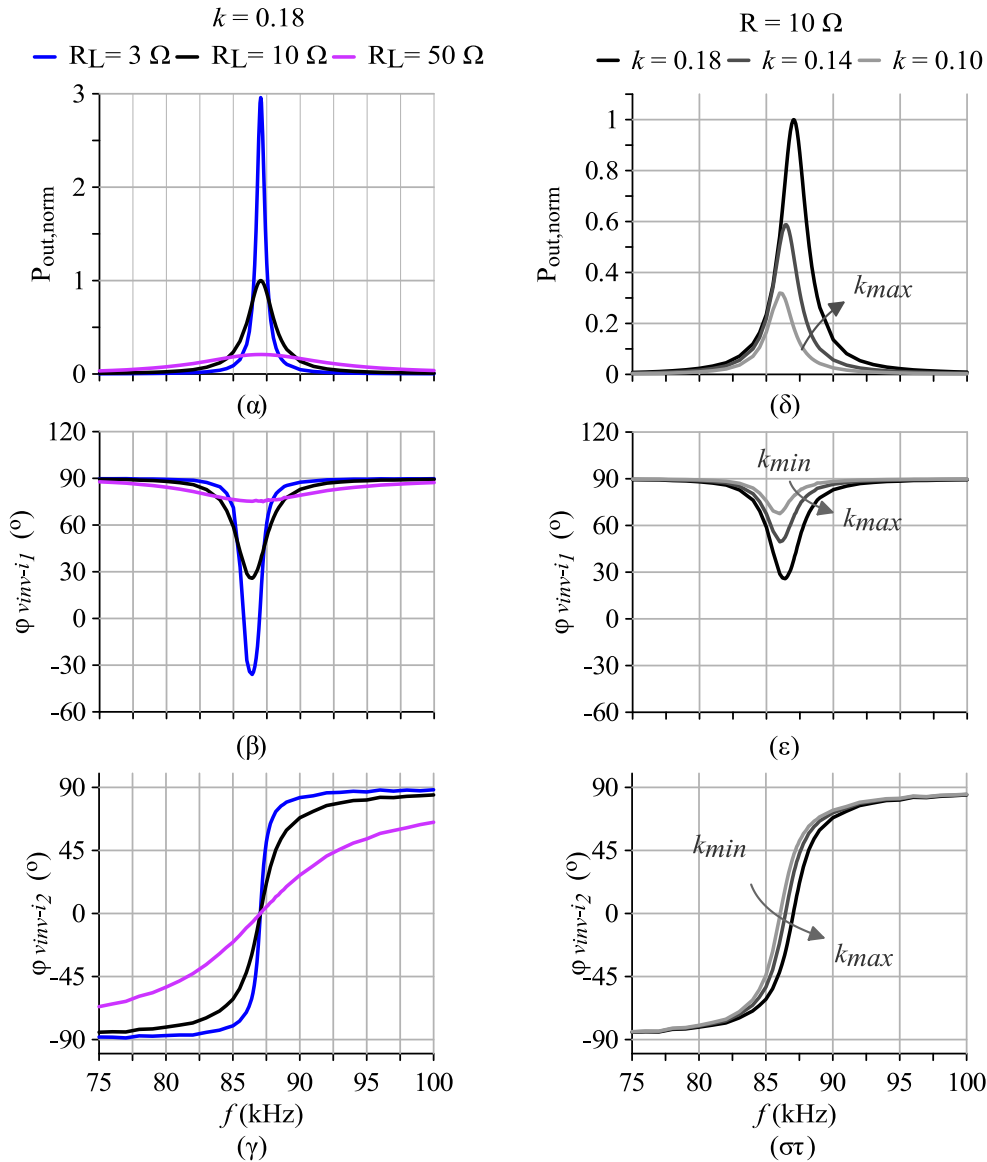
Σε αυτή τη συχνότητα λειτουργίας το ρεύμα δευτερεύοντος λαμβάνει τη μορφή:

$$i_2 = \frac{I}{\frac{L_1 (R_L + R_2) + R_1 \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right)}{\omega M} + j \frac{\left[\omega L_1 \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right) - R_1 (R_L + R_2) - \omega^2 M^2 \right]}{\omega M}} v_{inv,1} \quad (2.35)$$

Συνεπώς, το ρεύμα εξόδου μεγιστοποιείται στη συχνότητα ω_{ZPA} , στην οποία ελαχιστοποιείται ο παρονομαστής της (2.35), μέσω του μηδενισμού του φανταστικού μέρους. Άρα σε αυτή τη συχνότητα επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου:

$$\begin{aligned} P_{o,max} = \tilde{I}_{2,max}^2 R_L &= \left(\frac{\omega_{ZPA} M}{\omega_{ZPA} L_1 (R_L + R_2) + R_1 \left(\omega_{ZPA} L_2 - \frac{I}{\omega_{ZPA} C} \right)} \tilde{V}_{inv,1} \right)^2 R_L \Rightarrow \\ P_{o,max} &= \left(\frac{M}{L_1 (R_L + R_2) + R_1 \left(L_2 - \frac{L_1 L_2 M}{L_1 + R_1 C} \right)} \tilde{V}_{inv,1} \right)^2 R_L \end{aligned} \quad (2.36)$$

Η μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου στη συχνότητα ω_{ZPA} , όπου μηδενίζεται η διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος φορτίου καταγράφεται στις καμπύλες ισχύος του Σχήματος Σχήμα 2.15 (α) και (δ).



Σχήμα 2.15. *Επάνω:* Κανονικοποιημένη ισχύς εξόδου ως προς τη συχνότητα για (α) $k=0.18$ και διάφορες τιμές αντίστασης φορτίου και (δ) $R_L = 10 \Omega$ και διάφορες τιμές συντελεστή σύζευξης. *Βάση* κανονικοποίησης είναι η μέγιστη ισχύς για k_{max} όταν $R_L = 10 \Omega$. *Μέση:* Διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος πρωτεύοντος για (β) $k=0.18$ και διάφορες τιμές αντίστασης φορτίου και (ε) $R_L = 10 \Omega$ και διάφορες τιμές συντελεστή σύζευξης. *Κάτω:* Διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος δευτερεύοντος για (γ) $k=0.18$ και διάφορες τιμές αντίστασης φορτίου και (στ) $R_L = 10 \Omega$ και διάφορες τιμές συντελεστή σύζευξης. Τιμές παραμέτρων στον Πίνακα 2.1.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η μορφή των καμπυλών ισχύος εξόδου του Σχήματος Σχήμα 2.15 (α) είναι όμοια με αυτή του εν σειρά συντονισμένου L-C-R κυκλώματος (παράγραφος 2.2) και η επίδραση του φορτίου στην ισχύ εξόδου είναι η αντίστοιχη, λόγω της μείωσης του συντελεστή ποιότητας, Q .

Αν, για απλούστευση, οι εσωτερικές αντιστάσεις R_1 και R_2 θεωρηθούν αμελητέες, η μέγιστη

ισχύς εξόδου ισούται με:

$$P_{o,max} = \left(\frac{M}{L_1}\right)^2 \cdot \frac{\tilde{V}_{inv,I}^2}{R_L} = k^2 \cdot \frac{L_2}{L_1} \cdot \frac{\tilde{V}_{inv,I}^2}{R_L} \quad (2.37)$$

Αντικαθιστώντας την (2.34) στη (2.30), η διαφορά φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος εισόδου στην ω_{ZPA} λαμβάνει τη μορφή:

$$\Phi_{v_{inv,I}-i_1} \Big|_{\omega_{ZPA}} = \tan^{-1} \left(\frac{R_L + R_2}{\omega_{ZPA} L_2 - \frac{I}{\omega_{ZPA} C}} \right) \quad (2.38)$$

Για την εξαγωγή του κέρδους τάσης ισχύουν τα ακόλουθα:

$$\left. \begin{aligned} v_o &= \frac{R_L}{R_L + Z_2} \cdot j\omega M i_1 \Rightarrow i_2 = \frac{j\omega M}{R_L + Z_2} \cdot i_1 \\ \text{και} \quad i_1 &= \frac{v_{inv,I} + j\omega M i_2}{Z_1} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{i_2}{v_{inv,I}} = \frac{j\omega M}{(R_L + Z_2) \cdot Z_1 + \omega^2 M^2} \Rightarrow$$

$$\frac{v_o}{v_{inv,I}} = \frac{j\omega M R_L}{(R_L + Z_2) \cdot Z_1 + \omega^2 M^2} = \frac{j\omega M R_L}{\left[R_1 (R_L + R_2) + \omega^2 M^2 - \omega L_1 \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right) \right] + j \left[\omega L_1 (R_L + R_2) + R_1 \left(\omega L_2 - \frac{I}{\omega C} \right) \right]} \quad (2.39)$$

Στη συχνότητα ω_{ZPA} , αγνοώντας τις εσωτερικές αντιστάσεις R_1 και R_2 , ο λόγος της σχέσης (2.39) γίνεται:

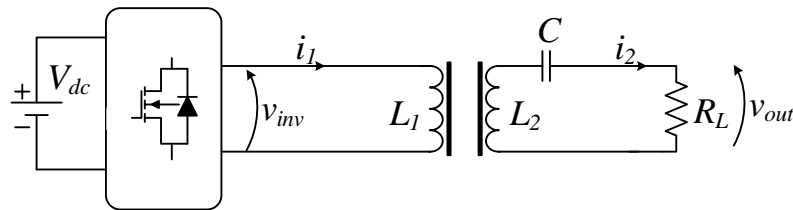
$$\frac{v_o}{v_{inv,I}} \Big|_{\omega_{ZPA}} = \frac{M}{L_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (2.40)$$

Δηλαδή είναι ανεξάρτητος του φορτίου, αλλά εξαρτάται από το συντελεστή σύζευξης, k .

2.6.2 Προσομοίωση λειτουργίας συστήματος

Με την προηγούμενη ανάλυση αποδεικνύεται ότι η λειτουργία στη συχνότητα συντονισμού, ω_{ZPA} , για συστήματα με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον εξασφαλίζει μεγιστοποίηση της μεταφερόμενης ισχύος.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοίωσης της λειτουργίας ενός τέτοιου συστήματος (Σχήμα 2.16) για τις τιμές παραμέτρων του Πίνακα 2.2.

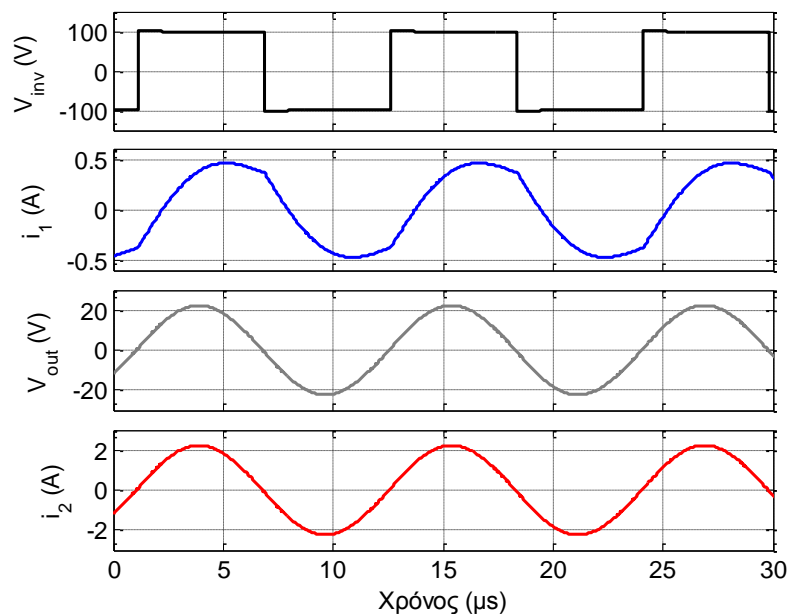


Σχήμα 2.16. Κύκλωμα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον.

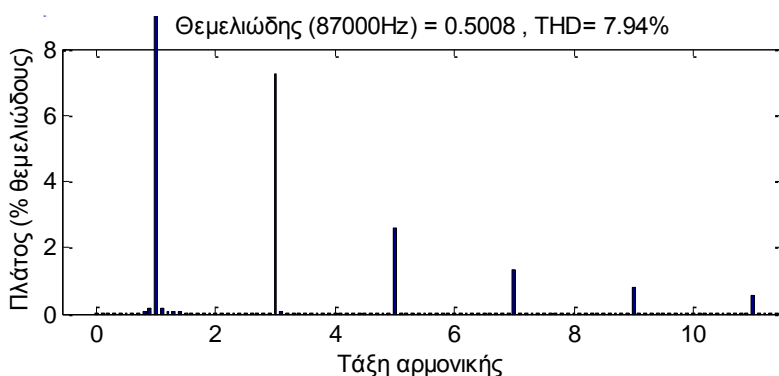
Πίνακας 2.1. Παράμετροι προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον.

L_1	L_2	C	k	V_{dc}	f_{ZPA}	R_L
735 μ H	735 μ H	4.7 nF	0.18	100V	87 kHz	10 Ω

Όπως είναι φανερό από το Σχήμα 2.17, το ρεύμα δευτερεύοντος, i_2 , είναι σε φάση με την τάση εξόδου του αντιστροφέα, v_{inv} , στην επιλεγμένη συχνότητα λειτουργίας, ενώ το ρεύμα πρωτεύοντος, i_1 , έπεται αυτής. Επιπλέον, ενώ τα μεγέθη του δευτερεύοντος είναι σχεδόν ημιτονοειδή λόγω της λειτουργίας σε συνθήκες συντονισμού, παρατηρείται ότι το ρεύμα πρωτεύοντος παρουσιάζει αρμονικό περιεχόμενο. Αυτό καταγράφεται στο Σχήμα 2.18. Η ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) του ρεύματος εισόδου αυξάνεται εν γένει για λειτουργία σε διαφορετική συχνότητα. Επίσης, αυξάνεται με την αύξηση της αντίστασης φορτίου. Το ίδιο ισχύει και για τη διαφορά φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος εισόδου, όπως παρατηρήθηκε από τις γραφικές παραστάσεις στο Σχήμα 2.15, γεγονός που προκαλεί λειτουργία με κακό συντελεστή ισχύος.



Σχήμα 2.17. Αποτελέσματα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς. Τάση εξόδου αντιστροφέα (μαύρο), ρεύμα πρωτεύοντος (μπλε), τάση φορτίου (γκρι) και ρεύμα δευτερεύοντος (κόκκινο), για τις παραμέτρους του Πίνακα 2.1.



Σχήμα 2.18. Αποτελέσματα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς. Φάσμα αρμονικών ρεύματος εισόδου.

Η ισχύς εξόδου στην επιλεγμένη συχνότητα λειτουργίας είναι ανάλογη του τετραγώνου του συντελεστή σύζευξης (βλ. σχέση (2.37)), γεγονός που σημαίνει ότι για μεταφορά μεγάλης ισχύος σε συνθήκες ασθενούς σύζευξης απαιτείται πολύ μεγάλη τάση εισόδου.

Οι ανωτέρω παρατηρήσεις σε συνδυασμό με την εξάρτηση του κέρδους τάσης από το συντελεστή σύζευξης, καθιστούν την τοπολογία αυτή επιλέξιμη μόνο για απλά, στατά συστήματα χαμηλής ισχύος.

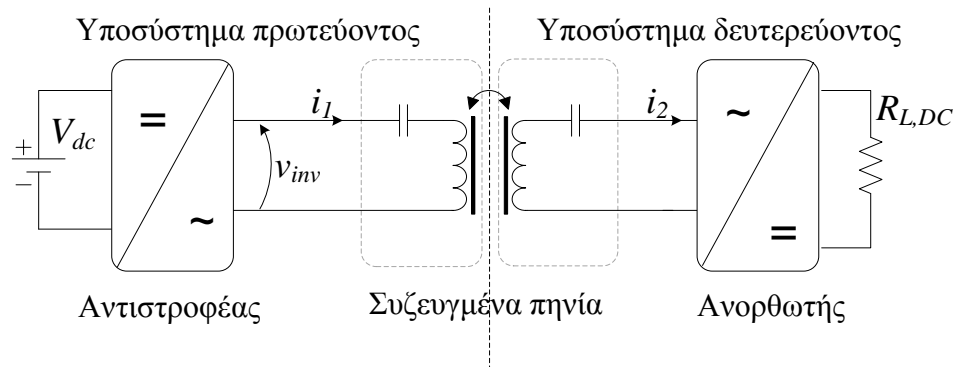
2.7 Ανάλυση IPTS με αντιστάθμιση σειράς – σειράς (SS)

Η αντιστάθμιση σειράς – σειράς (SS) είναι ευρέως χρησιμοποιούμενη σε επαγωγικούς φορτιστές λόγω των χαρακτηριστικών πηγής τάσης που διαθέτει. Για την αντιστάθμιση χρησιμοποιούνται δύο πυκνωτές συντονισμού εν σειρά συνδεδεμένοι ο καθένας με το πηνίο της αντίστοιχης πλευράς (Σχήμα 2.19).

Η συμπεριφορά αυτής της τοπολογίας είναι εξαρτώμενη από τις παραμέτρους του συστήματος εξαιτίας της συνύπαρξης δύο ασθενώς συζευγμένων συντονισμένων κυκλωμάτων [29], [47],[79],[91]. Πολλές βιβλιογραφικές αναφορές παρουσιάζουν μεθοδολογίες σχεδίασης, τεχνικές ελέγχου και περιγραφή της λειτουργίας τέτοιων συστημάτων [91],[96],[97],[98],[99]. Η επιλογή των τιμών των αυτεπαγωγών και των πυκνωτών συντονισμού της κάθε πλευράς του συστήματος καθορίζει τόσο την ισχύ εξόδου όσο και τις συχνότητες συντονισμού. Επιπλέον, για κάθε σύνολο επιλεγμένων τιμών των στοιχείων αυτών, ο συντελεστής σύζευξης επηρεάζει, με τη σειρά του, καθοριστικά την ισχύ εξόδου και τις συχνότητες συντονισμού. Είναι, λοιπόν, εξαιρετικά δύσκολη η εξαγωγή μιας γενικευμένης προσέγγισης σε ό,τι αφορά στη βέλτιστη λειτουργία του συστήματος.

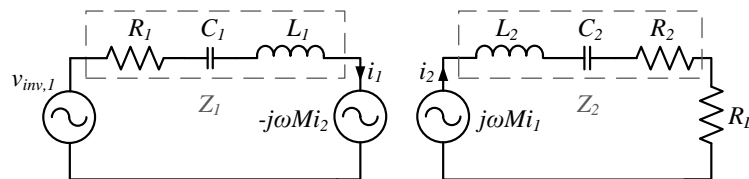
Αντί αυτού, μια μεθοδολογία αντιμετώπισης κάθε περίπτωσης με βάση τις απαιτήσεις της

εκάστοτε εφαρμογής μπορεί να αποτελέσει πλαίσιο για βελτιστοποίηση της λειτουργίας [96]. Η στόχευση για ένα σύστημα με ευρεία περιοχή ασφαλούς λειτουργίας είναι κριτικής σημασίας για εφαρμογές με δυναμικά μεταβαλλόμενες παραμέτρους, όπως η εν κινήσει φόρτιση [79]. Σε αντίθετη περίπτωση, ενδέχεται να υπάρξει υπέρβαση των τεχνικών προδιαγραφών των χρησιμοποιούμενων στοιχείων, όπως π.χ. το ρεύμα και η τάση των πυκνωτών, οδηγώντας σε βλάβη ή και καταστροφή του συστήματος [96].



Σχήμα 2.19. Σχηματικό διάγραμμα συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς –σειράς.

Για την απλοποίηση της διερεύνησης της συμπεριφοράς της συγκεκριμένης τοπολογίας, χρησιμοποιείται ανάλυση πρώτης αρμονικής συνιστώσας (first harmonics approximation – FHA). Η προσέγγιση αυτή δεν εισάγει σημαντική απόκλιση στα αποτελέσματα, καθότι η φύση του συστήματος είναι τέτοια που λόγω συντονισμού η θεμελιώδης συνιστώσα μεταφέρει το μεγαλύτερο μέρος της ισχύος [27]. Το ισοδύναμο κύκλωμα πρώτης αρμονικής απεικονίζεται στο Σχήμα 2.20.



Σχήμα 2.20. Ισοδύναμο κύκλωμα IPTS με αντιστάθμιση σειράς – σειράς. Προσέγγιση πρώτης αρμονικής.

Το πλάτος της πρώτης αρμονικής της τάσης εισόδου τετραγωνικής μορφής δίνεται από τη σχέση (2.23). Η σύνθετη αντίσταση πρωτεύοντος, Z_1 , δίνεται από την (2.41) και του δευτερεύοντος, Z_2 , από την (2.42), όπου με R_1, R_2 συμβολίζεται η εσωτερική αντίσταση, με C_1, C_2 η χωρητικότητα και με L_1, L_2 η αυτεπαγωγή κάθε πλευράς, ενώ με M η αμοιβαία επαγωγή. Η αντίσταση φορτίου, R_L , δίνεται από τη σχέση (2.26).

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 \quad (2.41)$$

$$Z_2 = R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 \quad (2.42)$$

Για την εξαγωγή του κέρδους τάσης ισχύουν τα ακόλουθα:

$$\begin{aligned}
 v_o &= \frac{R_L}{R_L + Z_2} \cdot j\omega M i_1 \Rightarrow i_2 = \frac{j\omega M}{R_L + Z_2} \cdot i_1 \\
 \text{και} \quad i_1 &= \frac{v_{inv,1} + j\omega M i_2}{Z_1} \left. \Rightarrow \frac{i_2}{v_{inv,1}} = \frac{j\omega M}{(R_L + Z_2) \cdot Z_1 + \omega^2 M^2} \Rightarrow \right. \\
 \frac{v_o}{v_{inv,1}} &= \frac{j\omega M R_L}{(R_L + Z_2) \cdot Z_1 + \omega^2 M^2} \quad (2.43)
 \end{aligned}$$

Για τον προσδιορισμό συνθηκών συντονισμού από την πλευρά του πρωτεύοντος, εξετάζεται η σχέση τάσης διέγερσης – ρεύματος πρωτεύοντος. Στις συχνότητες μηδενισμού της διαφοράς φάσης μεταξύ των δυο αυτών μεγεθών, το σύστημα θα λειτουργεί σε συντονισμό. Η σύνθετη αντίσταση εισόδου του συστήματος υπολογίζεται ως εξής:

$$\frac{v_{inv,1}}{i_1} = \frac{Z_1 (R_L + Z_2) + \omega^2 M^2}{(R_L + Z_2)} \quad (2.44)$$

$$\operatorname{Re} \left\{ \frac{v_{inv,1}}{i_1} \right\} = \frac{R_1 \left[(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right] + (R_L + R_2) \omega^2 M^2}{(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \quad (2.45)$$

$$\operatorname{Im} \left\{ \frac{v_{inv,1}}{i_1} \right\} = \frac{\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left[(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right] - \omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)}{(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \quad (2.46)$$

Συνεπώς, η φάση μεταξύ $v_{inv,1}$ - i_1 δίνεται από την σχέση:

$$\varphi_{v_{inv,1}-i_1} = \tan^{-1} \left(\frac{\operatorname{Im} \left\{ \frac{v_{inv,1}}{i_1} \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ \frac{v_{inv,1}}{i_1} \right\}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left[(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right] - \omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)}{R_1 \left[(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right] + (R_L + R_2) \omega^2 M^2} \right) \quad (2.47)$$

Αυτή μηδενίζεται για

$$\varphi_{v_{inv,1}-i_1} = 0 \Rightarrow \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left[(R_L + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right] - \omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) = 0 \quad (2.48)$$

Η (2.48) έχει από μία μέχρι και τρεις πραγματικές λύσεις, οι οποίες δεν παρουσιάζονται εδώ λόγω πολυπλοκότητας. Οι συχνότητες συντονισμού εξαρτώνται τόσο από το φορτίο, R_L , και

τις εσωτερικές αντιστάσεις, όσο και από το συντελεστή σύζευξης, που εκφράζεται μέσω της αμοιβαίας επαγωγής, M .

Οι τιμές των αυτεπαγωγών και των χωρητικότητων είναι οι παράγοντες που μπορούν να προκαθοριστούν κατά τη σχεδίαση του συστήματος. Η συχνότερη επιλογή παραμέτρων στη βιβλιογραφία, βασίζεται στην εξίσωση των φυσικών συχνοτήτων των συντονισμένων κυκλωμάτων, πληρώντας την ακόλουθη συνθήκη [73]:

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_0 \Rightarrow \frac{I}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{I}{\sqrt{L_2 C_2}} \Rightarrow L_1 C_1 = L_2 C_2 \quad (2.49)$$

όπου, L_1 , L_2 είναι οι αυτεπαγωγές και C_1 , C_2 οι χωρητικότητες του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος κυκλώματος, αντίστοιχα. Αυτή η επιλογή οδηγεί στην εξάλειψη των φανταστικών μερών των σύνθετων αντιστάσεων Z_1 και Z_2 στην ίδια συχνότητα λειτουργίας.

Αγνοώντας για απλούστευση τις εσωτερικές αντιστάσεις R_1 και R_2 και θεωρώντας $L_1=L_2=L$ και $C_1=C_2=C$, η φάση μεταξύ $v_{inv,1} - i_1$ δίνεται από την σχέση (2.50):

$$\varphi_{v_{inv,1}-i_1} = \tan^{-1} \left(\frac{\operatorname{Im} \left\{ \frac{v_{inv,1}}{i_1} \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ \frac{v_{inv,1}}{i_1} \right\}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\left(\omega L - \frac{I}{\omega C} \right) \left[R_L^2 + \left(\omega L - \frac{I}{\omega C} \right)^2 - \omega^2 M^2 \right]}{R_L \omega^2 M^2} \right) \quad (2.50)$$

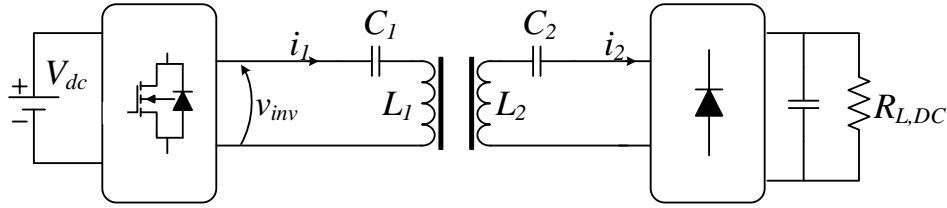
Αυτή μηδενίζεται για

$$\begin{aligned} \varphi_{v_{inv,1}-i_1} = 0 &\Rightarrow \left(\omega L - \frac{I}{\omega C} \right) \left[R_L^2 + \left(\omega L - \frac{I}{\omega C} \right)^2 - \omega^2 M^2 \right] = 0 \Rightarrow \\ &\left. \begin{aligned} \left(\omega L - \frac{I}{\omega C} \right) &= 0 \\ R_L^2 + \left(\omega L - \frac{I}{\omega C} \right)^2 - \omega^2 M^2 &= 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{aligned} \omega &= \frac{I}{\sqrt{LC}} \\ \omega &= \sqrt{\frac{2L - CR_L^2 \pm \sqrt{C^2 R_L^2 - 2LC - 4(L^2 - M^2)}}{2C(L^2 - M^2)}} \end{aligned} \quad (2.51) \end{aligned}$$

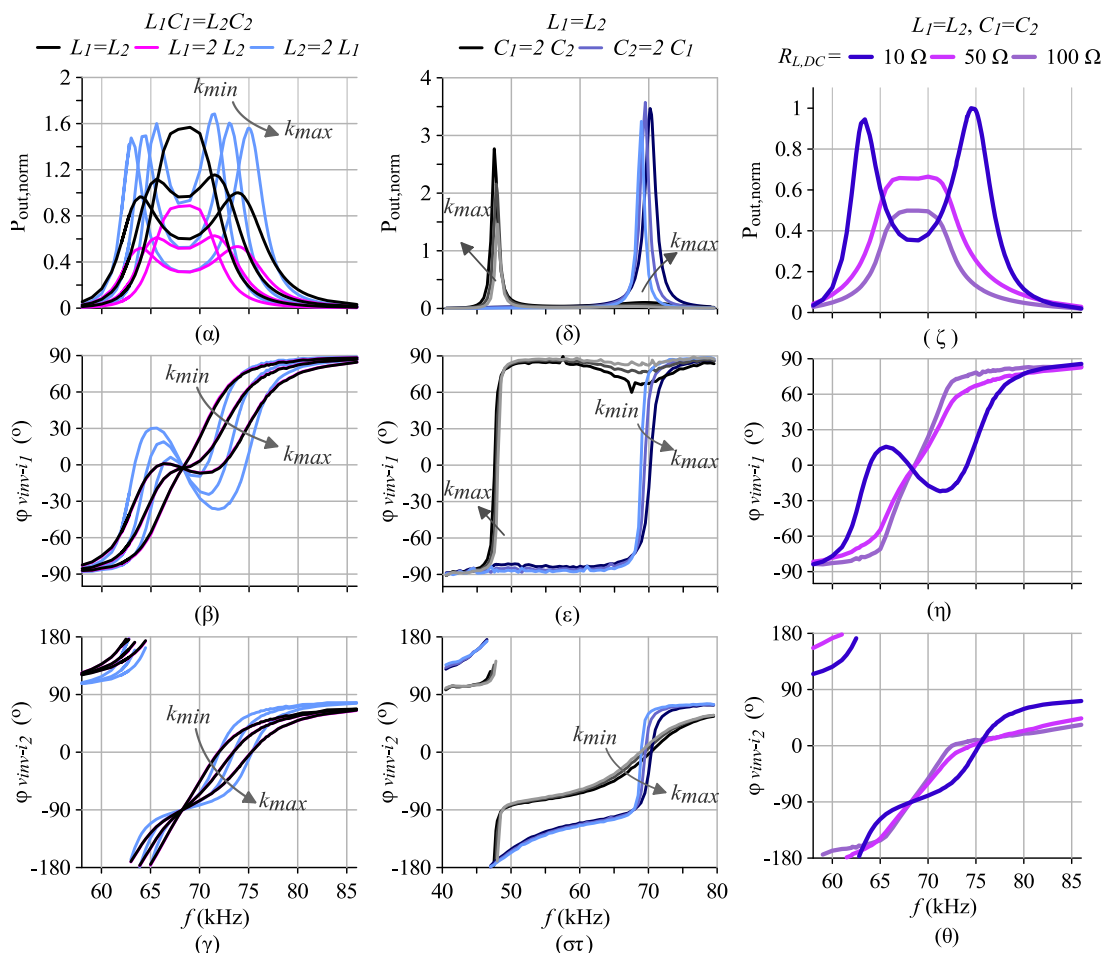
Για την πιο άμεση εποπτεία της συμπεριφοράς της φάσης εισόδου και των υπόλοιπων στοιχείων λειτουργίας του κυκλώματος, παρουσιάζονται ακολούθως οι σχετικές γραφικές παραστάσεις αποτελεσμάτων προσομοίωσης με βάση το κύκλωμα του Σχήματος Σχήμα 2.21.

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 2.22 (α), η ικανοποίηση της (2.49) συνεπάγεται σχεδόν συμμετρία της καμπύλης ισχύος εξόδου ως προς τη συχνότητα για ένα σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος. Το γεγονός αυτό βοηθά στον καθορισμό των χαρακτηριστικών των εξαρτημάτων για επίτευξη ασφαλούς λειτουργίας σε μια ευρεία περιοχή συχνοτήτων. Στο γράφημα αυτό, η (2.49) ικανοποιείται για διάφορους συνδυασμούς αυτεπαγωγών L_1 , L_2 , προσαρμόζοντας κατάλληλα τις αντίστοιχες χωρητικότητες. Για μεσαίους συντελεστές

σύζευξης, δυο διακριτές κορυφές ισχύος παρουσιάζονται. Οι κορυφές αυτές πλησιάζουν η μια την άλλη και τείνουν να συγχωνευτούν όσο η σύζευξη εξασθενεί.



Σχήμα 2.21. Κύκλωμα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς.



Σχήμα 2.22. **Επάνω:** Κανονικοποιημένη ισχύς εξόδου ως προς τη συχνότητα για (α) $\omega_1 = \omega_2$ και (δ) $\omega_1 \neq \omega_2$. Βάση κανονικοποίησης είναι η μέγιστη ισχύς για k_{max} όταν $\omega_1 = \omega_2$ και $L_1 = L_2$. (ζ) Κανονικοποιημένη ισχύς εξόδου ως προς τη συχνότητα για $\omega_1 = \omega_2$ και k_{max} , με βάση κανονικοποίησης τη μέγιστη ισχύ για $R_L = 10 \Omega$. **Μέση:** Διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος πρωτεύοντος για (β) $\omega_1 = \omega_2$, (ε) $\omega_1 \neq \omega_2$ και (η) για $\omega_1 = \omega_2$ και διάφορες τιμές φορτίου. **Κάτω:** Διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος δευτερεύοντος για (γ) $\omega_1 = \omega_2$, (στ) $\omega_1 \neq \omega_2$, και (η) για $\omega_1 = \omega_2$ και διάφορες τιμές φορτίου. Τιμές παραμέτρων στον Πίνακα 2.2.

Πίνακας 2.2. Τιμές στοιχείων προσομοίωσης για τα γραφήματα του Σχήματος Σχήμα 2.22.

Σχέση μεταξύ φυσικών συχνοτήτων	Περίπτωση	L_1	L_2	C_1	C_2
$\omega_1 = \omega_2$	$L_1 = L_2$	193 uH	193 uH	28.2 nF	28.2 nF
	$L_1 = 2L_2$	386 uH	193 uH	14.1 nF	28.2 nF
	$L_2 = 2L_1$	193 uH	386 uH	28.2 nF	14.1 nF
$\omega_2 = \sqrt{2} \cdot \omega_1$	$C_1 = 2C_2$	193 uH	193 uH	56.4 nF	28.2 nF
$\omega_1 = \sqrt{2} \cdot \omega_2$	$C_2 = 2C_1$	193 uH	193 uH	28.2 nF	56.4 nF

για όλες τις περιπτώσεις: $k_{min}=0.10$, $k_{med}=0.14$, $k_{max}=0.18$ και $R_{L,DC} = 15 \Omega$

Το φαινόμενο της ύπαρξης δυο μεγίστων ισχύος εξόδου σχετίζεται με το φαινόμενο της διακλάδωσης (bifurcation) [77], που είναι γνωστό και ως «απόσχιση συχνότητας» (frequency splitting) [28]. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.22 (β), τρεις μηδενισμοί μεταξύ τάσης και ρεύματος εισόδου, $v_{inv}-i_1$, εμφανίζονται για μεσαίους συντελεστές σύζευξης και συντονισμένα κυκλώματα υψηλού συντελεστή ποιότητας. Ο πρώτος και ο τρίτος μηδενισμός συμβαίνουν πολύ κοντά στην πρώτη και δεύτερη κορυφή της ισχύος, αντίστοιχα. Αντίθετα, ο δεύτερος μηδενισμός λαμβάνει χώρα σε μια ενδιάμεση συχνότητα, ω_0 , προς την οποία κινούνται οι κορυφές ισχύος κατά την εξασθένηση του συντελεστή σύζευξης.

Αν ικανοποιείται η (2.49), η ω_0 ισούται με τις ω_1 και ω_2 . Σε αυτή την περίπτωση, πολλοί σχεδιαστές προτείνουν τη λειτουργία του συστήματος σε αυτή τη συχνότητα ούτως ώστε να επιτυγχάνεται υψηλή απόδοση και μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου [79]. Παρόλα αυτά, οι άλλες δύο συχνότητες μηδενισμού φάσης $v_{inv}-i_1$ είναι εξίσου ελκυστικές από την άποψη του μεγέθους μεταφερόμενης ισχύος.

Σε κάθε περίπτωση, η (2.49) είναι εξαιρετικά δύσκολο να επιτευχθεί στην πράξη, εξαιτίας των ανοχών των στοιχείων του κυκλώματος αλλά και της μεταβολής τους λόγω θερμοκρασίας και μη ευθυγράμμισης. Αν, λοιπόν, η ω_1 διαφέρει της ω_2 , οι κορυφές ισχύος διαφέρουν σε πλάτος και το σημείο συγχώνευσης κατά την εξασθένηση της σύζευξης μετατοπίζεται προς την υψηλότερη κορυφή.

Το Σχήμα 2.22 (δ) απεικονίζει περιπτώσεις όπου $\omega_1 = \sqrt{2} \cdot \omega_2$ και $\omega_2 = \sqrt{2} \cdot \omega_1$, για ίσες αυτεπαγωγές και κατάλληλη προσαρμογή των χωρητικοτήτων. Αυτός ο λόγος φυσικών συχνοτήτων οδηγεί σε πολύ στενές και απότομες καμπύλες ισχύος, με τη δεύτερη κορυφή να είναι εξαιρετικά μικρότερου πλάτους από την κύρια. Τα αντίστοιχα διαγράμματα φάσης $v_{inv}-i_1$ αντιπαραβάλλονται στο Σχήμα 2.22 (ε).

2.7.1 Ανάλυση στη συχνότητα μηδενισμού της διαφοράς φάσης τάσης εισόδου – ρεύματος εξόδου

Στην προσπάθεια να ξεπεραστεί το πρόβλημα διακλάδωσης που παρουσιάζεται στην εύρεση της συχνότητας συντονισμού μέσω του μηδενισμού της διαφοράς φάσης μεταξύ τάσης και

ρεύματος εισόδου, εξετάζεται ακολούθως η προσέγγιση που χρησιμοποιήθηκε στην τοπολογία με αντιστάθμιση μόνο στο δευτερεύον. Ο υπολογισμός της διαφοράς φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος δευτερεύοντος γίνεται από το λόγο $v_{inv,1}/i_2$, ως εξής:

$$\begin{aligned}
 v_o &= \frac{R_L}{R_L + Z_2} \cdot j\omega M i_1 \Rightarrow i_2 = \frac{j\omega M}{R_L + Z_2} \cdot i_1 \\
 \text{και} \quad i_1 &= \frac{v_{inv,1} + j\omega M i_2}{Z_1} \Rightarrow \frac{v_{inv,1}}{i_2} = \frac{(R_L + Z_2) \cdot Z_1 + \omega^2 M^2}{j\omega M} \Rightarrow \\
 \frac{v_{inv,1}}{i_2} &= \frac{\left(R_L + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 \right) \cdot \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 \right) + \omega^2 M^2}{j\omega M} \Rightarrow \\
 \frac{v_{inv,1}}{i_2} &= \frac{\left[\left(R_L + R_2 \right) \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) + R_1 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right] + j \left[\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) - R_1 (R_L + R_2) - \omega^2 M^2 \right]}{\omega M} \quad (2.52)
 \end{aligned}$$

Από την σχέση (2.52), η φάση ισούται με:

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{\operatorname{Im} \left\{ \frac{v_{inv,1}}{i_2} \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ \frac{v_{inv,1}}{i_2} \right\}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\left[\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) - R_1 (R_L + R_2) - \omega^2 M^2 \right]}{\left[\left(R_L + R_2 \right) \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) + R_1 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right]} \right) \quad (2.53)$$

Για την εύρεση των σημείων μηδενισμού της φάσης, ο αριθμητής της (2.53) εξισώνεται με το μηδέν και λαμβάνονται τα αποτελέσματα της (2.54):

$$\begin{aligned}
 \varphi = 0 &\Rightarrow \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) - R_1 (R_L + R_2) - \omega^2 M^2 = 0 \Rightarrow \\
 \omega^4 (L_1 L_2 - M^2) - \omega^2 \left[\frac{L_2}{C_1} + \frac{L_1}{C_2} + R_1 (R_2 + R_L) \right] + \frac{1}{C_1 C_2} &= 0 \Rightarrow \\
 \omega_{ZPA_{180^\circ}} &= \sqrt{\frac{\frac{L_2}{C_1} + \frac{L_1}{C_2} + R_1 (R_2 + R_L) \pm \sqrt{\left(\frac{L_2}{C_1} - \frac{L_1}{C_2} \right)^2 + \frac{4M^2}{C_1 C_2} + R_1 (R_2 + R_L) \left(2 \left(\frac{L_2}{C_1} + \frac{L_1}{C_2} \right) + R_1 (R_2 + R_L) \right)}}{2(L_1 L_2 - M^2)}} \quad (2.54)
 \end{aligned}$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι υπάρχει ένας μηδενισμός της φάσης στη γωνιακή συχνότητα ω_{ZPA} που αντιστοιχεί στο πρόσημο + της υπόρριζης ποσότητας. Το πρόσημο - αντιστοιχεί σε διαφορά φάσης $\varphi = 180^\circ$, εξαιτίας του αρνητικού προσήμου του παρονομαστή της (2.53) στη συχνότητα ω_{180° . Αν για περαιτέρω απλοποίηση, οι εσωτερικές αντιστάσεις R_1 και R_2 , θεωρηθούν

αμελητέες, οι συχνότητες ω_{ZPA} και ω_{180° λαμβάνουν την τιμή της (2.55).

$$\omega_{ZPA_{180^\circ}} = \sqrt{\frac{\frac{L_2}{C_1} + \frac{L_1}{C_2} \pm \sqrt{\left(\frac{L_2}{C_1} - \frac{L_1}{C_2}\right)^2 + \frac{4M^2}{C_1 C_2}}}{2(L_1 L_2 - M^2)}} = \sqrt{\frac{L_2 C_2 + L_1 C_1 \pm \sqrt{(L_2 C_2 - L_1 C_1)^2 + 4k^2 L_1 C_1 L_2 C_2}}{2L_1 C_1 L_2 C_2 (1-k^2)}} \quad (2.55)$$

Στο Σχήμα 2.22, στα γραφήματα (γ) και (στ) παρέχονται και τα γραφήματα της διαφοράς φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος δευτερεύοντος. Το ενδιαφέρον στοιχείο αυτών είναι ότι έχουν σε κάθε περίπτωση μια μοναδική συχνότητα μηδενισμού της φάσης.

Το κέρδος τάσης για τις δυο αυτές συχνότητες προκύπτει από την (2.56).

$$\frac{v_o}{v_{inv,1}} = \frac{i_2 \cdot R_L}{v_{inv,1}} = \frac{\omega_{ZPA_{180^\circ}} M}{\left(\omega_{ZPA_{180^\circ}} L_1 - \frac{1}{\omega_{ZPA_{180^\circ}} C_1} \right)} = \frac{\omega_{ZPA_{180^\circ}}^2 C_1 k \sqrt{L_1 L_2}}{\left(\omega_{ZPA_{180^\circ}}^2 L_1 C_1 - 1 \right)} \quad (2.56)$$

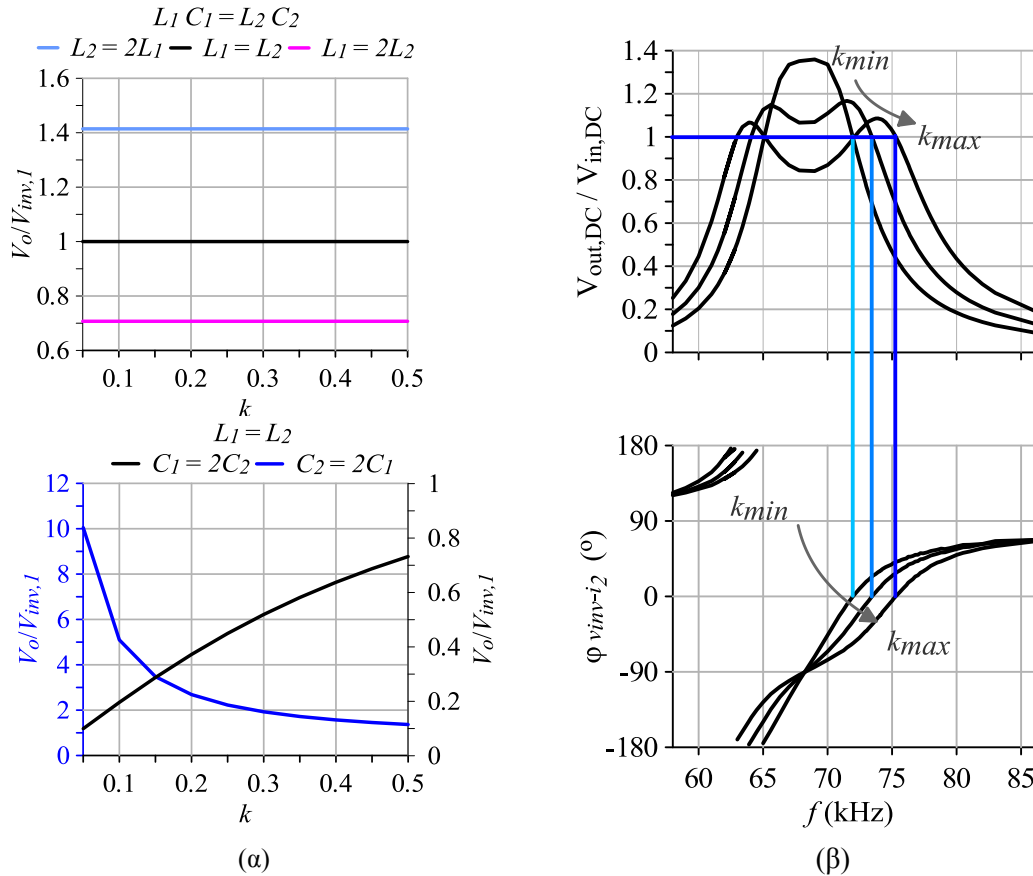
Όπως φαίνεται από το κέρδος τάσης, η τάση εξόδου είναι ανεξάρτητη του φορτίου και για τις δυο αυτές συχνότητες λειτουργίας. Αυτός είναι και ο λόγος που η τοπολογία αντιστάθμισης σειράς – σειράς επιλέγεται συχνά για εφαρμογές φόρτισης [88],[27]. Παρόλα αυτά, το κέρδος τάσης παραμένει εν γένει εξαρτώμενο από το συντελεστή σύζευξης, k . Αυτό σημαίνει ότι σε ένα δυναμικό σύστημα η τάση εξόδου θα μεταβάλλεται με τη μεταβολή της θέσης του δευτερεύοντος ως προς το πρωτεύον.

Το πρόβλημα αυτό μπορεί να αντιμετωπιστεί αν ικανοποιηθεί η συνθήκη (2.49), δηλαδή αν το σύστημα εκ κατασκευής έχει συντονισμένα κυκλώματα ώστε $L_1 C_1 = L_2 C_2$. Σε αυτή την περίπτωση, το κέρδος τάσης γίνεται:

$$\frac{v_o}{v_{inv,1}} \Big|_{\omega_{ZPA_{180^\circ}}} = \frac{\left[\frac{2L_1 C_1 \pm \sqrt{4k^2 (L_1 C_1)^2}}{2(L_1 C_1)^2 (1-k^2)} \right] C_1 k \sqrt{L_1 L_2}}{\left(\left[\frac{2L_1 C_1 \pm \sqrt{4k^2 (L_1 C_1)^2}}{2(L_1 C_1)^2 (1-k^2)} \right] L_1 C_1 - 1 \right)} = \frac{\left[\frac{(1 \pm k)}{L_1 C_1 (1-k^2)} \right] C_1 k \sqrt{L_1 L_2}}{\left(\left[\frac{(1 \pm k)}{L_1 C_1 (1-k^2)} \right] L_1 C_1 - 1 \right)} = \frac{(1 \pm k)}{(k \pm 1)} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \Rightarrow$$

$$\frac{v_o}{v_{inv,1}} \Big|_{\omega_{ZPA_{180^\circ}}} = \pm \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (2.57)$$

Τότε, η τάση εξόδου είναι ανεξάρτητη τόσο του φορτίου όσο και του συντελεστή σύζευξης του συστήματος. Γραφήματα του κέρδους τάσης για τη συχνότητα ω_{ZPA} και για τις παραμέτρους που χρησιμοποιήθηκαν ανωτέρω παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.23. Τα διαγράμματα αυτά δίνουν μια αίσθηση της μεταβολής της τάσης εξόδου σε σχέση με το συντελεστή σύζευξης, η οποία διαφέρει σημαντικά, ανάλογα με το αν η ω_1 είναι μεγαλύτερη της ω_2 ή το αντίθετο.



Σχήμα 2.23. (α) Κέρδος τάσης για $\omega_1 = \omega_2$ και $\omega_1 \neq \omega_2$. (β) Λόγος DC τάσης εξόδου προς DC τάση εισόδου για $\omega_1 = \omega_2$ και $L_1 = L_2$.

Αν, επιπροσθέτως, $L_1 = L_2 = L$, η (2.55) παίρνει την μορφή της (2.58) και το κέρδος τάσης γίνεται μονάδα για την ω_{ZPA} ή -1 για την ω_{180° .

$$\omega_{ZPA_{180^\circ}} = \sqrt{\frac{1}{CL(1 \mp k)}} \quad (2.58)$$

Η ισχύς εξόδου σε αυτή την περίπτωση ισούται με

$$P_o = \tilde{I}_2^2 R_L = \frac{\tilde{V}_{inv,1}^2}{R_L} \quad (2.59)$$

που σημαίνει ότι το φορτίο λαμβάνει ισχύ σαν να ήταν απευθείας συνδεδεμένο στην πηγή.

Όπως αναλύεται στην [27], είναι αδύνατο για τη λειτουργία του συστήματος να επιτυγχάνεται ταυτόχρονα ανεξαρτησία από φορτίο και συντελεστή σύζευξης και μεγιστοποίηση της απόδοσης σε μία συχνότητα. Κατά συνέπεια, για τους λόγους που αναλύονται στις [27] και [100] ο συμβιβασμός για σταθερή τάση εξόδου και μια αποδεκτή απόδοση λειτουργίας είναι μια καλή στρατηγική για επαγωγικούς φορτιστές.

Για λειτουργία στην ω_{ZPA} , η φάση τάσης εισόδου – ρεύματος πρωτεύοντος γίνεται:

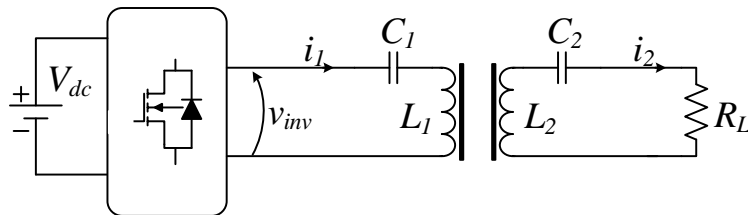
$$\begin{aligned} \Phi_{v_{inv,J}-i_l} \Big|_{\omega_{ZPA}^{180^\circ}} &= \tan^{-1} \left(\frac{\left(\frac{\omega_{ZPA}^{180^\circ} L_1 - \frac{1}{\omega_{ZPA}^{180^\circ} C_1} \right) R_L}{\omega_{ZPA}^{180^\circ 2} k^2 L_1 L_2} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{R_L}{\omega_{ZPA}^{180^\circ} L_2 k^2} \left(1 - \frac{1}{\omega_{ZPA}^{180^\circ 2} L_1 C_1} \right) \right) \Rightarrow \\ \Phi_{v_{inv,J}-i_l} \Big|_{\omega_{ZPA}^{180^\circ}} &= \tan^{-1} \left(\frac{R_L}{\sqrt{\frac{L_2 C_2 + L_1 C_1 \pm \sqrt{(L_2 C_2 - L_1 C_1)^2 + 4k^2 L_1 C_1 L_2 C_2}}{2L_1 C_1 L_2 C_2 (1-k^2)}} L_2 k^2} \cdot \left(1 - \frac{1}{\frac{L_2 C_2 + L_1 C_1 \pm \sqrt{(L_2 C_2 - L_1 C_1)^2 + 4k^2 L_1 C_1 L_2 C_2}}{2L_2 C_2 (1-k^2)}} \right) \right) \end{aligned} \quad (2.60)$$

και για $L_1 C_1 = L_2 C_2$, εξαρτάται από τον συντελεστή σύζευξης και τον συντελεστή ποιότητας του κυκλώματος και είναι πάντα επαγωγική, όπως φαίνεται από την (2.61).

$$\Phi_{v_{inv,J}-i_l} \Big|_{\omega_{ZPA}^{180^\circ}} = \tan^{-1} \left(\pm \frac{R_L}{k \sqrt{\frac{L_2}{C_2} \frac{1}{(1 \mp k)}}} \right) = \tan^{-1} \left(\pm \frac{R_L}{k} \sqrt{\frac{C_2 (1 \mp k)}{L_2}} \right) \quad (2.61)$$

2.7.2 Προσομοίωση λειτουργίας συστήματος

Με βάση την προηγούμενη ανάλυση, στην παρούσα εργασία, θεωρείται πλεονεκτική η λειτουργία στη συχνότητα ω_{ZPA} για συστήματα αντιστάθμισης SS χρησιμοποιούμενα σε εφαρμογές ανέπαφης φόρτισης. Στη συνέχεια παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοίωσης της λειτουργίας ενός τέτοιου συστήματος (Σχήμα 2.24) στην επιθυμητή συχνότητα, για τις τιμές παραμέτρων του Πίνακα 2.3.



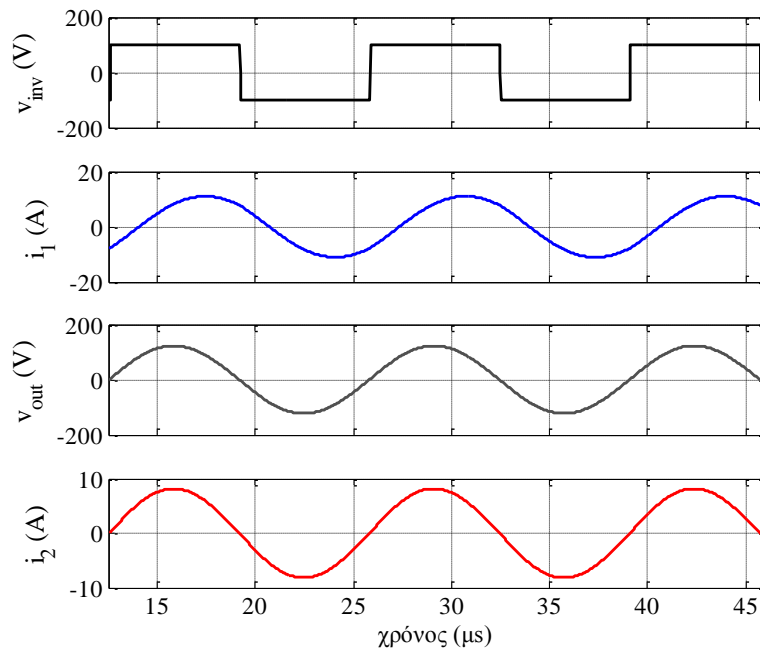
Σχήμα 2.24. Κύκλωμα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς.

Πίνακας 2.3. Παράμετροι προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.

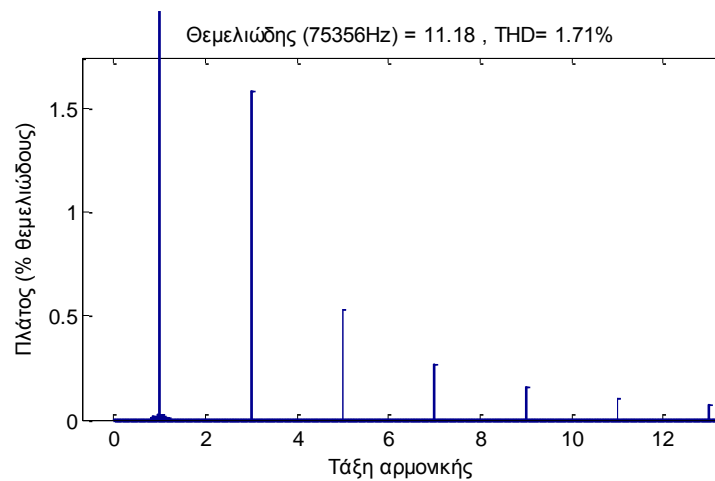
L_1	C_1	L_2	C_2	k	V_{dc}	f_{ZPA}	R_L
193 μ H	28.2 nF	193 μ H	28.2 nF	0.18	100V	75356 Hz	15 Ω

Όπως είναι φανερό, από το Σχήμα 2.25, το ρεύμα δευτερεύοντος, i_2 , είναι σε φάση με την τάση εξόδου του αντιστροφέα, v_{inv} , ενώ το ρεύμα πρωτεύοντος, i_1 , έπεται αυτής. Επιπλέον, αξίζει να παρατηρηθεί ότι, όπως προαναφέρθηκε και στην κυκλωματική ανάλυση του συστήματος, τα ρεύματα πρωτεύοντος και δευτερεύοντος είναι σχεδόν ημιτονοειδή παρά την τετραγωνική τάση εισόδου, γεγονός που οφείλεται στη λειτουργία σε συνθήκες συντονισμού. Συνεπώς, υποστηρίζεται η παραδοχή της ανάλυσης με προσέγγιση πρώτης αρμονικής που πραγματοποιήθηκε προηγουμένως. Το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος πρωτεύοντος, που καταγράφεται στο Σχήμα 2.26, είναι ιδιαίτερα χαμηλό. Η ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) του ρεύματος εισόδου αυξάνεται εν γένει για λειτουργία σε διαφορετική συχνότητα. Επίσης, αυξάνεται λίγο για λειτουργία στη συχνότητα συντονισμού αλλά με μεγαλύτερη αντίσταση φορτίου. Η αύξηση στην τελευταία περίπτωση όμως δεν είναι μεγάλη.

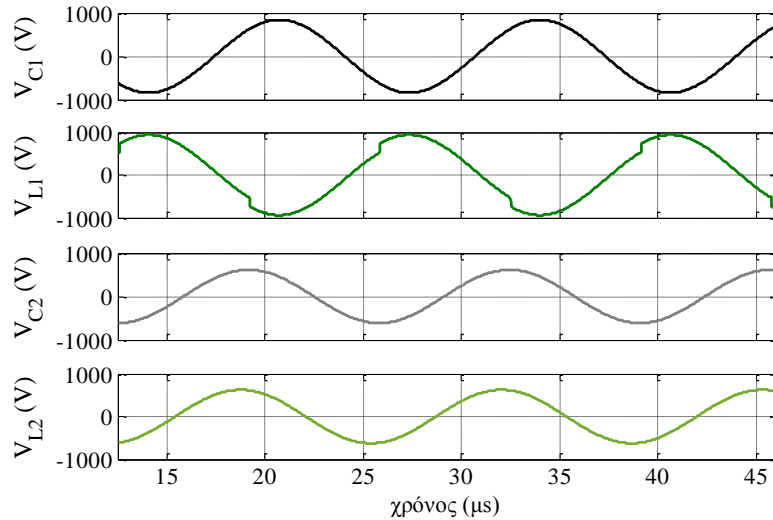
Επιπλέον, στο Σχήμα 2.27 απεικονίζονται οι τάσεις στα άκρα των στοιχείων συντονισμού, δηλαδή των πυκνωτών και των πηνίων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. Όπως είναι αναμενόμενο, εξαιτίας της λειτουργίας σε συνθήκες συντονισμού, οι τάσεις αυτές είναι πολλαπλάσιες της τάσης εισόδου. Το γεγονός αυτό απαιτεί ιδιαίτερη προσοχή ούτως ώστε στην κατασκευή του συστήματος να έχουν προβλεφθεί οι απαιτήσεις λειτουργίας και να ικανοποιούνται από τις προδιαγραφές των στοιχείων. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι τάσεις που αναπτύσσονται στα στοιχεία πρωτεύοντος ($\hat{V}_{C1} = 840$ V, $\hat{V}_{L1} = 940$ V) είναι μεγαλύτερες σε αυτή τη συχνότητα λειτουργίας από τις αντίστοιχες στα στοιχεία του δευτερεύοντος ($\hat{V}_{C2} = 610$ V, $\hat{V}_{L2} = 620$ V). Αυτό συμβαίνει εξαιτίας της διαφορετικής τάσης εισόδου του κάθε συντονισμένου κυκλώματος και της διαφορετικής αντίστασης που αντιμετωπίζει το κάθε L-C κύκλωμα. Η τάση εισόδου του πρωτεύοντος κυκλώματος ισούται με την τάση εξόδου του αντιστροφέα μείον την $(j\omega M i_2)$, ενώ του δευτερεύοντος ισούται με $(j\omega M i_1)$, σύμφωνα με το Σχήμα 2.20. Όσον αφορά στην αντίσταση του συντονισμένου κυκλώματος, σύμφωνα με τη σχέση της σύνθετης αντίστασης εισόδου (2.44), η επίδραση της αντίστασης φορτίου με τον τρόπο που αυτή ανακλάται στο πρωτεύον είναι μικρότερη από την επίδρασή της στο δευτερεύον όπου βρίσκεται σε σειρά με το συντονισμένο κύκλωμα. Άρα το συντονισμένο κύκλωμα πρωτεύοντος παρουσιάζει καλύτερο συντελεστή ποιότητας από το δευτερεύον.



Σχήμα 2.25. Αποτελέσματα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς. Τάση εξόδου αντιστροφέα (μαύρο), ρεύμα πρωτεύοντος (μπλε), τάση φορτίου (γκρι) και ρεύμα δευτερεύοντος (κόκκινο), για τις παραμέτρους του Πίνακα 2.3.



Σχήμα 2.26. Αποτελέσματα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς. Φάσμα αρμονικών ρεύματος εισόδου.



Σχήμα 2.27. Αποτελέσματα προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς. Τάση πυκνωτή πρωτεύοντος (μαύρο), τάση πηνίου πρωτεύοντος (πράσινο), τάση πυκνωτή δευτερεύοντος (γκρι) και τάση πηνίου δευτερεύοντος (λαδί), για τις παραμέτρους του Πίνακα 2.3.

2.7.3 Περιοχή ασφαλούς λειτουργίας

Εξαιτίας της λειτουργίας αυτών των συστημάτων σε ένα εύρος συχνοτήτων γύρω από τις συχνότητες συντονισμού, είναι απαραίτητη η λήψη μέριμνας από τους σχεδιαστές για εξασφάλιση της λειτουργίας των συντονισμένων στοιχείων εντός των επιτρεπτών ορίων τάσης. Η τιμή της τάσης στα άκρα των συντονισμένων κυκλωμάτων μεταβάλλεται με τη συχνότητα λειτουργίας και με τη μεταβολή του συντελεστή σύζευξης και του φορτίου. Συνεπώς σχεδιασμός του συστήματος λαμβάνοντας υπόψη μόνο τις ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας μπορεί να οδηγήσει σε καταστροφή των εξαρτημάτων λόγω μεταβολής μιας εκ των παραμέτρων.

Για τις τάσεις των συντονισμένων στοιχείων ισχύουν:

$$v_{C_1} = \frac{i_1}{j\omega C_1} \Rightarrow |V_{C_1}| = \frac{|I_1|}{\omega C_1} \quad \text{και} \quad v_{C_2} = \frac{i_2}{j\omega C_2} \Rightarrow |V_{C_2}| = \frac{|I_2|}{\omega C_2} \quad (2.62)$$

$$v_{L_1} = j\omega L_1 i_1 \Rightarrow |V_{L_1}| = \omega L_1 |I_1| \quad \text{και} \quad v_{L_2} = j\omega L_2 i_2 \Rightarrow |V_{L_2}| = \omega L_2 |I_2| \quad (2.63)$$

Από τις σχέσεις (2.62) και (2.63) προκύπτει ότι

$$|V_{L_1}| = \omega^2 L_1 C_1 |V_{C_1}| \quad \text{και} \quad |V_{L_2}| = \omega^2 L_2 C_2 |V_{C_2}| \quad (2.64)$$

Για τον υπολογισμό του μέτρου της τάσης πυκνωτή χρησιμοποιείται το μέτρο του ρεύματος πρωτεύοντος όπως προκύπτει από τις σχέσεις (2.44)-(2.46). Εάν αγνοηθούν για λόγους απλοποίησης οι εσωτερικές αντιστάσεις, το μέτρο της τάσης περιγράφεται από την ακόλουθη σχέση:

$$|V_{C1}| = \frac{|I_1|}{\omega C_1} = \frac{|v_{inv,1}| \sqrt{\left(R_L \omega^2 M^2\right)^2 + \left(\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) \left[R_L^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2\right] - \omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right)^2}}{\omega C_1 \left(R_L^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2\right)} \quad (2.65)$$

Αντίστοιχα από την (2.52) και αγνοώντας τις εσωτερικές αντιστάσεις, προκύπτει το μέτρο της τάσης πυκνωτή δευτερεύοντος ως εξής:

$$|V_{C2}| = \frac{|I_2|}{\omega C_2} = \frac{|v_{inv,1}| M}{C_2 \sqrt{\left(R_L^2 \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)^2 + \left(\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) - \omega^2 M^2\right)^2\right)} \quad (2.66)$$

Από τις (2.65) και (2.66) καταδεικνύεται η εξάρτηση της τάσης των συντονισμένων στοιχείων τόσο από το πλάτος της τάσης εισόδου του συστήματος, όσο και από την τιμή της αντίστασης φορτίου, της συχνότητας λειτουργίας και του συντελεστή σύζευξης.

Ακολούθως παρουσιάζονται προσομοιώσεις των τάσεων πυκνωτών και πηνίων συντονισμού για τις διάφορες προαναφερθείσες παραμέτρους. Οι τιμές των παραμέτρων προσομοίωσης παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.4.

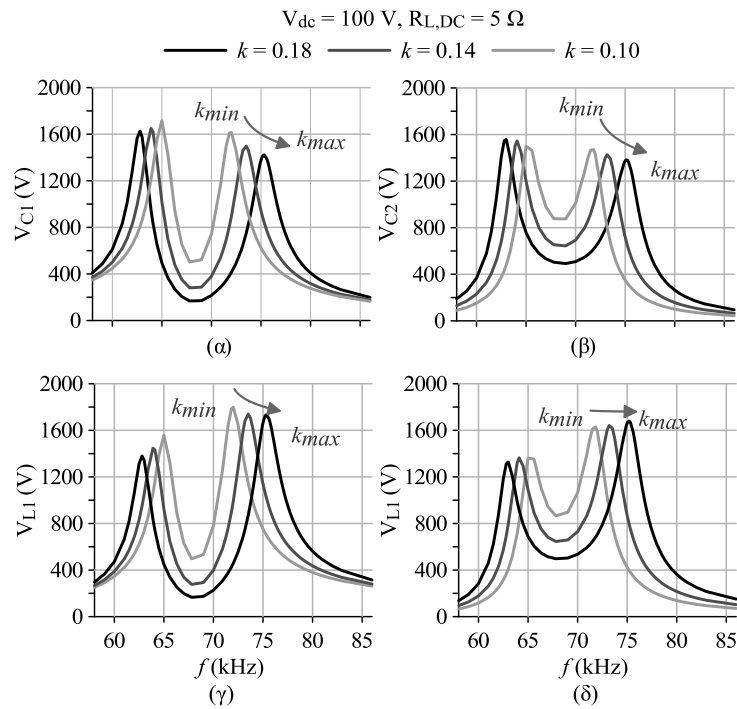
Πίνακας 2.4. Παράμετροι προσομοίωσης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.

L_1	C_1	L_2	C_2	k	V_{dc}	R_L
193 μ H	28.2 nF	193 μ H	28.2 nF	0.18	100V	5 Ω
				0.14	200V	15 Ω
				0.10	300V	50 Ω

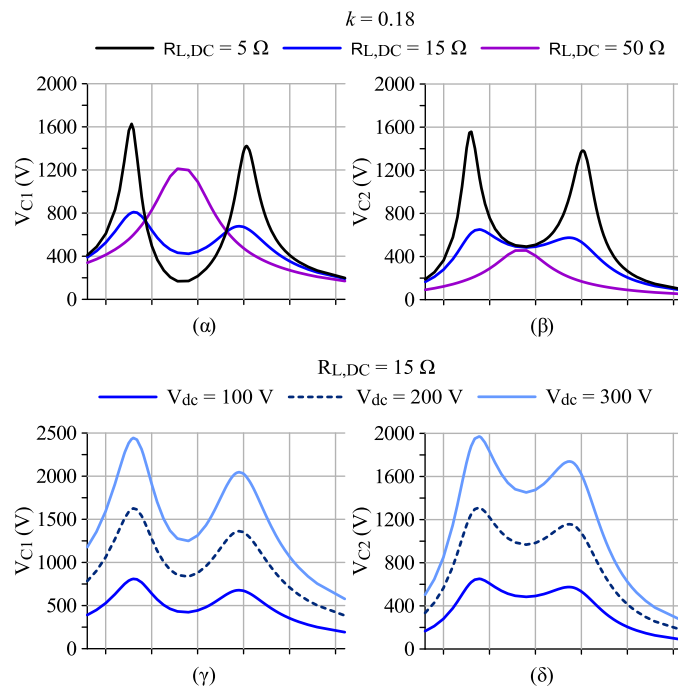
Στο Σχήμα 2.28 καταγράφεται η επίδραση της μεταβολής του συντελεστή σύζευξης στις τάσεις των στοιχείων συντονισμού πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. Παρατηρείται ότι η μεταβολή της καμπύλης τάσης σε σχέση με το συντελεστή σύζευξης είναι σε όλες τις περιπτώσεις μικρή και ομοιόμορφη, ενώ το αν θα παρουσιαστεί αύξηση ή μείωση στην τάση εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας. Επίσης, όπως προβλέπεται από τη σχέση (2.64), οι τάσεις των πηνίων παρουσιάζουν μέγιστα στις υψηλότερες συχνότητες, αντίθετα από τις τάσεις των πυκνωτών.

Αντίθετα, η επίδραση της αντίστασης φορτίου στις τάσεις των πυκνωτών συντονισμού είναι μεγάλη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.29 (α) και (β). Επίσης, παρατηρείται διαφορετικής μορφής επίδραση του φορτίου στην τάση πυκνωτή πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, γεγονός που αιτιολογείται από τη διαφοροποίηση της επίδρασης της παραμέτρου R_L στις σχέσεις (2.65) και (2.66).

Τέλος, όπως προκύπτει από τις ίδιες σχέσεις, η τάση τόσο του πυκνωτή πρωτεύοντος όσο και του πυκνωτή δευτερεύοντος είναι ανάλογες της τάσης εισόδου. Αυτό είναι φανερό στο Σχήμα 2.29 (γ) και (δ), όπου η μόνη παράμετρος μεταβολής είναι η τάση εισόδου του αντιστροφέα.



Σχήμα 2.28. Αποτελέσματα προσομοίωσης τάσεων στοιχείων συντονισμού IPTS με αντιστάθμισης SS. Ενεργός τάση πυκνωτή (α) πρωτεύοντος και (β) δευτερεύοντος για διάφορους συντελεστές σύζευξης. Ενεργός τάση πηνίου (γ) πρωτεύοντος και (δ) δευτερεύοντος για διάφορους συντελεστές σύζευξης.



Σχήμα 2.29. Αποτελέσματα προσομοίωσης τάσεων στοιχείων συντονισμού IPTS με αντιστάθμισης SS. Ενεργός τάση πυκνωτή (α) πρωτεύοντος και (β) δευτερεύοντος για διάφορες τιμές αντίστασης φορτίου. Ενεργός τάση πυκνωτή (γ) πρωτεύοντος και (δ) δευτερεύοντος για διαφορετικές τάσεις εισόδου.

Στο σημείο αυτό, πρέπει να τονισθεί ότι η συμπεριφορά που καταγράφεται στα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αφορά σύστημα IPTS με τις συγκεκριμένες παραμέτρους. Στη γενική περίπτωση ισχύουν οι σχέσεις (2.62) - (2.66) αλλά ενδέχεται οι αντίστοιχες καμπύλες να μεταβάλλονται σημαντικά και με διαφορετικό τρόπο. Για αυτό το λόγο συνιστάται η προσομοίωση του συστήματος σε όλο το εύρος πιθανών συνθηκών λειτουργίας πριν την σχεδίαση των επιμέρους στοιχείων.

Κεφάλαιο 3. Μελέτη και κατασκευή πειραματικής διάταξης

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται τα στάδια ανάπτυξης των μαγνητικών και ηλεκτρικών υποσυστημάτων που χρησιμοποιούνται στη συγκρότηση του συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος. Παρέχονται μεθοδολογίες σχεδίασης και συμβουλές για την κατασκευή των αντίστοιχων εξαρτημάτων, και παρατίθεται η πρωτότυπη πειραματική διάταξη.

3.1 Μαγνητική διάταξη

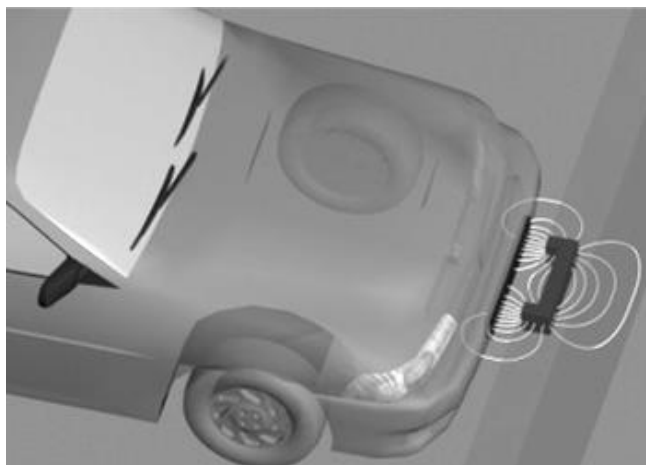
3.1.1 Μελέτη προτεινόμενης μαγνητικής διάταξης

Στην παρούσα μελέτη το θέμα της ασθενούς σύζευξης και της μη ευθυγράμμισης των πηνίων στους ασύρματους φορτιστές ηλεκτρικών αυτοκινήτων προσεγγίζεται από μια ευρύτερη σκοπιά. Σκοπός είναι τόσο η κατασκευή ενός μαγνητικού κυκλώματος ανεκτικού σε μετατοπίσεις όσο και η διευκόλυνση του ίδιου του χρήστη στην διαδικασία ευθυγράμμισης με το πρωτεύον. Για αυτούς τους λόγους επιλέγεται μια σωληνοειδής διάταξη για προσάρτηση όχι στο σασί του οχήματος, αλλά στο εμπρόσθιο μέρος του προφυλακτήρα, στο σημείο της πινακίδας.

Με αυτόν τον τρόπο, η διάταξη θα προσομοιάζει με έναν μετασχηματιστή χωρισμένο με διάκενο του οποίου η ονομαστική απόσταση θα είναι κατά πολύ μικρότερη από αυτή των σπειροειδών συστημάτων υποδαπέδια του σασί. Συγκεκριμένα, η απόσταση αυτή θα καθορίζεται από τη δυνατότητα του οδηγού να πλησιάσει όσο το δυνατόν εγγύτερα στον τοίχο του χώρου στάθμευσης, όπου θα βρίσκεται τοποθετημένο το πρωτεύον πηνίο του συστήματος. Μάλιστα, θεωρείται ότι με αυτή τη διάταξη ο οδηγός θα μπορεί να εκτιμήσει καλύτερα και την ευθυγράμμιση με το πρωτεύον, καθώς αυτό θα βρίσκεται στο οπτικό του πεδίο και όχι στο δάπεδο κάτω από το όχημα.

Συνεπώς, με μια ελαφρύτερη και μικρότερου μεγέθους διάταξη μαγνητικού κυκλώματος, μπορούν να επιτευχθούν συντελεστές ισχύος, αντίστοιχοι των σπειροειδών διατάξεων και με μεγαλύτερη πιθανότητα καλής ευθυγράμμισης.

Η προτεινόμενη διάταξη παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.1. Το πρωτεύον πηνίο με τον πυρήνα του είναι τοποθετημένο στον τοίχο σε σχήμα U. Το δευτερεύον έχει σχήμα I και τοποθετείται στον προφυλακτήρα του οχήματος.



Σχήμα 3.1. Προτεινόμενη χωροδιάταξη του επαγωγικού φορτιστή ηλεκτρικών οχημάτων.

Η χρήση φερριτών συμβάλλει στην αύξηση του συντελεστή σύζευξης, καθώς μειώνει τη ροή σκέδασης που προκύπτει τόσο από το μεγάλο διάκενο όσο και από πιθανή κακή ευθυγράμμιση. Στη συγκεκριμένη τοπολογία, απομάκρυνση μπορεί να προκύψει μόνο ως προς τους άξονες x και y , καθώς το ύψος (άξονας z) είναι προκαθορισμένο από την εγκατάσταση του συστήματος. Δεδομένης της συγκεκριμένης χωρικής διάταξης, η ελάχιστη απόσταση μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος συμπεριλαμβανομένης της μόνωσης εκτιμάται στα 5 cm. Οι διαστάσεις του πυρήνα καθορίζονται από τις εμπορικά διαθέσιμες διατάξεις φερριτών, για λόγους ευκολίας της κατασκευαστικής διαδικασίας. Η τελική διάταξη θα έχει διαστάσεις τέτοιες ώστε να διατηρείται αποδεκτή σύζευξη για μεταφορά ισχύος ακόμα και σε συνθήκες εκκεντρότητας ως προς τον άξονα x .

Αρχικός καθορισμός παραμέτρων

Ο υπολογισμός των παραμέτρων του μαγνητικού κυκλώματος πραγματοποιείται αρχικά από τις προδιαγραφές ισχύος του συστήματος και ακολουθούν σειρά προσομοιώσεων μέχρις ότου να προκύψει μια λύση που να ικανοποιεί όλες τις απαιτήσεις.

Θεωρητικά, από την ανάλυση που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 2.7, αν επιλεχθούν στοιχεία συστήματος με βάση τις συνθήκες $L_1=L_2$ και $C_1=C_2$, και λειτουργία στη συχνότητα ω_{ZPA} , ισχύει η (2.59), δηλαδή η ισχύς εξόδου του συστήματος είναι ίδια με την περίπτωση που το φορτίο συνδεόταν απευθείας στην πηγή εισόδου. Αυτό ισχύει και στην πράξη, με τη διαφορά ότι για τη σχεδίαση της διάταξης πρέπει να ληφθούν υπόψη οι παράμετροι λειτουργίας κάθε στοιχείου ξεχωριστά. Οι παράμετροι αυτές σχετίζονται με τις προδιαγραφές τάσης και ρεύματος λειτουργίας των πηνίων του μαγνητικού κυκλώματος, όσο και με τα χαρακτηριστικά μαγνήτισης των πυρήνων.

Επιλέγοντας συγκεκριμένες τιμές χωρητικότητας των πυκνωτών πρωτεύοντος και δευτερεύοντος που μπορούν να συντεθούν από συστοιχίες εμπορικά διαθέσιμων πυκνωτών, η γνώση των χαρακτηριστικών μαγνήτισης των πυρήνων οδηγεί στην επιλογή στροφών

τυλίγματος ώστε να επιτυγχάνεται ο συντονισμός και υψηλός συντελεστής ποιότητας, Q , στην επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας.

Με βάση την ανάλυση της παραγράφου 2.1, μια εκτίμηση των χαρακτηριστικών αυτών μπορεί να πραγματοποιηθεί με χρήση της σχέσης περιγραφής της επαγόμενης τάσης στα άκρα του δευτερεύοντος από την ημιτονοειδούς μορφής πεπλεγμένη ροή, που περιγράφεται στη σχέση (3.1).

$$E_{2l} = 4.44 \cdot f \cdot N_2 \cdot \Phi_{2l} \quad (3.1)$$

Παραδείγματος χάριν, για σχεδίαση συστήματος ονομαστικής ισχύος 3 kW για φόρτιση μπαταριών τάσης 360 V, τυπικής για εφαρμογές ηλεκτρικών αυτοκινήτων, με χρήση της συγκεκριμένης σχέσης μπορεί να προσεγγιστεί η απαιτούμενη πεπλεγμένη ροή. Θεωρώντας, λοιπόν, τάση ανοιχτοκύκλωσης ίση με $E_{2l}=360$ V, και επιλέγοντας συχνότητα λειτουργίας $f = 100$ kHz και αριθμό στροφών δευτερεύοντος, $N_2 = 20$, προκύπτει απαιτούμενη μαγνητική ροή ίση με $\Phi_{12} = 40.54 \cdot 10^{-6}$ Wb. Αν επιπλέον υποθεθεί ότι το σύστημα θα λειτουργεί στο ονομαστικό διάκενο με συντελεστή σύζευξης $k = 0.2$, και αν προσεγγιστικά γίνει η παραδοχή κοινής μαγνητικής αντίστασης στη διαδρομή των μαγνητικών ροών πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, τότε η ροή πρωτεύοντος Φ_1 που δημιουργήσε την Φ_{12} , θα πρέπει να ισούται με $\Phi_1 = \Phi_{12} / 0.2 = 202.7 \cdot 10^{-6}$ Wb.

Ο υπολογισμός των ροών του μαγνητικού πεδίου, θα μπορούσε να οδηγήσει στον υπολογισμό των απαιτούμενων αμπεροστροφών πρωτεύοντος, με βάση τη σχέση

$$N_1 I_1 = R_{\text{ολικό}} \cdot \Phi_1, \quad (3.2)$$

σε μια μαγνητική γεωμετρία όπου θα ήταν δυνατός ο αναλυτικός υπολογισμός της μαγνητικής αντίστασης και της διαδρομής της μαγνητικής ροής.

Κάτι τέτοιο δεν είναι δυνατό στη συγκεκριμένη περίπτωση λόγω του συνδυασμού φερρομαγνητικού υλικού με μεγάλο διάκενο αέρα στη διαδρομή της μαγνητικής ροής. Κατά συνέπεια, είναι απαραίτητη η εξακρίβωση των μαγνητικών παραμέτρων της διάταξης μέσω προσομοίωσης. Διατηρώντας μοναδιαίο λόγο στροφών πρωτεύοντος – δευτερεύοντος, τα μαγνητικό κύκλωμα σχεδιάζεται στο πρόγραμμα προσομοίωσης ANSYS για εξαγωγή των παραμέτρων σύζευξης.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης θα συγκριθούν με τις εκτιμήσεις που προέκυψαν από τις προαναφερθείσες αναλυτικές σχέσεις για λόγους επαλήθευσης και διόρθωσης αν κριθεί απαραίτητο.

Για τον υπολογισμό της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου, B , εντός των δυο πηνίων, σύμφωνα με τη σχέση (3.3), πρέπει να είναι γνωστή η διατομή του πυρήνα, a .

$$B = \frac{\Phi}{a} \quad (3.3)$$

Αυτή μπορεί να επιλεγεί λαμβάνοντας υπόψη τα τεχνικά χαρακτηριστικά των εμπορικά

διαθέσιμων φερριτών. Στη συγκεκριμένη ανάλυση, για τον τύπο φερριτών που επιλέγεται και παρουσιάζεται στη συνέχεια του κεφαλαίου, προκύπτει $a = 0.84 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$. Συνεπώς, ως αρχική εκτίμηση των μαγνητικών πεδίων λαμβάνονται οι τιμές πυκνότητας μαγνητικής ροής στο πρωτεύον $B_1 = 48.26 \text{ mT}$ και στο δευτερεύον $B_2 = 241.3 \text{ mT}$.

Ακολούθως παρουσιάζονται η διαδικασία και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.

3.1.1.1 Προσομοίωση μαγνητικής διάταξης

Κατά τη διαδικασία σχεδίασης ενός συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, είναι αναγκαία η προσομοίωση του μαγνητικού κυκλώματος. Λόγω της ιδιαίτερης γεωμετρίας των συζευγμένων επαγωγέων είναι απαραίτητη η συμβολή των προγραμμάτων προσομοίωσης για την εξαγωγή των μαγνητικών χαρακτηριστικών αυτεπαγωγής και συντελεστή σύζευξης των πηνίων.

Τα σύγχρονα λογισμικά προσομοίωσης αποτελούν βασικό εργαλείο στα χέρια των μηχανικών τόσο κατά τη σχεδίαση και βελτιστοποίηση διάφορων συστημάτων όσο και κατά την μελέτη της συμπεριφοράς αυτών και την επίλυση τυχόν προβλημάτων. Δίνουν τη δυνατότητα εικονικών πειραματισμών χωρίς την χρονική ή οικονομική επιβάρυνση που επιβάλλει η πραγματική εκτέλεση ενός πειράματος και αποφεύγοντας όλους τους κινδύνους που θα παρουσίαζαν τα πραγματικά πειράματα μέχρι την επίτευξη της επιθυμητής λειτουργίας.

Το εργαλείο που χρησιμοποιείται για την προσομοίωση αυτή είναι το πρόγραμμα ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων, ANSYS, το οποίο εκτελεί μαγνητοστατικές τρισδιάστατες αναλύσεις.

Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων

Η ανάλυση σύνθετων ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων με αναλυτικές σχέσεις παρουσιάζει μεγάλη πολυπλοκότητα και δυσκολία εξαιτίας της φύσης των περισσότερων πραγματικών προβλημάτων. Χαρακτηριστικά όπως οι περίπλοκες γεωμετρίες, η μη γραμμικότητα των υλικών και η ύπαρξη μη στατικών πηγών καθιστούν τις αριθμητικές μεθόδους επίλυσης πιο εύχρηστες και κατά συνέπεια προτιμότερες.

Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων περιλαμβάνει τέσσερις βασικές διαδικασίες:

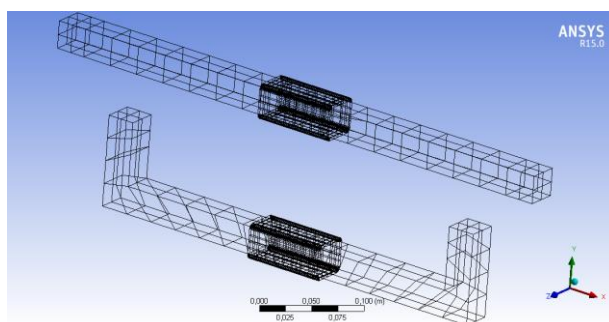
- Τη διακριτοποίηση της υπό επίλυση περιοχής σε πεπερασμένο αριθμό υποπεριοχές ή στοιχεία.
- Την εξαγωγή των περιγραφικών σχέσεων για ένα τυπικό στοιχείο
- Την συνάθροιση όλων των στοιχείων της υπό επίλυση περιοχής
- Την επίλυση του συστήματος εξισώσεων που προέκυψαν.

Η εφαρμογή υπολογιστικών διαδικασιών για την επίλυση οποιουδήποτε προβλήματος με τη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων προαπαιτεί τη δημιουργία ενός αποτελεσματικού πλέγματος σε όλο τον υπό μελέτη χώρο. Το πλέγμα επηρεάζει την ακρίβεια, τη σύγκλιση και την ταχύτητα επίλυσης του εκάστοτε προβλήματος. Επομένως, όσο καλύτερα και πιο αυτοματοποιημένα

είναι τα εργαλεία δημιουργίας πλέγματος ενός λογισμικού προσομοίωσης, τόσο ακριβέστερο θα είναι το αποτέλεσμα της επίλυσης.

Για τα ηλεκτρομαγνητικά προβλήματα το ANSYS παρέχει εργαλεία αυτόματης αλλά ελεγχόμενης πλεγματοποίησης με στόχο την λεπτομερή αποτύπωση των γεωμετριών μέσω τετραεδρικών, εξαεδρικών ή υβριδικών πλεγμάτων. Επίσης, επιτρέπει την λεπτομερέστερη πλεγματοποίηση στενών διακένων που είναι συνήθως παρόντα σε ηλεκτρομαγνητικά προβλήματα.

Σημειώνεται ότι για την πλεγματοποίηση όγκων, ένα τετραεδρικό πλέγμα παρέχει εν γένει μια πιο αυτοματοποιημένη λύση με τη δυνατότητα προσθήκης ελέγχων πλέγματος για την βελτιστοποίηση της λεπτομέρειας σε κρίσιμες περιοχές της γεωμετρίας. Από την άλλη, ένα εξαεδρικό πλέγμα παρέχει εν γένει μια λύση μεγαλύτερης ακρίβειας αλλά είναι πιο δύσκολο στην παραγωγή του.



Σχήμα 3.2. Παράδειγμα αυτόματης πλεγματοποίησης του προγράμματος Ansys.

Μαγνητοστατική Ανάλυση

Η μαγνητοστατική ανάλυση αφορά προβλήματα στα οποία τα πεδία είναι ανεξάρτητα του χρόνου. Τα μαγνητοστατικά πεδία περιγράφονται από τις ακόλουθες εξισώσεις του Maxwell στη διαφορική τους μορφή:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (3.4)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.5)$$

όπου H : η ένταση του μαγνητικού πεδίου, J : η πυκνότητα ρεύματος και B : η πυκνότητα της μαγνητικής ροής του πεδίου.

Το μαγνητικό πεδίο μπορεί να περιγραφεί και από το διανυσματικό μαγνητικό δυναμικό A , το οποίο δίνεται από τη σχέση (3).

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

Για υλικά με μη γραμμική καμπύλη μαγνήτισης ισχύει εν γένει:

$$\vec{B} = \mu(\vec{B}) \cdot \vec{H} \quad (3.7)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (3.7) στην σχέση (3.4) προκύπτει:

$$\nabla \times \left(\frac{I}{\mu(\vec{B})} \cdot \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (3.8)$$

Το πλεονέκτημα της χρήσης του διανυσματικού μαγνητικού δυναμικού για την περιγραφή του μαγνητικού πεδίου έγκειται στην δυνατότητα ικανοποίησης όλων των συνθηκών του μαγνητικού πεδίου σε μία μόνο εξίσωση.

Σε μια τρισδιάστατη γεωμετρία, το μαγνητικό δυναμικό A είναι εν γένει ένα διάνυσμα με τρεις συνιστώσες. Όμως, σε περίπτωση κυλινδρικής συμμετρίας ή συμμετρίας ως προς επίπεδο, οι δυο από τις τρεις συνιστώσες μηδενίζονται με αποτέλεσμα το πρόβλημα να μπορεί να αναλυθεί σε δύο διαστάσεις. Στην περίπτωση αυτή η μόνη μη μηδενική συνιστώσα του διανύσματος δυναμικού έχει κατεύθυνση κανονική ως προς το επίπεδο ανάλυσης.

Υπολογισμός Επαγωγών με το πρόγραμμα ANSYS

Το πρόγραμμα ANSYS εξάγει τον πίνακα επαγωγών ενός συστήματος πηνίων για σταθερές μη χρονικά μεταβαλλόμενες διεγέρσεις. Οι επαγωγές υπολογίζονται μέσω της σχέσης

$$L_{ij} = \frac{d\Psi_{ij}}{di} \quad (3.9)$$

όπου $d\Psi_{ij}$: η διαφορική μεταβολή της πεπλεγμένης ροής του αγωγού j που προκλήθηκε από τη διαφορική μεταβολή του ρεύματος που διαρρέει τον αγωγό i .

Για ένα σύστημα δυο μαγνητικά συζευγμένων πηνίων L_{11} θα είναι η αυτεπαγωγή του πρωτεύοντος πηνίου, $L_{12}=L_{21}=M$ θα είναι η αμοιβαία επαγωγή των πηνίων και L_{22} θα είναι η αυτεπαγωγή του δευτερεύοντος.

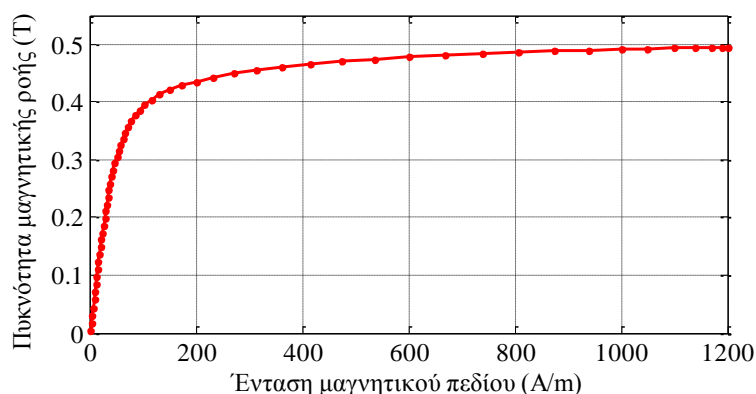
Για την εκτέλεση της διαδικασίας υπολογισμού των επαγωγών το πρόγραμμα απαιτεί την εισαγωγή σταθερής τιμής ρεύματος σε όλους τους αγωγούς των συζευγμένων πηνίων. Για την εξαγωγή του συντελεστή σύζευξης χρησιμοποιείται η σχέση (2.8).

3.1.1.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης συζευγμένων πηνίων με πυρήνα

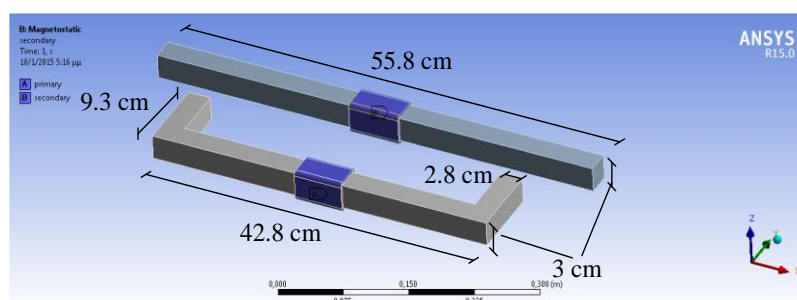
Για τη διεξαγωγή της μελέτης ενός επαγωγικού φορτιστή ηλεκτρικού οχήματος είναι απαραίτητη η σχεδίαση ενός συστήματος συζευγμένων πηνίων με πυρήνα τα οποία θα βρίσκονται σε μαγνητική σύζευξη για διάφορες διαστάσεις διακένου αέρα.

Το υλικό του πυρήνα είναι μαλακός φερρίτης MnZn, N87 της EPCOS-TDK με καμπύλη μαγνήτισης αυτή που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.3. Η καμπύλη μεταβαίνει από τη γραμμική περιοχή στην περιοχή κορεσμού, δηλαδή παρουσιάζει γόνατο, για $B = 0.4$ T. Οι διαστάσεις πυρήνα παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.4 και προκύπτουν από συνδυασμό των εμπορικά διαθέσιμων μπαρών φερρίτη τύπου B67345B0002X087. Περισσότερα χαρακτηριστικά του φερρίτη περιλαμβάνονται στο Παράρτημα II. Κάθε τύλιγμα αποτελείται από 20 στρώματα

σύρματος litz συνολικής διαμέτρου 3 mm.



Σχήμα 3.3. Καμπύλη μαγνήτισης του μαλακού φερριτή MnZn N87 της EPCOS – TDK.

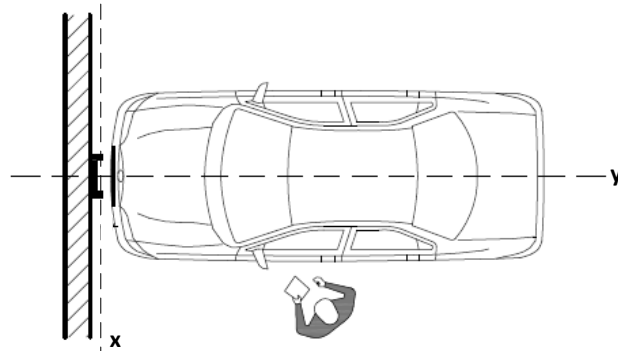


Σχήμα 3.4. Προτεινόμενες διαστάσεις πυρήνων.

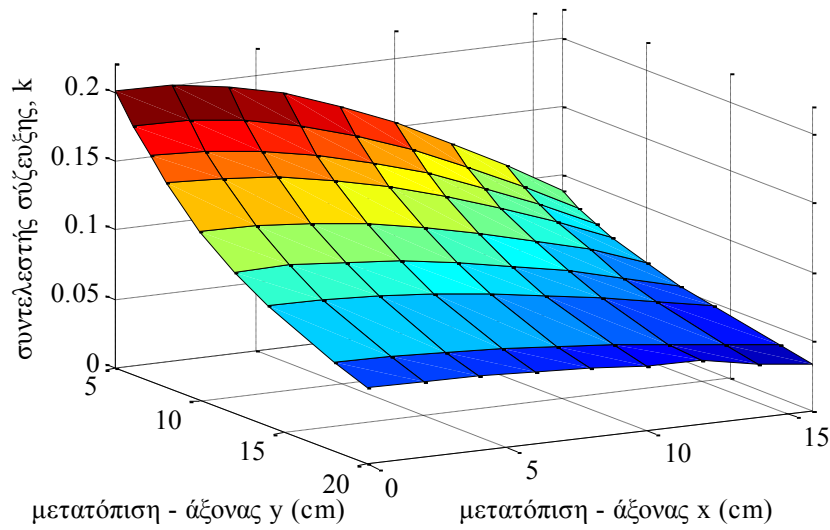
Για την καταγραφή της αλλαγής των παραμέτρων σύζευξης και επαγωγών διεξάγονται προσομοιώσεις για διάφορες συνθήκες μετατόπισης των πηνίων. Τα μήκη των διακένων κυμαίνονται από 5 έως 20 cm στον άξονα y και από 0 cm (απόλυτη ευθυγράμμιση) έως 16 cm στον άξονα x. Οι άξονες μεταβολής παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.5. Η μετατόπιση ως προς τον άξονα ύψους, z, δεν εξετάζεται, διότι θεωρείται ότι τα δυο πηνία είναι ευθυγραμμισμένα ως προς τον άξονα αυτό από την αρχική τοποθέτηση του συστήματος.

Ο συντελεστής σύζευξης για κάθε εξεταζόμενη θέση του συστήματος παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.6. Ο συντελεστής σύζευξης λαμβάνει τη μεγαλύτερη τιμή $k = 0.2$ στην ονομαστική θέση του IPTS, για $x = 0$ cm και $y = 5$ cm, και μπορεί να μειωθεί μέχρι την τιμή 0.034 για τη μέγιστη εξεταζόμενη θέση απομάκρυνσης όπου $x = 16$ cm και $y = 20$ cm.

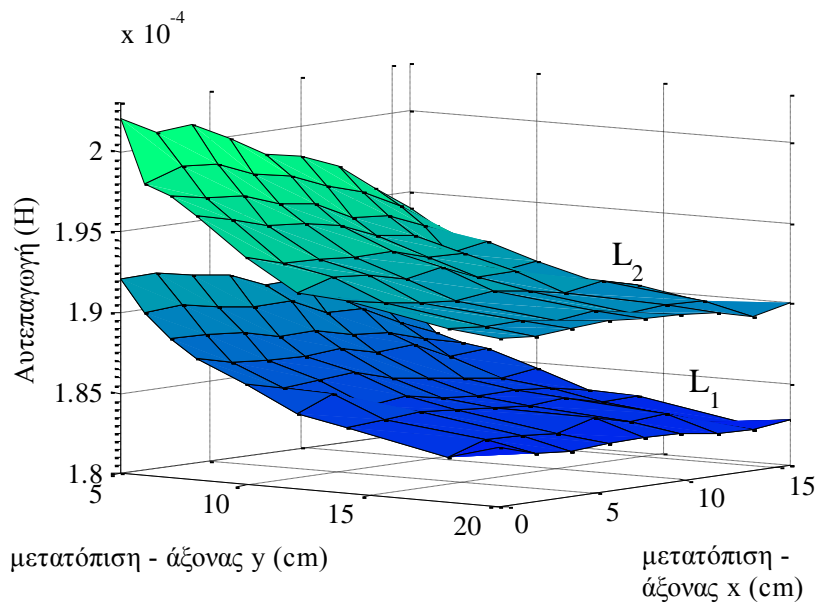
Εξαιτίας της χρησιμοποίησης πυρήνων στα πηνία πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, μαζί με την αμοιβαία επαγωγή επηρεάζονται και οι αυτεπαγωγές με την αλλαγή του διακένου [29]. Αυτό συμβαίνει επειδή η μαγνητική ροή κάθε πηνίου εμπλέκει στη διαδρομή της και τμήμα του πυρήνα του ετέρου πηνίου. Επομένως, όταν αλλάζει η μεταξύ τους απόσταση, αλλάζει και η μαγνητική αντίσταση της διαδρομής της ροής κάθε πηνίου. Η μεταβολή αυτή καταγράφεται για τη συγκεκριμένη διάταξη στο Σχήμα 3.7.



Σχήμα 3.5. Άξονες μετατόπισης του δευτερεύοντος πηνίου σε σχέση με το πρωτεύον.



Σχήμα 3.6. Μεταβολή συντελεστή σύζευξης με τη μετατόπιση στους άξονες x και y.



Σχήμα 3.7. Μεταβολή αυτεπαγωγών με τη μετατόπιση στους άξονες x και y.

Οι πυρήνες συμβάλλουν στην αύξηση του συντελεστή σύζευξης των πηνίων, γεγονός που βελτιώνει την απόδοση του συστήματος, αλλά επηρεάζουν σημαντικά τις αυτεπαγωγές με την αλλαγή θέσης, γεγονός που δυσχεραίνει την επιλογή συχνότητας λειτουργίας σε συστήματα σταθερής συχνότητας.

Τρισδιάστατη ανάλυση συζευγμένων πηνίων με χρονικά μεταβαλλόμενη πηγή ρεύματος

Το πρόγραμμα ANSYS δίνει τη δυνατότητα επίλυσης προβλημάτων με χρονομεταβλητές πηγές, εκτελώντας επαναλαμβανόμενες μαγνητοστατικές επιλύσεις για διάφορα στιγμιότυπα της πηγής εισόδου με συγκεκριμένο βήμα, καθοριζόμενο από το χρήστη.

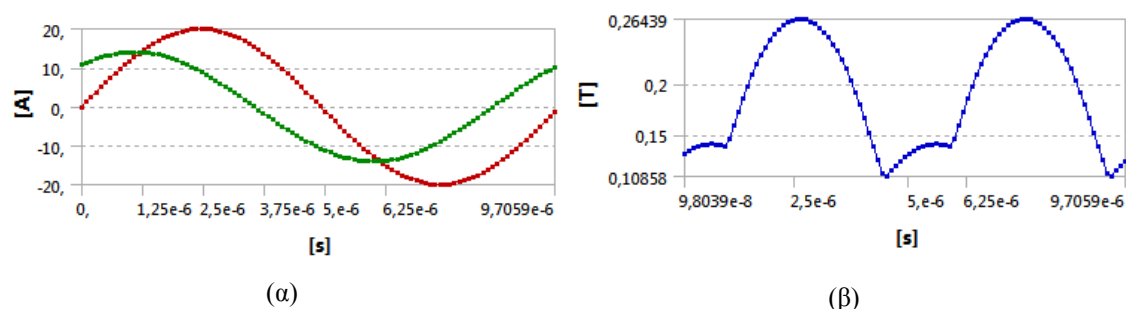
Για τη συγκεκριμένη διάταξη του επαγωγικού φορτιστή εισάγοντας στο πρόγραμμα τα δεδομένα που προκύπτουν από την προσομοίωση του αντίστοιχου ηλεκτρικού κυκλώματος, λαμβάνουμε τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.8. Τα δεδομένα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.1, και αφορούν λειτουργία 3 kW για τον βέλτιστο συντελεστή σύζευξης και τη συχνότητα ω_{ZPA} (βλ. σχέση (2.54)) του συγκεκριμένου συστήματος. Τα χαρακτηριστικά έντασης και φάσης των ρευμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος προκύπτουν από την αντίστοιχη ηλεκτρική προσομοίωση του κυκλώματος στο πρόγραμμα Matlab / Simulink, για δεδομένα φόρτισης μιας τυπικής μπαταρίας ηλεκτρικού οχήματος 24 kWh ονομαστικής τάσης 360 V [96].

Ένα στιγμιότυπο της μέγιστης πυκνότητας μαγνητικής ροής παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.9. Η μέγιστη πυκνότητα ροής εντοπίζεται, όπως είναι αναμενόμενο, στον πυρήνα του πρωτεύοντος.

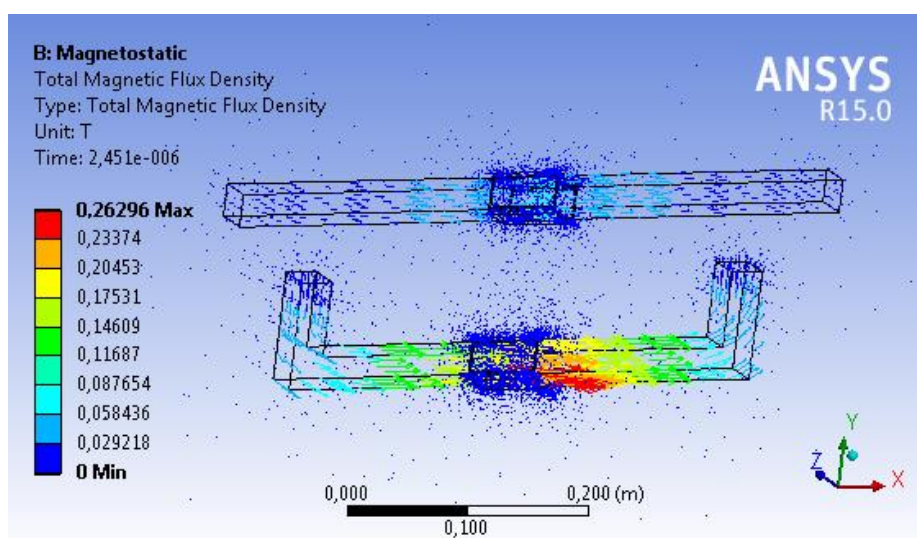
Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης πεπερασμένων στοιχείων αξίζει να σημειωθεί ότι η πυκνότητα ροής εντός του τυλίγματος πρωτεύοντος, $B_I = 204.5 \sim 263$ mT, λαμβάνει τιμή πολύ κοντά στην υπολογισθείσα στην αρχή του κεφαλαίου (241.3 mT). Συνεπώς, ενώ η διεξαγωγή προσομοιώσεων είναι απαραίτητα για τον προσδιορισμό των παραμέτρων του συστήματος, συμπεραίνεται ότι μια απλουστευμένη αναλυτική προσέγγιση μπορεί να δώσει κατευθύνσεις για την επιλογή υλικού και διάστασης πυρήνα.

Πίνακας 3.1. Τιμές παραμέτρων τρισδιάστατης προσομοίωσης μαγνητικού κυκλώματος.

Παράμετροι προσομοίωσης	
$f = 103$ kHz	$\hat{I}_1 = 20$ A
$k = 0.2$ (x = 0 cm, y = 5 cm)	$\hat{I}_2 = 14$ A
Ισχύς εξόδου: 3 kW	Διαφορά φάσης i_1-i_2 : 50°



Σχήμα 3.8. Αποτελέσματα τρισδιάστατης προσομοίωσης για (α) ρεύμα πρωτεύοντος (κόκκινο) και δευτερεύοντος και (β) μέγιστη τιμή πυκνότητας μαγνητικής ροής. Οι παράμετροι της προσομοίωσης παρατίθενται στον Πίνακα 3.1.



Σχήμα 3.9. Πυκνότητα μαγνητικής ροής για λειτουργία σε ισχύ 3 kW.

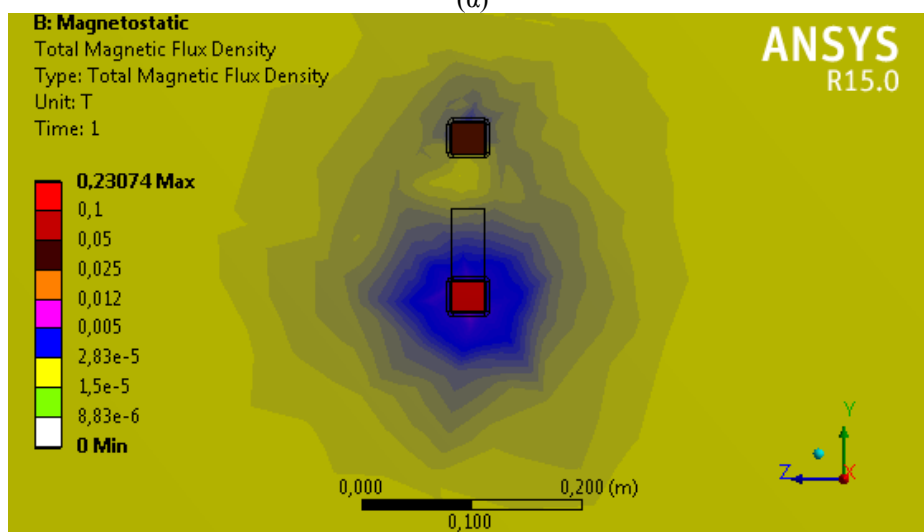
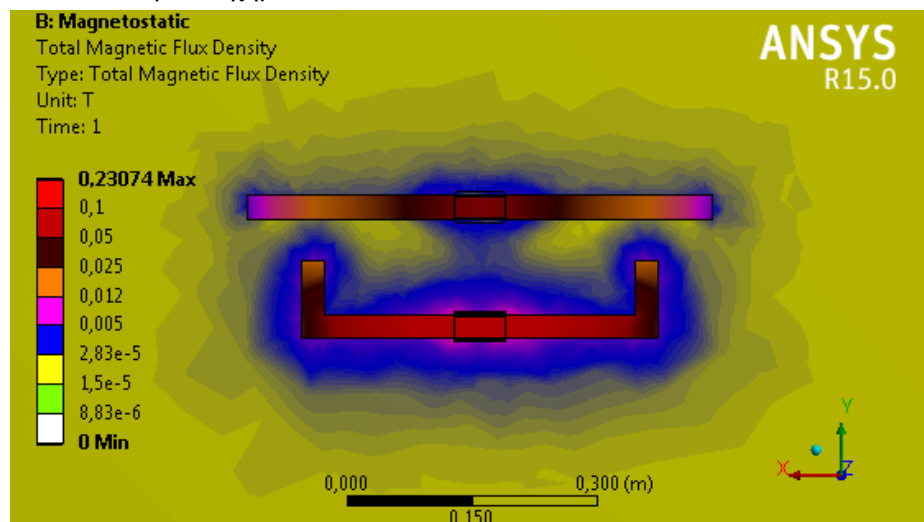
3.1.1.3 Έλεγχος συμβατότητας με τα επιτρεπτά όρια

Οι ασύρματοι φορτιστές θα εγκαθίστανται σε μέρη όπου ζουν και εργάζονται άνθρωποι. Κατά συνέπεια, τα συστήματα αυτά πρέπει να υπόκεινται στους κανονισμούς και τα όρια έκθεσης σε ηλεκτρομαγνητικά πεδία, που παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 1.2.2.2. Το προτεινόμενο σύστημα σχεδιάζεται για λειτουργία στην περιοχή χαμηλών συχνοτήτων (LF) του Η/Μ φάσματος, και γύρω από τα 100 kHz. Τα ανώτατα όρια ημιτονοειδών μαγνητικών πεδίων για αυτές τις συχνότητες είναι $\sqrt{2} \cdot 6,25 \mu\text{T}$ για το ευρύ κοινό και $\sqrt{2} \cdot 20 \mu\text{T}$ για έκθεση σε εργασιακούς χώρους. Το τελευταίο είναι το απόλυτο μέγιστο όριο που υιοθετείται και σε αντίστοιχες μελέτες της βιβλιογραφίας [59],[101], και αυτό χρησιμοποιείται στην παρούσα μελέτη.

Για την αξιολόγηση του μεγέθους του σκεδαζόμενου μαγνητικού πεδίου από την προτεινόμενη διάταξη πραγματοποιούνται προσομοιώσεις για τις παραμέτρους ονομαστικής ισχύος 3 kW του συστήματος, με τα δεδομένα που χρησιμοποιήθηκαν προηγουμένως. Η πυκνότητα της μαγνητικής ροής παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.10 (α) για τομή στο επίπεδο XY και (β) για τομή στο επίπεδο (YZ). Τα αποδεκτά επίπεδα πυκνότητας ροής απεικονίζονται με λευκό, λαχανί και

κίτρινο χρώμα. Το τελευταίο αποτελεί το ανώτατο επιτρεπτό όριο για έκθεση σε χώρους εργασίας ($\sqrt{2} \cdot 20 \mu\text{T}$). Οι υπόλοιπες αποχρώσεις αφορούν περιοχές που ξεπερνούν τα καθορισμένα όρια από την ICNIRP.

Όπως είναι φανερό, το προκαλούμενο μαγνητικό πεδίο υπόκειται στα όρια και έκθεση σε εργασιακά περιβάλλοντα σε αποστάσεις μεγαλύτερες των 30 cm από τις εξωτερικές επιφάνειες των πυρήνων σε κάθε διάσταση. Αυτή η απόσταση μπορεί να μειωθεί περαιτέρω αν υιοθετηθούν τεχνικές θωράκισης για τον περιορισμό του μαγνητικού πεδίου σε συγκεκριμένες περιοχές. Παρόλα αυτά η ίδια η χωροδιάταξη του συγκεκριμένου συστήματος είναι τέτοια που εμποδίζει τον χρήστη να πλησιάζει σε απόσταση μικρότερη των 30 cm από τους πυρήνες καθότι πίσω από το πρωτεύον πηνίο βρίσκεται τοίχος, πίσω από το δευτερεύον βρίσκεται το όχημα και η μεταξύ τους ελάχιστη απόσταση των 10 cm δεν επιτρέπει στον χρήστη να βρεθεί ανάμεσα στα δυο πηνία (Σχήματα 3.1 και 3.5).



Σχήμα 3.10. Αποτελέσματα προσομοίωσης για την πυκνότητα της μαγνητικής ροής σε ισχύ λειτουργίας 3 kW. Τομή (α) στο επίπεδο XY και (β) στο επίπεδο YZ.

3.1.2 Κατασκευή μαγνητικής διάταξης

Με βάση τα σχέδια της μαγνητικής προσομοίωσης κατασκευάζεται η πρωτότυπη διάταξη του μαγνητικού κυκλώματος του επαγωγικού φορτιστή.

Για καθέναν από τους πυρήνες πρωτεύοντος και δευτερεύοντος χρησιμοποιούνται έξι μπάρες φερρίτη MnZn τύπου B67345B0002X087 EPCOS (Σχήμα 3.11 (β)), συνδεδεμένες ώστε να σχηματίζουν το σχέδιο U – I. Για το τύλιγμα χρησιμοποιείται σύρμα litz για την αποφυγή του επιδερμικού φαινομένου και του φαινομένου εγγύτητας (Σχήμα 3.11 (α)). Το σύρμα αποτελείται από 1000 κλώνους χαλκού διαμέτρου 0.071 mm.

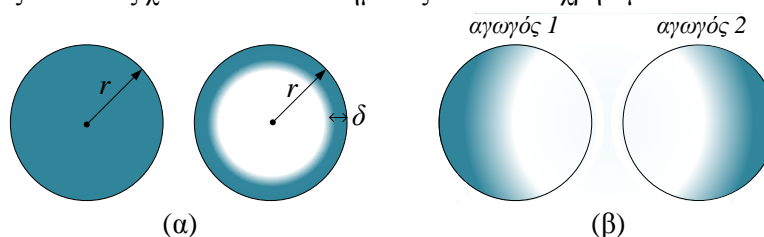


(α)

(β)

Σχήμα 3.11. (α) σύρμα litz και (β) μπάρα φερρίτη.

Το επιδερμικό φαινόμενο, αναφέρεται στην τάση συγκέντρωσης του εναλλασσόμενου ρεύματος που διαρρέει έναν κυλινδρικό αγωγό στην εξωτερική του επιφάνεια. Το φαινόμενο αυτό είναι αισθητό ιδιαίτερα σε υψηλές συχνότητες λειτουργίας και οφείλεται στο μαγνητικό πεδίο που δημιουργείται στο εσωτερικό του αγωγού από το ρεύμα που τον διαρρέει. Το βάθος, δ , από την επιφάνεια, εντός του οποίου εξωθείται το μεγαλύτερο ποσοστό του ρεύματος υπολογίζεται από την σχέση (3.10) [102] και είναι συνάρτηση της συχνότητας του ρεύματος (Σχήμα 3.12 (α)). Ο περιορισμός αυτού του βάθους σε τιμές μικρότερες από την πραγματική ακτίνα, r , της διατομής του αγωγού αυξάνει την ac αντίστασή του ανά μονάδα μήκους, γεγονός που αυξάνει τις απώλειες χαλκού του συστήματος στο οποίο χρησιμοποιείται.



(α)

(β)

Σχήμα 3.12. (α) Επιδερμικό φαινόμενο. (β) φαινόμενο εγγύτητας για αγωγούς που διαρρέονται από ρεύμα ίδιας φοράς.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (3.10)$$

Με βάση τα χαρακτηριστικά του χρησιμοποιούμενου σύρματος litz, όπως παρατίθενται στο Παράρτημα, η μαγνητική επιτρεπτότητα του αγωγού είναι $\mu = 1.256629 \times 10^{-6}$ και η αγωγιμότητα, $\sigma = 58.5 \cdot 10^6$ S/m. Συνεπώς, για τη συγκεκριμένη διάμετρο σύρματος, η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας χωρίς περιορισμό της ενεργού περιοχής του ημιαγωγού από επιδερμικό

φαινόμενο (δηλαδή για $\delta=r$) είναι:

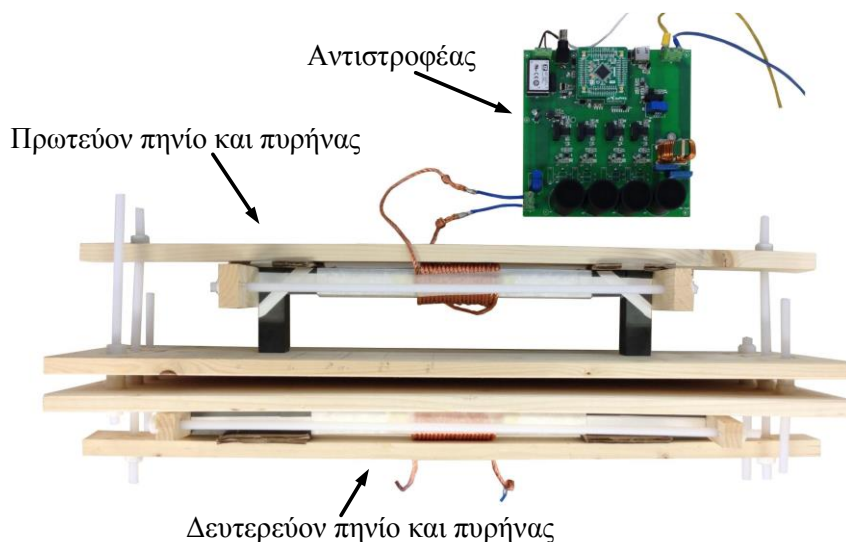
$$f_{max} = \frac{I}{\pi r^2 \mu \sigma} = \frac{I}{\pi \cdot (0.0355 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1.257 \cdot 10^{-6} \cdot 58.5 \cdot 10^6} = 3.43 \text{MHz} , \quad (3.11)$$

δηλαδή κατά πολύ μεγαλύτερη από τη συχνότητα λειτουργίας του συστήματος.

Το φαινόμενο εγγύτητας αφορά γειτονικούς αγωγούς που διαρρέονται από ρεύμα. Το μαγνητικό πεδίο που δημιουργείται από το ρεύμα του ενός, περιορίζει την περιοχή συγκέντρωσης του ρεύματος στον δεύτερο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.12 (β).

Το επιδερμικό φαινόμενο αντιμετωπίζεται με την παράλληλη σύνδεση πολλών μονωμένων αγωγών μικρής διατομής και το φαινόμενο εγγύτητας με την κατάλληλη συστροφή των ημιαγωγών αυτών ούτως ώστε να εξασφαλίζεται η ισοκατανομή των ρευμάτων στους κλώνους.

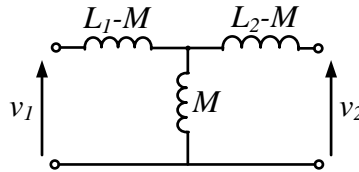
Η τελική διάταξη των πηνίων συγκρατείται από ξύλινη κατασκευή ούτως ώστε να καθίσταται δυνατή η ελεγχόμενη απομάκρυνση χωρίς να υπάρχει εξωγενής επίδραση στη μαγνητική ροή. Το σύστημα παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.13.



Σχήμα 3.13. Πειραματική διάταξη πηνίων.

3.1.2.1 Πειραματική μέτρηση συντελεστή σύζευξης

Για την αξιολόγηση των αποτελεσμάτων της τρισδιάστατης προσομοίωσης, διεξάγεται πειραματική μέτρηση του συντελεστή σύζευξης των πηνίων για διάφορες μετατοπίσεις στους άξονες x και y. Ο συντελεστής σύζευξης υπολογίζεται μέσω της μεθόδου λόγου τάσης, δηλαδή καταγράφεται η τάση ανοιχτοκύκλωσης κάθε πηνίου όταν το άλλο διεγείρεται από εναλλασσόμενη τάση, V_{exc} . Το ισοδύναμο κύκλωμα των συζευγμένων πηνίων απεικονίζεται στο Σχήμα 3.14.



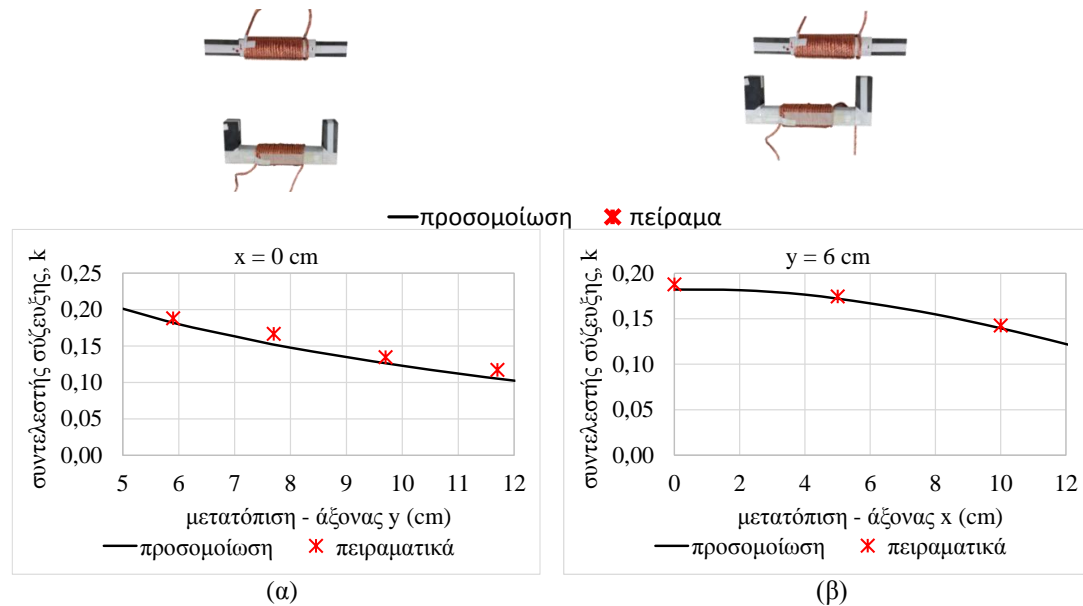
Σχήμα 3.14. Ισοδύναμο κύκλωμα συζευγμένων πηνίων. Μοντέλο σκέδασης.

Από την επίλυση του κυκλώματος, ο συντελεστής σύζευξης, k , προκύπτει ως εξής:

$$\left. \begin{aligned} V_{2oc} &= \frac{M}{L_1 - M + M} \cdot V_{1exc} \rightarrow V_{2oc} = \frac{M}{L_1} \cdot V_{1exc} \\ V_{1oc} &= \frac{M}{L_2 - M + M} \cdot V_{2exc} \rightarrow V_{1oc} = \frac{M}{L_2} \cdot V_{2exc} \end{aligned} \right\} \rightarrow V_{2oc} \cdot V_{1oc} = \frac{M^2}{L_1 \cdot L_2} \cdot V_{1exc} \cdot V_{2exc} \rightarrow k = \sqrt{\frac{V_{2oc} \cdot V_{1oc}}{V_{1exc} \cdot V_{2exc}}} \quad (3.12)$$

όπου τα 1 και 2 αντιστοιχούν στο πρωτεύον και το δευτερεύον πηνίο. Με *oc* συμβολίζεται το ανοιχτοκυκλωμένο πηνίο, ενώ με *exc* το διεγερόμενο πηνίο. Οι αυτεπαγωγές υποδεικνύονται με L και η αμοιβαία επαγωγή με M .

Στο Σχήμα 3.15 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των πειραματικών μετρήσεων με κόκκινα σημεία σε αντιπαραβολή με τις καμπύλες προσομοίωσης για μετατόπιση στον άξονα x και τον άξονα y . Τα πειραματικά αποτελέσματα βρίσκονται πολύ κοντά στις τιμές των προσομοιώσεων. Η απόκλιση κυμαίνεται σε ποσοστά από 2 έως 10 %. Δεδομένου ότι η ακρίβεια στις μετατοπίσεις των πηνίων στην πειραματική διάταξη είναι αρκετά χαμηλή, εξάγεται το συμπέρασμα ότι οι τρισδιάστατες προσομοιώσεις είναι ένα αξιόπιστο εργαλείο για τη σχεδίαση και βελτιστοποίηση μαγνητικών διατάξεων επαγωγικών φορτιστών. Επιπλέον, δίνουν τη δυνατότητα πρόβλεψης της επίδρασης της μη ευθυγράμμισης στο συντελεστή σύζευξης των πηνίων με τον πιο γρήγορο τρόπο, ενισχύοντας έτσι τη διαδικασία σχεδίασης.



Σχήμα 3.15. Συγκριτική παρουσίαση πειραματικών μετρήσεων και αποτελεσμάτων προσομοίωσης για το συντελεστή σύζευξης για μετατόπιση (α) στον άξονα y και (β) στον x .

3.1.2.2 Σύγκριση τοπολογίας U-I με τυπική σπειροειδή διάταξη

Για την ολοκλήρωση της αξιολόγησης της προτεινόμενης μαγνητικής διάταξης, παρουσιάζεται ακολούθως μια σύγκριση των χαρακτηριστικών αυτής, με την διάταξη που παρουσιάζεται στην [39] και αποτελεί τυπική σπειροειδή τοπολογία. Η συγκεκριμένη αναφορά επιλέγεται διότι έχει ίδια ονομαστική ισχύ με την εξεταζόμενη διάταξη και παρέχει όλα τα κατασκευαστικά και λειτουργικά χαρακτηριστικά που απαιτούνται για τη σύγκριση.

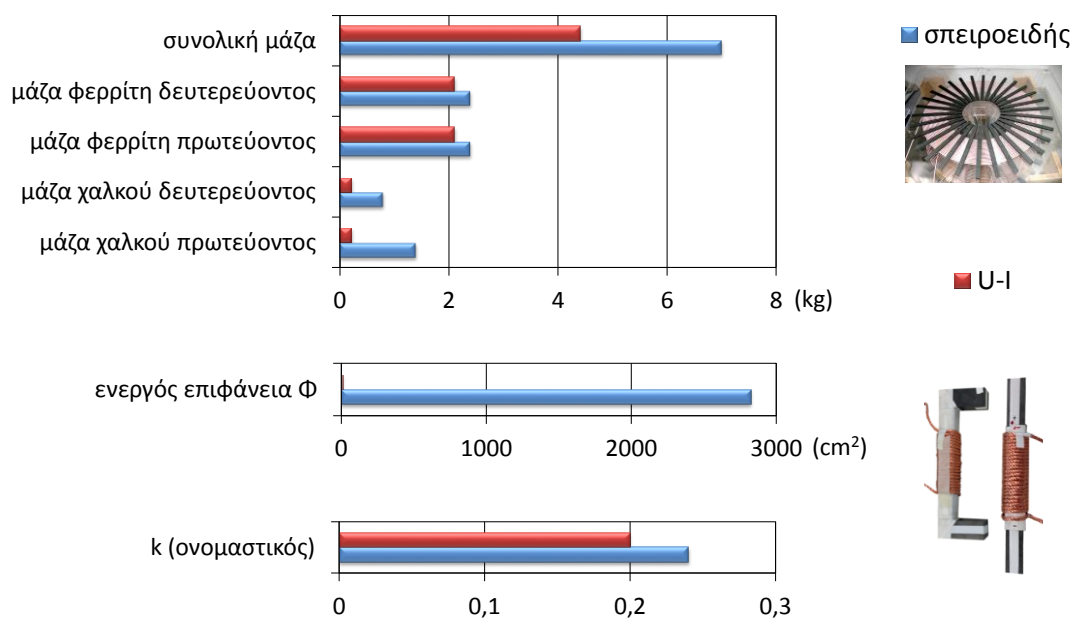
Τα στοιχεία της σύγκρισης καταγράφονται στον Πίνακα 3.2 και αντιπαρατίθενται στο Σχήμα 3.16.

Όπως είναι φανερό, παρότι η ενεργός επιφάνεια της ροής του μαγνητικού πεδίου είναι πολύ μικρότερη στην προτεινόμενη διάταξη απ' ότι στις τυπικές σπειροειδείς, παρόμοιοι συντελεστές σύζευξης επιτυγχάνονται και με τις δυο τοπολογίες λόγω των διαφορετικών ονομαστικών τιμών του διακένου (0.24 στα 17 cm [39], 0.24 στα 15 cm [29]) και πολύ μεγαλύτεροι από τους αντίστοιχους για τοπολογίες ελικοειδών πηνίων χωρίς πυρήνες [103].

Επιπλέον, τα δεδομένα που παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.1 δείχνουν ότι η προτεινόμενη κατασκευή είναι κατά 37% ελαφρύτερη από την σπειροειδή της [39], που απεικονίζεται στο Σχήμα 3.16.

Πίνακας 3.2. Τεχνικά χαρακτηριστικά των πηνίων για επαγωγικό σύστημα 3kW της [39] και της παρούσας διάταξης.

Τύπος	Μαγνητικό υλικό	Μάζα χαλκού [kg]		Μάζα φερρίτη [kg]		Μάζα συστήματος [kg]	Ενεργός περιοχή Φ [cm ²]	k (ονομαστικός)	Αναφορά
		1ον	2ον	1ον	2ον				
Σπειροειδής (60 cm διάμ.)	Μπάρες φερρίτη (ακτινικά)	1.4	0.8	2.4	2.4	7	2827.43	0.24 στα 17 cm	[39]
U - I	φερρίτης	0.209	0.209	2.1	2.1	4.409	8.4	0.20 στα 5 cm	(προτεινόμενη διάταξη)



Σχήμα 3.16. Συγκριτική παρουσίαση χαρακτηριστικών προτεινόμενης διάταξης U-I και σπειροειδούς διάταξης [39].

3.2 Σχεδίαση συστοιχίας πυκνωτών συντονισμού

Για τη σύνθεση των κυκλωμάτων συντονισμού των συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, απαιτείται η χρήση πυκνωτών αντιστάθμισης. Σύμφωνα με τη θεωρία του συντονισμού, η τάση στα άκρα των συντονιζόμενων στοιχείων όταν αυτά είναι συνδεδεμένα σε σειρά ισούται με την τάση διέγερσης επί το συντελεστή ποιότητας Q , οποίος περιγράφεται από τη σχέση (2.15). Είναι επιθυμητό ο συντελεστής ποιότητας να διατηρείται υψηλός σε εφαρμογές ασύρματης μεταφοράς ισχύος ούτως ώστε αυτή να είναι εφικτή σε μεγάλες αποστάσεις και σε ικανοποιητική απόδοση. Όμως η διατήρηση μεγάλης τιμής Q προϋποθέτει κατάλληλη σχεδίαση του συστήματος ώστε τα επιμέρους στοιχεία να δύνανται να λειτουργήσουν στις δημιουργούμενες υψηλές τάσεις. Στην περίπτωση αντιστάθμισης με παράλληλη συνδεσμολογία ισχύουν οι αντίστοιχες παρατηρήσεις για τα ρεύματα των στοιχείων.

Ο προϋπολογισμός του συντελεστή ποιότητας και της τάσης που τελικά θα αναπτυχθεί στα άκρα των πυκνωτών και των πηνίων είναι δύσκολη διαδικασία καθότι σημαντικό ρόλο παίζει τόσο η επιλεγμένη τοπολογία αντιστάθμισης όσο και οι εσωτερικές αντιστάσεις του κυκλώματος, οι οποίες δεν μπορεί να είναι γνωστές πριν την επιλογή των στοιχείων. Η επιλογή των στοιχείων, όμως, προϋποθέτει τον καθορισμό προδιαγραφών. Για να είναι εφικτή η ασφαλής σχεδίαση ενός τέτοιου συστήματος, λοιπόν, μια εκτίμηση των προδιαγραφών τάσης

και ρεύματος λειτουργίας μπορεί να γίνει μέσω ιδανικής προσομοίωσης του ηλεκτρικού κυκλώματος. Επειδή σε αυτή δε θα έχουν ληφθεί η εσωτερικές αντιστάσεις, τα προκύπτοντα αποτελέσματα θα παρουσιάζουν τις χειρότερες δυνατές συνθήκες λειτουργίας και θα αποτελούν ασφαλή όρια για την επιλογή των στοιχείων. Η σχετική ανάλυση της περιοχής ασφαλούς λειτουργίας για σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς - σειράς αναπτύχθηκε στην παράγραφο 2.7.3.

Για το προτεινόμενο σύστημα η τάση που αναπτύσσεται στα άκρα των συντονιζόμενων στοιχείων είναι της τάξης των μερικών kV. Αυτό το μέγεθος σε συνδυασμό με τη συχνότητα λειτουργίας κοντά στα 100 kHz, οδηγούν στη σχεδίαση του πυκνωτή με χρήση συστοιχίας από πυκνωτές τεχνολογίας Metallized Polypropylene Film – MKP. Η συστοιχία πρέπει να σχεδιαστεί ούτως ώστε:

- Να εξυπηρετείται η απαιτούμενη τάση και το ρεύμα λειτουργίας
- Να δημιουργείται η απαιτούμενη τιμή χωρητικότητας για λειτουργία στην επιλεγμένη συχνότητα με δεδομένες τις τιμές των πηνίων
- Να παρουσιάζεται όσο το δυνατόν χαμηλότερη εσωτερική αντίσταση στην επιλεγμένη συχνότητα λειτουργίας

Λαμβάνοντας υπόψη όλα τα παραπάνω, για τη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέγεται ο πυκνωτής B32653A2472J της TDK με τα χαρακτηριστικά που παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.3.

Για τους σκοπούς της έρευνας κατασκευάστηκαν συστοιχίες πυκνωτών για δυο διαφορετικές χωρητικότητες, 18.8 nF και 28.2 nF. Για την δημιουργία χωρητικότητας 18.8 nF και λειτουργία σε τάση 500 V σχεδιάζεται και κατασκευάζεται τράπεζα τέτοιων πυκνωτών με συνδεσμολογία 8 παράλληλων πυκνωτών και 2 σειρών, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 3.18. Για την δημιουργία χωρητικότητας 28.2 nF και λειτουργία σε τάση 1.5 kV σχεδιάζεται και κατασκευάζεται τράπεζα τέτοιων πυκνωτών με συνδεσμολογία 18 παράλληλων πυκνωτών και 3 σειρών, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 3.18.

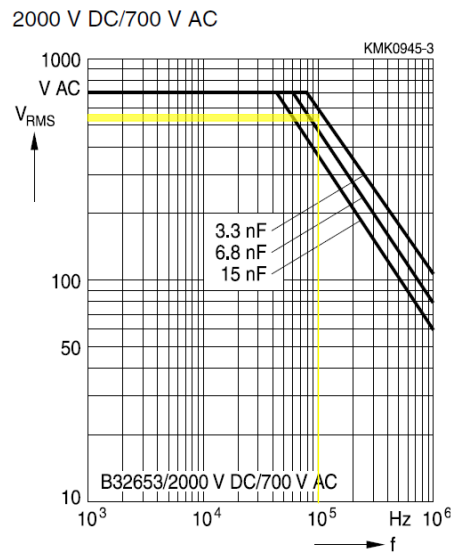
Ο υπολογισμός της εσωτερικής αντίστασης, ESR (equivalent series resistance), της συστοιχίας πυκνωτών υπολογίζεται από τη σχέση (3.13), σύμφωνα με το φύλλο προδιαγραφών του πυκνωτή για λειτουργία σε συχνότητα 100 kHz. Ο ορισμός της γωνίας δ παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.18 (γ).

$$\tan \delta = \frac{ESR}{|Xc|} \quad (3.13)$$

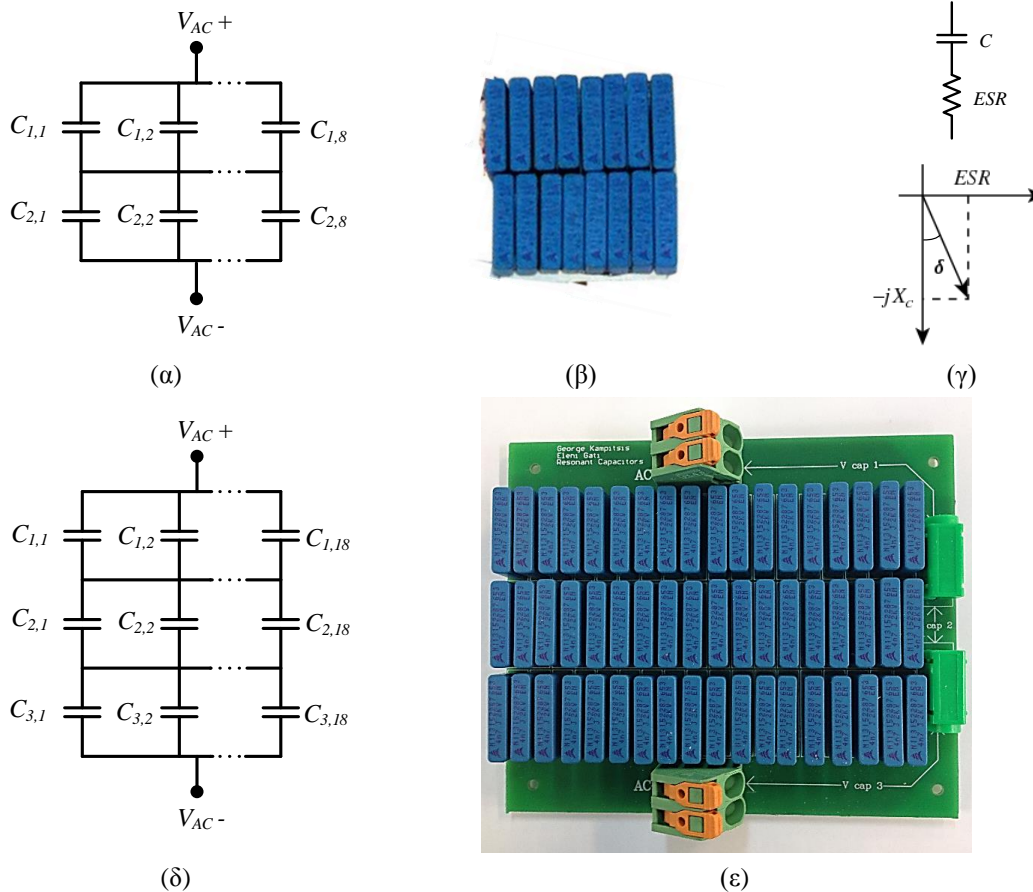
Πίνακας 3.3. Χαρακτηριστικά πυκνωτή αντιστάθμισης

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Χωρητικότητα	4.7 nF
V _{DC} / V _{AC}	2000 V / 550 V*
tan δ στους 20 °C, 100 kHz	2 · 10 ⁻³
ESR πυκνωτή, 100 kHz	0.677 Ω
ESR συστοιχίας πυκνωτών, 100 kHz	0.17 Ω (18.8 nF) 0.113 Ω (28.2 nF)

* Η V_{AC} υπολογίζεται για συχνότητα λειτουργίας 100 kHz από τις χαρακτηριστικές του κατασκευαστή που παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.17.



Σχήμα 3.17. Χαρακτηριστικές μεταβολής V_{AC} με τη συχνότητα λειτουργίας.



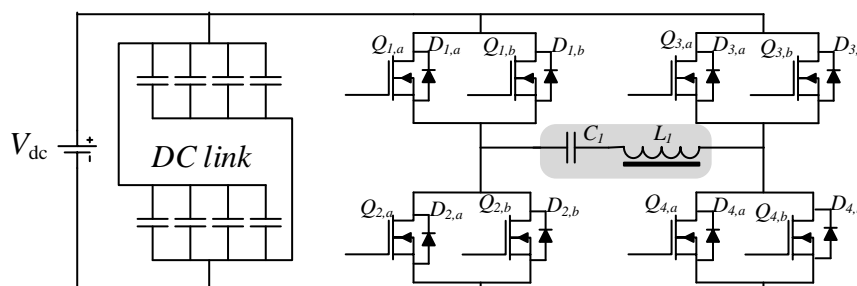
Σχήμα 3.18. (α) σχέδιο και (β) κατασκευή συστοιχίας πυκνωτών συντονισμού πρωτεύοντος και δευτερεύοντος χωρητικότητας 18.8 nF. (γ) υπολογισμός εσωτερικής αντίστασης πυκνωτή. (δ) σχέδιο και (ε) κατασκευή συστοιχίας πυκνωτών συντονισμού πρωτεύοντος και δευτερεύοντος χωρητικότητας 28.2 nF.

3.3 Αντιστροφέας υψηλής διακοπτικής συχνότητας.

Για την οδήγηση του πρωτεύοντος κυκλώματος του συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος χρησιμοποιείται μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης, υψηλής διακοπτικής συχνότητας. Η λειτουργία σε συνθήκες συντονισμού των επαγωγικών φορτιστών καθιστά επαρκή τη λειτουργία του αντιστροφέα με τάση εξόδου τετραγωνικής μορφής. Η τετραγωνική τάση εξόδου αποφεύγεται σε άλλες εφαρμογές λόγω αυξημένου αρμονικού περιεχομένου [104]. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή, όμως, τόσο το ρεύμα πρωτεύοντος όσο και η τάση εξόδου στο δευτερεύον είναι ημιτονοειδούς μορφής εάν το κύκλωμα λειτουργεί σε συντονισμό, ή περιέχουν κάποιες αρμονικές αν λειτουργεί σε άλλη συχνότητα εντός του εύρους στο οποίο υφίσταται ικανοποιητική μεταφορά ισχύος, όπως αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 2.

Παρά την υψηλή συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα, για τον ίδιο λόγο, οι διακοπτικές απώλειες παραμένουν σε επιτρεπτά επίπεδα, καθότι στη συχνότητα συντονισμού για την πλευρά του πρωτεύοντος, το ρεύμα και η τάση εισόδου είναι συμφασικά με αποτέλεσμα η μετάβαση από το ένα επίπεδο τάσης στο άλλο να γίνεται με μηδενικό ρεύμα. Δεν ισχύει το ίδιο για λειτουργία σε οποιαδήποτε άλλη κοντινή συχνότητα, όπως η ω_{ZPA} , αλλά και σε αυτή την περίπτωση, η διαφορά φάσης μπορεί να είναι μικρή ανάλογα με την τιμή του φορτίου και του συντελεστή σύζευξης (βλ. Σχήμα 2.22).

Για την πρωτότυπη διάταξη του συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε αντιστροφέας πλήρους γέφυρας με δυο παραλληλισμένα SiC MOSFETs να υλοποιούν τον κάθε διακόπτη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.19.



Σχήμα 3.19. Σχηματικό διάγραμμα αντιστροφέα.

Ο παραλληλισμός των ημιαγωγών επιλέγεται για την μείωση των διακοπτικών απωλειών στην οποία συνεισφέρει και η επιλογή του υλικού SiC.

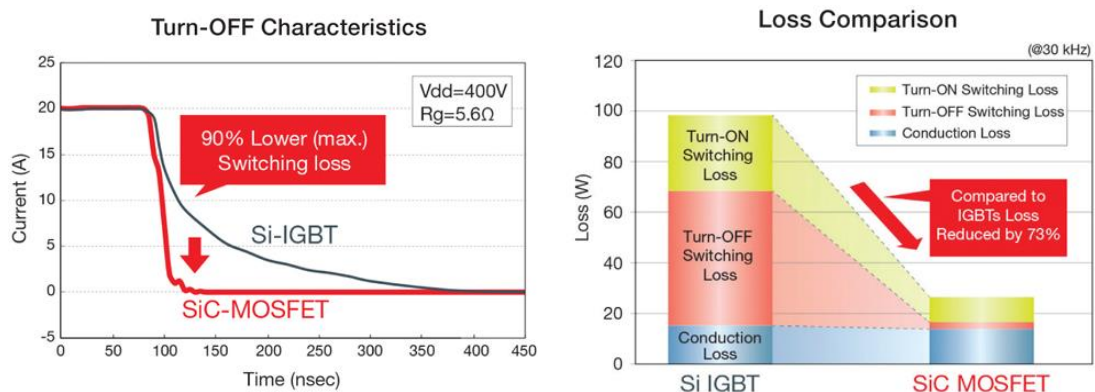
Επιλογή τύπου διακοπτικών στοιχείων

Βασικό τμήμα της σχεδίασης ενός μετατροπέα αποτελεί η επιλογή του τύπου των ημιαγωγικών στοιχείων που θα χρησιμοποιηθούν. Για τη συγκεκριμένη εφαρμογή οι απαιτήσεις είναι οι ακόλουθες:

- ✓ Διακοπτική συχνότητα της τάξης των 100 kHz
- ✓ Χαμηλές απώλειες αγωγής
- ✓ Χαμηλές διακοπτικές απώλειες

- ✓ Αντοχή σε καταστάσεις υπερέντασης
- ✓ Καλή συμπεριφορά σε ανάστροφη αποκατάσταση (οδήγηση χωρητικού φορτίου)

Την απάντηση στις απαιτήσεις αυτές δίνει ένα προσφάτως χρησιμοποιούμενο και πολλά υποσχόμενο υλικό, το καρβίδιο του πυριτίου (SiC). Σε σύγκριση με τους ημιαγωγούς ισχύος από πυρίτιο, οι αντίστοιχοι με SiC επιδεικνύουν χαμηλότερες απώλειες αγωγής και διακοπτικές απώλειες, όπως παρουσιάζεται στη σχετική σύγκριση Si IGBT και SiC MOSFET στο Σχήμα 3.20. Επιπλέον, παρουσιάζουν εξαιρετικές αντοχές ακόμα και σε συνθήκες λειτουργίας εκτός της ασφαλούς περιοχής, όπως καταστάσεις βραχυκύκλωσης, εξαιτίας της υψηλότερης θερμικής αγωγιμότητας του SiC και του τριπλάσιου ενεργειακού του διακένου σε σχέση με το πυρίτιο [105]. Η επιλογή SiC ημιαγωγών πραγματοποιείται για τους ανωτέρω λόγους συχνά στα συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος [29],[106],[107],[108].



Σχήμα 3.20. Σύγκριση απόδοσης Si IGBT και SiC MOSFET. Πηγή: Rohm Semiconductors.

Συνεπώς, για την κατασκευή του αντιστροφέα επιλέγονται SiC MOSFETs, και ο πρωτότυπος μετατροπέας απεικονίζεται στο Σχήμα 3.21. Η επιλογή αυτή ανταποκρίνεται και στις απαιτήσεις οδήγησης χωρητικών φορτίων, όπως αναλύεται στην ακόλουθη παράγραφο.



Σχήμα 3.21. Πρωτότυπος αντιστροφέας για οδήγηση IPTS.

3.3.1 Λειτουργία αντιστροφέα με χωρητικό φορτίο

Ένα βασικό πρόβλημα στην κατασκευή του αντιστροφέα και την επιλογή τεχνικής ελέγχου για συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος αποτελεί η ανάγκη οδήγησης χωρητικών φορτίων [29],[63],[96]. Όπως είναι εμφανές από το Σχήμα 3.22, η παραμικρή αλλαγή στο διάκενο μεταξύ των συζευγμένων πηνίων συνεπάγεται αλλαγή στο συντελεστή σύζευξης και οδηγεί σε μετατόπιση της καμπύλης ισχύος και της καμπύλης φάσης του συστήματος. Αυτό σημαίνει ότι οι γωνίες μηδενισμού της φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος εισόδου διαφέρουν σημαντικά με τη μετατόπιση των πηνίων. Η λειτουργία του αντιστροφέα υπό χωρητικό φορτίο είναι αναπόφευκτη σε τέτοια συστήματα, ανεξαρτήτως από το αν αυτά λειτουργούν σε σταθερή συχνότητα ή περιλαμβάνουν κάποια τεχνική ελέγχου μεταβλητής συχνότητας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.22. Δηλαδή, στην περίπτωση λειτουργίας σε σταθερή συχνότητα, η συχνότητα αυτή μπορεί να βρίσκεται στη χωρητική περιοχή του φορτίου για τον νέο συντελεστή σύζευξης. Αντίστοιχα, σε περίπτωση λειτουργίας με ανίχνευση συχνότητας συντονισμού, το σύστημα ενδέχεται να περάσει μέσα από τις περιοχές χωρητικού φορτίου κατά την ανίχνευση της συχνότητας συντονισμού.

Η οδήγηση χωρητικού φορτίου μπορεί να προκαλέσει προβλήματα στον αντιστροφέα πηγής τάσης, όπως υπερτάσεις και υπερεντάσεις [109], εξαιτίας της διαδοχής αγωγής μεταξύ των ημιαγωγικών διακοπών και των αντιπαράλληλων διόδων όταν το ρεύμα προπορεύεται της τάσης. Πιο συγκεκριμένα, στο Σχήμα 3.23 παρουσιάζεται η μετάβαση από την κατάσταση I, όπου $v_{inv} > 0$ and $i_L < 0$, στην κατάσταση II, όπου $v_{inv} < 0$ and $i_L < 0$. Η μετάβαση αγωγής λαμβάνει χώρα μεταξύ των αντιπαράλληλων διόδων D_1, D_4 και των διακοπών Q_2, Q_3 .

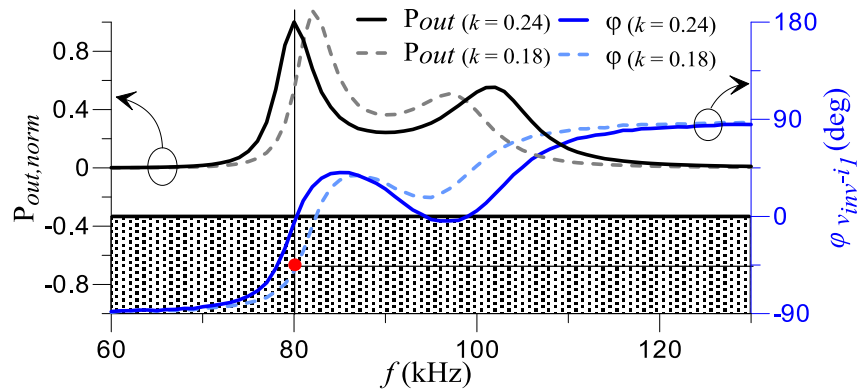
Η εσωτερική δίοδος των MOSFETs ισχύος πυριτίου παρουσιάζει μεγάλο φορτίο ανάστροφης αποκατάστασης, Q_{rr} . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ταυτόχρονη αγωγή και των δυο κλάδων της γέφυρας του αντιστροφέα, κατά τη διάρκεια της ανάστροφης αποκατάστασης, t_{rr} , έως ότου το φορτίο Q_{rr} να απομακρυνθεί. Το χρονικό διάστημα μέχρι την εξάλειψη του Q_{rr} είναι αρκετά μεγάλο στα MOSFETs πυριτίου (t_{rr} μερικές εκατοντάδες ns) ώστε να επιτρέψει τη δημιουργία υπερέντασης η οποία μπορεί να καταστρέψει τους ημιαγωγούς του ίδιου κλάδου.

Το πρόβλημα αυτό έχει αποτελέσει εμπόδιο στο σχεδιασμό και την επιλογή τεχνικής ελέγχου συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος. Οι σχεδιαστές συχνά καταφεύγουν στην χρησιμοποίηση τοπολογιών L-C-L στο πρωτεύον ούτως ώστε να εξασφαλίζουν την λειτουργία του αντιστροφέα υπό επαγωγικό φορτίο [29], [63]. Πιο σύνθετα συστήματα υιοθετούν τεχνικές ελέγχου που ανιχνεύουν τις περιοχές χωρητικού φορτίου ανάμεσα στις συχνότητες συντονισμού με στόχο την ασφαλή προσπέρασή τους κατά την σάρωση συχνοτήτων [96]. Όμως αυτές οι πολύπλοκες και κοστοβόρες τεχνικές δεν είναι απαραίτητες αν ο αντιστροφέας μπορεί να οδηγήσει χωρητικά φορτία. Αυτό δεν είναι δυνατό με τα κλασικά MOSFETs πυριτίου.

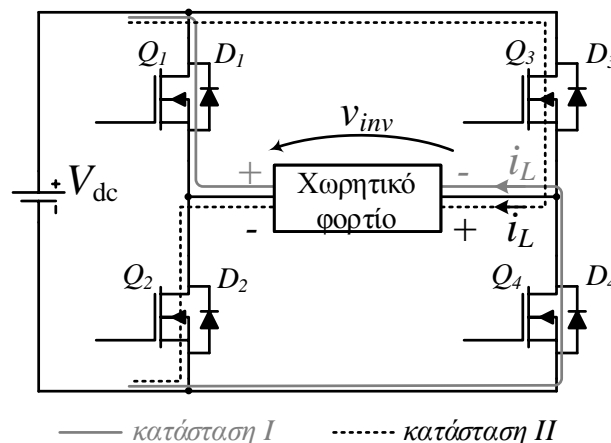
Λύση σε αυτό το πρόβλημα έρχονται να δώσουν τα νέα MOSFETs καρβιδίου του πυριτίου (SiC). Τα τελευταία εμπεριέχουν εσωτερικές διόδους με σχεδόν αμελητέα χαρακτηριστικά

ανάστροφης αποκατάστασης, γεγονός που οφείλεται στην μικρή ζωή των φορέων μειονότητας του κρυστάλλου SiC. Εξαιτίας αυτού του χαρακτηριστικού τους, η διάρκεια της ανάστροφης αποκατάστασης (t_{rr}) αλλά και το μέγιστο ρεύμα αυτής (I_{rr}) είναι περιορισμένα και δεν οδηγούν τον διακόπτη σε λειτουργία εκτός της ασφαλούς περιοχής. Κατά συνέπεια, μπορούν να διαχειριστούν χωρητικό φορτίο χωρίς κίνδυνο καταστροφής τους.

Για την πειραματική επίδειξη του προβλήματος αυτού, ακολούθως παρατίθενται στιγμιότυπα λειτουργίας ενός πρωτότυπου IPTS με αντιστάθμιση σειράς-σειράς που αποτελείται από τα στοιχεία που παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.4.



Σχήμα 3.22. Κανονικοποιημένη ισχύς εξόδου και φάση εισόδου IPTS ως προς τη συχνότητα στην ονομαστική θέση και σε μετατοπισμένη θέση (με διακεκομμένη γραμμή).

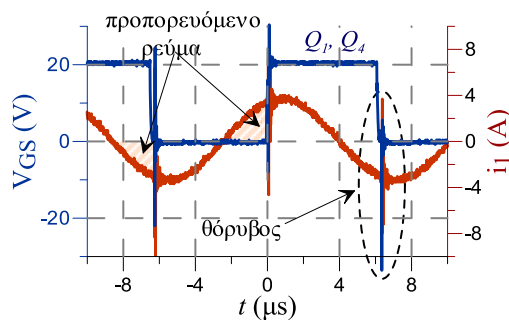


Σχήμα 3.23. Διαδοχή αγωγής σε χωρητικό φορτίο.

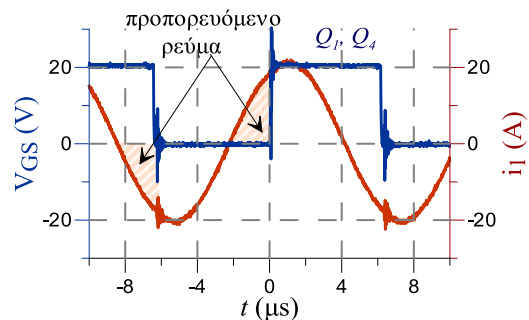
Πίνακας 3.4. Στοιχεία πειραματικής διάταξης

Αντιστροφέας						IPTS	
Στοιχείο	Τύπος/ Τιμή					Στοιχείο	Τύπος/ Τιμή
Si MOSFET	SiHG22N60E	t_{rr}	344 ns	Q_{rr}	5.3 μ C	L_1	181 μ H
SiC MOSFET	C2M0080120D		33 ns		192 nC	L_2	160 μ H
R_{gate}	10 Ω					$C_{1,2}$	18.8 nF
v_{GS}	0 / +20 V					R_L	10 Ω

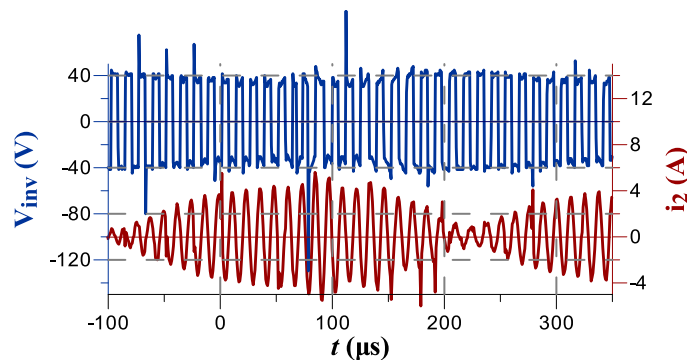
Στο Σχήμα 3.24 παρουσιάζονται οι επιπλοκές που εμφανίζονται στο σύστημα όταν χρησιμοποιούνται MOSFETs πυριτίου. Είναι εμφανείς οι υπερτάσεις στην κυματομορφή τάσης πύλης-πηγής και στο ρεύμα πρωτεύοντος ήδη από πολύ χαμηλή ισχύ λειτουργίας. Η σταδιακή αύξηση της ισχύος λειτουργίας οδηγεί σε καταστροφή του ημιαγωγού και των κυκλωμάτων οδήγησης, πολύ πριν την ονομαστική ισχύ, εξαιτίας των κακών χαρακτηριστικών ανάστροφης αποκατάστασης και των υψηλών διακοπτικών απωλειών που αυτά προκαλούν [109]. Στο Σχήμα 3.26 παρουσιάζεται ένα στιγμιότυπο της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και του ρεύματος πρωτεύοντος τη χρονική στιγμή που ξεκινά η απώλεια ελέγχου του αντιστροφέα, όταν αυτός οδηγεί χωρητικό φορτίο. Αντίθετα, η αντικατάσταση των ημιαγωγών πυριτίου με τους αντίστοιχους καρβιδίου του πυριτίου, επιτρέπει την ανεμπόδιστη λειτουργία του συστήματος υπό χωρητικό φορτίο σε ονομαστική ισχύ, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.25.



Σχήμα 3.24. Αντιστροφέας με MOSFETs πυριτίου σε χωρητική λειτουργία.



Σχήμα 3.25. Αντιστροφέας με MOSFETs καρβιδίου του πυριτίου σε χωρητική λειτουργία.



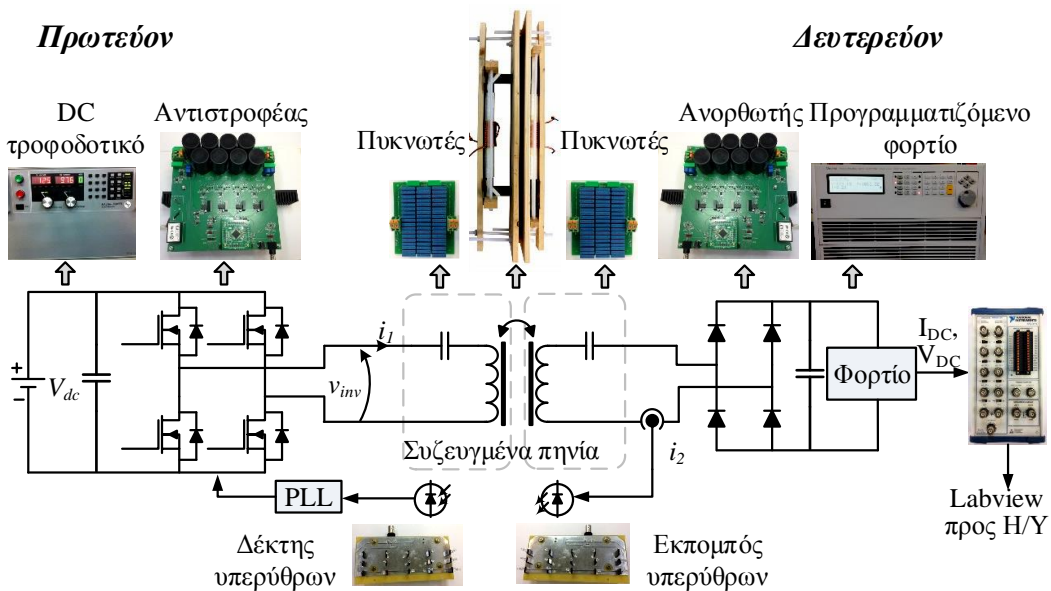
Σχήμα 3.26. Οριακή κατάσταση απώλειας ελέγχου του αντιστροφέα με MOSFETs πυριτίου σε χωρητική λειτουργία.

3.4 Διάταξη συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος

Η τελική σύνθεση των επιμέρους υποσυστημάτων παρουσιάζεται στο διάγραμμα του Σχήματος Σχήμα 3.27. Για την ανόρθωση στο δευτερεύον χρησιμοποιείται πλήρης γέφυρα με τέσσερις ταχείες διόδους πυριτίου, με χαμηλή πτώση τάσης.

Σε αυτή την περίπτωση, δεν επιλέγονται διόδοι SiC εξαιτίας της μεγάλης πτώσης τάσης που παρουσιάζουν, η οποία οφείλεται στο υψηλό ενεργειακό διάκενο του υλικού. Τα ελκυστικά χαρακτηριστικά του SiC αφορούν κυρίως συνθήκες απότομων μεταβάσεων (hard commutations), όπως η ανάστροφη αποκατάσταση που εξετάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Στην περίπτωση ομαλών μεταβάσεων (soft commutations), όπως αυτή του μη ελεγχόμενου ανορθωτή, κύριο κριτήριο αποτελεί η πτώση τάσης ορθής αγωγής για τη μείωση των απωλειών.

Ο ανορθωτής υλοποιήθηκε επί της γενικευμένης πλακέτας μετατροπέα που χρησιμοποιείται και για τον αντιστροφέα. Τα σχηματικά της πλακέτας παρατίθενται στο Παράρτημα IV. Το φορτίο οδηγείται μέσω χωρητικού φίλτρου εξομάλυνσης. Στη διάταξη περιλαμβάνεται το σύστημα οπτικής ζεύξης που περιγράφεται λεπτομερώς στο Κεφάλαιο 4. Η λίστα στοιχείων της πειραματικής διάταξης παρουσιάζεται στον Πίνακα 3.5.



Σχήμα 3.27. Πειραματική διάταξη IPTS με έλεγχο δυναμικής φόρτισης.

Πίνακας 3.5. Στοιχεία πειραματικής διάταξης IPTS με έλεγχο PLL.

Στοιχείο	Τιμή/ Τύπος
L_1	183 μ H (για ονομαστικό διάκενο, $k = 0.18$)
L_2	193 μ H (για ονομαστικό διάκενο, $k = 0.18$)
$C_{1,2}$	28.2nF / συστοιχία από B32653A2472J
SiC MOSFETs αντιστροφή	C2M0080120D
$f_1 = \omega_1/(2\pi)$	70.06 kHz
$f_2 = \omega_2/(2\pi)$	68.22 kHz
Δίοδοι ανορθωτή	STTH6004W
Πυκνωτές DC link	240 μ F / συστοιχία από UNL6W30K-F
Αισθητήρας ρεύματος	LTS 15-NP
Δίοδος υπερύθρων (IR)	VSLY3850
Φωτοδίοδος	SFH 213
Προγραμματιζόμενο φορτίο AC/DC	Chroma 63803, 3.6 kW
DC παροχή ισχύος	Magna-Power TSD 1000 - 20
DSP	DSPIC33EP512MU810
Σύρμα Litz	1000 κλώνοι x 0.071 mm, χαλκός
Μπάρες φερρίτη	B67345B0002X087, MnZn N87

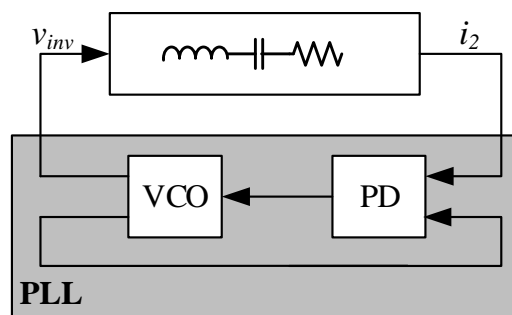
Κεφάλαιο 4. Τεχνική ελέγχου συχνότητας λειτουργίας IPTS

4.1 Τεχνική ελέγχου κλειδώματος φάσης (PLL)

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 1.3, στην παρούσα εργασία προτείνεται μια στρατηγική ελέγχου συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς – σειράς, με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- ✓ Ευστάθεια ελέγχου και αποφυγή αβεβαιότητας. Ανοσία στο φαινόμενο διακλάδωσης.
- ✓ Ταχύτητα προσαρμογής που να εξυπηρετεί μεταβολή ευθυγράμμισης σε στατά και δυναμικά συστήματα
- ✓ Παροχή σταθερής τάσης εξόδου ανεξάρτητα από δυναμικές μεταβολές θέσης ή/ και φορτίου.

Η στρατηγική ελέγχου βασίζεται στην ενσωμάτωση των συζευγμένων συστημάτων L-C του IPTS σε βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL), όπως φαίνεται στο διάγραμμα αρχής λειτουργίας του Σχήματος Σχήμα 4.1. Η χρησιμοποίηση του κλειστού βρόχου PLL οδηγεί στο κλείδωμα της συχνότητας λειτουργίας του συστήματος στην επιθυμητή συχνότητα συντονισμού, όπου το ρεύμα εξόδου είναι συμφασικό με την τάση εισόδου.



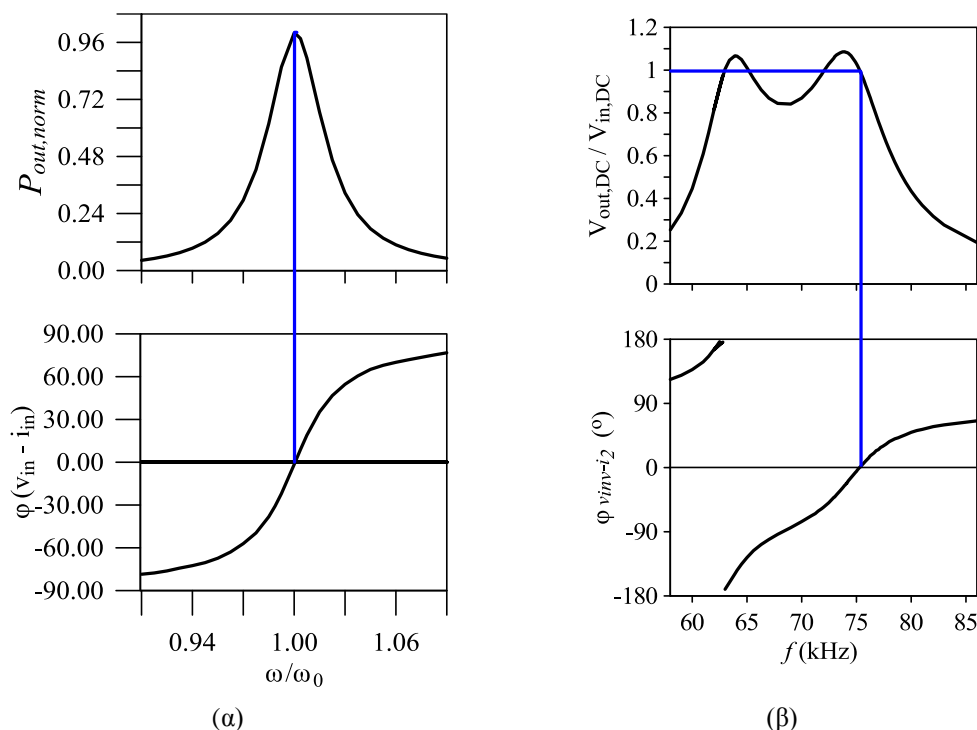
Σχήμα 4.1. Αρχή λειτουργίας ελέγχου κλειδώματος φάσης σε IPTS.

Πιο συγκεκριμένα, το σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, το οποίο έχει τη σύνθετη συνάρτηση μεταφοράς που αποτυπώθηκε στη σχέση (2.52), διεγείρεται από την προκαθορισμένη αρχική συχνότητα του PLL. Ανάλογα με τη συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και εξαιτίας των στοιχείων αντίδρασης του κυκλώματος, δημιουργείται μια

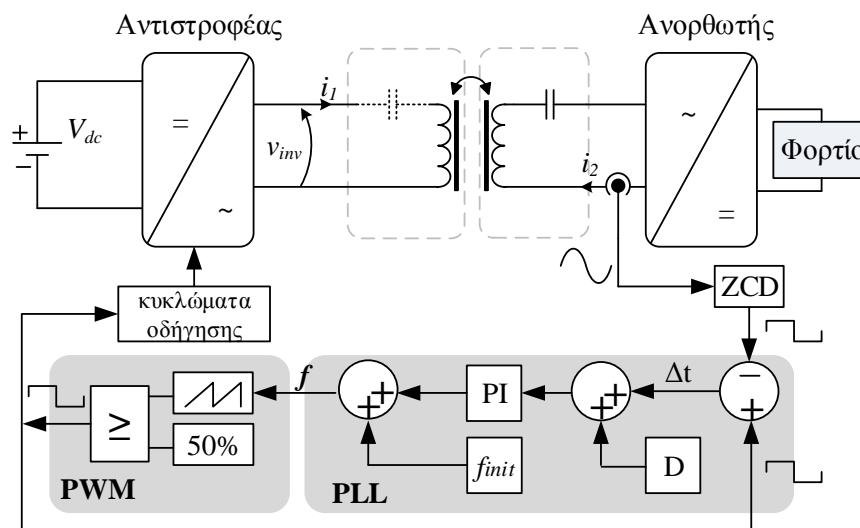
διαφορά φάσης στο ρεύμα δευτερεύοντος, i_2 . Το σήμα του ρεύματος δευτερεύοντος εισάγεται στον ανιχνευτή φάσης (PD) του PLL όπου συγκρίνεται με τη φάση του σήματος τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Ανάλογα με το αποτέλεσμα του ανιχνευτή φάσης, μεταβάλλεται η συχνότητα του ταλαντωτή (VCO) με στόχο το μηδενισμό της διαφοράς φάσης μεταξύ των δυο σημάτων. Η διακοπτική συχνότητα σταθεροποιείται σε μια συγκεκριμένη τιμή όταν η διαφορά φάσης μεταξύ v_{inv} και i_2 έχει μηδενιστεί.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.2 (α), και εξηγήθηκε στην παράγραφο 2.6.1, ο μηδενισμός της φάσης μεταξύ ρεύματος φορτίου και πηγής τάσης σε ένα σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση στο δευτερεύον συνεπάγεται μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου. Στην περίπτωση συζευγμένων L-C-R κυκλωμάτων όπως σε SS IPTS, ο μηδενισμός της φάσης μεταφράζεται σε σταθερό κέρδος τάσης όπως εξηγήθηκε στην παράγραφο 2.7 και παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.2 (β).

Στο πρωτότυπο σύστημα, το κλείσιμο του βρόχου PLL υλοποιείται μέσω οπτικής επικοινωνίας πρωτεύοντος-δευτερεύοντος με χρήση υπερύθρων (IR), όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.3. Η φάση του ρεύματος δευτερεύοντος ανιχνεύεται επιτόπου και εκπέμπεται στο πρωτεύον όπου εισάγεται στο PLL μαζί με την φάση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.



Σχήμα 4.2. Μηδενισμός φάσης και (α) ισχύς εξόδου για IPTS με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον, (β) κέρδος τάσης για IPTS με αντιστάθμιση σειράς - σειράς.



Σχήμα 4.3 Λιάγραμμα λειτουργίας ελέγχου κλειδώματος φάσης.

Ο έλεγχος του αντιστροφέα για την ανίχνευση της γωνίας μηδενισμού της διαφοράς φάσης μεταξύ της τάσης εισόδου και του ρεύματος δευτερεύοντος, ω_{ZPA} , όπως ορίστηκε στο Κεφάλαιο 2, πραγματοποιείται με ψηφιακή υλοποίηση PLL για το μηδενισμό της διαφοράς φάσης μεταξύ της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και του ρεύματος δευτερεύοντος, προσαρμόζοντας κατάλληλα τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα.

Η λειτουργία του αντιστροφέα ξεκινά από την αρχική συχνότητα του PLL, f_{init} , η οποία είναι εν γένει διαφορετική από τη βέλτιστη συχνότητα λειτουργίας του συστήματος. Η αρχική συχνότητα μπορεί να επιλεγεί με βάση τα χαρακτηριστικά του συστήματος. Στην συγκεκριμένη διάταξη επιλέγεται ίση με 80 kHz, ώστε να υπάρχει στην επαγωγική περιοχή λειτουργίας του αντιστροφέα, υψηλότερα από την φυσική συχνότητα του πρωτεύοντος. Ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty cycle) των παλμών οδήγησης του αντιστροφέα είναι σταθερός και ίσος με 50 %, ενώ υπάρχει και πρόβλεψη νεκρού χρόνου (dead-time) για την προστασία των σκελών του αντιστροφέα.

Το ρεύμα δευτερεύοντος ανιχνεύεται με τη χρήση ενός ανιχνευτή μηδενισμών (zero-crossing detector – ZCD) ο οποίος οδηγεί τον πομπό υπεράθρων (IR emitter). Με αυτό τον τρόπο, η κυματομορφή φάσης του i_2 εκπέμπεται οπτικά στο πρωτεύον, όπου εισάγεται στον ανιχνευτή φάσης του PLL. Εκεί γίνεται ο υπολογισμός της διαφοράς φάσης με το σήμα που διεγείρει τους ημιαγωγούς του αντιστροφέα. Η διαφορά αυτή μηδενίζεται με τη χρήση ενός ψηφιακού PI ελεγκτή. Το αποτέλεσμα του PI προστίθεται στην αρχική εσωτερική συχνότητα του PLL και το προκύπτον νέο σήμα εισάγεται στο περιφερειακό σύστημα διαμόρφωσης εύρους παλμών (pulse width modulation – PWM) του μικροελεγκτή. Από εκεί ελέγχονται οι παλμοί οδήγησης των ημιαγωγών. Η διακοπτική συχνότητα σταθεροποιείται σε μια συγκεκριμένη τιμή όταν η διαφορά φάσης μεταξύ v_{inv} και i_2 έχει μηδενιστεί.

Στον κώδικα υλοποίησης του ψηφιακού βρόχου κλειδώματος φάσης (digital PLL),

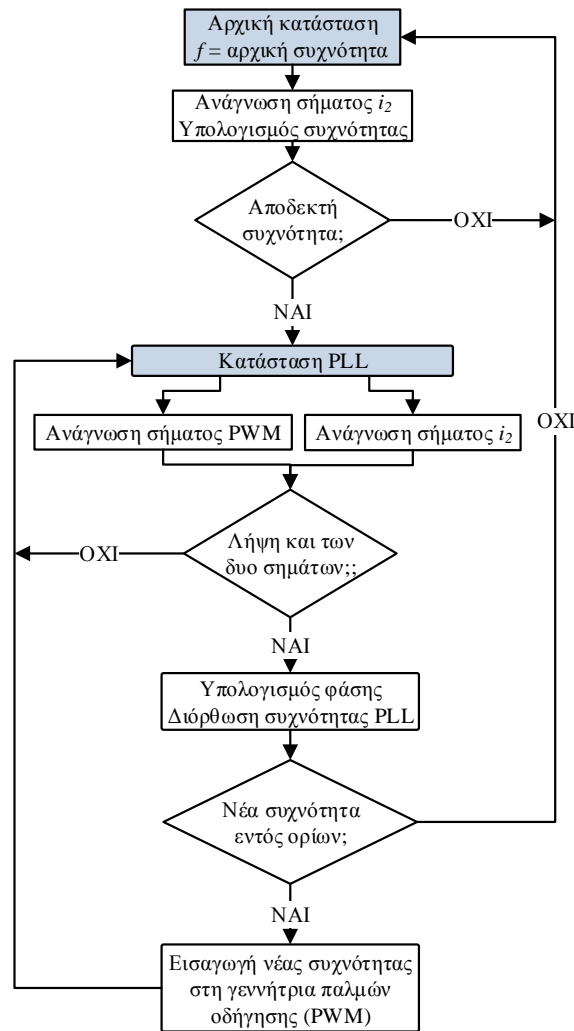
προβλέπεται αλγοριθμική διόρθωση της καθυστέρησης, D , που εισάγεται στο κύκλωμα από το στάδιο ανίχνευσης της φάσης του i_2 μέχρι και την είσοδό του στον υπολογιστή διαφοράς φάσης. Ο υπολογισμός αυτής της καθυστέρησης πραγματοποιείται μια φορά κατά τη διαδικασία αρχικής ρύθμισης του συστήματος. Σε κάθε περίπτωση, η καθυστέρηση αυτή είναι της τάξης των 170 ns, δηλαδή σημαντικά μικρότερη από την περίοδο του σήματος οδήγησης για τις συγκεκριμένες συχνότητες λειτουργίας (κάτω των 100 kHz) και άρα ασήμαντη για την ακρίβεια του κλειδώματος φάσης.

Το διάγραμμα ροής του ψηφιακού ελέγχου παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.4. Σε όλη τη διαδικασία ελέγχου, έχουν ενσωματωθεί σημεία ελέγχου των παραμέτρων για την διασφάλιση της ασφαλούς λειτουργίας του συστήματος σε όλες τις πιθανές συνθήκες σφάλματος στο σήμα φάσης. Όπως φαίνεται στο διάγραμμα, ορίζεται ένα εύρος επιτρεπτών συχνοτήτων λειτουργίας τόσο για το σήμα φάσης δευτερεύοντος όσο και για την προκύπτουσα νέα συχνότητα οδήγησης του PWM. Αν για οποιοδήποτε λόγο, όπως κάποιο σφάλμα στον πομπό υπερύθρων ή παρεμβολή από ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο, το λαμβανόμενο σήμα φάσης οδηγεί σε λειτουργία εκτός του επιτρεπτού εύρους συχνοτήτων, ο ελεγκτής επαναφέρει τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα στην αρχική συχνότητα του PLL.

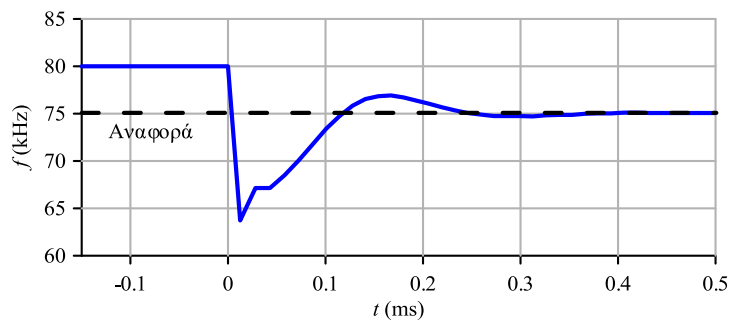
Η χρησιμοποίηση μικροελεγκτή για τον έλεγχο του συστήματος επιτρέπει την ανίχνευση οποιασδήποτε από τις συχνότητες ω_{ZPA} και ω_{180° , υπολογίζοντας τη διαφορά φάσης είτε από τη θετική ή την αρνητική ακμή του λαμβανόμενου σήματος φάσης δευτερεύοντος, αντίστοιχα.

Ο ελεγκτής λειτουργεί συνέχεια ούτως ώστε να μπορεί να ακολουθεί τη βέλτιστη συχνότητα λειτουργίας ακόμα και για συστήματα όπου η απόσταση μεταξύ δευτερεύοντος και πρωτεύοντος πηνίου μεταβάλλεται λόγω κίνησης. Στο Σχήμα 4.5 παρουσιάζεται η βηματική απόκριση του ελέγχου. Ο χρόνος απόκρισης είναι μικρότερος των 400 μs , άρα ικανός να υποστηρίξει δυναμικά συστήματα.

Επισημαίνεται, για λόγους σύγκρισης, ότι η τεχνική διαταραχής και παρατήρησης (P&O) που παρουσιάζεται στην [42], επιτυγχάνει πολύ βραδύτερο χρόνο ανίχνευσης, μεταξύ 1.5 και 4 δευτερολέπτων σε στατό σύστημα.



Σχήμα 4.4. Διάγραμμα ροής ελέγχου κλειδώματος φάσης.

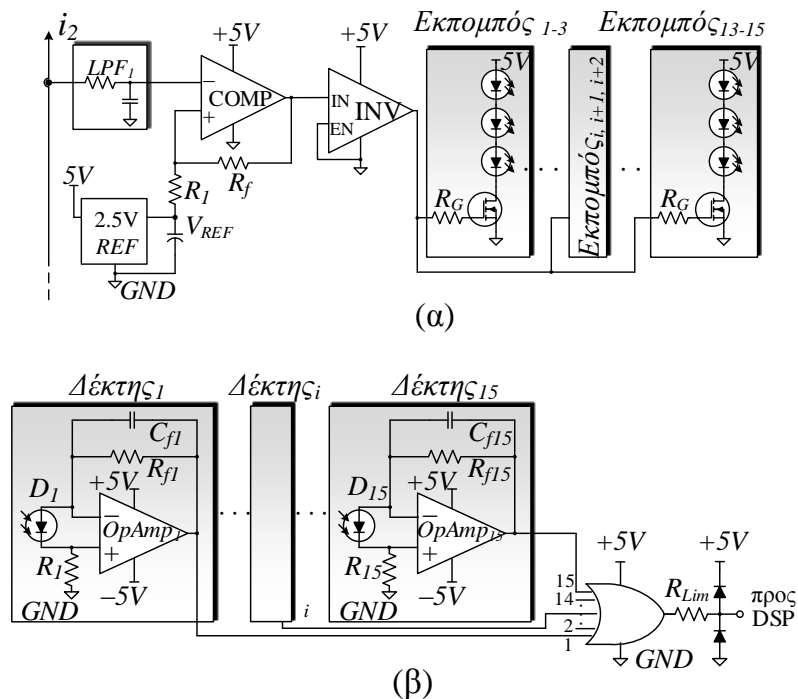


Σχήμα 4.5. Βηματική απόκριση ελέγχου.

4.1.1 Σχεδίαση και υλοποίηση κυκλώματος ανίχνευσης και οπτικής ζεύξης

Το σχηματικό διάγραμμα του πομπού και του δέκτη υπερύθρων παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.6

(α) και (β), αντίστοιχα. Για την ενίσχυση του σήματος και της απόστασης ζεύξης γίνεται χρήση συστοιχίας διόδων υπερύθρων στον πομπό και φωτοδίοδων στον δέκτη. Τα στοιχεία εισάγονται με τυχαίο προσανατολισμό για την αποφυγή πρόκλησης διακριτών περιοχών άμβλυνσης και ενίσχυσης του σήματος τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη. Στόχος του τυχαίου προσανατολισμού είναι η δημιουργία ομοιόμορφης επιφάνειας εκπομπής και λήψης του σήματος. Οι φωτοдиодοι του δέκτη είναι συνδεδεμένες παράλληλα και το λαμβανόμενο σήμα κάθε μιας περνάει από μια πύλη OR για την ταχεία και ακριβή μετάδοση του σήματος από την πρώτη στιγμή που αυτό λαμβάνεται από κάποια φωτοδίοδο, παρά τη συνεχή κίνηση του συστήματος.



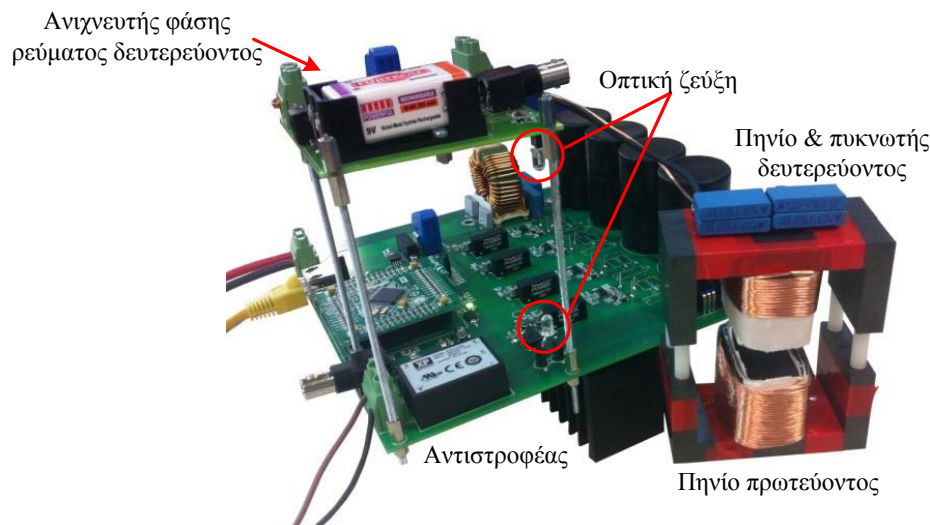
Σχήμα 4.6. Σχηματικό διάγραμμα (α) πομπού και (β) δέκτη υπέρυθρων.

4.2 Πειραματική αξιολόγηση σε σύστημα με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον

Η προτεινόμενη στρατηγική ελέγχου αξιολογείται αρχικά σε πρωτότυπο σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, με αντιστάθμιση σειράς μόνο στο δευτερεύον, το οποίο απεικονίζεται στο Σχήμα 4.7. Τα στοιχεία της πειραματικής διάταξης καταγράφονται στον Πίνακα 4.1. Οι αυτεπαγωγές L_1 και L_2 χαρακτηρίζουν τα πηνία όταν δεν βρίσκονται σε μαγνητική σύζευξη.

Λόγω της χρήσης φερριτών οι τιμές των αυτεπαγωγών μεταβάλλονται για διαφορετικές συνθήκες σύζευξης. Το πείραμα διεξάγεται για τρεις διαφορετικούς συντελεστές σύζευξης $k = 0.2, 0.16$ και 0.09 . Λεπτομέρειες για τις τιμές των αυτεπαγωγών για κάθε συντελεστή σύζευξης και για τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των πηνίων της συγκεκριμένης διάταξης παρατίθενται στο Παράρτημα V.

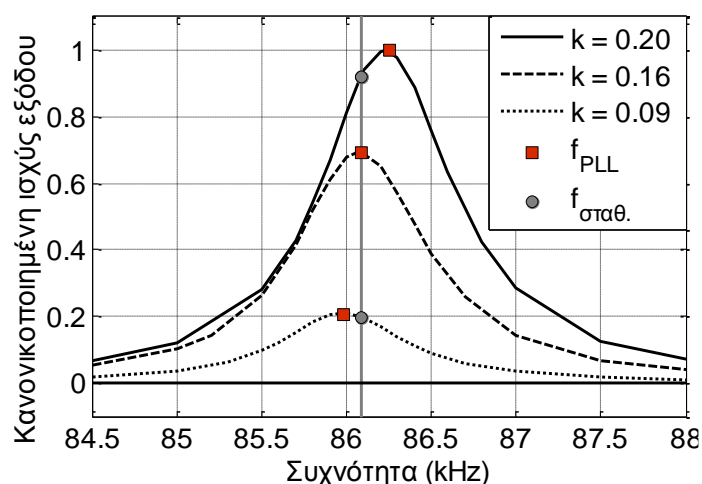
Οι καμπύλες ισχύος συναρτήσει της συχνότητας λειτουργίας για τους διαφορετικούς συντελεστές σύζευξης παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.8. Στο ίδιο σχήμα επισημαίνεται με κόκκινο στίγμα και η ισχύς που αντιστοιχεί στη συχνότητα κλειδώματος του PLL. Είναι φανερό ότι στη συχνότητα αυτή επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου για κάθε συνθήκη σύζευξης. Αν, αντί του προτεινόμενου ελέγχου με PLL, είχε επιλεγεί σταθερή συχνότητα λειτουργίας αυτή της μέγιστης ισχύος εξόδου για τον μεσαίο συντελεστή σύζευξης, το σύστημα θα λειτουργούσε σε υποβέλτιστη ισχύ εξόδου στις υπόλοιπες περιπτώσεις διακένου, όπως τονίζεται από τις γκριζές επισημάνσεις στο ίδιο σχήμα.



Σχήμα 4.7. Πρωτότυπο σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση στο δευτερεύον.

Πίνακας 4.1. Στοιχεία πειραματικής διάταξης IPTS με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον και έλεγχο PLL.

Στοιχείο	Τύπος / τιμή	Στοιχείο	Τύπος / τιμή
DSP	<i>DSPIC33EP512MU810</i>	C	4.7 nF
SiC MOSFETs	<i>C2M0080120D</i>	R _L	3.3 Ω
L ₁	735 μH	Εκπομπός IR	<i>VSLY3850</i>
L ₂	735 μH	Φωτοдиодος	<i>SFH 213</i>



Σχήμα 4.8. Πειραματικά αποτελέσματα κανονικοποιημένης ως προς τη μέγιστη τιμή ισχύος εξόδου (12 W) συναρτήσεως της συχνότητας λειτουργίας για τρεις διαφορετικούς συντελεστές σύζευξης. Με κόκκινο σημείο υποδηλώνεται η ισχύς για τη συχνότητα κλειδώματος του PLL και με γκρι η ισχύς για μια σταθερή συχνότητα λειτουργίας.

4.3 Πειραματική αξιολόγηση σε σύστημα με αντιστάθμιση σειράς-σειράς

4.3.1 Πειραματική αξιολόγηση συστήματος σε στατή λειτουργία

Η λειτουργία του πρωτότυπου συστήματος με αντιστάθμιση σειράς – σειράς, που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 3.4, αξιολογείται αρχικά σε συνθήκες στατής μεταφοράς ισχύος για ένα εύρος μετατοπίσεων στον άξονα x και για διάφορες τιμές φορτίων. Επιπλέον, η συμπεριφορά του συστήματος στην ονομαστική θέση απόλυτης ευθυγράμμισης καταγράφεται για όλο το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στις ακόλουθες παραγράφους.

Ισχύς εξόδου για διάφορες συχνότητες λειτουργίας

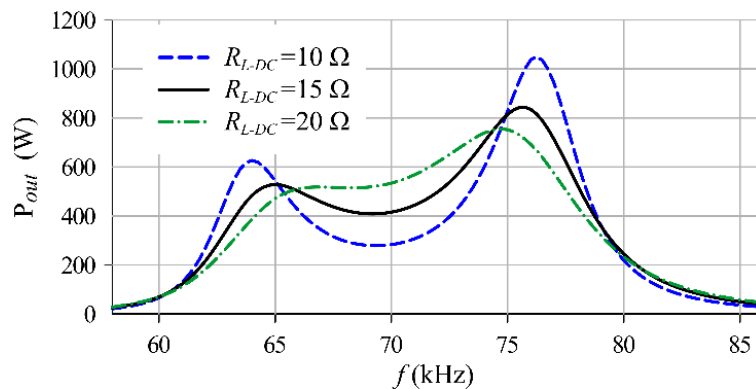
Για το ονομαστικό διάκενο αυτού του πειράματος, τα πηνία είναι ευθυγραμμισμένα ($x = 0$ cm) και η μεταξύ τους απόσταση $y = 6$ cm καθορίζεται από το πάχος της ξύλινης κατασκευής. Στο ονομαστικό αυτό διάκενο παρουσιάζεται συντελεστής σύζευξης, $k = 0.18$, και πραγματοποιείται καταγραφή των πειραματικών αποτελεσμάτων ισχύος εξόδου για διάφορες συχνότητες λειτουργίας. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται για τρεις διαφορετικές τιμές φορτίου, $R_{L-DC} = 10, 15$ και 20Ω . Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.9. Για την πληρότητα της παρουσίασης της λειτουργίας του συστήματος, καταγράφονται επιπλέον η διαφορά φάσης

μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος πρωτεύοντος, τάσης εισόδου και ρεύματος δευτερεύοντος, καθώς και η απόδοση του συστήματος για κάθε συχνότητα.

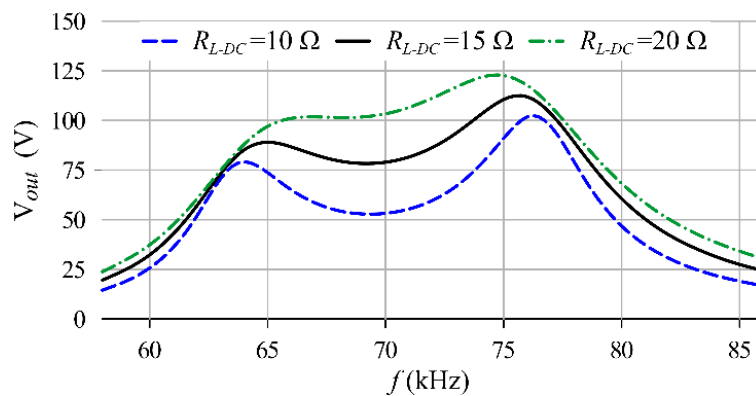
Σύμφωνα με τα διαγράμματα φάσης $v_{inv}-i_1$, προκύπτουν τρεις μηδενισμοί της φάσης μόνο για το χαμηλότερης αντίστασης φορτίο των 10 Ω. Παρατηρείται, επίσης, σημαντική εξάρτηση των μηδενισμών της φάσης $v_{inv}-i_1$ από το μέγεθος του φορτίου. Αντίθετα, το σημείο μηδενισμού της διαφοράς φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος δευτερεύοντος, $v_{inv}-i_2$, είναι ανεξάρτητο της τιμής του φορτίου.

Για τη συγκεκριμένη πειραματική διάταξη, η αυτεπαγωγή L_2 έχει ελαφρώς μεγαλύτερη τιμή από την L_1 και, κατά συνέπεια, η δεύτερη κορυφή της ισχύος εξόδου είναι μεγαλύτερη σε μέγεθος από την πρώτη, όπως εξηγήθηκε στο Κεφάλαιο 2.

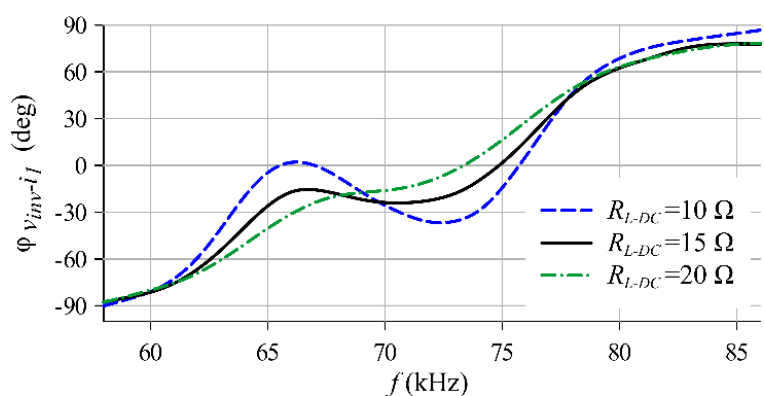
Η απόδοση από το στάδιο DC εισόδου του αντιστροφέα έως την DC έξοδο του ανορθωτή παρουσιάζεται για όλες τις συχνότητες στο Σχήμα 4.13. Η απόδοση μεγιστοποιείται στην περιοχή της κοιλάδας της ισχύος εξόδου και για συχνότητες εγγύτερες στην πρώτη κορυφή της ισχύος. Επηρεάζεται τόσο από τη συχνότητα λειτουργίας, όσο και από την τιμή του φορτίου. Συγκεκριμένα για τη συχνότητα μηδενισμού της φάσης $v_{inv}-i_2$, η απόδοση κυμαίνεται σε αποδεκτά επίπεδα μεταξύ 91 και 85 %.



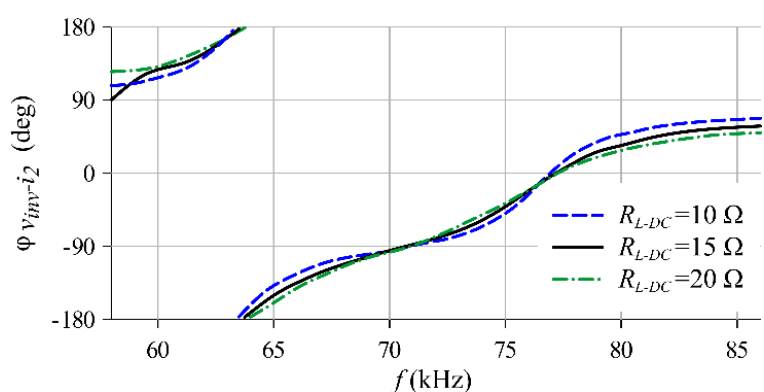
Σχήμα 4.9. Ισχύς εξόδου συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές φορτίου.



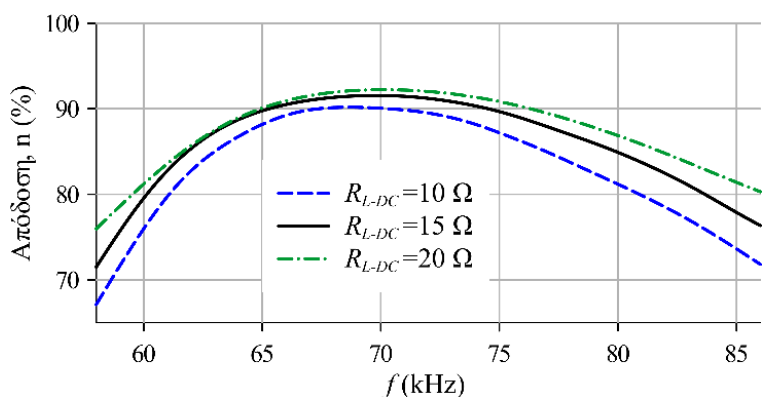
Σχήμα 4.10. Τάση εξόδου συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές φορτίου.



Σχήμα 4.11. Διαφορά φάσης τάσης και ρεύματος εισόδου συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές φορτίου.

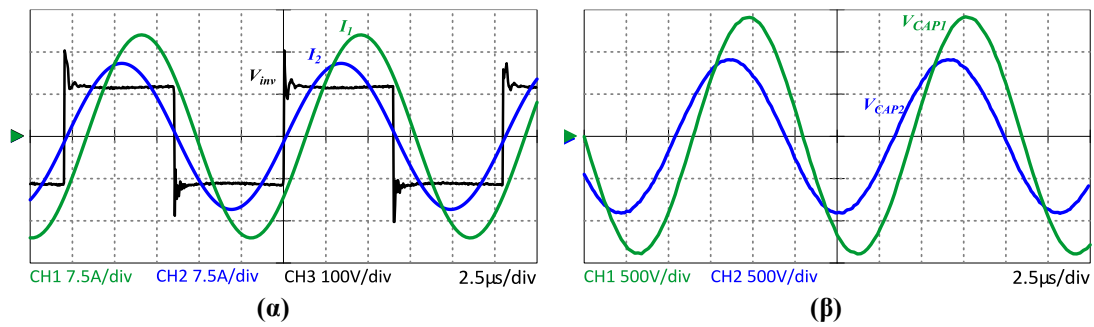


Σχήμα 4.12. Διαφορά φάσης τάσης εισόδου – ρεύματος δευτερεύοντος συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές φορτίου.



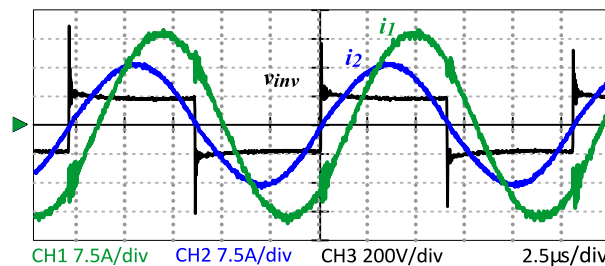
Σχήμα 4.13. Απόδοση DC - DC συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές φορτίου.

Η λειτουργία του συστήματος στη συχνότητα μηδενισμού της φάσης $v_{inv}-i_2$ παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.14 (α) για φορτίο $R_{L-DC} = 15 \Omega$, τάση εισόδου 116 V και ισχύ εξόδου 1 kW. Όπως φαίνεται στις κυματομορφές, το ρεύμα δευτερεύοντος είναι σε φάση με την τάση εισόδου, ενώ το ρεύμα πρωτεύοντος επάγεται αυτής κατά 34° . Επιπλέον, οι τάσεις των πυκνωτών αντιστάθμισης καταγράφονται στο Σχήμα 4.14 (β). Ο πυκνωτής πρωτεύοντος παρουσιάζει τη μεγαλύτερη τάση στα 1020 V_{rms} ενώ ο πυκνωτής δευτερεύοντος φτάνει τα 660 V_{rms}.



Σχήμα 4.14. Πειραματικά αποτελέσματα (α) τάσης εξόδου του αντιστροφέα (μαύρο), ρεύματος πρωτεύοντος (πράσινο) και δευτερεύοντος (μπλε) και (β) τάσης πυκνωτή πρωτεύοντος (πράσινο) και δευτερεύοντος (μπλε) για λειτουργία με φορτίο $R_{L-DC} = 15\ \Omega$, σε ισχύ 1 kW.

Η λειτουργία του συστήματος στη συχνότητα μηδενισμού της φάσης $v_{inv}-i_2$, με τάση εισόδου 185 V και ισχύ εξόδου 2 kW παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.15. Σε αυτή την περίπτωση η απόδοση λειτουργίας είναι 92.4 %. Για να μην ξεπεραστούν τα όρια τάσης των πυκνωτών συντονισμού, η λειτουργία σε αυτή την ισχύ πραγματοποιείται με φορτίο $R_{L-DC} = 20\ \Omega$. Όπως φαίνεται στις κυματομορφές, το ρεύμα δευτερεύοντος είναι σε φάση με την τάση εισόδου, ενώ το ρεύμα πρωτεύοντος επάγεται αυτής κατά 45° . Σημειώνεται ότι ο πυκνωτής πρωτεύοντος παρουσιάζει τάση ίση με 1242 V_{rms}.



Σχήμα 4.15. Πειραματικά αποτελέσματα τάσης εξόδου του αντιστροφέα (μαύρο), ρεύματος πρωτεύοντος (πράσινο) και δευτερεύοντος (μπλε) για λειτουργία με φορτίο $R_{L-DC} = 20\ \Omega$, σε ισχύ 2 kW.

Επίδραση συντελεστή σύζευξης στην ισχύ εξόδου

Η πειραματική διερεύνηση των χαρακτηριστικών λειτουργίας του συστήματος ολοκληρώνεται με την καταγραφή της επίδρασης του συντελεστή σύζευξης στη δυνατότητα μεταφοράς ισχύος. Προσομοιώσεις και πειραματικές μετρήσεις παρουσιάζονται ακολούθως για φορτίο $R_{L-DC} = 15\ \Omega$. Η ισχύς εξόδου και η απόδοση από την DC πλευρά εισόδου έως την DC έξοδο καταγράφονται για μετατόπιση του ενός πηνίου σε σχέση με το άλλο στον άξονα x. Η μετατόπιση λαμβάνει χώρα στο εύρος θέσεων από -14 έως +14 cm γύρω από το σημείο απόλυτης ευθυγράμμισης. Η απόσταση στον άξονα y παραμένει σταθερή και ίση με $y = 6\text{ cm}$. Ισχύς και απόδοση μετρούνται για λειτουργία υπό τα τρία ακόλουθα σενάρια:

- 1) Σταθερή συχνότητα λειτουργίας 75.7 kHz, στην οποία παρατηρήθηκε μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου για αυτό το φορτίο (Σχήμα 4.9).
- 2) Σταθερή συχνότητα λειτουργίας 70 kHz, στην περίπτωση όπου η φυσική συχνότητα πρωτεύοντος, ω_1 , έχει επιλεγεί ως συχνότητα λειτουργίας.

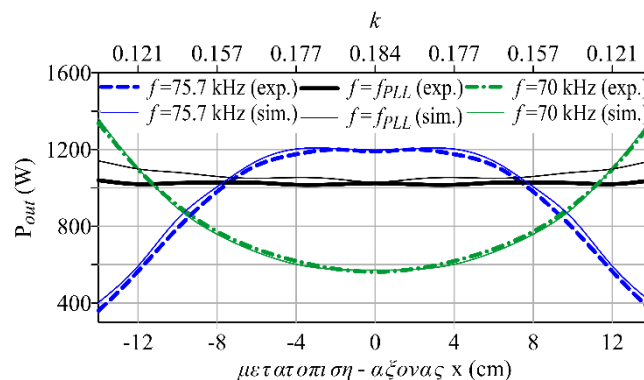
3) Προτεινόμενη τεχνική λειτουργίας σε μεταβαλλόμενη συχνότητα, f_{PLL} .

Τα πειραματικά αποτελέσματα ισχύος και απόδοσης παρουσιάζονται στα Σχήματα 4.16 και 4.17, αντίστοιχα. Στα ίδια γραφήματα σημειώνεται και ο συντελεστής σύζευξης σε κάθε θέση μετατόπισης για λόγους πληρέστερης περιγραφής των συνθηκών διεξαγωγής των πειραμάτων.

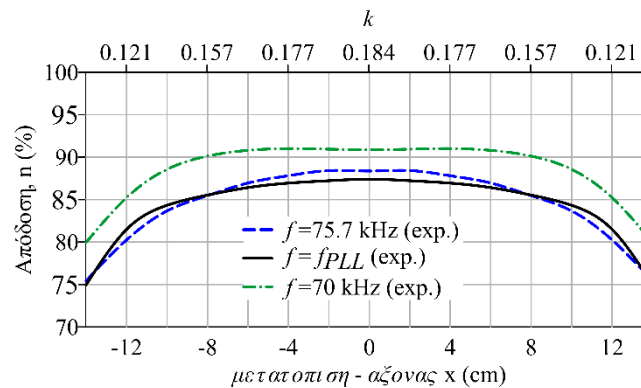
Στο σενάριο (1), όπου $f = 75.7$ kHz, η ισχύς εξόδου είναι μεγαλύτερη από τις άλλες δυο περιπτώσεις στις θέσεις σχετικά καλής ευθυγράμμισης, αλλά μειώνεται σημαντικά στις πιο απομακρυσμένες θέσεις. Αντίθετα, στο σενάριο (2) η ισχύς εξόδου είναι χαμηλότερη για τις συνθήκες καλής σύζευξης καθότι η συχνότητα λειτουργίας αντιστοιχεί στην κοιλιάδα του Σχήματος Σχήμα 4.9. Η ισχύς αυξάνεται όσο μειώνεται ο συντελεστής σύζευξης. Αυτό συμβαίνει διότι το πρωτεύον λειτουργεί σε συντονισμό ($f = 70$ kHz), με αποτέλεσμα να διαρρέεται από πολύ μεγάλης έντασης ρεύμα και άρα να υπάρχει αυξημένη μεταφορά ισχύος από επαγωγή αλλά με χαμηλή απόδοση λόγω αδύναμης σύζευξης.

Αξίζει να σημειωθεί ότι στο γράφημα του σεναρίου (3), όπου υλοποιείται ο προτεινόμενος έλεγχος PLL, η ισχύς εξόδου παραμένει περίπου σταθερή σε όλο το εύρος μετατοπίσεων. Αυτό αποδεικνύει ότι η επιλεγμένη στρατηγική ελέγχου είναι υπό συνθήκες ανεκτική σε μετατοπίσεις. Η μικρή απόκλιση της ισχύος εξόδου στις θέσεις πολύ χαμηλού συντελεστή σύζευξης αποδίδεται στη μικρή διαφορά των αυτεπαγωγών πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, η οποία συνεπάγεται ότι το γινόμενο L_2C_2 είναι λίγο μεγαλύτερο από το L_1C_1 . Σύμφωνα με την ανάλυση που πραγματοποιήθηκε στο Κεφάλαιο 2, υπό αυτές τις συνθήκες η τάση εξόδου του συστήματος είναι σχετικά εξαρτώμενη από τον συντελεστή σύζευξης. Η απόκλιση είναι πιο εμφανής στα αποτελέσματα της προσομοίωσης και λιγότερο αισθητή στα πειραματικά αποτελέσματα.

Εν γένει, η απόδοση για το σενάριο (2) είναι υψηλότερη από τα άλλα δυο σενάρια λειτουργίας, αλλά συνδυάζεται με χαμηλή ισχύ εξόδου. Οι αποδόσεις που επιτυγχάνονται με τα σενάρια (1) και (3) είναι σχεδόν ίδιες. Σε κάθε περίπτωση, υπάρχει περιθώριο αύξησης της απόδοσης με μεγαλύτερη έμφαση στην μείωση των εσωτερικών αντιστάσεων κατά τη σχεδίαση και κατασκευή του συστήματος.



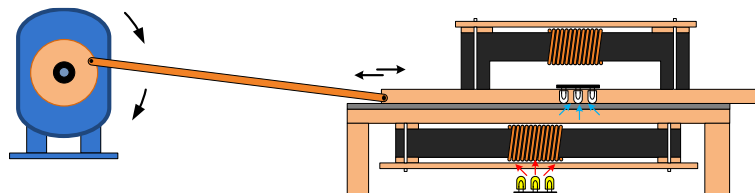
Σχήμα 4.16. Ισχύς εξόδου σε συνάρτηση με τη μετατόπιση ως προς τον άξονα x για φορτίο $R_{L_{DC}} = 15 \Omega$.



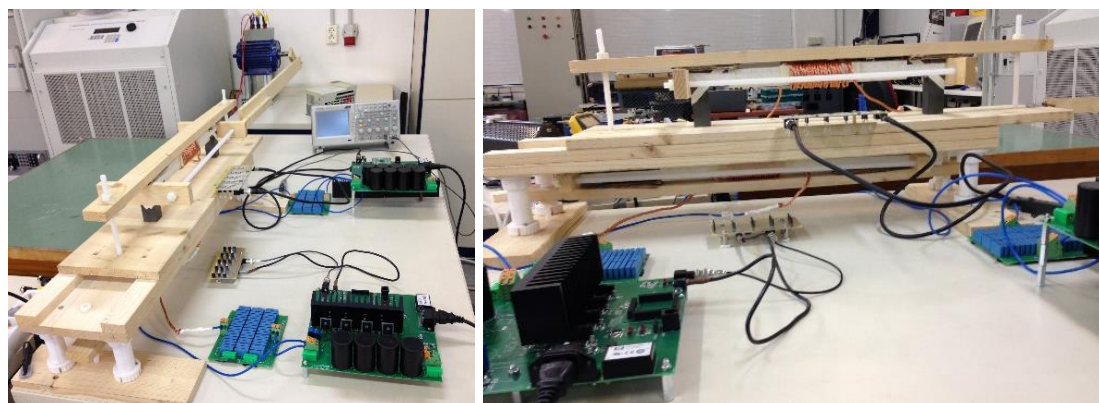
Σχήμα 4.17. Απόδοση DC-DC σε συνάρτηση με τη μετατόπιση ως προς τον άξονα x για φορτίο $R_{L-DC} = 15 \Omega$.

4.3.2 Αξιολόγηση του ελέγχου PLL σε δυναμική λειτουργία

Για την πειραματική εξακρίβωση της προτεινόμενης τεχνικής ελέγχου μέσω PLL κατασκευάστηκε διάταξη δυναμικής λειτουργίας του ασύρματου φορτιστή, όπως παρουσιάζεται στο διάγραμμα του Σχήματος Σχήμα 4.18. Ένας κινητήρας χρησιμοποιείται για να κινεί το ένα πηνίο ως προς το δεύτερο, το οποίο είναι πακτωμένο στο έδαφος. Η κίνηση λαμβάνει χώρα στον άξονα x, εντός καθορισμένου μήκους (από -14 cm έως +14 cm), ούτως ώστε να μπορεί να αναπαραχθεί πιστά για την δοκιμή των τριών σεναρίων υπό τις ίδιες συνθήκες. Η μετατόπιση στον άξονα x παρέχει ένα ικανοποιητικό εύρος μεταβολής του συντελεστή σύζευξης, όπως συμπεραίνεται από το Σχήμα 3.6. Ο εκπομπός και ο δέκτης υπερύθρων είναι προσαρμοσμένοι πάνω στα αντίστοιχα πηνία, ώστε να υπάρχει και μεταξύ τους η ανάλογη απομάκρυνση. Τέτοιες συνθήκες δυναμικής λειτουργίας θα μπορούσαν να προκύψουν σε συστήματα φόρτισης εναέριων ή υποβρύχιων οχημάτων τα οποία μετατοπίζονται συνεχώς κατά τη διάρκεια της φόρτισης εξαιτίας του ανέμου ή των θαλάσσιων ρευμάτων, όπως εξηγήθηκε στην παράγραφο 1.2.2.



Σχήμα 4.18. Απεικόνιση της πειραματικής διάταξης κίνησης του συστήματος.



Σχήμα 4.19. Πρωτότυπη πειραματική διάταξη.

4.3.2.1 Ισχύς εξόδου σε δυναμική λειτουργία

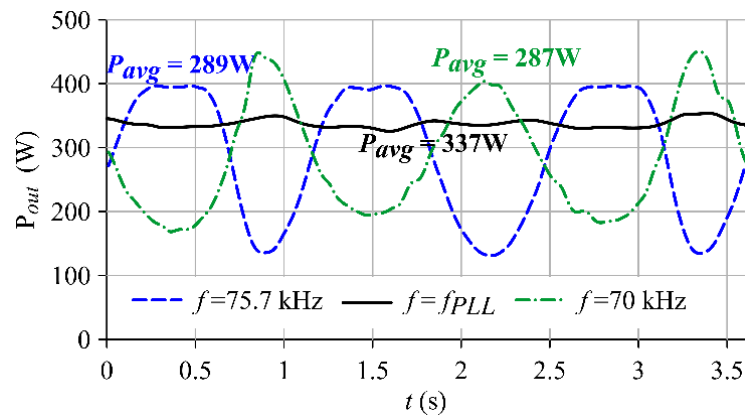
Η συχνότητα μετατόπισης είναι περίπου 0.4 Hz, δηλαδή ίδιας τάξης μεγέθους με τη συχνότητα ενός θαλάσσιου κύματος. Επισημαίνεται ότι τα πειράματα σύγκρισης των τριών σεναρίων συχνότητας λειτουργίας πραγματοποιούνται στο ένα τρίτο της ονομαστικής ισχύος για λόγους προστασίας των συντονισμένων κυκλωμάτων, του αντιστροφέα και του τροφοδοτικού ισχύος από τις απότομες διακυμάνσεις ισχύος που προκύπτουν με τα σενάρια σταθερής συχνότητας. Τα πειράματα που αφορούν μόνο την προτεινόμενη τεχνική ελέγχου γίνονται σε ισχύ 1 kW.

Η διακύμανση της ισχύος εξόδου για κάθε εξεταζόμενη περίπτωση λειτουργίας καθώς και η μέση τιμή αυτής, παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.2. Η μέση ισχύς που αποδίδεται στο φορτίο στην περίπτωση του ελέγχου με PLL είναι 17.4 % υψηλότερη από την ισχύ για σταθερή συχνότητα $f = 70$ kHz και 16.6 % υψηλότερη από την ισχύ για συχνότητα $f = 75.7$ kHz. Αξίζει να παρατηρηθεί η ομαλή και σχεδόν σταθερή παροχή ισχύος με τον προτεινόμενο έλεγχο λειτουργίας.

Αντίθετα, στις περιπτώσεις λειτουργίας σε σταθερή συχνότητα, όχι μόνο δεν επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση της μέσης μεταφερόμενης ισχύος, αλλά παρουσιάζεται και μεγάλη διακύμανση στην αποδιδόμενη ισχύ. Η επιρροή αυτής της διακύμανσης στην ασφάλεια λειτουργίας του συστήματος είναι καθοριστική. Για παράδειγμα, για το σενάριο (2), όταν το σύστημα λειτουργεί στη συχνότητα συντονισμού του πρωτεύοντος, η λειτουργία στις θέσεις χαμηλής σύζευξης μπορεί να οδηγήσει σε καταστάσεις υπερέντασης και υπερτάσεων στα άκρα του πυκνωτή και του πηνίου, με αποτέλεσμα την καταστροφή του συστήματος.

Πίνακας 4.2. Αποτελέσματα ισχύος εξόδου για τα τρία εξεταζόμενα σενάρια λειτουργίας.

Σενάριο	Διακύμανση ισχύος εξόδου (W)	Μέση τιμή ισχύος εξόδου (W)
(1) $f = 75.7$ kHz	270	289
(2) $f = 70$ kHz	280	287
(3) $f = f_{PLL}$	40	337

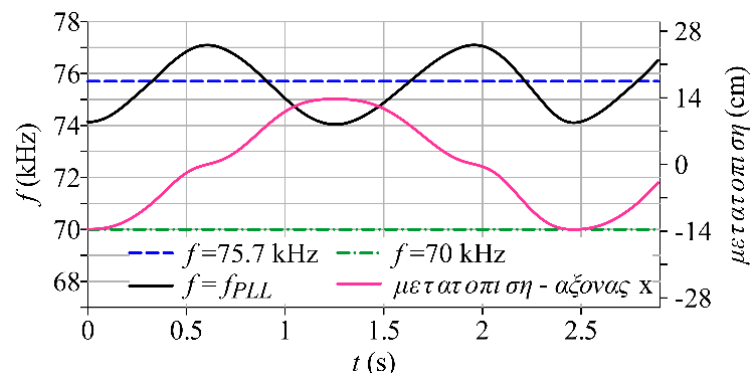


Σχήμα 4.20. Ισχύς εξόδου σε συνθήκες κίνησης για τα τρία εξεταζόμενα σενάρια λειτουργίας.

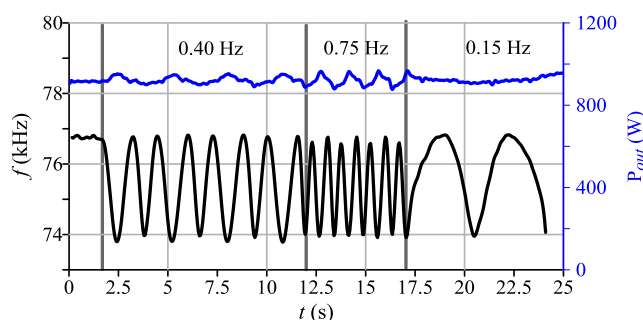
Η απόκριση του ελέγχου PLL στη μετατόπιση των πηνίων παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.21. Ο ελεγκτής ακολουθεί με ακρίβεια τη συχνότητα μηδενισμού της φάσης v_{inv-i2} καθ' όλη τη διάρκεια κίνησης του συστήματος. Η συχνότητα λειτουργίας μεταβάλλεται στο εύρος μεταξύ 74 kHz και 77 kHz, ανάλογα με το συντελεστή σύζευξης και τη μεταβολή των αυτεπαγωγών σε κάθε θέση του συστήματος. Στο ίδιο γράφημα παρέχεται για αναφορά και η μετατόπιση των πηνίων σε σχέση με το χρόνο. Η συχνότητα ταλάντωσης είναι περίπου 0.4 Hz.

Στο Σχήμα 4.22 παρουσιάζεται η απόκριση του ελεγκτή PLL σε ταλάντωση μεταβλητής συχνότητας από 0.4 σε 0.75 και 0.15 Hz. Στο ίδιο γράφημα παρουσιάζεται και η ισχύς εξόδου του συστήματος. Η ισχύς εξόδου παραμένει ικανοποιητικά σταθερή όπως αναμενόταν και σε συμφωνία με την μικρή διακύμανση που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 4.16.

Η μικρή ασυμμετρία που αποτυπώνεται στην κυματομορφή της συχνότητας είναι αποτέλεσμα της ασυμμετρίας στη μετατόπιση. Η τελευταία οφείλεται στην μη απόλυτη ευθυγράμμιση της διάταξης πηνίων για τη θέση εκκίνησης της μετατόπισης, η οποία οδηγεί σε διαφορετική απόσταση μετακίνησης και άρα διαφορετικά διάκενα στα δυο άκρα της ταλάντωσης. Παρόλα αυτά, ο ελεγκτής ακολουθεί πιστά τη βέλτιστη συχνότητα λειτουργίας για κάθε κατάσταση σύζευξης.



Σχήμα 4.21. Πειραματικά αποτελέσματα απόκρισης συχνότητας του προτεινόμενου ελέγχου σε συνθήκες κίνησης. Με ροζ αντιπαραβάλλεται και η μετατόπιση ως προς το χρόνο.



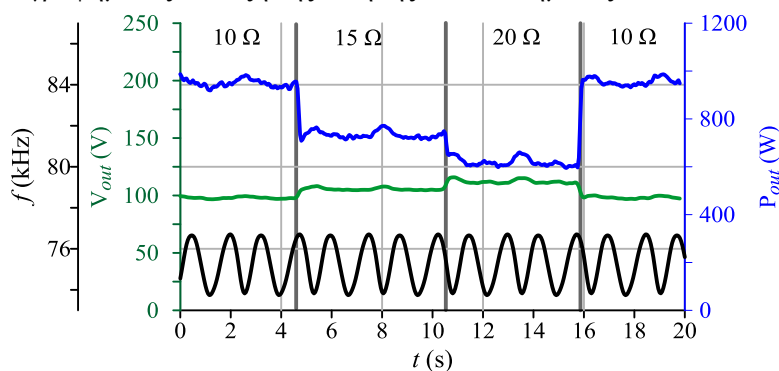
Σχήμα 4.22. Πειραματικά αποτελέσματα απόκρισης συχνότητας σε συνθήκες μεταβολής της συχνότητας ταλάντωσης. Η ισχύς εξόδου παρατίθεται με μπλε χρώμα.

4.3.2.2 Δυναμική λειτουργία με μεταβαλλόμενο φορτίο

Για την ολοκλήρωση της μελέτης της λειτουργίας του συστήματος με το προτεινόμενο έλεγχο PLL, διεξάγονται πειράματα μεταφοράς ισχύος εν κινήσει και υπό μεταβαλλόμενο φορτίο. Η συχνότητα ταλάντωσης είναι 0.4 Hz. Η τιμή του φορτίου, R_{L-DC} , μεταβάλλεται διακριτά από 10 Ω σε 15 Ω, 20 Ω και τέλος σε 10 Ω. Τα πειραματικά αποτελέσματα της τάσης και της ισχύος εξόδου παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.23.

Επαληθεύοντας τη θεωρητική ανάλυση του Κεφαλαίου 2, η τάση εξόδου επηρεάζεται σε μικρό βαθμό τόσο από τη μεταβολή του συντελεστή σύζευξης, όσο και από τη μεταβολή του φορτίου. Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, η εξάρτηση από τον συντελεστή σύζευξης οφείλεται στην ελαφρά διαφορά μεταξύ των αυτεπαγωγών πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. Αντίστοιχα, η επιρροή του φορτίου στην τάση εξόδου σχετίζεται με την ύπαρξη μη μηδενικών εσωτερικών αντιστάσεων R_1 και R_2 , στα κυκλώματα πρωτεύοντος και δευτερεύοντος αντίστοιχα. Η μικρή αυτή επίδραση μπορεί να αποφευχθεί με περισσότερη έμφαση στην ελαχιστοποίηση των εσωτερικών αντιστάσεων κατά τη σχεδίαση και κατασκευή του συστήματος.

Στην επιλεγμένη συχνότητα λειτουργίας, ω_{ZPA} , η τάση εξόδου παραμένει σχετικά σταθερή και σχεδόν ανεξάρτητη από την τιμή του φορτίου. Επομένως μεταβολή υπάρχει μόνο στο ρεύμα και κατά συνέπεια στην ισχύ εξόδου του συστήματος. Η συχνότητα του ελεγκτή καταγράφεται επίσης στο ίδιο γράφημα ως ένδειξη της κίνησης του συστήματος.



Σχήμα 4.23. Πειραματικά αποτελέσματα τάσης και ισχύος εξόδου για δυναμική μεταβολή του φορτίου και ενώ το σύστημα βρίσκεται σε ταλάντωση συχνότητας 0.4 Hz.

Κεφάλαιο 5. Διατάξεις ασύμμετρης φόρτισης συντονισμένου κυκλώματος

Η μεταφορά μεγάλης ισχύος μέσω μεγάλου διακένου αέρα είναι ιδιαίτερα δύσκολη εξαιτίας της ασθενούς σύζευξης που χαρακτηρίζει τα συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος. Οι διατάξεις συντονισμού ενισχύουν τη δυνατότητα μεταφοράς ισχύος μέχρι ενός σημείου. Η οποιαδήποτε περαιτέρω αύξηση της μεταφερόμενης ισχύος είναι ιδιαίτερης σημασίας για αυτά τα συστήματα και ιδιαίτερα για τους φορτιστές ηλεκτρικών οχημάτων, καθώς συνεπάγεται τη μείωση της διάρκειας φόρτισης.

Στις εφαρμογές φόρτισης, το φορτίο, δηλαδή η μπαταρία, συνδέεται στο συντονισμένο κύκλωμα μέσω ενός μετατροπέα AC-DC, ο οποίος είναι συνήθως ένας ανορθωτής πλήρους γέφυρας ή όταν απαιτείται έλεγχος της ισχύος εξόδου, ένας ελεγχόμενος ανορθωτής.

Στην παρούσα διατριβή εξετάζεται μια ανορθωτική τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης ως προς τη δυνατότητα αύξησης της μεταφερόμενης στο φορτίο ισχύος. Αρχικά, παρουσιάζεται η ανάλυση της επίδρασης της ασύμμετρης φόρτισης σε ένα εν σειρά συντονισμένο L-C-R κύκλωμα. Στη συνέχεια, η τοπολογία εφαρμόζεται σε σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.

5.1 Επίδραση ασύμμετρης φόρτισης σε συντονισμένο L-C-R κύκλωμα

Η χρησιμοποίηση της πλήρους ανόρθωσης οδηγεί σε συμμετρική φόρτιση ενός εν σειρά συντονισμένου L-C κυκλώματος και είναι στην ανάλυσή της ισοδύναμη με το μη ανορθωμένο L-C-R κύκλωμα. Η ασύμμετρη φόρτιση ενός συντονισμένου L-C κυκλώματος μπορεί υπό συνθήκες να παρέχει χρήσιμα χαρακτηριστικά όσο αφορά στη μεταφορά ισχύος από μια πηγή τάσης σε ένα ωμικό φορτίο.

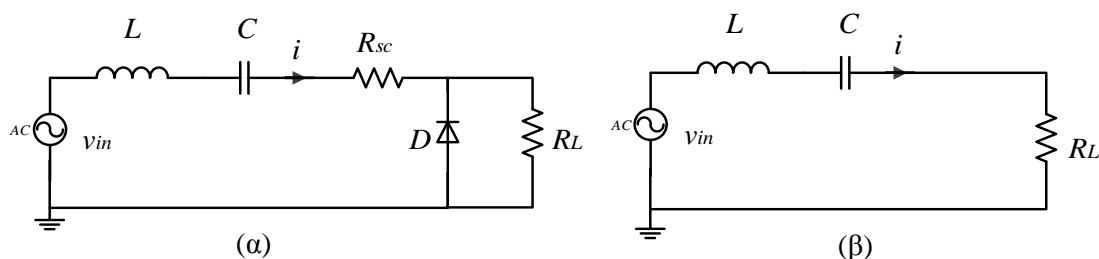
Η τοπολογία του συντονισμένου L-C-R κυκλώματος υπό ασύμμετρη φόρτιση είναι απλή και δύναται υπό προϋποθέσεις να αυξήσει και ιδανικά να διπλασιάσει την ισχύ που μεταφέρεται από μια πηγή δεδομένων χαρακτηριστικών σε ένα ωμικό φορτίο.

Οι βασικές λειτουργίες της συγκεκριμένης τοπολογίας είναι οι ακόλουθες:

- i. μειώνει μέχρι και στο μισό την ισοδύναμη αντίσταση φορτίου
- ii. αυξάνει έως και διπλασιάζει το συντελεστή ποιότητας του συντονισμένου κυκλώματος

- iii. μειώνει το συντελεστή απόσβεσης του L-C-R κυκλώματος με συνέπεια την προσέγγιση της συχνότητας συντονισμού του L-C-R κυκλώματος στην φυσική συχνότητα συντονισμού του L-C.

Σε αντίθεση με το συμμετρικό L-C-R κύκλωμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.1 (β) και στο οποίο το ωμικό φορτίο R παραμένει σταθερό και στις δυο ημιπεριόδους του ημιτόνου τάσης, το συντονισμένο L-C-R υπό ασύμμετρη φόρτιση χαρακτηρίζεται από διαφορετικό ωμικό φορτίο R για κάθε ημιπερίοδο (Σχήμα 5.1 (α)).



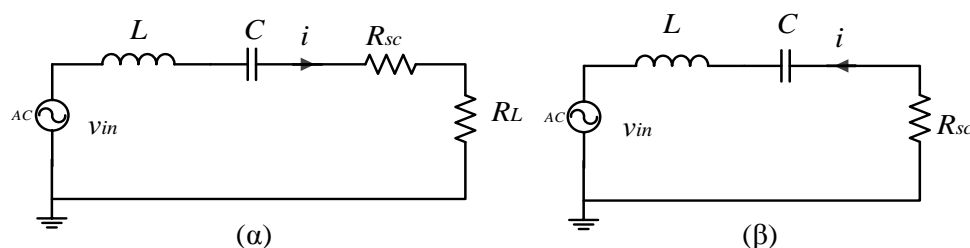
Σχήμα 5.1. Τοπολογία του (α) ασύμμετρα φορτωμένου και (β) συμμετρικά φορτωμένου εν σειρά συντονισμένου L-C-R κυκλώματος.

Η ασύμμετρη φόρτιση επιτυγχάνεται εύκολα με την τοποθέτηση μιας διόδου παράλληλα με το ωμικό φορτίο R_L όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1 (α). Σε αυτή τη διάταξη το L-C κύκλωμα βραχυκυκλώνεται κατά την αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας και φορτώνεται μόνο κατά τη θετική ημιπερίοδο. Συνεπώς η ωμική αντίσταση την οποία «βλέπει» το συντονισμένο κύκλωμα κατά την αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας είναι ίση με την εσωτερική αντίσταση του βρόχου L-C και συμβολίζεται με R_{sc} , ενώ, κατά τη θετική ισούται με το άθροισμα της εσωτερικής αντίστασης R_{sc} με την αντίσταση φορτίου R_L .

Η τοπολογία είναι παρόμοια με αυτή της ημιανόρθωσης με τη διαφορά ότι ενώ στην κλασική ημιανόρθωση η πηγή δίνει ρεύμα μόνο κατά τη θετική ημιπερίοδο, στην εξεταζόμενη διάταξη η πηγή παρέχει ρεύμα καθ' όλη την περίοδο λειτουργίας.

Η εισαγωγή της διόδου στο συντονισμένο κύκλωμα καθιστά το δίκτυο μη γραμμικό και η αναλυτική του εξέταση γίνεται ιδιαίτερα δύσκολη. Παρ' όλα αυτά μια ημι-αναλυτική προσέγγιση υπό συνθήκες μπορεί να αναδείξει τα χαρακτηριστικά και τα πλεονεκτήματα του συγκεκριμένου κυκλώματος σε εφαρμογές επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.

Η λειτουργία του κυκλώματος αναλύεται για τη μόνιμη κατάσταση. Τα ισοδύναμα κυκλώματα κάθε ημιπεριόδου παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.2, όπου R_L είναι η αντίσταση φορτίου και R_{sc} η αντίσταση βραχυκύκλωσης του βρόχου L-C, δηλαδή η εσωτερική του αντίσταση.



Σχήμα 5.2. Ισοδύναμα κυκλώματα (α) της θετικής και (β) της αρνητικής ημιπεριόδου λειτουργίας

Η απαραίτητη παραδοχή για την ακόλουθη ανάλυση είναι:

- ο συντελεστής ποιότητας Q του εν σειρά συντονισμένου L-C-R κυκλώματος που δίνεται από τη σχέση (5.1) πρέπει να είναι αρκετά μεγάλος ούτως ώστε το κύκλωμα να ισορροπήσει στην μόνιμη κατάσταση με ημιτονοειδές ρεύμα.

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5.1)$$

όπου ω : η συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος, L : η αυτεπαγωγή, C : η χωρητικότητα, R : η αντίσταση.

Συμμετρία ρεύματος και DC μετατόπιση τάσης

Δεδομένης της παραδοχής, η αποθηκευμένη ενέργεια που εναλλάσσεται μεταξύ πηνίου L και πυκνωτή C πρέπει να είναι η ίδια τόσο κατά τη θετική όσο και κατά την αρνητική ημιπερίοδο, το οποίο συνεπάγεται ότι στη μόνιμη κατάσταση το εναλλασσόμενο ρεύμα της πηγής είναι συμμετρικό και ημιτονοειδές.

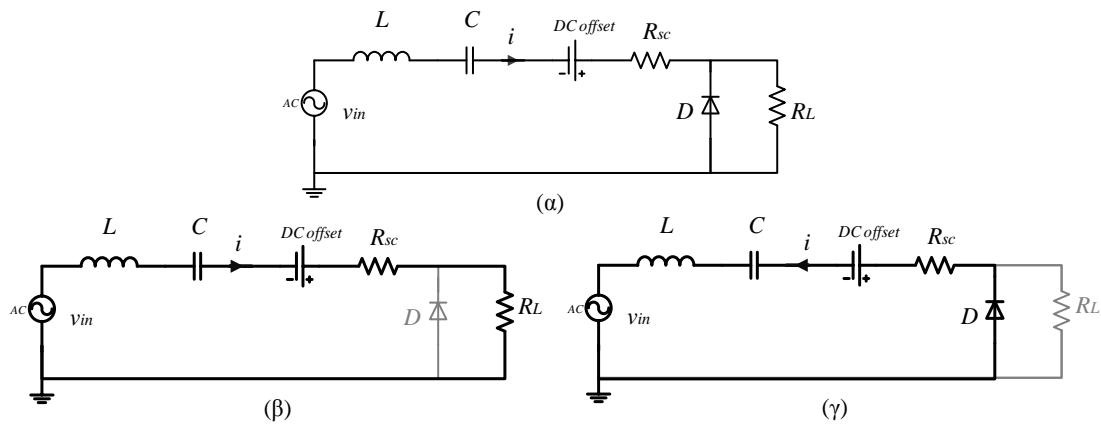
Η μη γραμμικότητα του δικτύου έχει ως αποτέλεσμα ένα παραμένον φορτίο στον πυκνωτή C , το οποίο είναι ισοδύναμο με μια DC μετατόπιση της τάσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.3 (α). Αυτή η DC μετατόπιση υπερτίθεται στην τάση της πηγής κατά τη θετική ημιπερίοδο λειτουργίας (Σχήμα 5.3 (β)) και αντιτίθεται κατά την αρνητική ημιπερίοδο (Σχήμα 5.3 (γ)) διατηρώντας κατά συνέπεια ένα συμμετρικό ημιτονοειδές ρεύμα χωρίς μετατόπιση καθ' όλη την περίοδο λειτουργίας.

Επομένως, στη μόνιμη κατάσταση, τα πλάτη του ρεύματος για τη θετική και αρνητική ημιπερίοδο, I_+ και I_- αντίστοιχα, ικανοποιούν την (5.2), όπου V_{in} : το πλάτος της τάσης εισόδου, V_{offset} : η DC μετατόπιση της τάσης του πυκνωτή.

$$I_+ = I_- \Rightarrow \frac{V_{in} + V_{offset}}{R_{sc} + R_L} = \frac{V_{in} - V_{offset}}{R_{sc}} \quad (5.2)$$

Συνεπώς,

$$V_{offset} = V_{in} \frac{R_L}{R_L + 2R_{sc}} \quad (5.3)$$

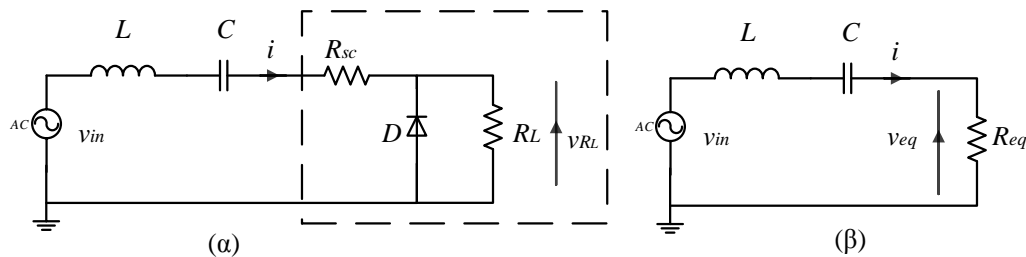


Σχήμα 5.3. (α) Ισοδύναμο κύκλωμα παρουσίασης της DC μετατόπισης της τάσης του πυκνωτή συντονισμού και της συμμετρίας του ρεύματος (β) διαδρομή ρεύματος για τη θετική ημιπερίοδο (γ) διαδρομή ρεύματος για την αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας.

Ισοδύναμη αντίσταση

Το ισοδύναμο κύκλωμα της υπό εξέταση τοπολογίας παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.4 (β), όπου το ισοδύναμο φορτίο R_{eq} τραβάει το ίδιο ρεύμα i από την πηγή σε όλη την περίοδο λειτουργίας.

Η DC μετατόπιση της τάσης δεν απεικονίζεται σε αυτό το ισοδύναμο κύκλωμα καθότι έχει ήδη ληφθεί υπόψη για την εξασφάλιση της συμμετρίας του ρεύματος.



Σχήμα 5.4. (α) διάταξη κυκλώματος για την εξαγωγή της ισοδύναμης αντίστασης (β) τοπολογία κυκλώματος με την ισοδύναμη αντίσταση

Στη μόνιμη κατάσταση η ισχύς εισόδου είναι ίση με την καταναλισκόμενη ισχύ στις αντιστάσεις του κυκλώματος, και οφείλει να είναι ίση με την καταναλισκόμενη ισχύ στην αντίσταση R_{eq} του ισοδύναμου κυκλώματος.

Η μέση ενεργός ισχύς εισόδου \bar{P}_{in} της αρχικής τοπολογίας δίνεται από την (5.4), όπου \tilde{I} : η ενεργός τιμή του ρεύματος εισόδου.

$$\bar{P}_{in} = \left(\frac{\tilde{I}}{\sqrt{2}}\right)^2 (R_{sc} + R_L) + \left(\frac{\tilde{I}}{\sqrt{2}}\right)^2 R_{sc} = \frac{\tilde{I}^2}{2} (2R_{sc} + R_L) \tag{5.4}$$

Ομοίως, η μέση ενεργός ισχύς εισόδου του ισοδύναμου κυκλώματος ισούται με την μέση ενεργό ισχύ εξόδου \bar{P}_{out} και δίνεται από την (5.5).

$$\bar{P}_{in} = \bar{P}_{out} = \tilde{I}^2 R_{eq} \quad (5.5)$$

Εξισώνοντας την (5.4) και την (5.5) και υποθέτοντας ότι το ρεύμα είναι ίδιο, η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου R_{eq} μπορεί να βρεθεί από την (5.6)

$$R_{eq} = R_{sc} + \frac{R_L}{2} \quad (5.6)$$

Συνεπώς, για $R_{sc} \rightarrow 0$, $R_{eq} \rightarrow \frac{R_L}{2}$.

Εξαιτίας του ότι η πηγή εναλλάσσεται στην συχνότητα συντονισμού του L-C βρόχου, όπως υποτέθηκε εξ' αρχής, ισχύουν οι σχέσεις (5.7) και (5.8).

$$v_{eq} = v_{in} \quad (5.7)$$

$$i = \frac{v_{eq}}{R_{eq}} = \frac{v_{in}}{R_{sc} + \frac{R_L}{2}} \quad (5.8)$$

Η τάση v_{RL} που εφαρμόζεται στο φορτίο στην αρχική τοπολογία μπορεί να περιγραφεί για κάθε ημιπερίοδο από την (5.9).

$$v_{R_L} = \begin{cases} iR_L = v_{in} \frac{2R_L}{(2R_{sc} + R_L)}, & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & , \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (5.9)$$

Σύγκριση ρευμάτων συμμετρικής και ασύμμετρης φόρτισης

Η σχέση του ρεύματος υπό συμμετρική και ασύμμετρη φόρτιση, i_s και i_{as} αντίστοιχα, δίνεται από την (5.10)

$$i_{as} = \left(1 + \frac{R_L}{2R_{sc} + R_L} \right) i_s \quad (5.10)$$

Το ρεύμα μόνιμης κατάστασης είναι μεγαλύτερο, και ιδανικά διπλάσιο για $R_{sc} \rightarrow 0$, από αυτό που θα παρείχε η πηγή κατά τη συμμετρική φόρτιση, γεγονός το οποίο έχει ως αποτέλεσμα την αυξημένη ισχύ που απορροφάται από το φορτίο στη συγκεκριμένη τοπολογία.

Σύγκριση ισχύος συμμετρικής και ασύμμετρης φόρτισης

Η μέση ενεργός ισχύς εξόδου που παρέχεται στο φορτίο στην παρούσα τοπολογία δίνεται από τη (5.11) με χρήση της (5.9)

$$\bar{P}_{o,as} = \bar{P}_{R_L} = \frac{\tilde{V}_{R_L}^2}{2R_L} = 2\tilde{V}_{in}^2 \frac{R_L}{(2R_{sc} + R_L)^2} \quad (5.11)$$

Εφόσον η ισχύς εξόδου στην περίπτωση της συμμετρικής φόρτισης θα ήταν ίση με:

$$\bar{P}_{o, fw} = \tilde{V}_{in}^2 \frac{R_L}{(R_{sc} + R_L)^2} \quad (5.12)$$

είναι προφανές ότι η προτεινόμενη τοπολογία είναι ικανή να αυξήσει την ισχύ εξόδου για ένα δεδομένο φορτίο που τροφοδοτείται από μια δεδομένη πηγή κατά το ακόλουθο ποσοστό:

$$G = \frac{\bar{P}_{o, as} - \bar{P}_{o, fw}}{\bar{P}_{o, fw}} = 2 \frac{(R_{sc} + R_L)^2}{(2R_{sc} + R_L)^2} - 1 \quad (5.13)$$

Συνεπώς, για $R_{sc} \rightarrow 0$, $\bar{P}_{o, as} \rightarrow 2\bar{P}_{o, fw}$.

Επιπλέον, η απόδοση του κυκλώματος δίνεται από την (5.14).

$$n = \frac{R_L}{2R_{sc} + R_L} \quad (5.14)$$

Η οποία τείνει στο 100% για $R_{sc} \rightarrow 0$.

Βελτίωση συντελεστή ποιότητας

Η ασύμμετρη φόρτιση οδηγεί στην αύξηση του συντελεστή ποιότητας του συστήματος, μέσω της μείωσης της ισοδύναμης αντίστασης R_{eq} την οποία «βλέπει» η πηγή.

Ο συντελεστής ποιότητας του ισοδύναμου κυκλώματος δίνεται από την (5.15)

$$Q_{eq} = \frac{2Q_R Q_{sc}}{2Q_R + Q_{sc}} = \frac{2Q_R}{2\frac{Q_R}{Q_{sc}} + 1} \quad (5.15)$$

Συνεπώς, για μεγάλες τιμές του Q_{sc} , $Q_{eq} \rightarrow 2Q_R$.

Επιπλέον, ο συντελεστής απόσβεσης, ο οποίος ισούται με:

$$\zeta = \frac{1}{2} R \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{1}{2Q} \quad (5.16)$$

μετατρέπεται για το ισοδύναμο φορτίο με χρήση της (5.6) σε:

$$\zeta_{eq} = \zeta_{sc} + \frac{\zeta_{R_L}}{2} \quad (5.17)$$

Η συχνότητα της αποσβενύμενης ταλάντωσης δίνεται από την (5.18), όπου $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ είναι η φυσική συχνότητα συντονισμού.

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (5.18)$$

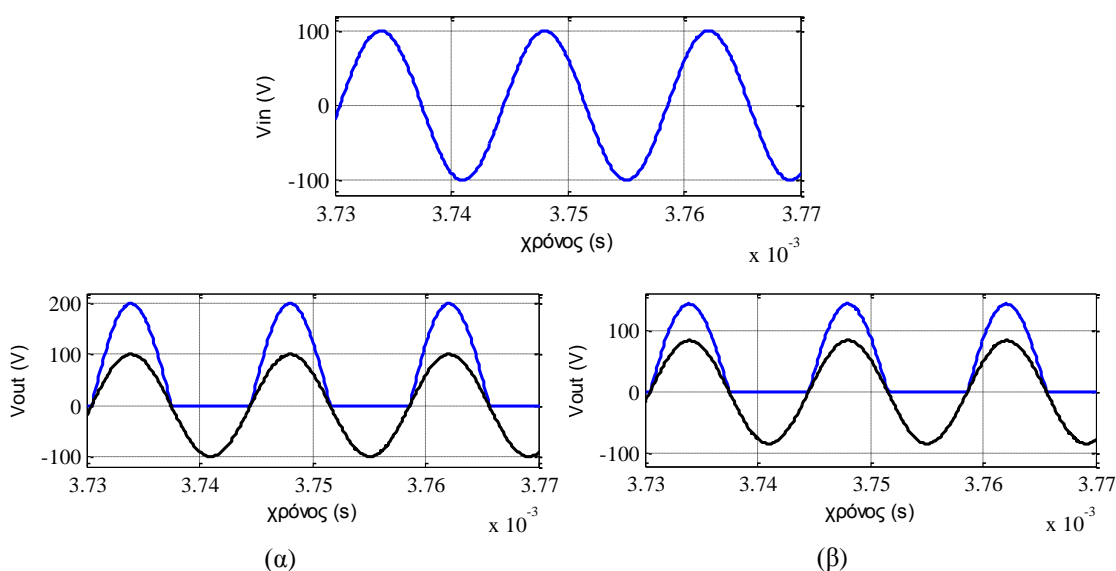
$$\omega_{d_{eq}} = \omega_n \sqrt{1 - \left(\zeta_{sc} + \frac{\zeta_{R_L}}{2} \right)^2} \quad (5.19)$$

Από την (5.19) φαίνεται ότι η συχνότητα συντονισμού του ασύμμετρα φορτωμένου L-C-R κυκλώματος πλησιάζει περισσότερο τη φυσική συχνότητα συντονισμού του L-C σε σύγκριση με το συμμετρικά φορτωμένο L-C-R. Αυτό είναι σημαντικό για τα συστήματα επαγωγικής φόρτισης στα οποία η συχνότητα λειτουργίας είναι προκαθορισμένη και δεν υπάρχει δυνατότητα αλλαγής της ανάλογα με τις αλλαγές στα φορτία.

Ακολούθως παρουσιάζεται μια προσομοίωση του κυκλώματος με χρήση του προγράμματος Matlab/ Simulink για τις τιμές στοιχείων του Πίνακα 5.1.

Πίνακας 5.1. Παράμετροι προσομοίωσης ασύμμετρης φόρτισης σε L-C-R κύκλωμα.

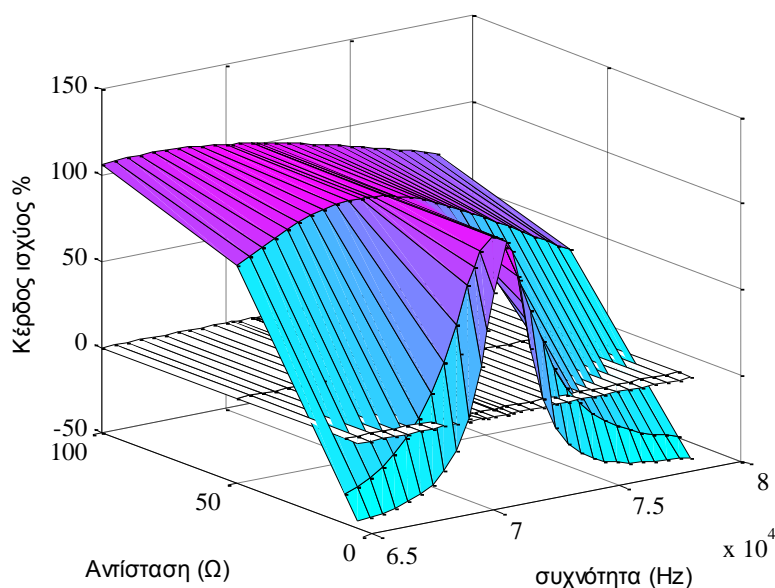
L	C	$V_{in,peak}$	f	R_{sc}	R_L
178 μ H	28.2 nF	100V	71037.16 Hz	0 Ω / 2 Ω	10 Ω



Σχήμα 5.5. Προσομοίωση κυκλώματος L-C-R στη συχνότητα συντονισμού. Επάνω: τάση εισόδου. Κάτω: τάση εξόδου για ασύμμετρη (μπλε) και πλήρη φόρτιση (μαύρο) για (α) $R_{sc}=0 \Omega$ και (β) $R_{sc}=2 \Omega$.

Η παραπάνω ανάλυση δίνει μια καλή προσέγγιση της επίδρασης της ασύμμετρης φόρτισης σε συντονισμένο L-C-R κύκλωμα υψηλού συντελεστή ποιότητας, Q . Οι προκύπτουσες σχέσεις, όμως, δεν είναι ακριβείς για κυκλώματα χαμηλών συντελεστών ποιότητας, δηλαδή κυκλώματα με μεγάλη αντίσταση φορτίου. Παρόλα αυτά, τα πλεονεκτήματα της ασύμμετρης φόρτισης εξακολουθούν να ισχύουν και σε αυτές τις περιπτώσεις. Στο ακόλουθο διάγραμμα παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοίωσης για το κέρδος ισχύος εξόδου που προκύπτει για χρήση της τοπολογίας ασύμμετρης φόρτισης σε σχέση με την πλήρη φόρτιση του L-C-R κυκλώματος. Η προσομοίωση διεξάγεται για ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων πέραν της συχνότητας συντονισμού και για διάφορες τιμές αντίστασης φορτίου.

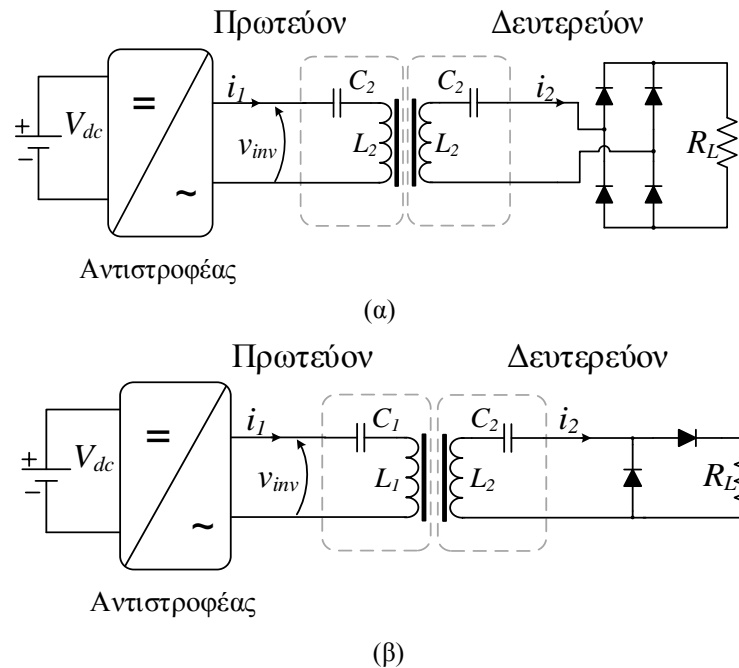
Τα αποτελέσματα παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον, καθώς δείχνουν ότι υπάρχει περιθώριο αύξησης της μεταφερόμενης ισχύος ακόμα και σε συχνότητες λειτουργίας διαφορετικές από τη συχνότητα συντονισμού. Μάλιστα, το κέρδος και το εύρος συχνοτήτων στο οποίο αυτό επιτυγχάνεται αυξάνεται όσο αυξάνεται η αντίσταση φορτίου.



Σχήμα 5.6. Κέρδος ισχύος εξόδου, G , της ασύμμετρης σε σχέση με την πλήρη φόρτιση κυκλώματος L-C-R για διάφορες συχνότητες λειτουργίας και διαφορετικές αντιστάσεις φορτίου.

5.2 Εφαρμογή ασύμμετρης φόρτισης σε IPTS με αντιστάθμιση σειράς-σειράς

Στο παρόν υποκεφάλαιο εξετάζεται η εφαρμογή της τοπολογίας ασύρματης φόρτισης σε σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς – σειράς. Παρουσιάζεται η θεωρητική ανάλυση της επίδρασης της ασύμμετρης φόρτισης στο σύστημα, η οποία υποστηρίζεται από προσομοιώσεις και πειραματικά αποτελέσματα σε ωμικό φορτίο και συστοιχία μπαταριών. Στα αποτελέσματα αυτά, γίνεται σύγκριση της τοπολογίας ασύμμετρης φόρτισης με την κλασική ανόρθωση πλήρους γέφυρας που χρησιμοποιείται συνηθέστερα στη βιβλιογραφία. Οι υπό σύγκριση τοπολογίες απεικονίζονται στο Σχήμα 5.7.

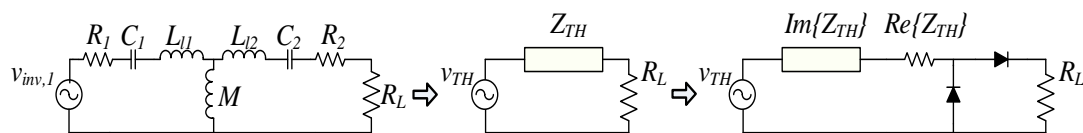


Σχήμα 5.7. IPTS με αντιστάθμιση σειράς – σειράς και τοπολογία (α) πλήρους ανόρθωσης και (β) ασύμμετρης φόρτισης στο δευτερεύον.

5.2.1 Θεωρητική ανάλυση ασύμμετρης φόρτισης σε IPTS με αντιστάθμιση SS

Η ανάλυση της επίδρασης της ασύμμετρης φόρτισης στο σύστημα θα βασισθεί στις παραδοχές της προηγούμενης ενότητας και τις σχέσεις του Κεφαλαίου 2.

Για την μετατροπή του κυκλώματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος σε μορφή συμβατή με την προηγούμενη ανάλυση, χρησιμοποιείται το ισοδύναμο Thevenin με τον τρόπο που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.8.



Σχήμα 5.8. Ισοδύναμο Thevenin του κυκλώματος του IPTS με ασύμμετρη φόρτιση.

Για το ισοδύναμο Thevenin του Σχήματος Σχήμα 5.8, η σύνθετη αντίσταση δίνεται από την σχέση (5.20) και η τάση εισόδου από την (5.21). Με τη μετατροπή αυτή, το σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς- σειράς λαμβάνει τη μορφή κυκλώματος σειράς L-C-R, όπου το L-C κύκλωμα αντιπροσωπεύεται από το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης Z_{TH} , το οποίο παρουσιάζεται στην (5.23), και η εσωτερική αντίσταση από το πραγματικό μέρος, (5.22).

$$Z_{TH} = Z_2 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_1} \quad (5.20)$$

$$v_{TH} = \frac{j\omega M}{Z_1} v_{inv,1} \quad (5.21)$$

$$\Re\{Z_{TH}\} = \frac{R_1(R_1 R_2 + \omega^2 M^2) + R_2 \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2}{R_1^2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2} \quad (5.22)$$

$$\Im\{Z_{TH}\} = \frac{R_1^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left[\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) - \omega^2 M^2 \right]}{R_1^2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2} \quad (5.23)$$

Αν οι εσωτερικές αντιστάσεις θεωρηθούν αμελητέες τότε η (5.23) απλοποιείται στην ακόλουθη μορφή:

$$\Im\{Z_{TH}\} = \frac{\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) - \omega^2 M^2}{\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)} \quad (5.24)$$

Για λειτουργία σε συντονισμό, με βάση τις συνθήκες της προηγούμενης ενότητας, πρέπει το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης Thevenin να μηδενιστεί. Αυτό συμβαίνει για τις ακόλουθες συχνότητες λειτουργίας:

$$\Im\{Z_{TH}\} = 0 \Rightarrow \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) - \omega^2 M^2 = 0 \Rightarrow$$

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{\frac{L_2}{C_1} + \frac{L_1}{C_2} \pm \sqrt{\left(\frac{L_2}{C_1} - \frac{L_1}{C_2} \right)^2 + \frac{4M^2}{C_1 C_2}}}{2(L_1 L_2 - M^2)}}, \quad (5.25)$$

οι οποίες ταυτίζονται με το αποτέλεσμα της σχέσης (2.55), δηλαδή για τις συχνότητες ω_{ZPA} και ω_{180° .

Στην περίπτωση αυτή, το ισοδύναμο κύκλωμα λαμβάνει τη μορφή του εν σειρά L-C-R κυκλώματος που αναλύθηκε στην παράγραφο 5.1, όπου πηγή εισόδου είναι πλέον η v_{TH} , και η εσωτερική αντίσταση του κυκλώματος R_{sc} ορίζεται από τη σχέση (5.26).

Κατά αντιστοιχία, η ισχύς εξόδου με την τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης υπολογίζεται από

την (5.27), ενώ με την πλήρη ανόρθωση από την (5.28). Συνεπώς, με την ασύμμετρη φόρτιση επιτυγχάνεται ένα κέρδος στη ισχύ εξόδου, που περιγράφεται από την (5.29). Είναι εμφανές ότι για την ιδανική περίπτωση όπου $R_{sc} \rightarrow 0$, το κέρδος μπορεί να φτάσει και το 100 %, δηλαδή να επιτευχθεί διπλασιασμός της ισχύος εξόδου.

$$R_{sc} = \Re\{Z_{TH}\} \quad (5.26)$$

$$\bar{P}_{o,as} = 2\tilde{V}_{TH}^2 \frac{R_L}{(2R_{sc} + R_L)^2} \quad (5.27)$$

$$\bar{P}_{o,fw} = \tilde{V}_{TH}^2 \frac{R_L}{(R_{sc} + R_L)^2} \quad (5.28)$$

$$G = \frac{\bar{P}_{o,as} - \bar{P}_{o,fw}}{\bar{P}_{o,fw}} = 2 \frac{(R_{sc} + R_L)^2}{(2R_{sc} + R_L)^2} - 1 \quad (5.29)$$

5.2.1.1 Ισοδύναμη αντίσταση μπαταρίας

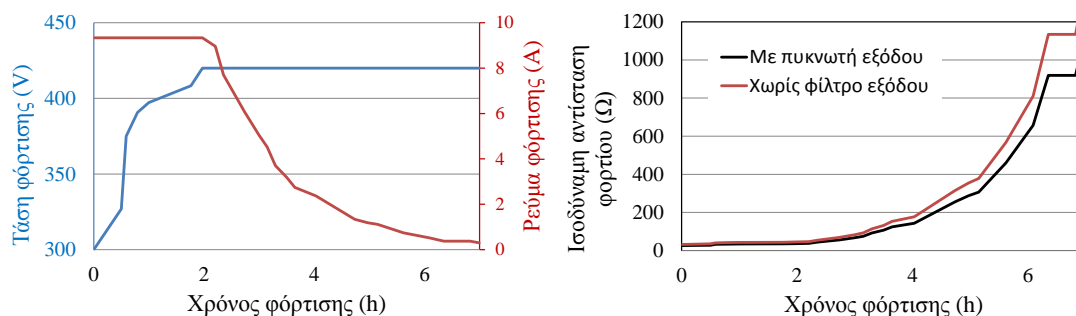
Με βάση την προηγούμενη ανάλυση, η ασύμμετρη φόρτιση μπορεί να αυξήσει σημαντικά την παρεχόμενη ισχύ στο φορτίο, υπό την προϋπόθεση ότι η αντίσταση φορτίου θα είναι πολύ μεγαλύτερη από την εσωτερική αντίσταση του συστήματος. Είναι, όμως, η ισοδύναμη αντίσταση μιας μπαταρίας αυτοκινήτου αρκετά μεγάλη για να επιτρέπει τη χρήση αυτής της τοπολογίας ανόρθωσης σε ασύρματους φορτιστές αυτοκινήτων;

Η ισοδύναμη αντίσταση μιας μπαταρίας, $R_{L,bat}$, όπως αυτή ανακλάται στην ac πλευρά ενός ανορθωτή πλήρους γέφυρας με πυκνωτή εξομάλυνσης δίνεται από τη σχέση (2.27):

$$R_{L,bat} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_{bat}}{I_{bat}}$$

και είναι ανάλογη του λόγου της τάσης της μπαταρίας προς το ρεύμα φόρτισης [96],[79]. Αυτή είναι η τιμή φορτίου το οποίο πρέπει να οδηγήσει ο φορτιστής.

Στους συσσωρευτές ηλεκτρικών αυτοκινήτων χρησιμοποιούνται συνήθως μπαταρίες ιόντων λιθίου, και οι τιμές V_{bat} και I_{bat} εξαρτώνται από τα χαρακτηριστικά ισχύος και τη συνδεσμολογία κελιών της κάθε συστοιχίας. Παρά τις προσπάθειες τυποποίησης, προς το παρόν τα εμπορικά διαθέσιμα ηλεκτρικά αυτοκίνητα έχουν το καθένα τις δικές του προδιαγραφές ισχύος. Τα επίπεδα τάσης κυμαίνονται από 300 V έως 600 V και αφορούν μπαταρίες ενέργειας μεγαλύτερης των 15 kWh [110]. Για παράδειγμα, με βάση το προφίλ φόρτισης σταθερού ρεύματος / σταθερής τάσης της μπαταρίας του Nissan Leaf, που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.9 (α), η $R_{L,bat}$ κυμαίνεται από 30 Ω έως 850 Ω ανάλογα με το επίπεδο φόρτισης (SoC). Το γράφημα της $R_{L,bat}$ απεικονίζεται στο Σχήμα 5.9 (β). Οι τιμές αυτές της ισοδύναμης αντίστασης φανερώουν τη δυνατότητα χρησιμοποίησης της τεχνικής ασύμμετρης φόρτισης για ασύρματους φορτιστές αυτοκινήτων.



Σχήμα 5.9. (α) προφίλ φόρτισης μπαταρίας ηλεκτρικού αυτοκινήτου 24 kWh [96] και (β) ισοδύναμη αντίσταση φόρτισης στην ac-πλευρά ανορθωτή πλήρους γέφυρας με και χωρίς χωρητικό φίλτρο εξόδου.

5.2.2 Προσομοιώσεις και πειραματικά αποτελέσματα φόρτισης

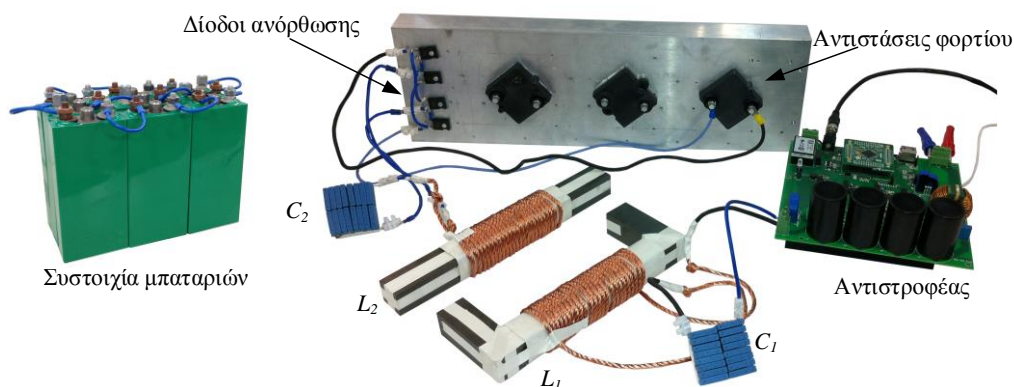
Για τη διερεύνηση της ασύμμετρης φόρτισης σε πρωτότυπο σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, ονομαστικής ισχύος 500 W, διεξάγονται προσομοιώσεις και πειράματα με χρήση της διάταξης που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.10.

Οι προσομοιώσεις γίνονται στο λογισμικό Matlab/ Simulink με τα στοιχεία του Πίνακα 5.2. Τα πειράματα γίνονται σε πρώτο στάδιο για ωμικό φορτίο διαφόρων τιμών. Στη συνέχεια, πραγματοποιείται φόρτιση συστοιχίας μπαταριών 28.8V, 20 Ah, τύπου LiFePO₄. Η σύγκριση της ισχύος εξόδου γίνεται και στις δυο περιπτώσεις φορτίων μεταξύ ανορθωτών πλήρους γέφυρας και ασύμμετρης φόρτισης, χωρίς πυκνωτή εξόδου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.7 (α) και (β), αντίστοιχα.

Το σύστημα αποτελείται από αντιστροφέα ονομαστικής ισχύος 1 kW, μαγνητικό κύκλωμα με πυρήνες φερρίτη και σύρμα litz (Παράρτημα V) και πυκνωτές συντονισμού σε αντιστάθμιση σειράς και στις δύο πλευρές του κυκλώματος. Τα επιμέρους εξαρτήματα της πειραματικής διάταξης παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.3. Οι αντιστάσεις που χρησιμοποιούνται στα πειράματα είναι κεραμικές, παχιάς στρώσης (thick film resistors), ικανές να λειτουργούν σε μεγάλη ισχύ και χαρακτηρίζονται από πολύ χαμηλή εσωτερική επαγωγή. Το τελευταίο χαρακτηριστικό είναι ιδιαίτερα σημαντικό για λειτουργία σε υψηλή συχνότητα, καθότι τότε η εσωτερική επαγωγή επηρεάζει σημαντικά τη συνολική συμπεριφορά του συστήματος.

Πίνακας 5.2. Στοιχεία προσομοίωσης

Στοιχείο	Τύπος / Τιμή	Στοιχείο	Τύπος / Τιμή
L_1	181.38 μ H	C_1	18.8 nF
L_2	160.2 μ H	C_2	18.8 nF
k	0.24	R_L	4 Ω έως 120 Ω



Σχήμα 5.10. Πειραματική διάταξη πρωτότυπου συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.

Πίνακας 5.3. Στοιχεία πειραματικής διάταξης

Στοιχείο	Τύπος / Τιμή	Στοιχείο	Τύπος / Τιμή	
SiC MOSFETs	C2M0080120D	R_L	4.7 Ω / LPS0800H4R70JB	
Δίοδοι	STTH6004W		10 Ω / RPS0500DH10R0JB	
L_1	181.38 μH		100 Ω / LPS0800H1000JB	
L_2	160.2 μH	Συστοιχία μπαταριών	Τύπος	LiFePO ₄
k	0.24		Χαρακτηριστικά κελιού	20 Ah, 3.2 V
$C_{1,2}$	18.8 nF / B32653A2472J 2 σειρές x 8 στήλες		Σύνδεση	9 κελιά σε σειρά

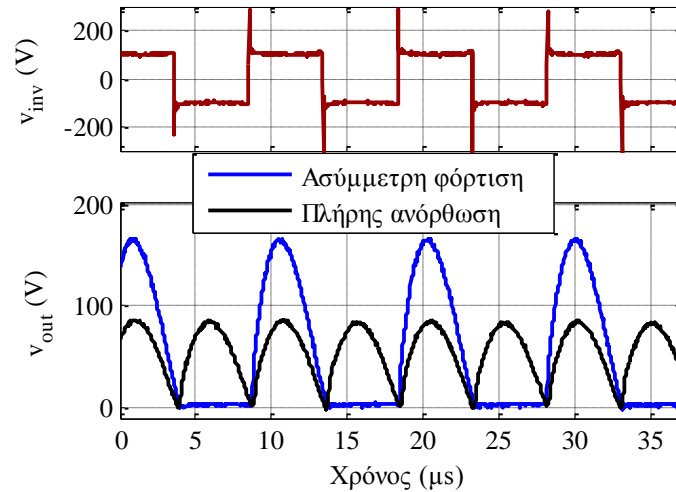
5.2.2.1 Αποτελέσματα ωμικού φορτίου

Στα ακόλουθα γραφήματα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοιώσεων και πειραμάτων για τις δυο τοπολογίες ανόρθωσης και για διάφορες τιμές ωμικού φορτίου. Η τάση εισόδου του αντιστροφέα είναι 100 V και η συχνότητα λειτουργίας 102.7 kHz. Τα πειράματα έγιναν για τιμές αντίστασης 4.7 Ω , 10 Ω και 100 Ω .

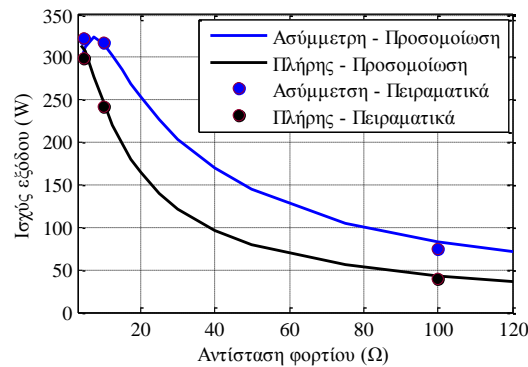
Πιο συγκεκριμένα, στο Σχήμα 5.11 παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα για την τάση εξόδου του αντιστροφέα και την τάση στα άκρα του φορτίου, για $R_L = 100 \Omega$, τόσο για την ασύμμετρη φόρτιση όσο και για την πλήρη ανόρθωση. Όπως είναι φανερό, το πλάτος της τάσης εξόδου στην περίπτωση της ασύμμετρης φόρτισης είναι σχεδόν διπλάσιο αυτού της πλήρους ανόρθωσης, γεγονός που συμφωνεί με την προηγούμενη προσεγγιστική ανάλυση.

Η ισχύς εξόδου για τις δυο περιπτώσεις απεικονίζεται στο Σχήμα 5.12. Τα πειραματικά αποτελέσματα βρίσκονται πολύ κοντά με αυτά των προσομοιώσεων. Για αντιστάσεις φορτίου μεγαλύτερες από την εσωτερική αντίσταση του συστήματος, υπάρχει σημαντική αύξηση της ισχύος εξόδου στην περίπτωση της ασύμμετρης φόρτισης. Το κέρδος της ισχύος εξόδου σε σχέση με την ισχύ που αποδίδεται με την πλήρη ανόρθωση, υπολογίζεται από τη σχέση (5.29) και καταγράφεται στο Σχήμα 5.13. Αξίζει να σημειωθεί ότι το κέρδος αγγίζει το 92 % για

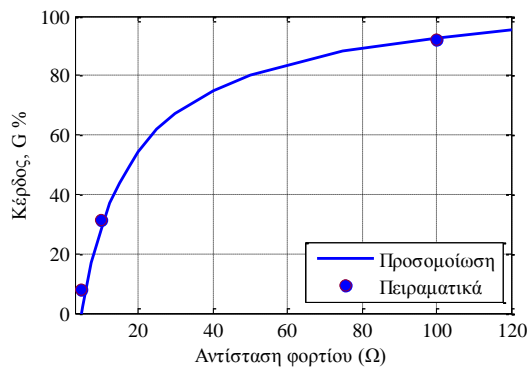
αντίσταση 100Ω στα πειραματικά αποτελέσματα. Παρόλα αυτά, η αύξηση της ισχύος εξόδου μέσω ασύμμετρης φόρτισης επιτυγχάνεται εις βάρος της απόδοσης για φορτία χαμηλής αντίστασης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.14.



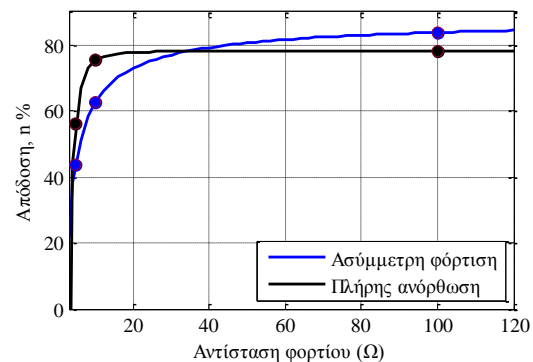
Σχήμα 5.11. Πειραματικά αποτελέσματα τάσης εξόδου αντιστροφεία (κόκκινο) και τάσης φορτίου για πλήρη ανόρθωση και ασύμμετρη φόρτιση με φορτίο $R_L=100 \Omega$.



Σχήμα 5.12. Αποτελέσματα προσομοιώσεων και πειραμάτων για την ισχύ εξόδου σε συνάρτηση με την αντίσταση φορτίου R_L για πλήρη ανόρθωση και ασύμμετρη φόρτιση.

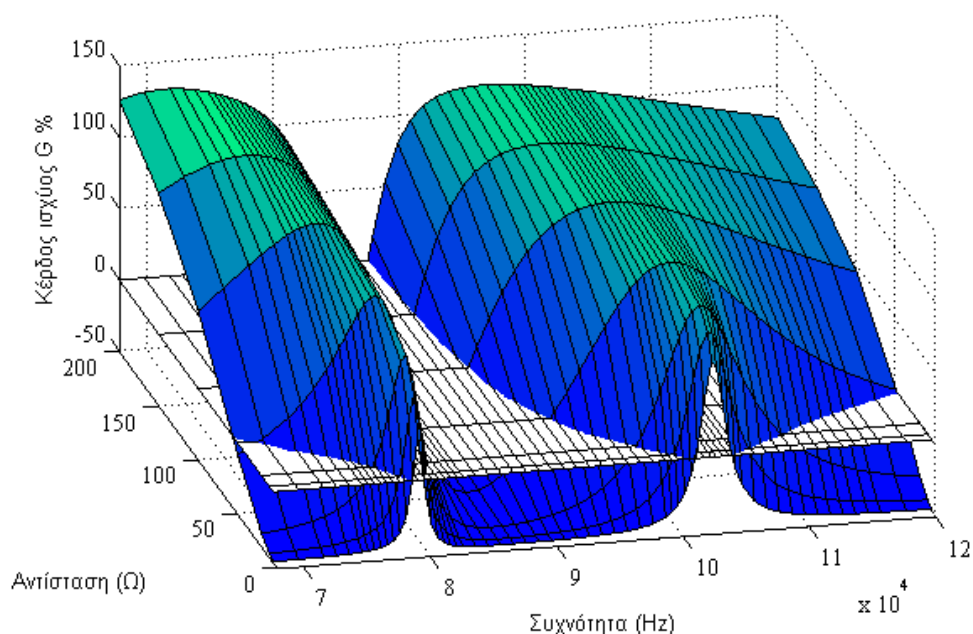


Σχήμα 5.13. Κέρδος ισχύος εξόδου της ασύμμετρης φόρτισης σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση.

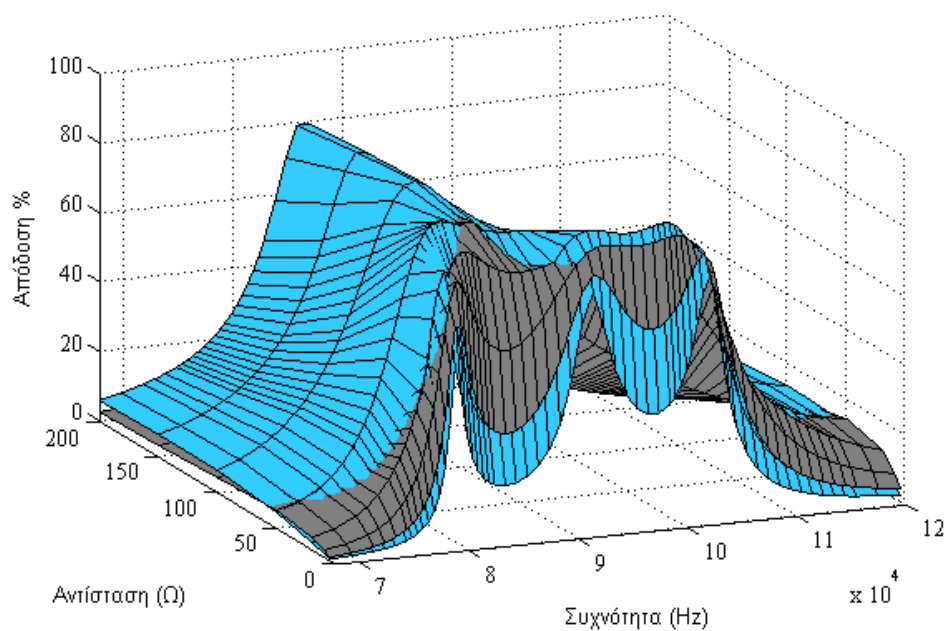


Σχήμα 5.14. Πειραματικά αποτελέσματα απόδοσης από DC έως φορτίο του IPTS.

Στο Σχήμα 5.15 παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοίωσης για το κέρδος ισχύος εξόδου που προκύπτει για χρήση της τοπολογίας ασύμμετρης φόρτισης σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση του IPTS. Η προσομοίωση διεξάγεται για ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων πέραν της συχνότητας συντονισμού και για διάφορες τιμές αντίστασης φορτίου.



Σχήμα 5.15. Κέρδος ισχύος εξόδου, G , της ασύμμετρης φόρτισης σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση IPTS με αντιστάθμιση σειράς-σειράς για διάφορες συχνότητες λειτουργίας και διαφορετικές αντιστάσεις φορτίου.



Σχήμα 5.16. Απόδοση DC-DC συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς για διάφορες συχνότητες λειτουργίας και διαφορετικές αντιστάσεις φορτίου με τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης (γαλάζιο) και πλήρους ανόρθωσης (γκρι).

Τα αποτελέσματα στην προκειμένη περίπτωση παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον, καθώς επιβεβαιώνουν την ύπαρξη δύο περιοχών συχνότητων, γύρω από τις συχνότητες που υπολογίστηκαν στην (5.25), όπου καταγράφεται αύξηση της μεταφερόμενης ισχύος, σε συμφωνία με την ανάλυση που προηγήθηκε. Αντιστοιχα με την συμπεριφορά του L-C-R κυκλώματος, το κέρδος και το εύρος συχνότητων στο οποίο αυτό επιτυγχάνεται αυξάνεται όσο αυξάνεται η αντίσταση φορτίου και σε αυτή την περίπτωση.

Αξίζει να σημειωθεί, ότι όπως φάνηκε και στα πειραματικά αποτελέσματα, η απόδοση του συστήματος με λειτουργία ασύμμετρης φόρτισης είναι καλύτερη από αυτή με πλήρη ανόρθωση για ένα μεγάλο εύρος συχνότητων για μεσαίας τιμής αντιστάσεις. Για μεγάλες τιμές αντιστάσεων, η ασύμμετρη φόρτιση παρουσιάζει καλύτερη απόδοση σε όλο το εύρος συχνότητων. Τα σχετικά αποτελέσματα της προσομοίωσης καταγράφονται στο Σχήμα 5.16, όπου με γκρι χρώμα απεικονίζεται η απόδοση για την πλήρη ανόρθωση και με γαλάζιο για την ασύμμετρη φόρτιση.

5.2.2.2 Αποτελέσματα φόρτισης μπαταρίας

Για την αντικειμενική σύγκριση των δυο τοπολογιών ανόρθωσης, η τάση εισόδου του αντιστροφέα, V_{DC} , διατηρείται ίση με 47 V και στις δυο περιπτώσεις. Για καλύτερη συσχέτιση των αποτελεσμάτων με τη θεωρητική ανάλυση, στο συγκεκριμένο πείραμα δεν χρησιμοποιείται φίλτρο εξόδου της ανόρθωσης. Με αυτό τον τρόπο, η διαφορά μεταξύ των δυο τοπολογιών είναι εμφανής από το ρεύμα φορτίου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.17. Στο ίδιο σχήμα παρουσιάζεται η τάση εξόδου του αντιστροφέα και η τάση ακροδεκτών της μπαταρίας για πλήρη ανόρθωση και ασύμμετρη φόρτιση. Η αύξηση στην μεταφερόμενη ισχύ όταν χρησιμοποιείται η τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης σημειώνεται στον Πίνακα 5.4.

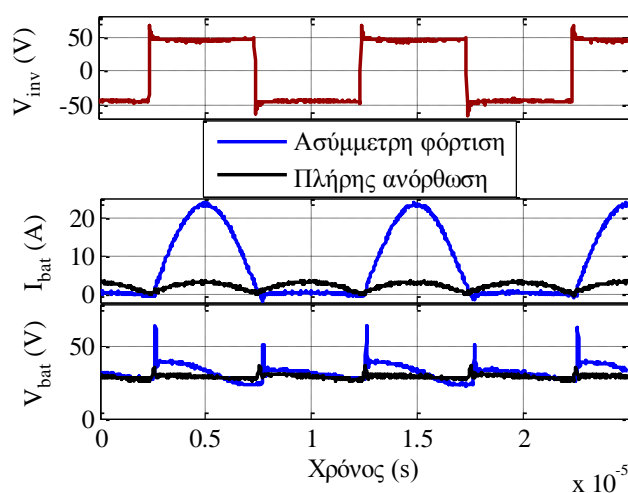
Από τα αποτελέσματα για τα μεγέθη της μπαταρίας παρατηρείται ότι στο συγκεκριμένο πείραμα, η ισχύς εξόδου με ασύμμετρη φόρτιση είναι παραπάνω από δυο φορές μεγαλύτερη από ότι με την πλήρη ανόρθωση. Αυτό οφείλεται στη μη γραμμική χαρακτηριστική φόρτισης της μπαταρίας η οποία συνεπάγεται μεταβολή της ισοδύναμης αντίστασης $R_{L,bat}$ σε σχέση με την εφαρμοζόμενη τάση.

Αναφορικά με τη φόρτιση μπαταριών, τα πλεονεκτήματα της ασύμμετρης φόρτισης μπορούν να εντοπιστούν από δυο οπτικές:

1. Η ισχύς που αποδίδεται στη μπαταρία είναι αυξημένη σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση, για δεδομένη τάση εισόδου του αντιστροφέα, V_{DC} .
2. Για δεδομένη ισχύ εξόδου, η απαιτούμενη τάση εισόδου του αντιστροφέα είναι σημαντικά μικρότερη στην ασύμμετρη φόρτιση από την αντίστοιχη στην πλήρη ανόρθωση.

Το δεύτερο σημείο είναι εμφανές στον Πίνακα 5.4, εφόσον για την ίδια ισχύ εξόδου η ασύμμετρη φόρτιση απαιτεί τάση εισόδου αντιστροφέα ίση με 47 V, ενώ με την πλήρη ανόρθωση η απαιτούμενη τάση εισόδου αυξάνεται στα 70 V. Το μέγεθος της απαιτούμενης τάσης εισόδου του αντιστροφέα έχει μεγάλη σημασία στα συστήματα επαγωγικής μεταφοράς

ισχύος επειδή τα μεγάλα διάκενα προκαλούν συντελεστές σύζευξης χαμηλότερους του 0.3, οι οποίοι μεταβάλλονται με τη μεταβολή του διακένου. Συνεπώς, για την επίτευξη συνθηκών που να επιτρέπουν την ασύρματη φόρτιση μπαταριών, ενδέχεται να απαιτείται υψηλή τάση εισόδου του αντιστροφέα, που μπορεί να ξεφεύγει και από τα όρια ασφαλούς λειτουργίας για συγκεκριμένες συνθήκες ή όσο αυξάνεται το επίπεδο φόρτισης της μπαταρίας.



Σχήμα 5.17. Πειραματικά αποτελέσματα τάσης εξόδου αντιστροφέα (κόκκινο), ρεύματος και τάσης μπαταρίας για πλήρη ανόρθωση και ασύμμετρη φόρτιση. Τα δεδομένα παρατίθενται στον Πίνακα 5.4.

Πίνακας 5.4. Πειραματικά αποτελέσματα φόρτισης μπαταρίας με πλήρη ανόρθωση και ασύμμετρη φόρτιση

	V_{DC} (V)	\tilde{V}_{bat} (V)	\tilde{I}_{bat} (A)	Ισχύς (W)
Πλήρης ανόρθωση	47	29.2	2.4	70
Ασύμμετρη φόρτιση	47	32.4	11.7	379
Πλήρης ανόρθωση	70	34.9	11.7	408.3

$f = 100.16$ kHz

Συμπεράσματα πειραματικής διερεύνησης

Στα συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, η ασύμμετρη φόρτιση συμβάλλει στην αύξηση του ρεύματος πρωτεύοντος, γεγονός που ενισχύει τη δυνατότητα μεταφοράς ισχύος σε μεγαλύτερα διάκενα λόγω της ισχυροποίησης του παραγόμενου μαγνητικού πεδίου.

Η διαδικασία αυτή είναι ωφέλιμη τόσο για μεταφορά ισχύος σε καταστάσεις χαμηλού συντελεστή σύζευξης, όσο και σε οδήγηση φορτίων υψηλής αντίστασης. Τα πειραματικά αποτελέσματα έδειξαν ότι το κέρδος στην ισχύ εξόδου με τη χρήση ασύμμετρης φόρτισης αυξάνεται όσο αυξάνεται ο λόγος της αντίστασης φορτίου ως προς την εσωτερική αντίσταση

του συστήματος. Συνεπώς, για να επιτευχθεί η μέγιστη δυνατή αύξηση ισχύος, είναι απαραίτητη η ελαχιστοποίηση κατά το δυνατόν της εσωτερικής αντίστασης του συστήματος, με κατάλληλη σχεδίαση και προσεκτική κατασκευή των εξαρτημάτων του.

Σε συστήματα με χαμηλή αντίσταση φορτίου, όταν, δηλαδή, η αντίσταση φορτίου είναι αντίστοιχη με την εσωτερική αντίσταση του συστήματος, η χρήση της τοπολογίας ασύμμετρης φόρτισης δεν έχει οφέλη. Αντίθετα, ενδέχεται να περιορίζει τη συνολική απόδοση του συστήματος λόγω της κατανάλωσης σημαντικής ισχύος στην εσωτερική αντίσταση του συστήματος κατά το χρονικό διάστημα βραχυκύκλωσης. Οι περισσότερες εφαρμογές επαγωγικής φόρτισης μεγάλης ισχύος παρουσιάζουν σχετικά μεγάλη αντίσταση φορτίου, με αποτέλεσμα η ασύμμετρη φόρτιση να αποτελεί για αυτές ενδιαφέρουσα επιλογή.

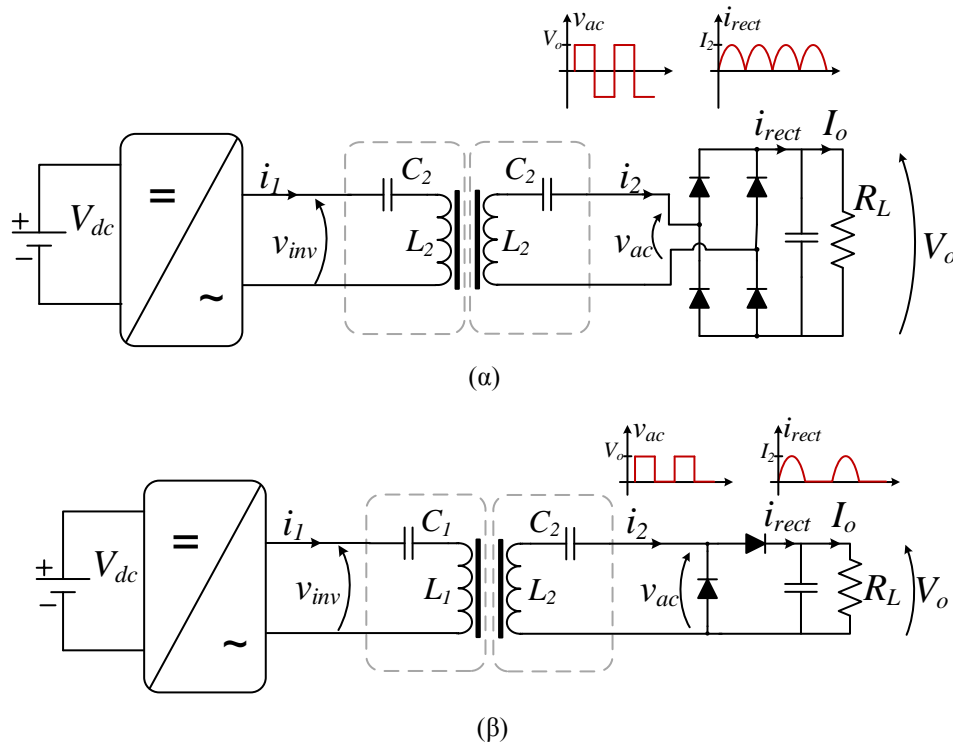
Συγκεκριμένα για εφαρμογές φόρτισης μπαταριών, η αύξηση στην μεταφερόμενη ισχύ ενδέχεται να καταστήσει μη αναγκαία τη χρήση μετατροπέα DC/DC στην είσοδο του αντιστροφέα που χρησιμοποιείται εν γένει για ανύψωση της τάσης εισόδου ούτως ώστε το σύστημα να μπορεί να υπερβεί την τάση της μπαταρίας. Εναλλακτικά, η ανύψωση τάσης θα ήταν δυνατή με διαφοροποίηση των τιμών των αυτεπαγωγών ούτως ώστε να γίνεται αύξηση της τάσης στο δευτερεύον. Κάτι τέτοιο, όμως, δεν είναι προτιμητέο αναφορικά με τη συμπεριφορά και τον έλεγχο του συστήματος, όπως αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 2.

Η τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης είναι οικονομικά συμφέρουσα καθώς μπορεί να τροφοδοτήσει μπαταρία μέσω της ημιανόρθωσης, με τον ελάχιστο αριθμό στοιχείων και εξαρτημάτων. Λαμβάνοντας υπόψη τις σχετικές μελέτες [111],[112], μπορεί ακόμα να παραληφθεί και το χωρητικό φίλτρο εξόδου της ανόρθωσης καθώς φαίνεται ότι η παλμική φόρτιση βελτιώνει το χρόνο ζωής και μειώνει το χρόνο φόρτισης των μπαταριών ιόντων λιθίου.

Εκτός από εφαρμογές φόρτισης, η συγκεκριμένη τοπολογία προτείνεται και για συστήματα επαγωγικής θέρμανσης όπου τα φορτία είναι ωμικά.

5.3 Επίδραση χωρητικού φίλτρου εξόδου στην ασύμμετρη φόρτιση

Στις εφαρμογές ανόρθωσης τάσης χρησιμοποιείται συχνά χωρητικό φίλτρο εξομάλυνσης της τάσης εξόδου για μείωση της κυμάτωσης αυτής και παροχή σταθερής τιμής τάσης στο φορτίο. Η προσθήκη πυκνωτή στην έξοδο μιας ανορθωτικής διάταξης επηρεάζει την τιμή του ανακλώμενου φορτίου στην ac πλευρά του ανορθωτή. Ο μετασχηματισμός του φορτίου για συντονισμένα συστήματα που περιλαμβάνουν διάταξη πλήρους ανόρθωσης με χωρητικό φίλτρο εξόδου παρουσιάζεται στην [113].



Σχήμα 5.18. IPTS με αντιστάθμιση σειράς – σειράς και τοπολογία (α) πλήρους ανόρθωσης και (β) ασύμμετρης φόρτισης με χωρητικό φίλτρο εξόδου.

Ακολούθως, παρατίθεται συνοπτικά η ανάλυση εξαγωγής του μετασχηματισμού φορτίου για την πλήρη ανόρθωση με χωρητικό φίλτρο εξόδου (Σχήμα 5.18 (α)) και στη συνέχεια η αντίστοιχη ανάλυση για την τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης με χωρητικό φίλτρο εξόδου (Σχήμα 5.18 (β)). Έπειτα, πραγματοποιείται σύγκριση της ισχύος εξόδου των δυο τοπολογιών.

Σύμφωνα με την [113], εφόσον το ρεύμα εισόδου είναι ημιτονοειδές, η ανακλώμενη αντίσταση προκύπτει από το λόγο τάσης-ρεύματος ίδιων τάξεων αρμονικών συνιστωσών, όπως καταγράφεται στη σχέση (5.30). Άρα στην ενεργό τάση V_{ac} λαμβάνεται υπόψη μόνο η πρώτη αρμονική.

$$R_{ac} = \frac{\tilde{V}_{ac,1}}{\tilde{I}_2} \quad (5.30)$$

Ανάλυση για πλήρη ανόρθωση

Θεωρώντας dc τάση εξόδου, V_o , σταθερής τιμής, χωρίς κυμάτωση, η v_{ac} θα έχει μορφή τετραγωνικού παλμού με πλάτος ίσο με V_o :

$$v_{ac, fw} = \begin{cases} V_{o, fw}, & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -V_{o, fw}, & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (5.31)$$

Το πλάτος της πρώτης αρμονικής του τετραγωνικού παλμού της (5.37) όπως προκύπτει από ανάλυση Fourier ισούται με:

$$\hat{V}_{ac, fw, l} = \frac{4V_{o, fw}}{\pi} \Rightarrow \tilde{V}_{ac, fw, l} = \frac{2\sqrt{2}V_{o, fw}}{\pi} \quad (5.32)$$

Αντίστοιχα, το ρεύμα εξόδου, I_o , ισούται με τη μέση τιμή του ρεύματος εξόδου του ανορθωτή, $i_{rect, fw}$, δηλαδή:

$$I_{o, fw} = \frac{2}{\pi} \hat{I}_{2, fw} \Rightarrow \tilde{I}_{2, fw} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{o, fw} \quad (5.33)$$

Αντικαθιστώντας τις (5.32) και (5.33) στην (5.30) προκύπτει η ακόλουθη σχέση μεταξύ ανακλώμενης και πραγματικής αντίστασης φορτίου:

$$R_{ac, fw} = \frac{\tilde{V}_{ac, fw, l}}{\tilde{I}_{2, fw}} = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{o, fw}}{\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{o, fw}} = \frac{8}{\pi^2} R_L$$

που αντιστοιχεί στη (2.27). Η εσωτερική αντίσταση είναι και σε αυτή την περίπτωση ίση με το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης του ισοδύναμου Thevenin, όπως εκφράζεται στη σχέση (5.26):

$$R_{sc} = \Re\{Z_{TH}\} = \frac{R_1(R_1 R_2 + \omega^2 M^2) + R_2 \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2}{R_1^2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2}$$

Το ρεύμα δευτερεύοντος ισούται με:

$$i_{2, fw} = \frac{V_{TH}}{R_{sc} + \frac{8}{\pi^2} R_L} \quad (5.34)$$

Αντίστοιχα, το ρεύμα εξόδου ισούται με:

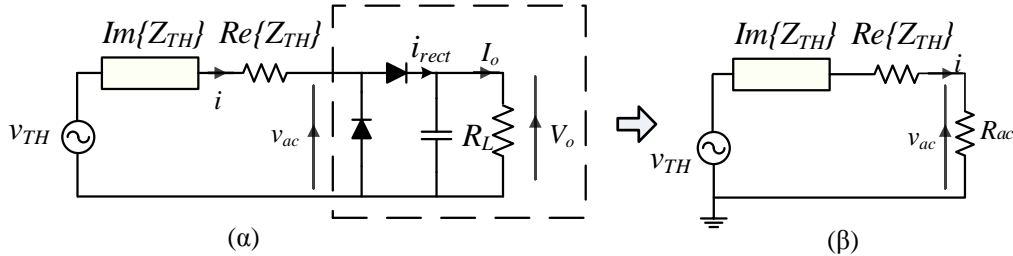
$$I_{o, fw} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \tilde{I}_{2, fw} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{8}{\pi^2} R_L} \right) \quad (5.35)$$

και η ισχύς εξόδου με:

$$P_{o, fw} = I_{o, fw}^2 R_L = \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{8}{\pi^2} R_L} \right)^2 R_L \quad (5.36)$$

Ανάλυση για ασύμμετρη φόρτιση

Με βάση την ίδια μεθοδολογία, παρουσιάζεται, στη συνέχεια, η ανάλυση της επίδρασης του χωρητικού φίλτρου εξόδου στην τοπολογία της ασύμμετρης φόρτισης συντονισμένου κυκλώματος, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 5.19.



Σχήμα 5.19. (α) διάταξη κυκλώματος για την εξαγωγή της ισοδύναμης αντίστασης (β) τοπολογία κυκλώματος με την ισοδύναμη αντίσταση

Για τον υπολογισμό της ισοδύναμης αντίστασης R_{eq} , αρκεί να υπολογισθεί η ανακλώμενη αντίσταση την οποία οδηγεί το κύκλωμα στην ac πλευρά της ημιανόρθωσης, R_{ac} .

Θεωρώντας dc τάση εξόδου, V_o , σταθερής τιμής, χωρίς κυμάτωση, η v_{ac} θα έχει μορφή τετραγωνικού παλμού με πλάτος ίσο με V_o :

$$v_{ac,as} = \begin{cases} V_{o,as} , & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 , & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (5.37)$$

Το πλάτος της πρώτης αρμονικής του τετραγωνικού παλμού της (5.37) όπως προκύπτει από ανάλυση Fourier ισούται με:

$$\hat{V}_{ac,as,1} = \frac{2V_{o,as}}{\pi} \Rightarrow \tilde{V}_{ac,as,1} = \frac{2V_{o,as}}{\pi\sqrt{2}} \quad (5.38)$$

Αντίστοιχα, το ρεύμα εξόδου, I_o , ισούται με τη μέση τιμή του ρεύματος εξόδου της ημιανόρθωσης, $i_{rect,as}$, δηλαδή:

$$I_{o,as} = \frac{I}{\pi} \hat{I}_{2,as} \Rightarrow \tilde{I}_{2,as} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} I_{o,as} \quad (5.39)$$

Αντικαθιστώντας τις (5.38) και (5.39) στην (5.30) προκύπτει η σχέση μεταξύ ανακλώμενης και πραγματικής αντίστασης φορτίου:

$$R_{ac,as} = \frac{\tilde{V}_{ac,as,1}}{\tilde{I}_{2,as}} = \frac{\frac{2}{\pi\sqrt{2}} V_{o,as}}{\frac{\pi}{\sqrt{2}} I_{o,as}} = \frac{2}{\pi^2} R_L \quad (5.40)$$

Συνεπώς η ισοδύναμη αντίσταση την οποία οδηγεί το συντονισμένο κύκλωμα είναι:

$$R_{eq,as} = R_{sc} + R_{ac,as} = R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L \quad (5.41)$$

Για τον υπολογισμό του ρεύματος εισόδου αντικαθίσταται η (5.41) στην (5.8):

$$i_{2,as} = \frac{V_{TH}}{R_{eq,as}} = \frac{V_{TH}}{R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L} \quad (5.42)$$

Και το ρεύμα εξόδου είναι, με βάση την (5.39):

$$I_{o,as} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \tilde{I}_{2,as} = \frac{\sqrt{2} \tilde{V}_{TH}}{\pi \left(R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L \right)} \quad (5.43)$$

Από την (5.43) μπορεί να υπολογιστεί η ισχύς εξόδου ως εξής:

$$P_{o,as} = I_{o,as}^2 R_L = \frac{2}{\pi^2} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L} \right)^2 R_L \quad (5.44)$$

Σύγκριση ασύμμετρης φόρτισης και πλήρους ανόρθωσης με χωρητικό φίλτρο εξόδου

Με βάση τις σχέσεις (5.44) και (5.36), το κέρδος ισχύος της ασύμμετρης φόρτισης σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση με χωρητικό φίλτρο εξόδου είναι:

$$G = \frac{\bar{P}_{o,as} - \bar{P}_{o,fw}}{\bar{P}_{o,fw}} = \frac{\left(R_{sc} + \frac{8}{\pi^2} R_L \right)^2}{4 \left(R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L \right)^2} - 1 \quad (5.45)$$

Συνεπώς, για $R_{sc} \rightarrow 0$, $\bar{P}_{o,as} \rightarrow 4 \cdot \bar{P}_{o,fw}$ και $G \rightarrow 3$.

Από τα παραπάνω, είναι εμφανής η αύξηση στο κέρδος ισχύος που επιφέρει η χρήση πυκνωτή εξομάλυνσης στην ασύμμετρη φόρτιση, σε σχέση με τις διατάξεις χωρίς πυκνωτή, αφού σε εκείνη την περίπτωση το κέρδος έφτανε στην καλύτερη περίπτωση το 100 % (σχέση (5.29)). Με τη χρήση χωρητικού φίλτρου εξόδου το κέρδος ισχύος μπορεί να φτάσει το 300 %, δηλαδή να τετραπλασιαστεί η παρεχόμενη στο φορτίο ισχύς με ασύμμετρη φόρτιση, σε σύγκριση με την τοπολογία πλήρους ανόρθωσης.

5.3.1.1 Προσομοίωση ασύμμετρης φόρτισης και πλήρους ανόρθωσης με πυκνωτή εξομάλυνσης

Για την επαλήθευση της θεωρητικής ανάλυσης, εκτελούνται προσομοιώσεις στο πρόγραμμα Matlab/ Simulink. Ακολούθως παρουσιάζονται συγκριτικά αποτελέσματα για την ασύμμετρη φόρτιση και την πλήρη ανόρθωση με πυκνωτή εξομάλυνσης στην έξοδο.

Αρχικά, πραγματοποιείται προσομοίωση με μηδενικές εσωτερικές αντιστάσεις για τις

παραμέτρους που παρατίθενται στον Πίνακα 5.5. Τα αποτελέσματα ισχύος εξόδου για κάθε τοπολογία καταγράφονται στον Πίνακα 5.6, μαζί με το κέρδος στην αποδιδόμενη ισχύ το οποίο υπολογίζεται από τη σχέση (5.45) και είναι πράγματι ίσο με 3. Επιπλέον, παρουσιάζονται και τα αποτελέσματα ισχύος εξόδου για κάθε τοπολογία όταν δεν χρησιμοποιείται πυκνωτής εξομάλυνσης. Αξίζει να αναφερθεί ότι με την προσθήκη του πυκνωτή η ισχύς αυξάνεται κατά $(\pi^2/4) = 2.47$ φορές στην περίπτωση της ασύμμετρης φόρτισης ενώ κατά $(\pi^2/8) = 1.23$ φορές στην περίπτωση της πλήρους ανόρθωσης. Οι λόγοι αυτοί προκύπτουν άμεσα από τις αντίστοιχες σχέσεις ισχύος εξόδου που αναλύθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους.

Πίνακας 5.5. Παράμετροι προσομοίωσης με χωρητικό φίλτρο εξόδου

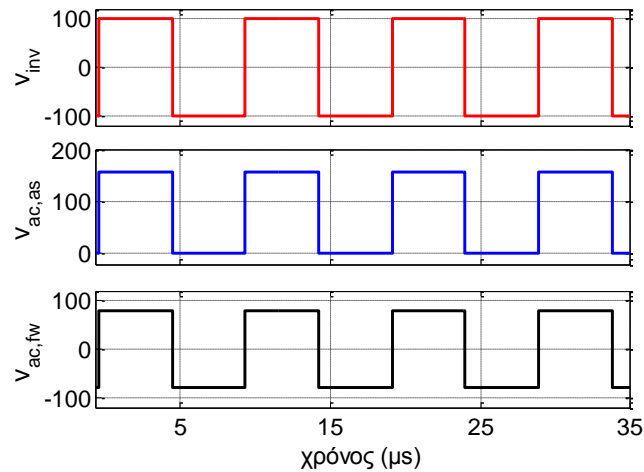
Παράμετρος	Τιμή	Παράμετρος	Τιμή
L_1	181.38 μH	C_1	18.8 nF
L_2	160.2 μH	C_2	18.8 nF
k	0.24	R_L	10 Ω
$V_{in,DC}$	100 V	f	102.72 kHz
R_1	0 Ω	R_2	0 Ω

Πίνακας 5.6. Αποτελέσματα ισχύος εξόδου προσομοίωσης

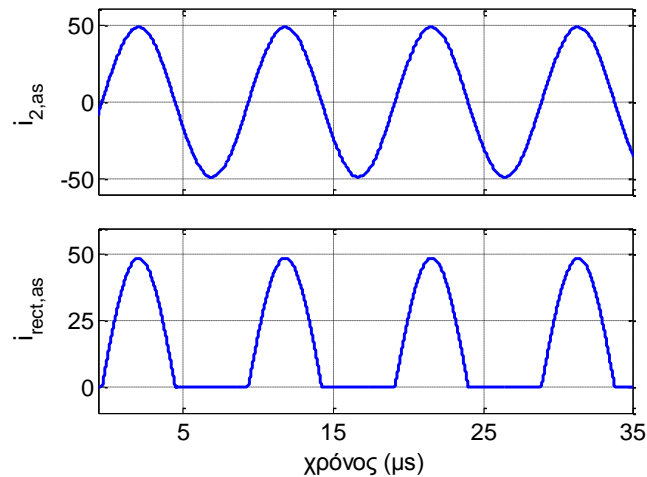
	με χωρητικό φίλτρο		χωρίς χωρητικό φίλτρο	
	$P_{o,as}$		$P_{o,as}$	
Ασύμμετρη φόρτιση		2422.2 W		982 W
Πλήρης ανόρθωση	$P_{o,fw}$	605.7 W	$P_{o,fw}$	491.1 W
Κέρδος ισχύος, G		3		1

Στο Σχήμα 5.20 απεικονίζονται οι κυματομορφές εξόδου του αντιστροφέα (με κόκκινο χρώμα) και εισόδου των τοπολογιών ασύμμετρης φόρτισης (με μπλε χρώμα) και πλήρους ανόρθωσης (με μαύρο χρώμα), αντίστοιχα. Όπως αναμενόταν λόγω της ενσωμάτωσης πυκνωτή εξομάλυνσης της τάσης εξόδου, οι τάσεις στην είσοδο των ανορθωτικών διατάξεων είναι και στις δυο περιπτώσεις τετραγωνικής μορφής. Παρατηρείται, επιπλέον, ότι η τάση στην είσοδο της τοπολογίας ασύμμετρης φόρτισης έχει πράγματι τη μορφή που περιγράφεται στη σχέση (5.37), δηλαδή ελάχιστη τιμή μηδέν και μέγιστη μεγαλύτερη από το πλάτος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Το τελευταίο φαινόμενο ανύψωσης της τάσης εισόδου της ασύμμετρης φόρτισης σε πλάτος μεγαλύτερο από αυτό της πηγής εισόδου εξηγήθηκε αναλυτικά στην παράγραφο 5.1.

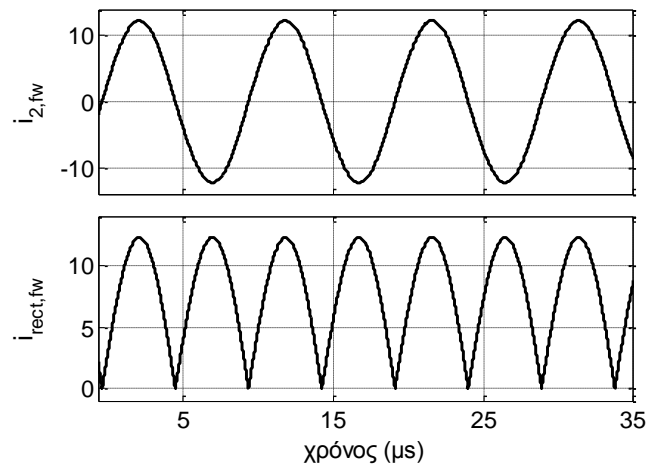
Στα Σχήματα 5.21 και 5.22 απεικονίζονται το ρεύμα δευτερεύοντος και το ρεύμα εξόδου του ανορθωτή για την ασύμμετρη φόρτιση και την πλήρη ανόρθωση αντίστοιχα. Επισημαίνεται ότι το ρεύμα εξόδου της τοπολογίας ασύμμετρης φόρτισης έχει, όπως αναμενόταν, μορφή ημιανόρθωσης. Αξίζει να παρατηρηθεί η διαφορά στα πλάτη των ρευμάτων μεταξύ των δυο τοπολογιών, οι οποίες έχουν ίδια τάση εισόδου και ίδιο φορτίο. Η διαφορά στα πλάτη καταδεικνύει τη σημαντική διαφορά στο μετασχηματισμό της αντίστασης φορτίου όπως αυτός προκύπτει στις σχέσεις (5.40) και (2.27), για κάθε τοπολογία.



Σχήμα 5.20. Τάση εξόδου αντιστροφέα (κόκκινο), τάση στην είσοδο του ανορθωτή για την ασύμμετρη φόρτιση (μπλε) και την πλήρη ανόρθωση (μαύρο).

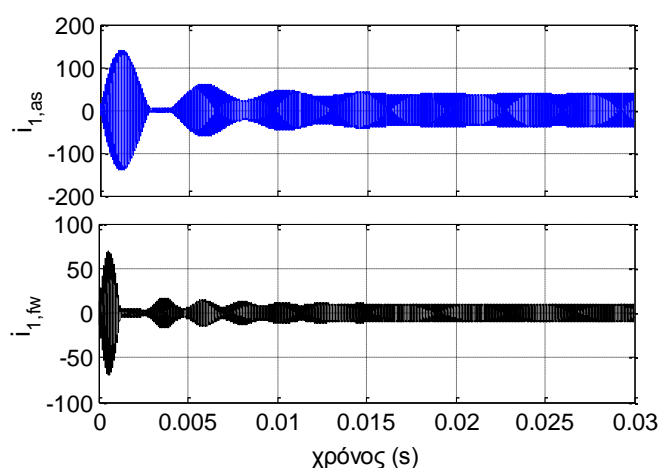


Σχήμα 5.21. Ρεύμα δευτερεύοντος (πάνω) και ρεύμα εξόδου της ημιανόρθωσης (κάτω) στην τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης.

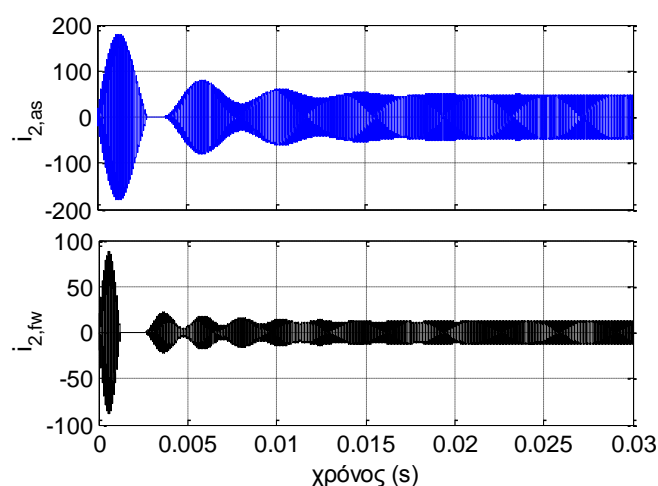


Σχήμα 5.22. Ρεύμα δευτερεύοντος (πάνω) και ρεύμα εξόδου της ημιανόρθωσης (κάτω) στην τοπολογία πλήρους ανόρθωσης.

Απαιτείται, όμως, ιδιαίτερη προσοχή κατά την εκκίνηση του συστήματος επαγωγικής φόρτισης, καθώς η ύπαρξη του πυκνωτή προκαλεί μεγάλης έντασης μεταβατικά ρεύματα και τάσεις στο συντονισμένο κύκλωμα, τα οποία εξομαλύνονται στις αναμενόμενες τιμές όταν το σύστημα βρεθεί στην σταθερή κατάσταση λειτουργίας. Το φαινόμενο αυτό καταγράφεται στα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Πιο συγκεκριμένα, στο Σχήμα 5.23 παρουσιάζεται το μεταβατικό του ρεύματος πρωτεύοντος για την ασύμμετρη φόρτιση (μπλε χρώμα) και την πλήρη ανόρθωση (μαύρο χρώμα). Τα αντίστοιχα μεταβατικά για το ρεύμα δευτερεύοντος καταγράφονται στο Σχήμα 5.24. Τα ρεύματα εκκίνησης είναι πολλαπλάσια των ρευμάτων μόνιμης κατάστασης. Το γεγονός αυτό προκαλεί προβλήματα και στις τάσεις που αναπτύσσονται στα άκρα των στοιχείων συντονισμού, όπως αναλύθηκε στην παράγραφο 2.7.3. Για το λόγο αυτό προτείνεται η σταδιακή αύξηση της τάσης εισόδου του αντιστροφέα κατά την εκκίνηση του συστήματος (soft start) με στόχο την ομαλή μετάβαση στις ονομαστικές τιμές.



Σχήμα 5.23. Μεταβατική κατάσταση ρεύματος πρωτεύοντος με τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης (μπλε) και πλήρους ανόρθωσης (μαύρο) και χωρητικό φίλτρο εξόδου.



Σχήμα 5.24. Μεταβατική κατάσταση ρεύματος δευτερεύοντος με τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης (μπλε) και πλήρους ανόρθωσης (μαύρο) και χωρητικό φίλτρο εξόδου.

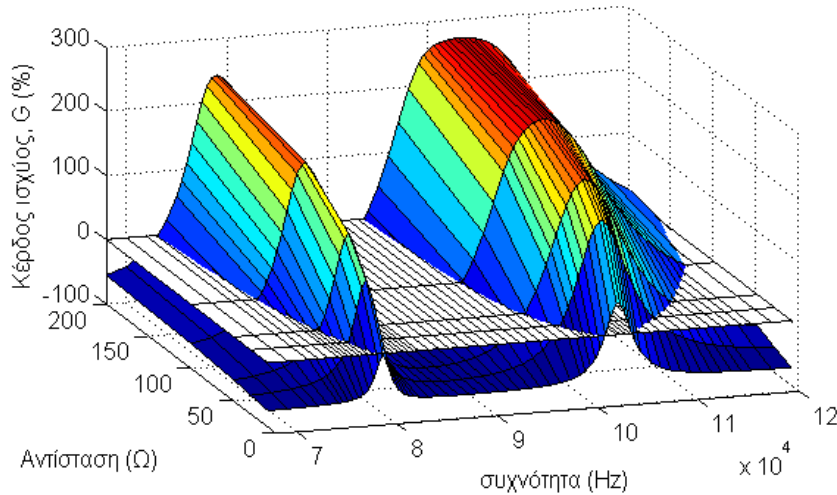
Στη συνέχεια, εκτελούνται προσομοιώσεις των διατάξεων με χωρητικό φίλτρο εξόδου για διάφορες τιμές αντίστασης φορτίου σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Στις προσομοιώσεις αυτές εισάγονται εσωτερικές αντιστάσεις στο πρωτεύον και το δευτερεύον για πιο ρεαλιστική προσέγγιση του συστήματος. Οι παράμετροι των προσομοιώσεων παρατίθενται στον Πίνακα 5.7.

Πίνακας 5.7. Τιμές παραμετρικής προσομοίωσης συστήματος με χωρητικό φίλτρο εξόδου

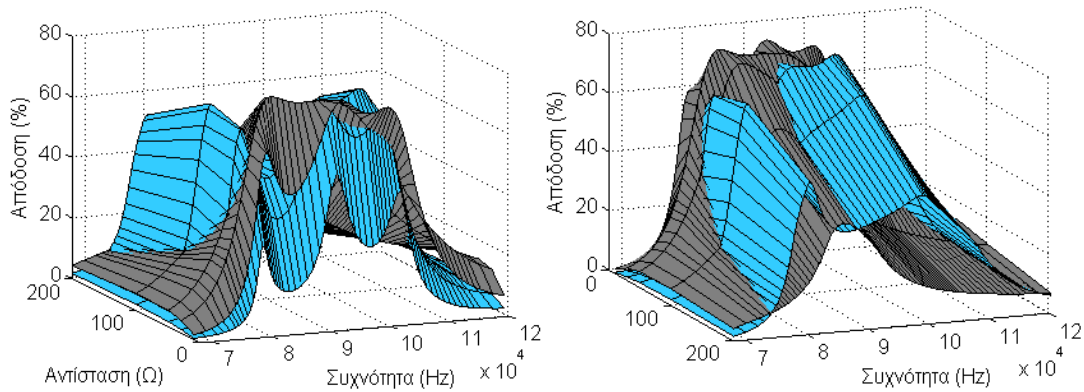
Παράμετρος	Τιμή	Παράμετρος	Τιμή
L_1	181.38 μ H	C_1	18.8 nF
L_2	160.2 μ H	C_2	18.8 nF
k	0.24	R_L	5 Ω – 200 Ω
$V_{in,DC}$	100 V	f	68 kHz – 120 kHz
R_1	1.5 Ω	R_2	1.5 Ω

Στο Σχήμα 5.25 παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοίωσης για το κέρδος ισχύος εξόδου που προκύπτει για χρήση της τοπολογίας ασύμμετρης φόρτισης σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση του IPTS. Τα αποτελέσματα μοιάζουν με τα αντίστοιχα χωρίς χωρητικό φίλτρο που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη παράγραφο (Σχήμα 5.15), με τη διαφορά ότι σε αυτή την περίπτωση το μέγιστο κέρδος ξεπερνάει το 100% και φτάνει το 280% για μεγάλες αντιστάσεις φορτίου. Αντιστοίχα με τα αποτελέσματα χωρίς πυκνωτή εξόδου, το κέρδος αυξάνεται όσο αυξάνεται η αντίσταση φορτίου, αλλά το εύρος συχνοτήτων αυξάνεται με μικρότερο ρυθμό από ότι στην περίπτωση χωρίς πυκνωτή. Αυτό οφείλεται στην αύξηση του συντελεστή ποιότητας του συστήματος λόγω της σημαντικής μείωσης στην ανακλώμενη αντίσταση φορτίου που προκαλεί ο πυκνωτής εξόδου. Ο αυξημένος συντελεστής ποιότητας, Q , συνεπάγεται μείωση του εύρους συχνοτήτων μεταφοράς σημαντικού μεγέθους ισχύος, όπως αναλύθηκε στην παράγραφο 2.2.

Στο Σχήμα 5.26 καταγράφεται η απόδοση του συστήματος για τις δυο εξεταζόμενες τοπολογίες. Η απόδοση του συστήματος με λειτουργία ασύμμετρης φόρτισης (γαλάζιο χρώμα) είναι καλύτερη από αυτή με πλήρη ανόρθωση (γκρι χρώμα) για ένα μικρότερο εύρος συχνοτήτων από ότι στην περίπτωση χωρίς πυκνωτή εξόδου, για μεσαίας και μεγάλης τιμής αντιστάσεις.



Σχήμα 5.25. Κέρδος ισχύος εξόδου, G , της ασύμμετρης φόρτισης σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση IPTS με αντιστάθμιση σειράς-σειράς για διάφορες συχνότητες λειτουργίας και διαφορετικές αντιστάσεις φορτίου.



Σχήμα 5.26. Απόδοση DC-DC συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση σειράς-σειράς και χωρητικό φίλτρο εξόδου για διάφορες συχνότητες λειτουργίας και διαφορετικές αντιστάσεις φορτίου με τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης (γαλάζιο) και πλήρους ανόρθωσης (γκρι).

Κεφάλαιο 6. Θερμική μελέτη συστήματος σε λειτουργία 1 kW

Στο παρόν Κεφάλαιο καταγράφεται η θερμική συμπεριφορά της πειραματικής διάταξης που παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.4 σε λειτουργία 1 kW στην επιθυμητή συχνότητα f_{PLL} (βλ. ενότητα 4.3). Σκοπός του πειράματος είναι η καταγραφή της θερμοκρασίας των επιμέρους εξαρτημάτων της πειραματικής διάταξης με στόχους:

- την αξιολόγηση της ασφάλειας λειτουργίας με βάση τα θερμοκρασιακά όρια που παρέχονται από τους κατασκευαστές
- την εξαγωγή συμπερασμάτων σχετικά με το μέγεθος και την κατανομή των απωλειών ισχύος στο σύστημα

Βασικές αρχές θερμοδυναμικής

Οι απώλειες ισχύος στα διάφορα τμήματα του συστήματος μετατρέπονται σε θερμότητα και, ανάλογα με τις συνθήκες μεταφοράς της θερμικής ενέργειας, προκαλούνται μεταβολές στη θερμοκρασιακή κατάσταση των διάφορων εξαρτημάτων. Η μεταφορά ενέργειας λόγω θερμοκρασιακής διαφοράς από ένα θερμότερο μέσο προς το ψυχρότερο ονομάζεται μετάδοση θερμότητας. Αυτή λαμβάνει χώρα μέσω ενός ή συνδυασμού από τους ακόλουθους μηχανισμούς:

- i. **Αγωγή (conduction):** Η θερμική αγωγή αφορά στη μετάδοση ενέργειας από τα πιο ενεργά στα λιγότερο ενεργά σωματίδια εντός ενός σώματος ή μεταξύ διαφορετικών σωμάτων που είναι άμεσα επαπτόμενα. Θεωρώντας αγωγή σε μια διάσταση και ισότροπο υλικό, η μεταφορά θερμικής ενέργειας μέσω αγωγής περιγράφεται από το Νόμο του Fourier:

$$q = -kA \frac{dT}{dx} \quad (6.1)$$

όπου q είναι ο ρυθμός μεταφοράς θερμότητας (W), A η κάθετη στη μεταφορά θερμικής ενέργειας επιφάνεια (m^2), dT/dx η θερμοκρασιακή μεταβολή ανά μονάδα μήκους του ή των υλικών ($^{\circ}C$ ή K) και k η θερμική αγωγιμότητα του υλικού (W/mK). Το αρνητικό πρόσημο δείχνει την μεταφορά θερμότητας προς την κατεύθυνση της χαμηλότερης θερμοκρασίας [114].

- ii. **Συναγωγή (convection):** Συναγωγή καλείται η μεταφορά θερμότητας μεταξύ μιας επιφάνειας και κινούμενων ρευστών. Η μεταφορά θερμότητας μέσω συναγωγής μπορεί να πραγματοποιηθεί τόσο μέσω τυχαίων συγκρούσεων μορίων (διάχυση) όσο και μέσω της μακροσκοπικής κίνησης του ρευστού. Η συναγωγή μπορεί να προκληθεί είτε φυσικά

(ελεύθερα) λόγω της άνωσης των θερμότερων μαζών που προκαλείται στο ρευστό από τη μείωση της πυκνότητάς τους είτε τεχνητά (εξαναγκασμένα) μέσω εξωτερικά προκαλούμενης κίνησης. Η θερμική συναγωγή περιγράφεται από το Νόμο ψύξης του Νεύτωνα:

$$q = Ah(T_s - T_\infty) \quad (6.2)$$

όπου q είναι ο ρυθμός μεταφοράς θερμότητας (W), A η κάθετη στη μεταφορά θερμικής ενέργειας επιφάνεια (m^2), T_s η θερμοκρασία της επιφάνειας ($^{\circ}C$ ή K), T_∞ η θερμοκρασία του ρευστού απαγωγής θερμότητας ($^{\circ}C$ ή K) και h ο συντελεστής μετάδοσης θερμότητας με συναγωγή (W/m^2K). Η τιμή του εξαρτάται από το είδος της ροής, τη μορφή της επιφάνειας και τα θερμοδυναμικά χαρακτηριστικά του ρευστού [114].

- iii. **Θερμική ακτινοβολία (thermal radiation):** Αφορά στην εκπομπή ενέργειας με μορφή ηλεκτρομαγνητικού κύματος από ένα στερεό, υγρό ή αέριο το οποίο βρίσκεται σε μη μηδενική θερμοκρασία. Περιγράφεται από το Νόμο Stefan - Boltzman:

$$P_{rad} = \sigma \cdot E \cdot A \cdot (T_s^4 - T_a^4) \quad (6.3)$$

όπου P_{rad} είναι η ακτινοβολούμενη ισχύς σε W, $\sigma = 5.67 \cdot 10^{-8} W/(m^2K^4)$ είναι η σταθερά Stefan - Boltzman, E η ικανότητα εκπομπής ($0 \leq E \leq 1$) της επιφάνειας, A η εξωτερική επιφάνεια του σώματος, T_s η θερμοκρασία της επιφάνειας σε K και T_a η θερμοκρασία περιβάλλοντος σε K [114].

6.1 Καταγραφή θερμικής συμπεριφοράς συστήματος

Το σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος τίθεται σε λειτουργία στην ονομαστική θέση (με συντελεστή σύζευξης $k = 0.18$) και καταγράφονται οι θερμοκρασίες που αναπτύσσονται στα επιμέρους εξαρτήματα για μεταφορά ισχύος 1 kW σε χρονική διάρκεια 20 λεπτών με βήμα 5 λεπτών. Οι παράμετροι του πειράματος παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.1. Για την καταγραφή των θερμοκρασιών γίνεται χρήση θερμοκάμερας υπερύθρων (IR) τύπου FLIR E60. Οι θερμοκρασίες των στοιχείων της διάταξης παρατίθενται στον Πίνακα 6.2.

Η εξέλιξη της θερμοκρασίας με το χρόνο για κάθε εξάρτημα απεικονίζεται γραφικά στο Σχήμα 6.1. Αξίζει να σημειωθεί ότι ενώ οι θερμοκρασίες του πηνίου δευτερεύοντος, και των ψυκτρών αντιστροφέα και ανορθωτή τείνουν να σταθεροποιηθούν σε χρόνο 20 λεπτών, η θερμοκρασία του πηνίου πρωτεύοντος αυξάνεται γραμμικά με το χρόνο και φτάνει τους 103 βαθμούς σε χρόνο 20 λεπτών (Σχήμα 6.2 (α)).

Πίνακας 6.1. Παράμετροι θερμικού πειράματος

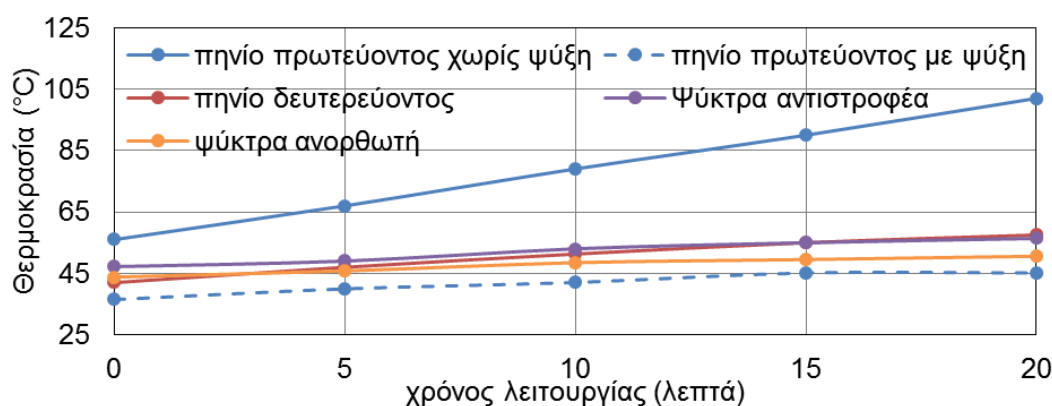
Παράμετρος	Τιμή	Παράμετρος	Τιμή	Παράμετρος	Τιμή
Θερμοκρασία περιβάλλοντος, T_{amb}	28 °C	$V_{in, DC}$	116.5 V	P_{in}	1144 W
Συχνότητα λειτουργίας, f_{PLL}	77.02 kHz	$V_{out, DC}$	123 V	P_{out}	1008 W
Συντελεστής σύζευξης, k	0.18	$I_{in, DC}$	9.89 A	η (%)	88 %
R_L	15 Ω	$I_{out, DC}$	8.2 A	P_L	136 W

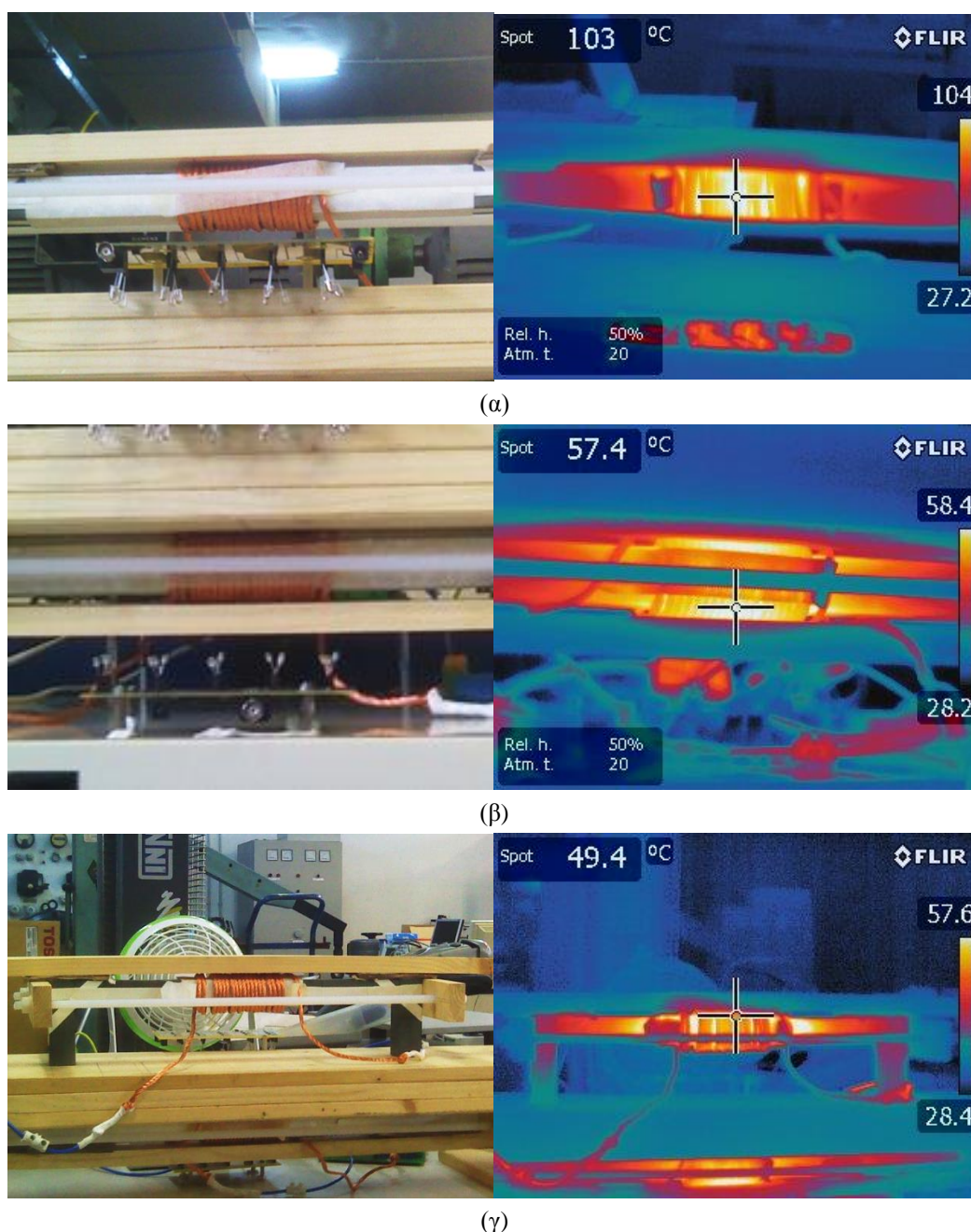
Πίνακας 6.2. Μετρήσεις θερμικού πειράματος

$T_{amb} = 28$ °C	Θερμοκρασία σε °C			
	Πηνίο πρωτεύοντος	Πηνίο δευτερεύοντος	Ψύκτρα αντιστροφέα	Ψύκτρα ανορθωτή
Χρόνος (min)				
0	56	42	47.2	43.8
5	67	47	49	45.8
10	79	51.3	53	48.5
15	90	55	55	49.5
20	103	57.4	56.3	50.5

Η συμπεριφορά αυτή οφείλεται κατά κύριο λόγο στο γεγονός ότι ο πυρήνας πρωτεύοντος έχει στο κέντρο του μεγαλύτερη πυκνότητα μαγνητικής ροής εξαιτίας του μεγαλύτερου ρεύματος πρωτεύοντος. Η υψηλή θερμοκρασία περιβάλλοντος κατά τη διεξαγωγή του πειράματος ($T_{amb} = 28$ °C), σε συνδυασμό με τη στήριξη με ξύλινη κατασκευή και την περιτύλιξη με μονωτικό χαρτί για γαλβανική απομόνωση από το τύλιγμα, η οποία δρα και ως θερμομονωτικό στοιχείο, δυσχεραίνουν την φυσική απαγωγή θερμότητας με αποτέλεσμα την αύξηση της θερμοκρασίας του πυρήνα πρωτεύοντος. Οι ίδιες συνθήκες ισχύουν και για τον πυρήνα δευτερεύοντος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.2 (β), όμως σε αυτόν η αύξηση θερμοκρασίας περιορίζεται λόγω της χαμηλότερης πυκνότητας μαγνητικής ροής.

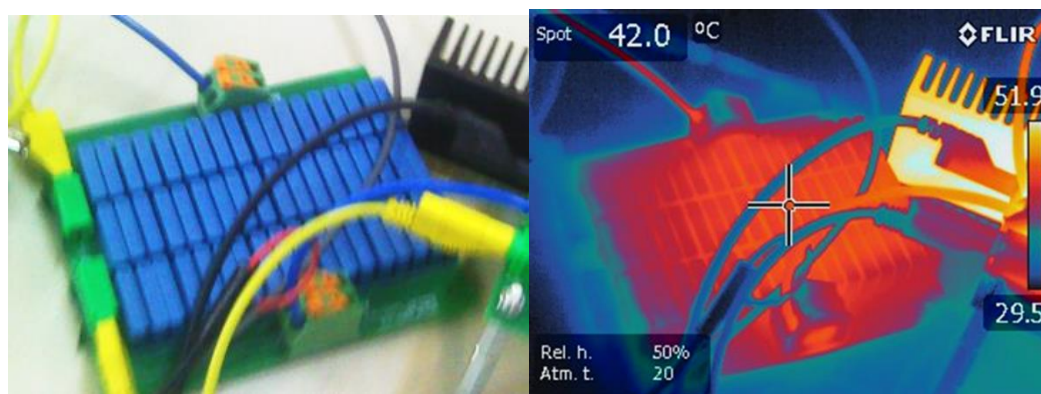
Το πείραμα διακόπτεται για την προστασία του τυλίγματος πρωτεύοντος, το οποίο, σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων του Παραρτήματος I, λειτουργεί με ασφάλεια σε θερμοκρασία μέχρι 158 °C, ενώ παρουσιάζει διάσπαση της μόνωσης για θερμοκρασίες μεγαλύτερες των 200 °C.

**Σχήμα 6.1. Εξέλιξη θερμοκρασίας εξαρτημάτων συστήματος με το χρόνο.**

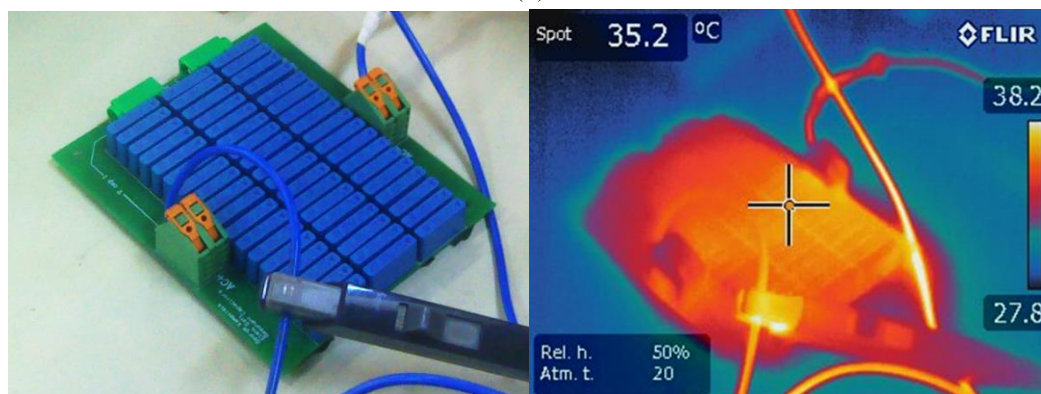


Σχήμα 6.2 Θερμοκρασία μετά από 20 λεπτά λειτουργίας σε ισχύ 1 kW (α) του πρωτεύοντος πηνίου χωρίς ψύξη, (β) του δευτερεύοντος πηνίου και (γ) του πρωτεύοντος πηνίου με τεχνητή ψύξη.

Η καταγραφή θερμοκρασιών επαναλαμβάνεται με εφαρμογή τεχνητής ψύξης μέσω ανεμιστήρα στο πρωτεύον τύλιγμα και αφαίρεση μέρους του μονωτικού χαρτιού από το μήκος του πυρήνα στο οποίο δεν εφάπτεται τύλιγμα για αύξηση της επιφάνειας απαγωγής θερμότητας. Με αυτή την επέμβαση, η θερμοκρασία του πηνίου πρωτεύοντος (διακεκομμένη γραμμή στο Σχήμα 6.1) διατηρείται πλέον σε χαμηλότερα επίπεδα από όλα τα υπόλοιπα επιτηρούμενα στοιχεία και σταθεροποιείται σε χρόνο 20 λεπτών (Σχήμα 6.2 (γ)).



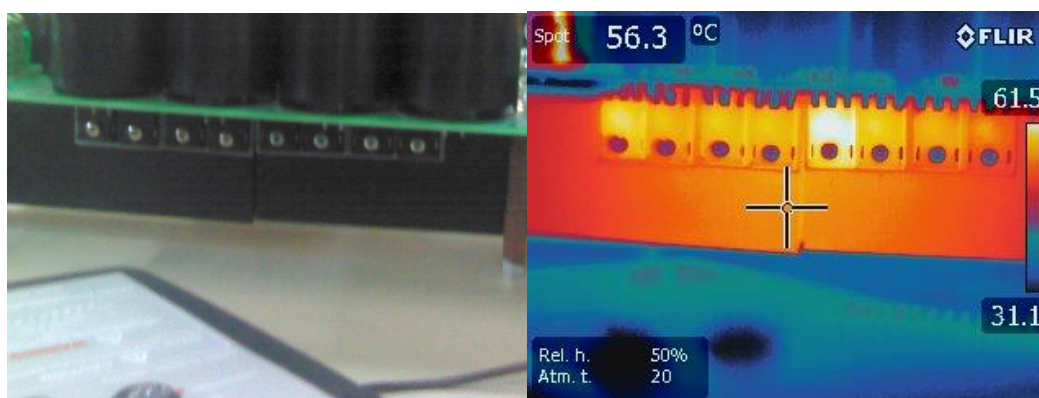
(α)



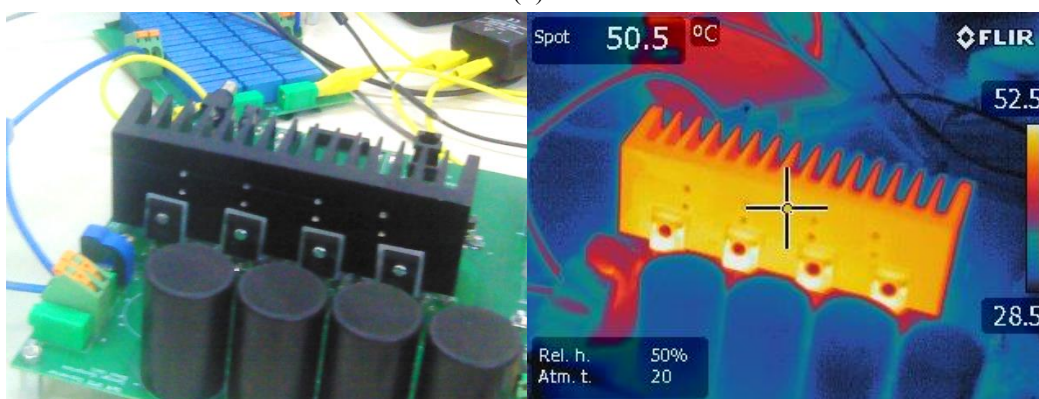
(β)

Σχήμα 6.3 Θερμοκρασία μετά από 20 λεπτά λειτουργίας σε ισχύ 1 kW των πυκνωτών συντονισμού (α) πρωτεύοντος και (β) δευτερεύοντος.

Οι θερμοκρασίες που αναπτύχθηκαν στο συγκεκριμένο χρονικό διάστημα στους πυκνωτές πρωτεύοντος και δευτερεύοντος παρουσιάζονται στο Σχήμα 6.3 (α) και (β), αντίστοιχα. Τα ανάλογα στιγμιότυπα για τις ψύκτρες των μετατροπέων παρουσιάζονται ακολούθως. Η θερμοκρασία στην ένωση των ψυκτρών των οκτώ ημιαγωγών του αντιστροφέα καταγράφεται στο Σχήμα 6.4 (α) και στο κέντρο της ψύκτρας των διόδων του ανορθωτή στο Σχήμα 6.4 (β). Επισημαίνεται ότι οι θερμοκρασίες σε αυτά τα στοιχεία βρίσκονται εντός των αποδεκτών συνθηκών λειτουργίας με βάση τα φύλλα δεδομένων τους. Παρόλα αυτά, στην περίπτωση που τα εξαρτήματα αυτά συγκροτήσουν ένα βιομηχανικό προϊόν, η σύνθεσή τους θα στοχεύει στην ελαχιστοποίηση του καταλαμβανόμενου χώρου. Συνεπώς, στο ενδεχόμενο συνδυασμού των συστημάτων μετατροπέων – πυκνωτών συντονισμού και εγκιβωτισμού τους σε κουτιά πιθανόν να προκύψει ανάγκη τεχνητής ψύξης και σε αυτά τα υποσυστήματα.



(α)



(β)

Σχήμα 6.4 Θερμοκρασία μετά από 20 λεπτά λειτουργίας σε ισχύ 1 kW των ψυκτρών (α) του αντιστροφέα και (β) του ανορθωτή.

6.2 Υπολογισμός και κατανομή απωλειών

Στην παράγραφο αυτή πραγματοποιείται υπολογισμός των απωλειών των επιμέρους τμημάτων της διάταξης. Για τον υπολογισμό αυτό χρησιμοποιούνται θεωρητικές και αναλυτικές μέθοδοι σε συνδυασμό με τα αποτελέσματα θερμοκρασιών όπως προέκυψαν από το πείραμα χωρίς τεχνητή ψύξη.

6.2.1 Υπολογισμός απωλειών μετατροπών

Στις επόμενες παραγράφους υπολογίζονται οι απώλειες λειτουργίας σε υψηλή συχνότητα των ημιαγωγών του αντιστροφέα και του ανορθωτή.

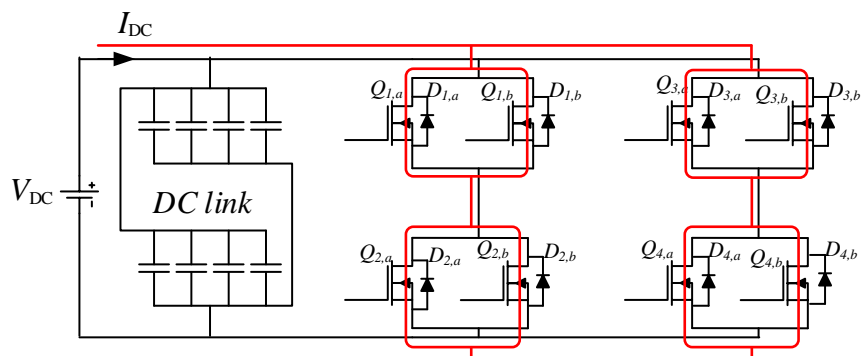
6.2.1.1 Υπολογισμός απωλειών ημιαγωγικών διακοπών αντιστροφέα

Ο υπολογισμός των απωλειών αγωγής και διακοπτικών απωλειών ενός αντιστροφέα είναι

ιδιαίτερα πολύπλοκη διαδικασία. Στη συγκεκριμένη μελέτη επιλέγεται η καλοριμετρική μέθοδος, δηλαδή η εκτίμηση των απωλειών αυτών μέσω καταγραφής της διαφοράς θερμοκρασίας της ψύκτρας των διακοπών, όπως προτείνεται στις [115],[116],[117].

Η μέθοδος αυτή βασίζεται στην αρχή ότι οι απώλειες των ημιαγωγικών διακοπών έχουν την ίδια επίδραση στην αύξηση της θερμοκρασίας της ψύκτρας ανεξαρτήτως αν πρόκειται για απώλειες αγωγής ή διακοπτικές απώλειες. Αυτό σημαίνει ότι η θερμοκρασία της ψύκτρας σε σταθερή κατάσταση λειτουργίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ένα εύκολα μετρήσιμο μέγεθος το οποίο είναι αντιπροσωπευτικό των απωλειών ενός μετατροπέα. Η εξαγωγή των απωλειών μέσω της μέτρησης της θερμοκρασίας της ψύκτρας προϋποθέτει την ύπαρξη μοναδικής, ακριβούς και αναπαραγόμενης σχέσης μεταξύ απωλειών και θερμοκρασιακής μεταβολής για το δεδομένο σύστημα διακοπών ισχύος – ψύκτρας. Γνωρίζοντας αυτή τη σχέση, οι απώλειες του μετατροπέα υπό οποιεσδήποτε συνθήκες λειτουργίας μπορούν να υπολογιστούν με αντιστοίχιση της καταγραφόμενης θερμοκρασίας στην σχέση απωλειών – θερμοκρασιακής μεταβολής ($P_L - \Delta\theta$) της ψύκτρας.

Για την ανωτέρω διαδικασία, είναι απαραίτητη η εξαγωγή της σχέσης μεταβολής της θερμοκρασίας συναρτήσει της καταναλισκόμενης ισχύος στους ημιαγωγούς. Η χαρακτηριστική ($P_L - \Delta\theta$) εξάγεται μέσω ελεγχόμενης κατανάλωσης ισχύος στα MOSFETs του αντιστροφέα και καταγραφής της προκύπτουσας θερμοκρασιακής μεταβολής για τα διάφορα επίπεδα ισχύος. Αυτό επιτυγχάνεται με την οδήγηση και των οκτώ ημιαγωγών του αντιστροφέα με βαθμό χρησιμοποίησης (duty cycle) 100%, δηλαδή βρίσκονται σε κατάσταση μόνιμης αγωγής. Ο αντιστροφέας τίθεται σε λειτουργία βραχυκύκλωσης, χωρίς εξωτερικό φορτίο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.5. Εξαιτίας της πολύ χαμηλής αντίστασης αγωγής των διακοπών, η τάση εισόδου, V_{DC} , διατηρείται σε πολύ χαμηλά επίπεδα, ενώ το ρεύμα που διαρρέει του ημιαγωγούς είναι μεγάλο. Οι απώλειες στα λοιπά τμήματα του αντιστροφέα (πυκνωτές DC link, αγωγοί χαλκού) θεωρούνται αμελητέες. Συνεπώς, η ισχύς εισόδου όπως υπολογίζεται από το ρεύμα και την τάση εισόδου, θεωρείται ότι αντιστοιχεί στην καταναλισκόμενη ισχύ στους ημιαγωγούς.



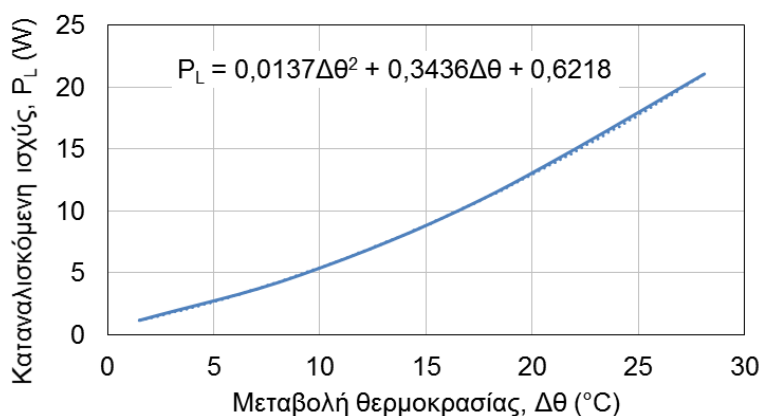
Σχήμα 6.5. Σχηματικό διάγραμμα λειτουργίας του αντιστροφέα σε κατάσταση βραχυκύκλωσης για την εξαγωγή της χαρακτηριστικής απωλειών – θερμοκρασιακής μεταβολής ψύκτρας ημιαγωγών.

Για την εξαγωγή της χαρακτηριστικής ($P_L - \Delta\theta$) εκτελούνται μετρήσεις σε τέσσερις διαφορετικές τιμές ισχύος εισόδου. Η καταγραφή της θερμοκρασίας της ψύκτρας σε κάθε περίπτωση γίνεται μετά το πέρας χρόνου 20 λεπτών για λόγους εξασφάλισης σταθεροποίησης της θερμοκρασίας στο σύστημα. Η θερμοκρασία περιβάλλοντος είναι $T_{amb} = 28 \text{ }^\circ\text{C}$. Οι πειραματικές μετρήσεις καταγράφονται στον Πίνακα 6.3 και η προκύπτουσα χαρακτηριστική ($P_L - \Delta\theta$) παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.6.

Με βάση τη συγκεκριμένη χαρακτηριστική και την τελική θερμοκρασία της ψύκτρας του αντιστροφέα όπως προέκυψε από το θερμικό πείραμα λειτουργίας του συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος (Σχήμα 6.4 (α)), οι απώλειες του αντιστροφέα υπολογίζονται ίσες με 21.1 W.

Πίνακας 6.3. Μετρήσεις θερμοκρασιακής μεταβολής ψύκτρας σε συνάρτηση με την καταναλισκόμενη ισχύ.

V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	P_L (W)	$\Delta\theta$ ψύκτρας ($T_{amb} = 28 \text{ }^\circ\text{C}$)
0.236	5	1.18	1.5 $^\circ\text{C}$
0.485	10	4.85	9.1 $^\circ\text{C}$
0.74	15	11.1	17.8 $^\circ\text{C}$
1.067	19.75	21.07325	28.1 $^\circ\text{C}$



Σχήμα 6.6. Χαρακτηριστική καμπύλη καταναλισκόμενης ισχύος – μεταβολής θερμοκρασίας της ψύκτρας των ημιαγωγικών διακοπτών του αντιστροφέα.

Στο σημείο αυτό, αξίζει να σημειωθεί ότι η ακρίβεια των ανωτέρω μετρήσεων καθορίζεται από την ακρίβεια των οργάνων μέτρησης των ηλεκτρικών μεγεθών εισόδου όσο και από της θερμοκάμερας. Ειδικά στις θερμοκρασιακές μετρήσεις, πέραν της ακρίβειας του οργάνου, επιρροή στο μετρούμενο μέγεθος έχει και η θέση και η απόσταση της θερμοκάμερας από το στόχο μέτρησης. Παρότι δόθηκε ιδιαίτερη προσοχή στη διατήρηση σταθερών παραμέτρων, το γεγονός ότι η καταγεγραμμένη χαρακτηριστική προσεγγίζεται καλύτερα από την πολυωνυμική σχέση που παρατίθεται στο Σχήμα 6.6 και όχι από γραμμική σχέση, όπως συμβαίνει σε αντίστοιχες αναφορές, ενδέχεται να οφείλεται σε σφάλματα στη διαδικασία μέτρησης των

θερμοκρασιών.

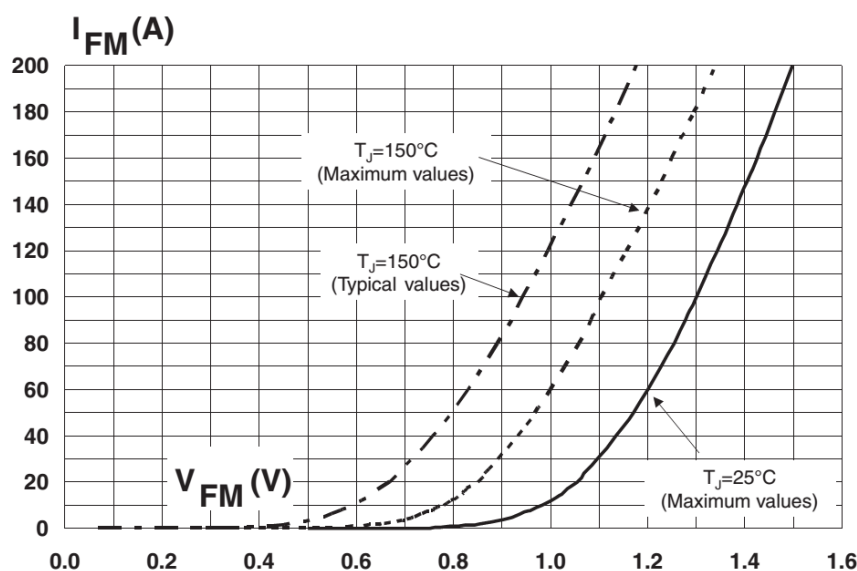
6.2.1.2 Υπολογισμός απωλειών διόδων ανορθωτή

Ο υπολογισμός των απωλειών του ανορθωτή γίνεται με χρήση των χαρακτηριστικών καμπυλών απωλειών που παρέχονται από τον κατασκευαστή στο φύλλο δεδομένων.

Η πτώση τάσης κατά την αγωγή καθεμιάς από τις τέσσερις διόδους είναι για ρεύμα 6.6 A (αντιστοιχεί σε ενεργό τιμή ημιανόρθωσης πλάτους 13.15 A) ίση με 0.93 V, όπως προκύπτει από τη χαρακτηριστική του Σχήματος 6.7. Συνεπώς, οι απώλειες ανά δίοδο είναι ίσες με

$$P_L = \tilde{I}_D \cdot V_D = 6.14 \text{ W}$$

και οι συνολικές απώλειες αγωγής του ανορθωτή με τέσσερις διόδους προκύπτουν ίσες με 24.56 W.



Σχήμα 6.7. Πτώση τάσης διόδου συναρτήσει ρεύματος αγωγής διόδων τύπου STTH6004W.

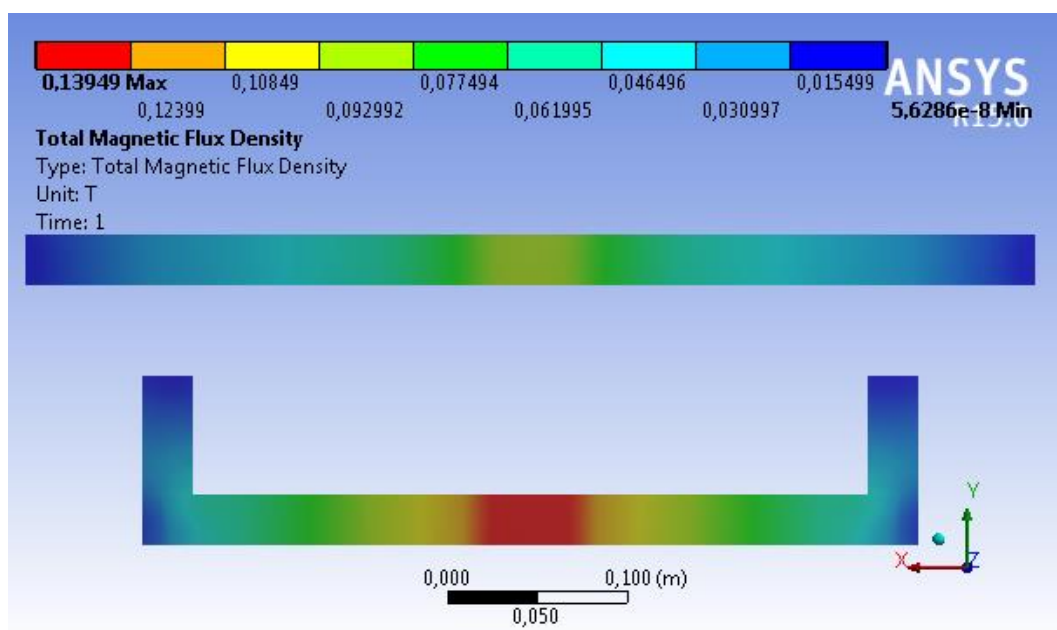
6.2.2 Εκτίμηση απωλειών πυρήνα μαγνητικής διάταξης

Η εκτίμηση των απωλειών πυρήνα του συστήματος πραγματοποιείται με βάση τις χαρακτηριστικές απωλειών που παρέχονται στο φύλλο δεδομένων και παρατίθενται στο Παράρτημα 0. Για την αξιοποίηση των χαρακτηριστικών αυτών είναι απαραίτητη η γνώση τόσο της τιμής της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου στους πυρήνες πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, όσο και η θερμοκρασία αυτών. Εξαιτίας της δυσκολίας καθορισμού των ανωτέρω μεγεθών σε κάθε μονάδα επιφάνειας των πυρήνων, η ακόλουθη ανάλυση αποτελεί μια χονδρική εκτίμηση των απωλειών πυρήνα στο μέτρο που αυτό είναι δυνατό με τα διαθέσιμα πειραματικά δεδομένα και δεδομένα προσομοίωσης.

Για τον καθορισμό της πυκνότητας μαγνητικού πεδίου εκτελείται τρισδιάστατη προσομοίωση

πεπερασμένων στοιχείων του μοντέλου όπως παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 3, για τα πειραματικά δεδομένα ρευμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τα οποία καταγράφονται στην ενότητα 4.3.1 ($\bar{I}_1 = 13 A$ και $\bar{I}_2 = 9.3 A$). Στην προσομοίωση εισάγονται οι ενεργές τιμές των ρευμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος για ευκολότερη αντιστοίχιση με τα διαγράμματα ισχύος των φύλλων δεδομένων. Επίσης πραγματοποιείται πυκνή πλεγματοποίηση 1,048,830 στοιχείων και 1,709,388 κόμβων για την αύξηση της ακρίβειας των αποτελεσμάτων.

Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης απεικονίζεται στο Σχήμα 6.8. Όπως είναι αναμενόμενο, η πυκνότητα της μαγνητικής ροής είναι μεγαλύτερη στον όγκο του πυρήνα που περικλείεται από το τύλιγμα πρωτεύοντος (και δευτερεύοντος, αντίστοιχα) και εξασθενεί σταδιακά προς τα άκρα κάθε διάταξης. Εξαιτίας αυτού, για τον υπολογισμό των απωλειών, ο κάθε πυρήνας χωρίζεται σε επιμέρους όγκους ομοιόμορφης πυκνότητας ροής, B , και η συνολικές απώλειες προκύπτουν από το άθροισμα των επιμέρους απωλειών. Για τον υπολογισμό των όγκων ίδιας πυκνότητας χρησιμοποιούνται τα αποτελέσματα ισοδυναμικών γραμμών (isolines) της προσομοίωσης.



Σχήμα 6.8. Κατανομή ενεργού τιμής πυκνότητας μαγνητικού πεδίου στους πυρήνες πρωτεύοντος και δευτερεύοντος για λειτουργία του συστήματος σε ισχύ 1 kW.

Για την ορθή αναφορά στις χαρακτηριστικές των φύλλων δεδομένων, στα ανωτέρω αποτελέσματα συνυπολογίζεται και η θερμοκρασία κάθε τμήματος όγκου, όπως προέκυψε από τις αντίστοιχες μετρήσεις. Ο υπολογισμός των απωλειών για κάθε τμήμα όγκου των πυρήνων μέσω συνδυασμού προσομοίωσης και φύλλων δεδομένων παρουσιάζεται αναλυτικά στον Πίνακα 6.4. Οι συνολικές απώλειες υπολογίζονται για τον πυρήνα πρωτεύοντος ίσες με 29 W και για τον πυρήνα δευτερεύοντος ίσες με 12.4 W.

Πίνακας 6.4. Υπολογισμός απωλειών πυρήνων με χρήση των αποτελεσμάτων προσομοίωσης και των χαρακτηριστικών των φύλλων δεδομένων.

Απώλειες πυρήνα πρωτεύοντος				Απώλειες πυρήνα δευτερεύοντος			
Όγκος, V (m ³)	B (T)	P _L (kW/m ³)	P _L (W)	Όγκος, V (m ³)	B (T)	P _L (kW/m ³)	P _L (W)
0.504·10 ⁻⁴	0.14	300	15.12	0.504·10 ⁻⁴	0.1	70	3.528
0.336·10 ⁻⁴	0.11	110	3.696	0.504·10 ⁻⁴	0.085	65	3.276
0.42·10 ⁻⁴	0.1	70	2.94	0.756·10 ⁻⁴	0.065	30	2.268
0.546·10 ⁻⁴	0.08	60	3.276	1.176·10 ⁻⁴	0.05	20	2.352
0.672·10 ⁻⁴	0.07	40	2.688	1.176·10 ⁻⁴	0.035	8	0.9408
0.504·10 ⁻⁴	0.05	20	1.008	0.5712·10 ⁻⁴	0.01	0	0
0.168·10 ⁻⁴	0.035	8	0.1344				
0.252·10 ⁻⁴	0.02	2	0.0504				
0.1932·10 ⁻⁴	0.01	0	0				
0.588·10 ⁻⁴	0.02	2	0.1176				
0.504·10 ⁻⁴	0.01	0	0				
V_{ολ} = 4.6872·10⁻⁴		P_{L,ολ} = 29.0304 W		V_{ολ} = 4.6872·10⁻⁴		P_{L,ολ} = 12.3648 W	

6.2.3 Απώλειες χαλκού

Οι απώλειες χαλκού των τυλιγμάτων και των αγωγών διασύνδεσης όλων των τμημάτων του συστήματος υπολογίζονται θεωρητικά μέσω του υπολογισμού των αντιστάσεων αυτών. Στις τελικές τιμές των αντιστάσεων λαμβάνεται υπόψη και η θερμοκρασία των αγωγών. Η αναλυτική διαδικασία υπολογισμού παρουσιάζεται στη συνέχεια.

Η ηλεκτρική αντίσταση ενός μεταλλικού αγωγού δίνεται από τη σχέση:

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (6.4)$$

όπου ρ είναι η ειδική αντίσταση του μετάλλου, A η κάθετη επιφάνεια στη ροή ρεύματος και L το μήκος του αγωγού [102].

Συγκεκριμένα, για τον χαλκό του σύρματος litz που χρησιμοποιείται σε αυτή τη διάταξη, με βάση το φύλλο δεδομένων, σε θερμοκρασία 20°C, $\sigma = 58.5 \cdot 10^6$ S/m και, συνεπώς, $\rho = 1/\sigma = 1.71 \cdot 10^{-8}$ Ω·m. Επίσης, σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων, $A = 3.959$ mm². Το μήκος του

σύρματος litz που χρησιμοποιείται σε κάθε πηνίο ισούται με $L = 2.7$ m. Αντικαθιστώντας στη σχέση (6.4) προκύπτει $R_{\tau 1} = R_{\tau 2} = 0.012 \Omega$.

Με βάση την ανάλυση της ενότητας 3.1.2, δεν υπάρχει επιδερμικό φαινόμενο στις συχνότητες λειτουργίας του συστήματος, άρα δεν υπάρχει και η αντίστοιχη επίδραση στην αντίσταση του αγωγού. Η αντίσταση του αγωγού επηρεάζεται, όμως, από την αύξηση της θερμοκρασίας. Με γραμμική προσέγγιση ισχύει:

$$\rho(T) = \rho_0 [1 + \alpha(T - T_0)] \quad (6.5)$$

όπου με α συμβολίζεται ο θερμοκρασιακός συντελεστής αντίστασης του υλικού, T είναι η τρέχουσα θερμοκρασία και T_0 η θερμοκρασία αναφοράς του αγωγού σε K (αντιστοιχεί σε θερμοκρασία περιβάλλοντος 20°C). Αντίστοιχα, ρ είναι η τρέχουσα ειδική αντίσταση και ρ_0 η ειδική αντίσταση του αγωγού στη θερμοκρασία αναφοράς [102]. Από το φύλλο δεδομένων δίνεται $\alpha = 3900-4000 \cdot 10^{-6}/K$.

Για το τύλιγμα πρωτεύοντος ισχύει:

$$\Delta\theta = (103-20)^\circ C = 83 \text{ βαθμοί και}$$

$$\rho(103^\circ C) = 1.71 \cdot 10^{-8} \cdot [1 + 3950 \cdot 10^{-6} (83)] = 2.27 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m \quad (6.6)$$

Άρα $R_{\tau 1}(103^\circ C) = 0.016 \Omega$. Με ανάλογη διαδικασία, $\rho(57.4^\circ C) = 1,96 \cdot 10^{-8}$ και $R_{\tau 2}(57.4^\circ C) = 0.013 \Omega$.

Με βάση τα ανωτέρω και αγνοώντας την επίδραση του φαινομένου εγγύτητας, οι αντίστοιχες απώλειες χαλκού πρωτεύοντος και δευτερεύοντος είναι:

$$P_{L,\tau 1} = \tilde{I}_1^2 \cdot R_{\tau 1} = 2.7 \text{ W} \quad \text{και} \quad P_{L,\tau 2} = \tilde{I}_2^2 \cdot R_{\tau 2} = 1.12 \text{ W}.$$

Επιπλέον, για τη διασύνδεση πηνίων, πυκνωτών και μετατροπέων χρησιμοποιούνται 2 m πολύκλωνο σύρμα 2 mm² στο πρωτεύον και 0.7 m στο δευτερεύον, για λόγους διευκόλυνσης διασύνδεσης με τα μετρητικά ρεύματος και τις ενώσεις (κλέμες) των συστημάτων, λόγω μικρότερης διατομής. Εφόσον δεν πρόκειται για αγωγό τύπου litz, ο συγκεκριμένος πολύκλωνος αγωγός παρουσιάζει επιδερμικό φαινόμενο, με αποτέλεσμα τη μείωση της ενεργού επιφάνειας ροής του ρεύματος για λειτουργία στη συχνότητα $f_{PLL} = 77$ kHz. Με βάση τη σχέση (3.10), το βάθος δ από την επιφάνεια εντός του οποίου περιορίζεται η ροή ρεύματος ισούται με $\delta = 0.237$ mm. Συνεπώς, η ενεργός επιφάνεια ροής ρεύματος είναι:

$$A = \pi \cdot r^2 - \pi \cdot (r - \delta)^2 = 2.5 \text{ mm}^2 - 1.35 \text{ mm}^2 = 1.15 \text{ mm}^2.$$

Σύμφωνα με την προηγούμενη ανάλυση, η αντίσταση των αγωγών στο πρωτεύον και το δευτερεύον σε θερμοκρασία 20°C είναι $R_{\alpha\gamma 1} = 0.03 \Omega$ και $R_{\alpha\gamma 2} = 0.0143 \Omega$, αντίστοιχα. Λαμβάνοντας υπόψη, όμως, ότι η θερμοκρασία τους σε λειτουργία διάρκειας 20 λεπτών έφτασε τους 80°C για το πρωτεύον και τους 70°C για το δευτερεύον, οι αντιστάσεις αναπροσαρμόζονται με βάση τη σχέση (6.5) και, τελικά, ισούνται με $R_{\alpha\gamma 1}(80^\circ C) = 0.03 \Omega$ και

$R_{αγ2} (70^{\circ}\text{C}) = 0.0143 \Omega$, αντίστοιχα. Οι αγωγοί αυτοί δεν αντιμετωπίζουν φαινόμενο εγγύτητας διότι δεν εφάπτονται μεταξύ τους ή με άλλους αγωγούς. Συνεπώς, οι απώλειες στους πολύκλωνους αγωγούς είναι:

$$P_{L,αγ1} = \tilde{I}_1^2 \cdot R_{αγ1} = 6.16 \text{ W} \quad \text{και} \quad P_{L,αγ2} = \tilde{I}_2^2 \cdot R_{αγ2} = 1.24 \text{ W} .$$

Αθροιστικά, οι απώλειες των χάλκινων αγωγών litz και πολύκλωνων είναι:

$$P_{L,χάλκού} = P_{L,\tau1} + P_{L,\tau2} + P_{L,αγ1} + P_{L,αγ2} = 11.22 \text{ W} .$$

6.2.4 Απώλειες πυκνωτών συντονισμού

Οι απώλειες των πυκνωτών συντονισμού πρωτεύοντος και δευτερεύοντος εξάγονται με χρήση της εσωτερικής τους αντίστασης, όπως υπολογίστηκε στην παράγραφο 3.2. Επισημαίνεται ότι η συγκεκριμένη εσωτερική αντίσταση αφορά λειτουργία σε συχνότητα 100 kHz εφόσον προκύπτει από τα δεδομένα του κατασκευαστεί. Το πείραμα διεξήχθη σε συχνότητα 77.02 kHz, συνεπώς εκτιμάται ότι δε θα υπάρξει σημαντική διαφοροποίηση στην εσωτερική αντίσταση των πυκνωτών.

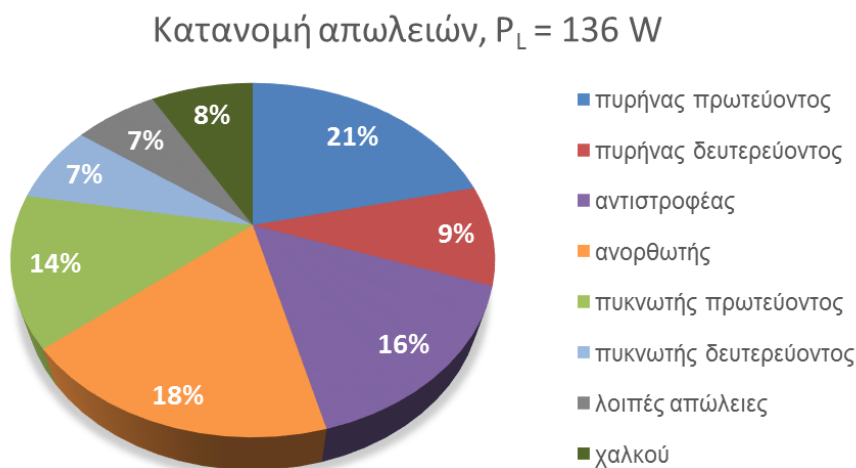
Με βάση τα ρεύματα λειτουργίας πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, οι απώλειες των πυκνωτών είναι, αντίστοιχα:

$$P_{C1} = \tilde{I}_1^2 \cdot R_{C1} = 13^2 \cdot 0.113 = 19.1 \text{ W} \quad \text{και} \quad P_{C2} = \tilde{I}_2^2 \cdot R_{C2} = 9.3^2 \cdot 0.113 = 9.8 \text{ W}$$

6.2.5 Κατανομή απωλειών συστήματος

Με βάση τα αποτελέσματα των προηγούμενων αναλύσεων και πειραματικών μετρήσεων, παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.9 η προκύπτουσα κατανομή απωλειών του συστήματος.

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα του θερμικού πειράματος, το μεγαλύτερο ποσοστό απωλειών καταγράφεται στον πυρήνα πρωτεύοντος και ακολουθούν οι μετατροπείς και ο πυκνωτής πρωτεύοντος. Επιπλέον, το ποσοστό μη κατηγοριοποιημένων απωλειών (7% - 8.9 W) αφορά τις απώλειες στα υπόλοιπα μέρη του συστήματος (κλέμες διασύνδεσης, πυκνωτές dc-link, κ.α.) και σε αποκλίσεις των πραγματικών απωλειών από τις υπολογισθείσες στις προηγούμενες παραγράφους.



Σχήμα 6.9. Κατανομή απωλειών στο σύστημα σε ισχύ λειτουργίας 1 kW.

Η καταγραφή του μεγαλύτερου ποσοστού απωλειών στο πρωτεύον είναι αναμενόμενη εξαιτίας του ότι το ρεύμα πρωτεύοντος είναι μεγαλύτερης έντασης από το ρεύμα δευτερεύοντος. Οι απώλειες χαλκού μπορούν να περιοριστούν με την αντικατάσταση όλων των αγωγών με σύρμα τύπου litz. Οι απώλειες των πυρήνων μπορούν να μειωθούν με αύξηση της διατομής τους, η οποία όμως θα οδηγήσει σε αύξηση του κόστους κατασκευής και του βάρους του συστήματος. Αξίζει να τονιστεί ότι με βάση τα φύλλα δεδομένων, οι απώλειες πυρήνων ελαχιστοποιούνται για λειτουργία αυτών σε θερμοκρασία γύρω από τους 100°C , γεγονός το οποίο πρέπει να ληφθεί υπόψη στη ρύθμιση της τεχνητής ψύξης των πυρήνων. Επιπλέον, με βάση τα όσα παρατηρήθηκαν στην παράγραφο 6.1, πρέπει να εξετασθεί εναλλακτικός τρόπος γαλβανικής μόνωσης μεταξύ πυρήνα και τυλίγματος, αντί του μονωτικού χαρτιού, που να επιτρέπει θερμική αγωγή. Κάτι τέτοιο μπορεί να υλοποιηθεί με ειδικά ηλεκτρομονωτικά αλλά θερμοαγώγιμα υλικά όπως σιλικόνη ή βερνίκια εμποτισμού.

Κεφάλαιο 7. Συμπεράσματα και προτάσεις μελλοντικής έρευνας

7.1 Αξιολόγηση αποτελεσμάτων μελέτης

Η μελέτη, κατασκευή και λειτουργία των προτεινόμενων συστημάτων και διατάξεων οδήγησε σε σημαντικές βελτιώσεις του συστήματος ελέγχου συχνότητας λειτουργίας IPTS με αντιστάθμιση σειράς-σειράς και στην αύξηση της μεταφερόμενης ισχύος.

Αναφορικά με τα σημεία συνεισφοράς της παρούσας διατριβής επισημαίνονται τα ακόλουθα συμπεράσματα:

7.1.1 Στρατηγική ελέγχου για δυναμική φόρτιση

Η επαγωγική μεταφορά ισχύος αυξάνει τις δυνατότητες τροφοδοσίας για εφαρμογές σε δυσμενή περιβάλλοντα ή /και συνεχώς μεταβαλλόμενη θέση του συστήματος υπό φόρτιση σε σχέση με τον φορτιστή.

Τα χαρακτηριστικά της προτεινόμενης τεχνικής ελέγχου με PLL είναι τα ακόλουθα:

Πλεονεκτήματα τεχνικής ελέγχου με PLL

- + Εντοπίζει με βεβαιότητα και ευστάθεια την επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας, χωρίς να επηρεάζεται από φαινόμενα διακλάδωσης
 - + Είναι ταχύτερη στην προσαρμογή της συχνότητας λειτουργίας σε δυναμικά συστήματα
 - + Ανιχνεύει τη συχνότητα μηδενισμού της διαφοράς φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος δευτερεύοντος, στην οποία η τάση εξόδου του συστήματος είναι ανεξάρτητη από την τιμή του φορτίου και υπό συνθήκες ανεξάρτητη από το συντελεστή σύζευξης. Η λειτουργία σταθερής τάσης είναι ιδιαίτερα ελκυστική για εφαρμογές φόρτισης μπαταριών.
 - + Η ανίχνευση της φάσης στο δευτερεύον αποφεύγει τα προβλήματα παρεμβολών και θορύβου που αντιμετωπίζουν διαδικασίες ανίχνευσης στην πλευρά του πρωτεύοντος
 - + Η χρήση οπτικής ζεύξης καθιστά το σύστημα ελέγχου ανεπηρέαστο από την
-

-
- παρεμβολή του μαγνητικού πεδίου και του διακοπτικού θορύβου του αντιστροφέα
- + Η χρήση PLL και μικροεπεξεργαστή εξασφαλίζει τόσο την ελεγχόμενη εκκίνηση του αντιστροφέα όσο και τη διατήρηση της λειτουργίας του εντός προκαθορισμένων ορίων
-

Μειονεκτήματα τεχνικής ελέγχου με PLL

- Απαιτεί οπτική επαφή πρωτεύοντος – δευτερεύοντος όταν υλοποιείται με ζεύξη υπερύθρων
 - Η συχνότητα λειτουργίας παρουσιάζει μικρή απόκλιση από τη συχνότητα μέγιστης απόδοσης του συστήματος
 - Στην προκύπτουσα συχνότητα λειτουργίας υπάρχει διαφορά φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος εισόδου που αυξάνεται με την αύξηση της αντίστασης φορτίου και μειώνει το συντελεστή ισχύος εισόδου του συστήματος
-

7.1.2 Ασύμμετρη φόρτιση

Με την προτεινόμενη τοπολογία ασύμμετρης φόρτισης συνδυάζεται η ανόρθωση της τάσης εξόδου με την μείωση του ανακλώμενου στην πηγή φορτίου. Για συντονισμένα συστήματα, αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του συντελεστή ποιότητας και της μεταφερόμενης ισχύος από την πηγή προς το φορτίο. Τα χαρακτηριστικά χρήσης ασύμμετρης φόρτισης σε συστήματα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος καταγράφονται ακολούθως:

Πλεονεκτήματα ασύμμετρης φόρτισης IPTS

- + Οδηγεί σε αύξηση της μεταφερόμενης ισχύος μέσω της μείωσης της ισοδύναμης αντίστασης φορτίου. Η ισχύς εξόδου διπλασιάζεται για περιπτώσεις μεγάλων αντιστάσεων φορτίου σε συστήματα χωρίς φίλτρο εξόδου, ενώ μπορεί να τετραπλασιαστεί σε συστήματα με χωρητικό φίλτρο εξόδου.
 - + Συνδυάζει λειτουργία ανόρθωσης με αύξηση του συντελεστή ποιότητας του συντονισμένου κυκλώματος με τον ελάχιστο αριθμό στοιχείων.
 - + Παρουσιάζει ανύψωση στην τάση εξόδου που είναι γενικά επιθυμητή σε εφαρμογές ασύρματης φόρτισης μπαταριών σε συνθήκες χαμηλής σύζευξης, μη επιφορτίζοντας το σύστημα με περαιτέρω μετατροπείς ανύψωσης.
-

Μειονεκτήματα ασύμμετρης φόρτισης IPTS

- Δεν είναι αποδοτική για συστήματα που έχουν αντίσταση φορτίου ίδιας τάξης μεγέθους με την εσωτερική τους αντίσταση
-

7.1.3 Μαγνητική διάταξη

Η προτεινόμενη μαγνητική διάταξη τύπου U - I ανταποκρίθηκε τόσο στο στόχο μεταφοράς ισχύος όσο και στην επίτευξη συντελεστών σύζευξης ανάλογων με τις συχνά χρησιμοποιούμενες σπειροειδείς διατάξεις. Αποδείχθηκε δε, πιο ελαφριά και οικονομική στην κατασκευή σε σχέση με την τυπική σπειροειδή διάταξη [39].

Η διαστασιολόγησή της βασίστηκε τόσο στους εμπορικά διαθέσιμους πυρήνες όσο και στη δημιουργία συνθηκών ανοχής σε κακή ευθυγράμμιση κατά τη στάθμευση του οχήματος. Η βελτιστοποίηση των διαστάσεων της διάταξης σε σχέση με τις απαιτήσεις συγκεκριμένης ισχύος και συντελεστών σύζευξης δεν ήταν στους σκοπούς της παρούσας διερεύνησης.

Όσον αφορά στην έκθεση στο δημιουργούμενο μαγνητικό πεδίο, οι προσομοιώσεις έδειξαν ότι το μαγνητικό πεδίο είναι ισχυρότερο των ορίων για λειτουργία σε ισχύ 3 kW (ονομαστικό διάκενο 5 cm), για αποστάσεις 30 cm περιμετρικά των πυρήνων. Η συγκεκριμένη τοπολογία δεν επιτρέπει την προσέγγιση ατόμων στα πηνία σε τέτοιες αποστάσεις. Παρόλα αυτά μπορεί να ληφθούν επιπρόσθετα μέτρα οριοθέτησης του χώρου γύρω από τα πηνία κατά την επιτοίχια εγκατάσταση του συστήματος στο χώρο φόρτισης.

7.2 Δημοσιεύσεις

Τμήματα της παρούσας μελέτης συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος έχουν παρουσιαστεί σε διεθνούς κύρους περιοδικά και συνέδρια.

Άρθρα σε διεθνή περιοδικά:

- [J1]. **E. Gati**, G. Kampitsis, and S. Manias, “Variable Frequency Controller for Inductive Power Transfer in Dynamic Conditions,” *IEEE Trans. Power Electron.*, 2016.
- [J2]. G. Kampitsis, **E. Gati**, S. Papathanassiou, and S. Manias, “Utilization of SiC MOSFETs in Voltage Source Inverter of Inductive Power Transfer System for Enduring Capacitive Loads,” *Mater. Sci. Forum - Silicon Carbide Relat. Mater.* 2015, vol. 858, pp. 1082–1086, 2016.
- [J3]. **E. Gati**, A. Kladas, and S. Manias, “Examination of a split transformer arrangement for the inductive link of contactless power transfer systems,” *Appl. Electromagn. Eng. Adv. Mater. from Macro- to Nanoscale*, vol. 856, pp. 178–183, 2016.

Δημοσιεύσεις σε πρακτικά διεθνών συνεδρίων:

- [C1]. G. Kampitsis, **E. Gati**, S. Papathanassiou, and S. Manias, “Utilization of SiC MOSFETs in Voltage Source Inverter of Inductive Power Transfer System for Enduring Capacitive

- Loads,” in *ICSCRM 2015*, 2015, pp. 7–8.
- [C2]. **E. Gati**, G. Kampitsis, and S. Manias, “Output power increase of a series-series compensated inductive power transfer system via asymmetric loading,” in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 2015, pp. 1–9.
- [C3]. G. Kampitsis, E. Batzelis, **E. Gati**, S. Papathanassiou, and S. Manias, “Electro-thermal characterization of 1.2 kV normally-on SiC JFETs under hard switch fault,” in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 2015, pp. 1–9.
- [C4]. **E. Gati**, A. Kladas, and S. Manias, “Examination of a split transformer arrangement for the inductive link of contactless power transfer systems,” in *Ninth Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting, Multifunctional and Nanomaterials, JAPMED'9*, 2015, pp. 1–2.
- [C5]. **E. Gati**, G. Kampitsis, I. Stavropoulos, S. Papathanassiou, and S. Manias, “Wireless Phase - Locked Loop control for inductive Power Transfer Systems,” in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 1601–1607.
- [C6]. **E. Gati** and S. Manias, “Asymmetric loading of a series resonant R-L-C circuit for power transfer increase in inductive chargers,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 4570–4575.

7.3 Προτάσεις μελλοντικής έρευνας

Το σύστημα που αναπτύχθηκε στο πλαίσιο της παρούσας διατριβής δίνει δυνατότητες για περαιτέρω έρευνα και αξιοποίηση στις ακόλουθες εφαρμογές:

- Στατή φόρτιση αυτοκινήτων στα φανάρια
- Φόρτιση οχημάτων εν κινήσει σε δρόμους χαμηλής ταχύτητας
- Φόρτιση υποβρύχιων εξοπλισμών
- Παροχή ισχύος σε μικρά σκάφη στις μαρίνες
- Χρήση σε σταθμούς φόρτισης μη επανδρωμένων ελικοπτέρων (drones)

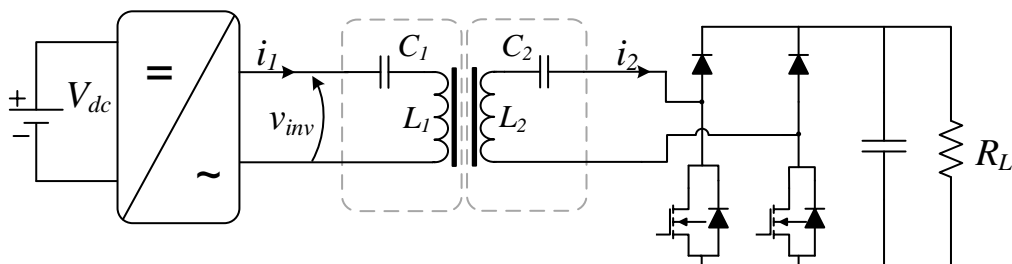
Ειδικότερα, επεκτάσεις του συστήματος μπορούν να σχετίζονται με τον έλεγχο της παρεχόμενης ισχύος μέσω:

Ελέγχου της τάσης εισόδου

Η παρεχόμενη ισχύς μπορεί να ελεγχθεί μέσω ρύθμισης της τάσης εισόδου του συστήματος. Η προτεινόμενη τεχνική ελέγχου PLL μπορεί να συνδυαστεί με μια στρατηγική προσαρμογής του εύρους των παλμών του αντιστροφέα για ρύθμιση της ισχύος εξόδου.

Ελέγχου της τάσης εξόδου

Αξίζει να εξετασθεί η δυνατότητα περαιτέρω ελέγχου της μεταφερόμενης ισχύος στο δευτερεύον με τη χρήση ελεγχόμενου ανορθωτή σύμφωνα με τη διάταξη που παρουσιάζεται στο Σχήμα 7.1. Με τη συγκεκριμένη διάταξη δίνεται η δυνατότητα ελέγχου του χρόνου βραχυκύκλωσης του συντονισμένου κυκλώματος και του χρόνου διασύνδεσής του με το φορτίο. Στην προκειμένη περίπτωση ο έλεγχος θα έχει να κάνει με βραχυκύκλωση του συντονισμένου κυκλώματος κατά ακέραια πολλαπλάσια της ημιπεριόδου. Κατά συνέπεια, μπορεί να επιτευχθεί διαφορετικός λόγος ασύμμετρης φόρτισης σε σχέση με τον σταθερό λόγο 50 % που εξετάστηκε στο Κεφάλαιο 5 ή και συνεχής μεταβολή του ποσοστού φόρτισης ανάλογα με τις στιγμιαίες απαιτήσεις ισχύος εξόδου.



Σχήμα 7.1. Δομικό διάγραμμα ελεγχόμενης ασύμμετρης φόρτισης συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.

Βιβλιογραφία

- [1] T. W. Ching and Y. S. Wong, “Review of wireless charging technologies for electric vehicles,” in *2013 5th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, 2013, vol. 2, pp. 1–4.
- [2] “ChoeTech.” Ιστοσελίδα: <http://www.choetech.com/wireless-charger/>.
- [3] “How stuff works.” Ιστοσελίδα: <http://electronics.howstuffworks.com/everyday-tech/wireless-power1.htm>.
- [4] “Kitchen Designs.” Ιστοσελίδα: <http://www.kitchendesigns.com/induction-cooking-and-how-it-works/>.
- [5] “Nissan.” Ιστοσελίδα: <http://www.nissan-global.com/EN/TECHNOLOGY/OVERVIEW/wcs.html>.
- [6] “ARUP.” Ιστοσελίδα: http://www.arup.com/news/2014_01_january/09_january_worlds_most_demanding_electric_bus_route_launched.
- [7] V. Bana, M. Kerber, G. Anderson, J. D. Rockway, and A. Phipps, “Underwater wireless power transfer for maritime applications,” in *2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2015, no. 1, pp. 1–4.
- [8] B. Griffin and C. Detweiler, “Resonant wireless power transfer to ground sensors from a UAV,” in *2012 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2012, pp. 2660–2665.
- [9] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, “Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, no. c, pp. 1–1, 2015.
- [10] Priyabrata Sahoo, “A Seminar Report on Wireless Electricity (WiTricity).” Department of Electrical Engineering, Indira Gandhi Institute of Technology, Sarang, 2011.
- [11] “Engineering and Technology History Wiki.” [Online]. Available: http://ethw.org/Milestones:First_Generation_and_Experimental_Proof_of_Electromagnetic_Waves,_1886-1888.
- [12] “Tesla Universe.” Ιστοσελίδα: <https://teslauniverse.com/>.
- [13] “Patent US 527857 A.” Ιστοσελίδα: <https://www.google.com/patents/US527857>.
- [14] “Patent US 3434678 A.” Ιστοσελίδα: <https://www.google.com/patents/US3434678?dq=3434678>.
- [15] “William C. Brown.” Ιστοσελίδα: <http://mainland.cctt.org/istf2008/Brown.asp>.
- [16] “WiTricity.” Ιστοσελίδα: www.witricity.com.
- [17] “Wireless Power Consortium.” Ιστοσελίδα: www.wirelesspowerconsortium.com.
- [18] “A4WP/PMA.” Ιστοσελίδα: www.merger.powermatters.org.
- [19] “AirFuel Alliance.” Ιστοσελίδα: airfuel.org.
- [20] J.-Y. Lee, H.-Y. Shen, and T.-W. Chang, “Contactless inductive charging system with hysteresis loop control for small-sized household electrical appliances,” in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 2172–2178.

- [21] R. Haldi and K. Schenk, "A 3.5 kW wireless charger for electric vehicles with ultra high efficiency," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 668–674.
- [22] J. Huh, S. W. Lee, W. Y. Lee, G. H. Cho, and C. T. Rim, "Narrow-Width Inductive Power Transfer System for Online Electrical Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3666–3679, Dec. 2011.
- [23] "European Automobile Manufacturers Association - ACEA." Ιστοσελίδα: <http://www.acea.be/news/article/frequently-asked-questions-about-e-mobility>.
- [24] "Electric Vehicles Initiative (EVI)." Ιστοσελίδα: <http://www.cleanenergyministerial.org/Our-Work/Initiatives/Electric-Vehicles>.
- [25] "Plugless." Ιστοσελίδα: www.pluglesspower.com.
- [26] "Qualcomm." Ιστοσελίδα: www.qualcomm.com.
- [27] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse, and Q. Chen, "Analysis and Comparison of Secondary Series- and Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Systems Operating for Optimal Efficiency and Load-Independent Voltage-Transfer Ratio," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2979–2990, Jun. 2014.
- [28] H. Nguyen and J. I. Agbinya, "Splitting Frequency Diversity in Wireless Power Transmission," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 11, pp. 6088–6096, Nov. 2015.
- [29] C.-Y. Huang, J. E. James, and G. A. Covic, "Design Considerations for Variable Coupling Lumped Coil Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 680–689, Feb. 2015.
- [30] Y. Lim, H. Tang, S. Lim, and J. Park, "An Adaptive Impedance-Matching Network Based on a Novel Capacitor Matrix for Wireless Power Transfer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4403–4413, Aug. 2014.
- [31] J. Zhao, T. Cai, S. Duan, H. Feng, C. Chen, and X. Zhang, "A General Design Method of Primary Compensation Network for Dynamic WPT System Maintaining Stable Transmission Power," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2016.
- [32] J. H. Kim, B.-S. Lee, J.-H. Lee, S.-H. Lee, C.-B. Park, S.-M. Jung, S.-G. Lee, K.-P. Yi, and J. Baek, "Development of 1-MW Inductive Power Transfer System for a High-Speed Train," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 10, pp. 6242–6250, Oct. 2015.
- [33] S. Chopra and P. Bauer, "Driving Range Extension of EV With On-Road Contactless Power Transfer—A Case Study," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 329–338, Jan. 2013.
- [34] Z. Li, D. Li, L. Lin, and Y. Chen, "Design considerations for electromagnetic couplers in contactless power transmission systems for deep-sea applications," *J. Zhejiang Univ. Sci. C*, vol. 11, no. 10, pp. 824–834, Oct. 2010.
- [35] K. Abdelnour, A. Stinchcombe, M. Porfiri, J. Zhang, and S. Childress, "Wireless Powering of Ionic Polymer Metal Composites Toward Hovering Microswimmers," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 17, no. 5, pp. 924–935, Oct. 2012.
- [36] D. Anguita, D. Brizzolara, G. Parodi, and Q. Hu, "Optical wireless underwater communication for AUV: Preliminary simulation and experimental results," in *OCEANS 2011 IEEE - Spain*, 2011, pp. 1–5.
- [37] S. Raju, R. Wu, M. Chan, and C. P. Yue, "Modeling of Mutual Coupling Between Planar Inductors in Wireless Power Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 481–490, Jan. 2014.
- [38] C. Zheng, H. Ma, J. Lai, and L. Zhang, "Design Considerations to Reduce Gap Variation and Misalignment Effects for the Inductive Power Transfer System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 11, pp. 6108–6119, Nov. 2015.

- [39] T. Diekhans and R. W. De Doncker, "A dual-side controlled inductive power transfer system optimized for large coupling factor variations," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 652–659.
- [40] R. Bosshard, J. Muhlethaler, J. W. Kolar, and I. Stevanovic, "Optimized magnetic design for inductive power transfer coils," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 1812–1819.
- [41] R. Bosshard, J. W. Kolar, and B. Wunsch, "Accurate finite-element modeling and experimental verification of inductive power transfer coil design," in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 1648–1653.
- [42] M. Ibrahim, L. Bernard, L. Pichon, E. Laboure, A. Razek, O. Cayol, D. Ladas, and J. Irving, "Inductive Charger for Electric Vehicle: Advanced Modeling and Interoperability Analysis," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2016.
- [43] R. Bosshard, J. Muhlethaler, J. W. Kolar, and I. Stevanovic, "The η - α -Pareto front of inductive power transfer coils," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4270–4277.
- [44] M. Budhia, G. Covic, and J. Boys, "A new IPT magnetic coupler for electric vehicle charging systems," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 2487–2492.
- [45] G. R. Nagendra, G. A. Covic, and J. T. Boys, "Determining the Physical Size of Inductive Couplers for IPT EV Systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 2, no. 3, pp. 571–583, Sep. 2014.
- [46] A. Zaheer, H. Hao, G. a Covic, and D. Kacprzak, "Investigation of Multiple Decoupled Coil Primary Pad Topologies in Lumped IPT Systems for Interoperable Electric Vehicle Charging," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 1937–1955, Apr. 2015.
- [47] R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Muhlethaler, I. Stevanovic, B. Wunsch, and F. Canales, "Modeling and η - α -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 1, pp. 50–64, Mar. 2015.
- [48] Q. Zhu, L. Wang, C. Liao, and Yanjie Guo, "Minimizing the eddy current loss in the chassis when charging an electric vehicle wirelessly," in *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2014, pp. 1–5.
- [49] G. Ombach, "Design and safety considerations of interoperable wireless charging system for automotive," in *2014 Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2014, pp. 1–4.
- [50] S. Y. Choi, J. Huh, W. Y. Lee, and C. T. Rim, "Asymmetric Coil Sets for Wireless Stationary EV Chargers With Large Lateral Tolerance by Dominant Field Analysis," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6406–6420, Dec. 2014.
- [51] C. Joffe, S. Ditze, and A. Roskopf, "A novel positioning tolerant inductive power transfer system," in *2013 3rd International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 2013, pp. 1–7.
- [52] Y. Gao, K. B. Farley, and Z. T. H. Tse, "Investigating safety issues related to Electric Vehicle wireless charging technology," in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2014, pp. 1–4.
- [53] P.-P. Ding, L. Bernard, L. Pichon, and A. Razek, "Evaluation of Electromagnetic Fields in Human Body Exposed to Wireless Inductive Charging System," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, pp. 1037–1040, Feb. 2014.
- [54] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), "ICNIRP Guidelines for limiting exposure to time-varying electric , magnetic , and electromagnetic fields (up to 300 GHz)," *Health Phys.*, vol. 74, no. 4, pp. 494–522, 1998.

- [55] IEEE Standards Coordinating Committee 28, *IEEE C95. 1-1992: IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz*. 2006.
- [56] Australian Radiation Protection and Nuclear Safety Agency (ARPANSA), *Maximum Exposure Levels to Radiofrequency Fields - 3 kHz to 300 GHz*. 2002.
- [57] A.-T. Avestruz, A. H. Chang, S. Khushrushahi, A. Banerjee, and S. B. Leeb, "Single-sided AC magnetic fields for induction heating," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, no. c, pp. 5052–5057.
- [58] A. Banerjee, A.-T. Avestruz, K. Surakitbovorn, A. H. Chang, and S. B. Leeb, "Uniform single-sided induction heating using multiphase, multi-resonant halfbach windings," in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 844–851.
- [59] M. Budhia, G. a. Covic, and J. T. Boys, "Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3096–3108, Nov. 2011.
- [60] S. Y. Choi, B. W. Gu, S. W. Lee, W. Y. Lee, J. Huh, and C. T. Rim, "Generalized Active EMF Cancel Methods for Wireless Electric Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 5770–5783, Nov. 2014.
- [61] H. Li, J. Li, K. Wang, W. Chen, and X. Yang, "A Maximum Efficiency Point Tracking Control Scheme for Wireless Power Transfer Systems Using Magnetic Resonant Coupling," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 7, pp. 3998–4008, Jul. 2015.
- [62] J. M. Miller, O. C. Onar, C. White, S. Campbell, C. Coomer, L. Seiber, R. Sepe, and A. Steyerl, "Demonstrating Dynamic Wireless Charging of an Electric Vehicle: The Benefit of Electrochemical Capacitor Smoothing," *IEEE Power Electron. Mag.*, vol. 1, no. 1, pp. 12–24, Mar. 2014.
- [63] H. Hao, G. A. Covic, and J. T. Boys, "An Approximate Dynamic Model of LCL-T-Based Inductive Power Transfer Power Supplies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5554–5567, Oct. 2014.
- [64] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. Jung, S.-J. Jeon, and D.-H. Cho, "Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1179–1192, Mar. 2014.
- [65] V. Jiwariyavej, T. Imura, and Y. Hori, "Coupling Coefficients Estimation of Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonance Coupling Using Information From Either Side of the System," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 1, pp. 191–200, Mar. 2015.
- [66] Chih-Chiang Hua, Hau-Ran Chen, and Yi-Hsiung Fang, "Inductive power transmission technology for Li-ion battery charger," in *2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2013, pp. 788–792.
- [67] A. Namadmalan, "Self-Oscillating Tuning Loops for Series Resonant Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, pp. 7320–7327, Oct. 2016.
- [68] B. Peschiera, K. Aditya, and S. S. Williamson, "Asymmetrical voltage-cancellation control for a series-series fixed-frequency inductive power transfer system," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 2971–2977.
- [69] U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "A single controller for inductive power transfer systems," in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2009, pp. 109–113.
- [70] M. Fu, H. Yin, X. Zhu, and C. Ma, "Analysis and Tracking of Optimal Load in Wireless Power Transfer Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 7, pp. 3952–3963, Jul. 2015.
- [71] T. Hiramatsu, X. Huang, M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, "Wireless charging power control for

- HESS through receiver side voltage control,” in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 1614–1619.
- [72] K. Colak, E. Asa, M. Bojarski, D. Czarkowski, and O. C. Onar, “A Novel Phase-Shift Control of Semibridgeless Active Rectifier for Wireless Power Transfer,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 11, pp. 6288–6297, Nov. 2015.
- [73] T. Diekhans and R. W. De Doncker, “A Dual-Side Controlled Inductive Power Transfer System Optimized for Large Coupling Factor Variations and Partial Load,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 11, pp. 6320–6328, Nov. 2015.
- [74] T. C. Beh, M. Kato, T. Imura, S. Oh, and Y. Hori, “Automated Impedance Matching System for Robust Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 9, pp. 3689–3698, Sep. 2013.
- [75] R. Bosshard, U. Badstubner, J. W. Kolar, and I. Stevanovic, “Comparative evaluation of control methods for Inductive Power Transfer,” in *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2012, vol. 1, no. 1, pp. 1–6.
- [76] S. Aldhafer, P. C.-K. Luk, and J. F. Whidborne, “Electronic Tuning of Misaligned Coils in Wireless Power Transfer Systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 5975–5982, Nov. 2014.
- [77] C.-S. Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, “Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 1, pp. 148–157, Feb. 2004.
- [78] J. T. Boys, G. a. Covic, and A. W. Green, “Stability and control of inductively coupled power transfer systems,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 1, p. 37, 2000.
- [79] R. Bosshard, J. W. Kolar, and B. Wunsch, “Control method for Inductive Power Transfer with high partial-load efficiency and resonance tracking,” in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2014, vol. 2, pp. 2167–2174.
- [80] Y.-H. Chao and J.-J. Shieh, “Series-parallel loosely coupled battery charger with primary-side control,” in *2012 International Conference on Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS)*, 2012, pp. 226–230.
- [81] M. H. Ameri, A. Yazdian Varjani, and M. Mohamadian, “A novel algorithm for tracking maximum inductive transferred power point,” in *4th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, 2013, pp. 372–377.
- [82] M. P. Theodoridis, “Analysis of a capacitive-filter, half-wave rectifier fed by a parallel-load resonant tank,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 152, no. 4, p. 878, 2005.
- [83] Yungtaek Jang and M. M. Jovanovic, “A contactless electrical energy transmission system for portable-telephone battery chargers,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 3, pp. 520–527, Jun. 2003.
- [84] Ε. Γ. Γατή, “Έπαγωγικός Φορτιστής Ηλεκτρικού Οχήματος,” Διπλωματική Εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, 2012.
- [85] D. Pedder, A. Brown, and J. A. Skinner, “A contactless electrical energy transmission system,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 1, pp. 23–30, 1999.
- [86] L. Xu, Q. Chen, X. Ren, S. Ping, and S.-C. Wong, “Self-oscillating contactless resonant converter with power transfer and current sensing integrated transformer,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 4539–4543.
- [87] K. Yan, Q. Chen, J. Hou, X. Ren, and X. Ruan, “Self-Oscillating Contactless Resonant Converter With Phase Detection Contactless Current Transformer,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4438–4449, Aug. 2014.
- [88] Xiaoyong Ren, Qianhong Chen, Lingling Cao, Xinbo Ruan, Siu-Chung Wong, and C. . Tse,

- “Characterization and control of self-oscillating contactless resonant converter with fixed voltage gain,” in *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2012, no. 51077069, pp. 1822–1827.
- [89] Chwei-Sen Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, “Load models and their application in the design of loosely coupled inductive power transfer systems,” in *PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.00EX409)*, 2000, vol. 2, pp. 1053–1058.
- [90] C.-S. Wang, O. H. Stielau, and G. a. Covic, “Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1308–1314, Oct. 2005.
- [91] K. Aditya and S. S. Williamson, “Design considerations for loosely coupled inductive power transfer (IPT) system for electric vehicle battery charging - A comprehensive review,” in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2014, pp. 1–6.
- [92] W. Zhang and C. Mi, “Compensation Topologies for High Power Wireless Power Transfer Systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2015.
- [93] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart, and J. F. Sanz, “Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 2140–2149, Jun. 2009.
- [94] Xun Liu, W. M. Ng, C. K. Lee, and S. Y. Hui, “Optimal operation of contactless transformers with resonance in secondary circuits,” in *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2008, vol. 2, pp. 645–650.
- [95] D. Sadarnac, S. Loudot, A. Caillierez, and A. Jaafari, “Dynamic inductive charging for electric vehicle: modelling and experimental results,” in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, 2014, pp. 1.7.01–1.7.01.
- [96] R. Chen, C. Zheng, Z. U. Zahid, E. Faraci, W. Yu, J.-S. Lai, M. Senesky, D. Anderson, and G. Lisi, “Analysis and parameters optimization of a contactless IPT system for EV charger,” in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 1654–1661.
- [97] M. Kiani and M. Ghovanloo, “A Figure-of-Merit for Designing High-Performance Inductive Power Transmission Links,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 11, pp. 5292–5305, Nov. 2013.
- [98] D. Kurschner, C. Rathge, and U. Jumar, “Design Methodology for High Efficient Inductive Power Transfer Systems With High Coil Positioning Flexibility,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 372–381, Jan. 2013.
- [99] C. S. Jeong, T. Il Sung, K. H. Lee, S. G. Hong, and I. H. Park, “Design of contactless inductive energy transmission systems with large air-gap,” in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2011, vol. 1, no. 3, pp. 1–4.
- [100] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse, and Q. Chen, “Design for Efficiency Optimization and Voltage Controllability of Series-Series Compensated Inductive Power Transfer Systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 191–200, Jan. 2014.
- [101] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. Sealy, and D. Bronson, “A 90 percent efficient 5kW inductive charger for EVs,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 275–282.
- [102] S. O. Kasap, *Αρχές Ηλεκτρονικών Υλικών και Διατάξεων*, 2η ed. Αθήνα: Παπασωτηρίου, 2004.
- [103] M. Pinuela, D. C. Yates, S. Lucyszyn, and P. D. Mitcheson, “Maximizing DC-to-Load Efficiency for Inductive Power Transfer,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2437–2447, May 2013.
- [104] Σ. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά Ισχύος*. Αθήνα: Εκδόσεις Συμείων, 2014.

- [105] G. Kampitsis, S. Papathanassiou, and S. Manias, "Comparative evaluation of the short-circuit withstand capability of 1.2kV silicon carbide (SiC) power transistors in real life applications," *Microelectron. Reliab.*, vol. 55, no. 12, pp. 2640–2646, Dec. 2015.
- [106] V. Esteve, J. Jordan, E. Sanchis-Kilders, E. J. Dede, E. Maset, J. B. Ejea, and A. Ferreres, "Comparative Study of a Single Inverter Bridge for Dual-Frequency Induction Heating Using Si and SiC MOSFETs," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1440–1450, Mar. 2015.
- [107] O. C. Onar, M. Chinthavali, S. Campbell, P. Ning, C. P. White, and J. M. Miller, "A SiC MOSFET based inverter for wireless power transfer applications," in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 1690–1696.
- [108] N. Xuan Bac, D. M. Vilathgamuwa, and U. K. Madawala, "A SiC-Based Matrix Converter Topology for Inductive Power Transfer System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4029–4038, Aug. 2014.
- [109] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*. John Wiley & Sons Inc., 2011.
- [110] P. Miller, "Automotive Lithium-Ion Batteries," *Johnson Matthey Technol. Rev.*, vol. 59, no. 1, pp. 4–13, Jan. 2015.
- [111] Liang-Rui Chen, "Design of Duty-Varied Voltage Pulse Charger for Improving Li-Ion Battery-Charging Response," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 480–487, Feb. 2009.
- [112] J. Li, E. Murphy, J. Winnick, and P. a. Kohl, "The effects of pulse charging on cycling characteristics of commercial lithium-ion batteries," *J. Power Sources*, vol. 102, no. 1–2, pp. 302–309, Dec. 2001.
- [113] R. L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 2, pp. 174–182, Apr. 1988.
- [114] F. P. Incropera, D. P. De Witt, T. L. Bergman, and A. S. Lavine, *Introduction to Heat Transfer*, 5th ed. John Wiley & Sons, 2006.
- [115] G. Kampitsis, M. Antivachis, S. Kokosis, S. Papathanassiou, and S. Manias, "An accurate Matlab/Simulink based SiC MOSFET model for power converter applications," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 1058–1064.
- [116] J. Rabkowski, D. Pefitsis, and H.-P. Nee, "Design Steps Toward a 40-kVA SiC JFET Inverter With Natural-Convection Cooling and an Efficiency Exceeding 99.5%," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 4, pp. 1589–1598, Jul. 2013.
- [117] B. Hughes, J. Lazar, S. Hulsey, A. Garrido, D. Zehnder, M. Musni, R. Chu, and K. Boutros, "Analyzing losses using junction temperature of 300V 2.4kW 96% efficient, 1MHz GaN synchronous boost converter," in *The 1st IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications*, 2013, pp. 131–134.

Παράρτημα

I. Τεχνικά χαρακτηριστικά σύρματος litz.

Product HF-Litz Copper 1.000 x 0,071 mm; P155

Technical Values

Conductor material	Copper	
Density	8,93	g/cm ³
Nominal diameter (Single wire)	0,071	mm
Build	Grade 3 (0,0920 - 0,0970)	
No. of single strands	1.000	
Conductor cross section (Litzwire)	3,959	mm ²

Thermal Properties

Enamel description	Polysol-155	
	P155	
Standard	IEC 60317-20 IEC 60317-4	
Temperature index 20.000 h (acc. IEC 60172)	158	°C
Cut through temperature (acc. IEC 60851.6.4)	≥ 200	°C
Heat shock (acc. IEC 60851.6.3)	≥ 175	°C

Electrical Properties

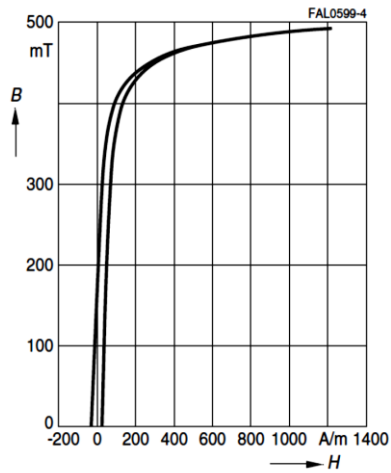
Conductivity	58,50	S m/mm ²
Electrical Resistance		
Temperature coefficient	3.900 - 4.000	10 ⁻⁶ /K

Miscellaneous

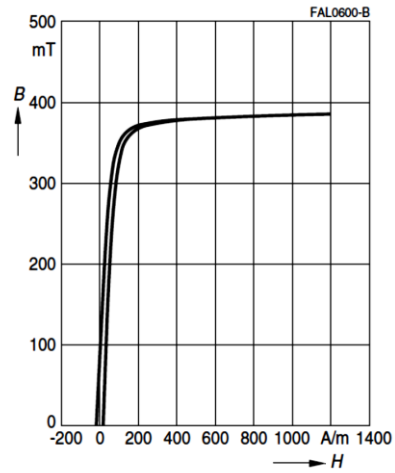
Color	clear		
	Min	Max	Nom
670 BDV Litz (break down voltage)	1.200		V

II. Τεχνικά χαρακτηριστικά φερριτή MnZn, N87

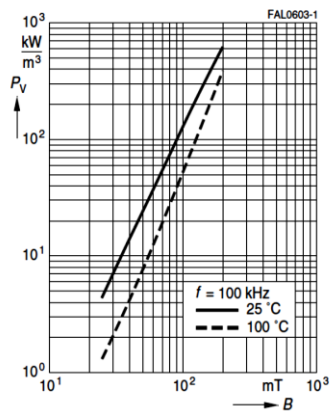
Dynamic magnetization curves
(typical values)
($f = 10 \text{ kHz}$, $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$)



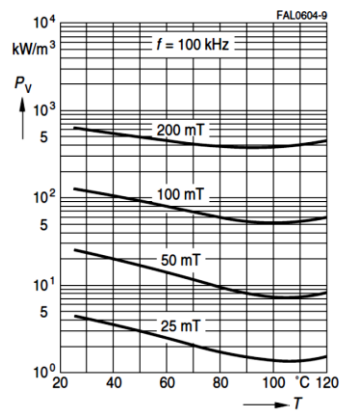
Dynamic magnetization curves
(typical values)
($f = 10 \text{ kHz}$, $T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$)



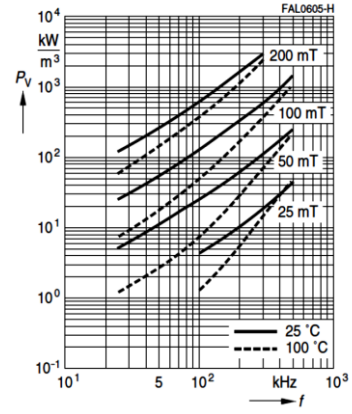
Relative core losses
versus AC field flux density
(measured on R34 toroids)



Relative core losses
versus temperature
(measured on R34 toroids)

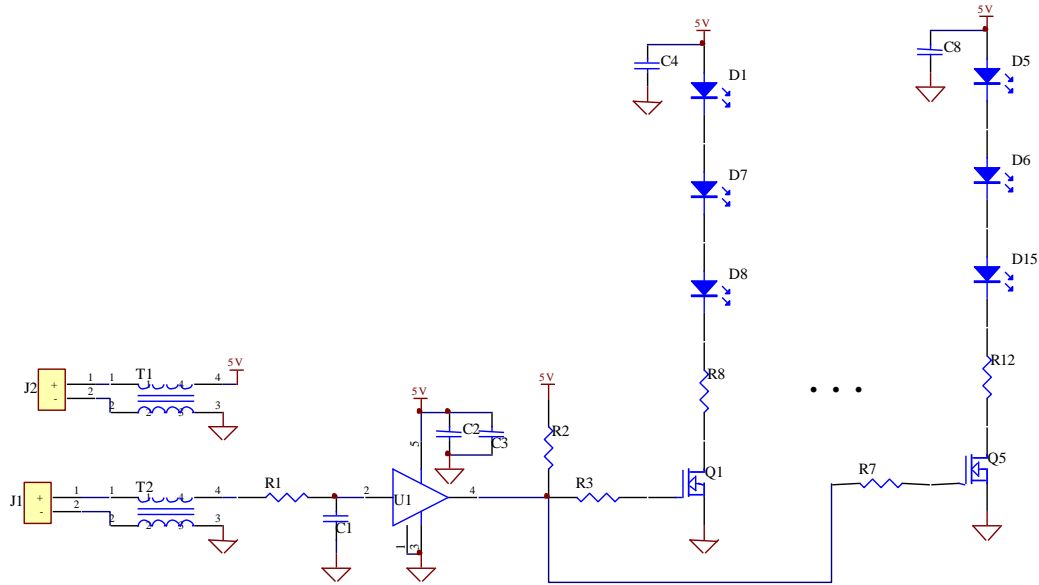


Relative core losses
versus frequency
(measured on R34 toroids)

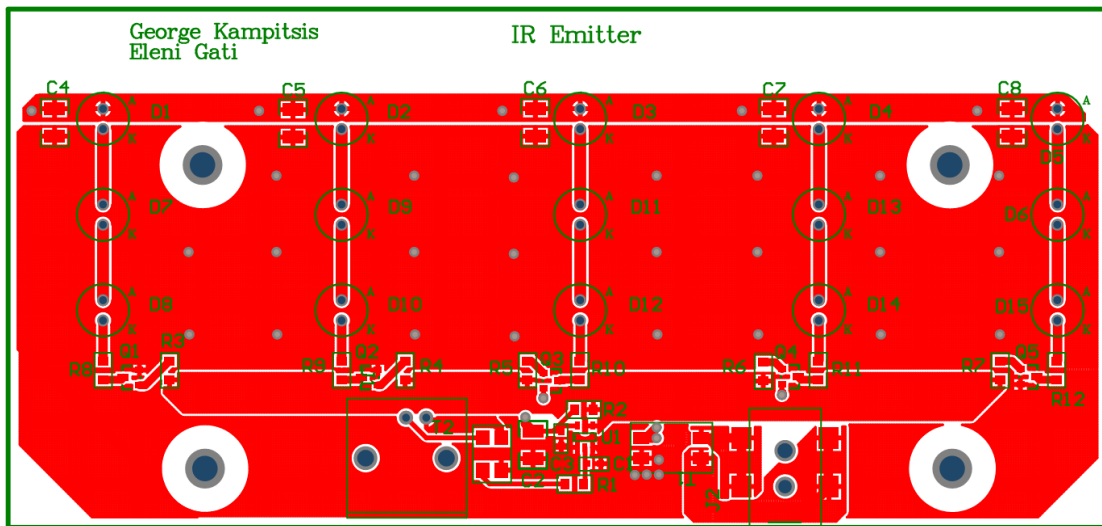


III. Διαγράμματα κυκλωμάτων οπτικής ζεύξης

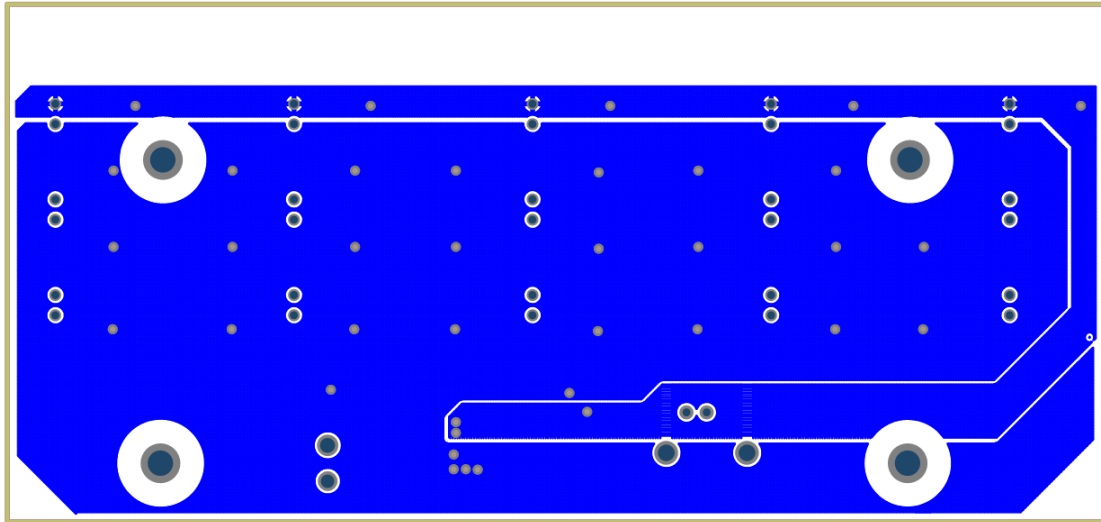
Σχηματικό διάγραμμα εκπομπού υπερόθρων



Πλακέτα (PCB) εκπομπού υπερόθρων – άνω όψη



Πλακέτα (PCB) εκπομπού υπερύθρων – κάτω όψη



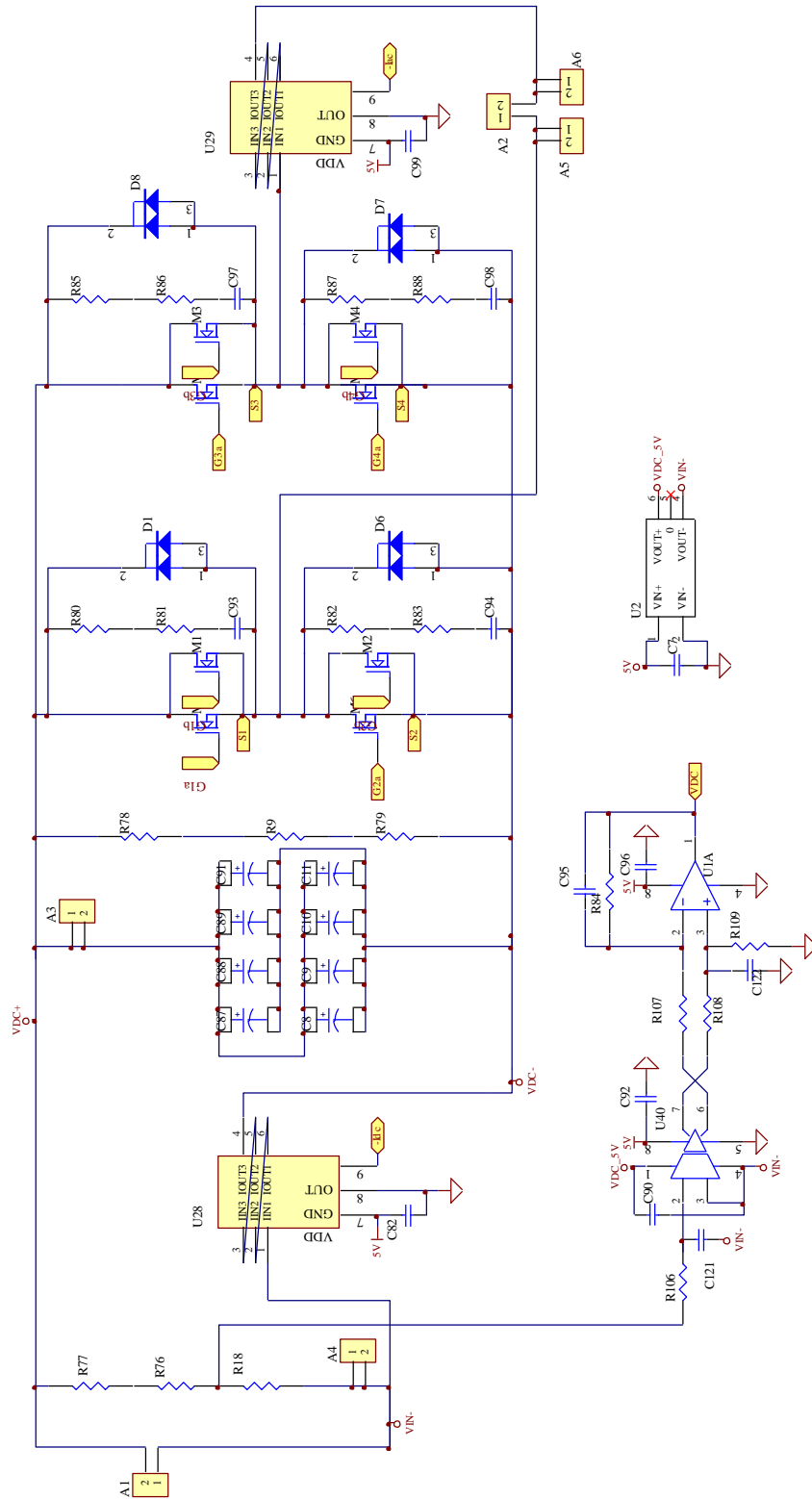
Λίστα εξαρτημάτων εκπομπού (bill of materials)

QTY	type	symbol
5	0R	R8-R12
1	1n-NU	C1
1	10K-NU	R2
6	10uF	C2 C4-C8
1	50R	R1
5	51R	R3-R7
1	100n	C3
1	B82789C0104N001	T2
5	IRLML2060TRPBF	Q1-Q5
1	LUMBERG - 1613 14	J2
1	MOLEX - 73171-3060 - BNC,	J1
1	SN74LVC1G07DBVR	U1
1	SRF0905A	T1
15	VSLY3850	D1-D15

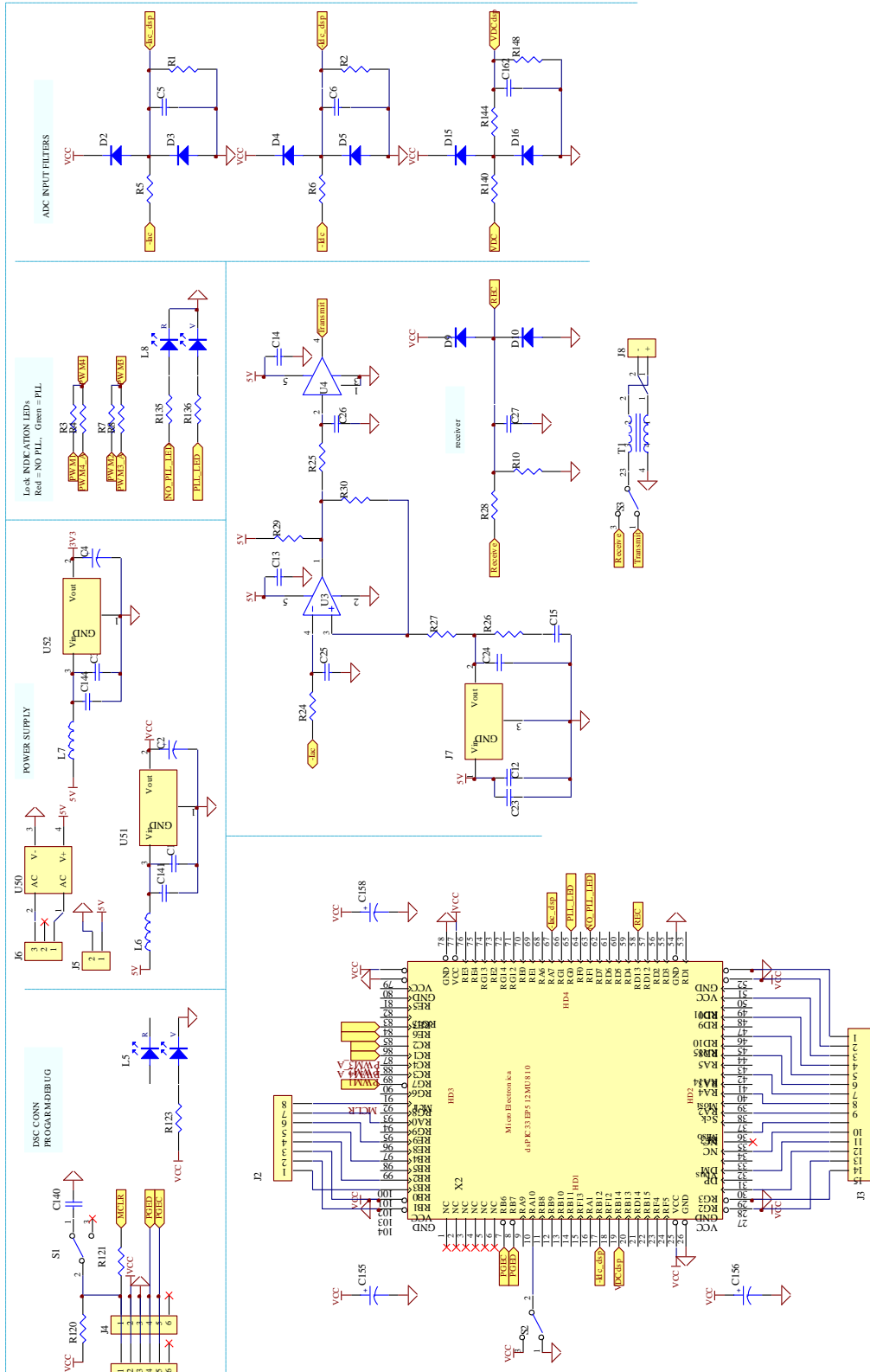
QTY	type	symbol
1	B82789C0104N001	T2
2	CD4078BM	U11 U15
1	LUMBERG - 1613 14	J1
1	MOLEX - 73171-3060 - BNC,	J2
15	RC-NU	R1 R4 R7 R10 R14 R18 R22 R23 R27 R28 R32 R33 R37 R40 R43
15	SFH213	D1-D15
1	SRF0905A	T1
1	TMA 0505D	U4

IV. Κυκλωματικά σχέδια και σχέδια πλακετών πρωτοτύπου

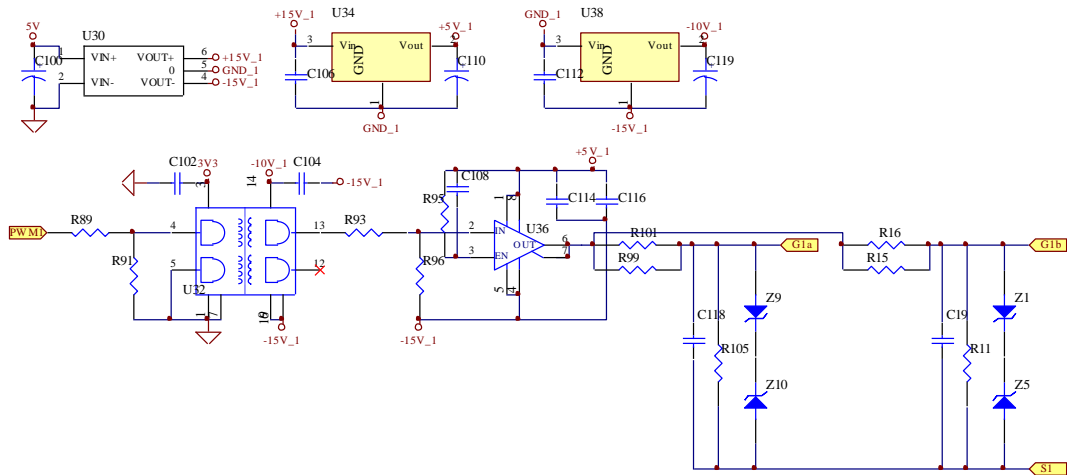
Σχηματικό διάγραμμα μετατροπέα ισχύος



Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος ελέγχου μετατροπέα



Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος οδήγησης SiC MOSFET



Λίστα εξαρτημάτων μετατροπέα (bill of materials)

QTY	type	symbol
4	0R	R3 R4 R7 R8
8	1PS76SB10 - DIODE	D5 D2 D3 D4 D9 D10 D15 D16
2	1nF	C5 C6
2	1nF-NU	C25 C26
8	1uF	C106 C107 C112 C113 C127 C128 C132 C133 C132 C133
5	2K	R5 R6 R26 R27 R28
8	2W 47R	R80 R81 R82 R83 R85 R86 R87 R88
3	3K	R1 R2 R10
2	3K	R18 R75
8	4.7V	Z1 Z2 Z3 Z4 Z9 Z11 Z13 Z15
1	6pF-NU	C27
15	10K	R11 R12 R13 R14 R91 R92 R105 R107 R108 R111 R118 R119 R120 R127 R134
1	10K-NU	R29
3	10nF	C24 C121 C162
2	10uF	C12 C15
9	10uF	C1 C3 C7 C13 C14 C116 C117 C135 C153

QTY	type	symbol
2	15K	R84 R109
16	20R	R15 R16 R17 R19 R20 R21 R22 R23 R99 R100 R101 R103 R115 R116 R131 R132
8	22V	Z5 Z6 Z7 Z8 Z10 Z12 Z14 Z16
4	24.243.4	A3 A4 A5 A6
1	33R	R140
1	47K	R30
8	47p	C19 C20 C21 C22 C118 C136 C137 C154
5	50R	R24 R25 R106 R123 R144
9	100K	R95 R96 R97 R98 R113 R114 R129 R130 R148
7	100nF	C82 C92 C96 C99 C140 C141 C144
13	100nF	C90 C102 C103 C104 C105 C114 C115 C125 C126 C134 C149 C150 C152
1	100nF	C23
2	100pF	C95 C122
10	150R	R89 R90 R93 R94 R110 R112 R126 R128 R135 R136

QTY	type	symbol
5	470K	R9 R76 R77 R78 R79
1	470R	R121
2	150141RV73100 - LED	L5 L8
1	ACPL-C87BT	U40
1	ADCMP600BRJZ	U3
4	ADUM2210	U32 U33 U44 U53
8	AP1117E50G-13	U34 U35 U38 U39 U45 U46 U48 U49
1	B82789C0104N00 1	T1
1	CON3	J6
1	CON6	J1
1	CON6	J4
1	CON8	J2
1	CON15	J3
1	ECE10US05	U50
14	EEE1VA100WAR	C2 C4 C16 C17 C18 C100 C110 C111 C119 C120 C129 C131 C138 C139
3	EEFCD0J100ER	C155 C156 C158
4	FKP1T004704B00 KSSD	C93 C94 C97 C98

QTY	type	symbol
4	IH0515S	U30 U31 U42 U43
1	ISL60002BIH325 Z	J7
4	IXDD_609	U36 U37 U47 U54
2	LD1117S33CTR	U51 U52
2	LEM-LTS15_NP	U28 U29
1	LM358	U1
1	LUMBERG - 1613 14	J5
1	MIKROE-1207	X2
1	MOLEX - 73171- 3060 - BNC,	J8
8	MOSFET N	M1 M2 M3 M4 M5 M6 M7 M8
4	NU-10n	C108 C109 C130 C151
2	PLA 5/ 2-7, 5-ZF	A1 A2
4	SDP20S120D	D1 D6 D7 D8
1	SN74LVC1G240D BVT	U4
3	SW SPDT	S1 S2 S3
1	TMA 0505S	U2
2	TYS8040470M	L6 L7
8	UNL6W30KF	C8 C9 C10 C11 C87 C88 C89 C91

V. Μαγνητικές διατάξεις

Μαγνητική διάταξη συστήματος επαγωγικής μεταφοράς χαμηλής ισχύος με αντιστάθμιση σειράς στο δευτερεύον (Υποκεφάλαιο 4.2)

Η διάταξη συντίθεται από φερρίτες σχήματος E και τύπου B66375G0500X127 της EPCOS-TDK. Το υλικό του φερρίτη είναι MnZn N27. Για κάθε πηνίο χρησιμοποιούνται 2 εφαπτόμενοι πυρήνες E για διπλασιασμό του πάχους του συνολικού πυρήνα. Για τα τυλίγματα χρησιμοποιούνται 65 στροφές σύρματος litz 80 x 0.10mm σε κάθε πλευρά.

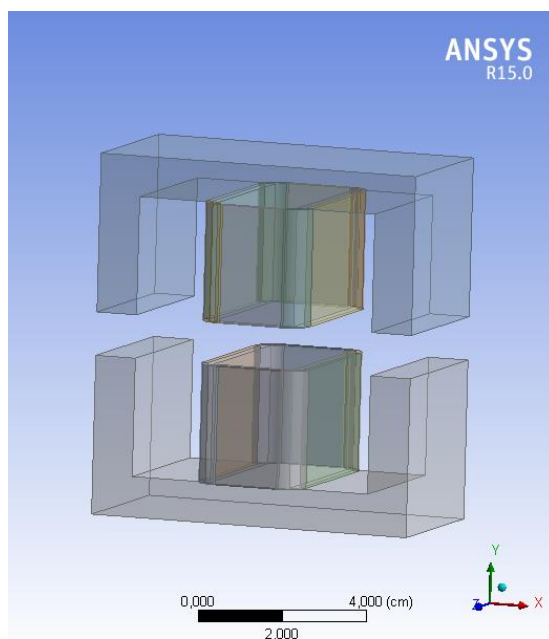
Μέσω προσομοιώσεων για απομάκρυνση στον άξονα y λαμβάνονται τα αποτελέσματα που παρατίθενται στον ακόλουθο Πίνακα.

y (cm)	L_1 (H)	L_2 (H)	M (H)	k	C (F)
1,04	$8.53 \cdot 10^{-4}$	$8.53 \cdot 10^{-4}$	$1.71 \cdot 10^{-4}$	0.20	$4.7 \cdot 10^{-9}$
1,40	$7.98 \cdot 10^{-4}$	$7.98 \cdot 10^{-4}$	$1.28 \cdot 10^{-4}$	0.16	
2,66	$7.54 \cdot 10^{-4}$	$7.54 \cdot 10^{-4}$	$6.79 \cdot 10^{-4}$	0.09	

Μαγνητική διάταξη Κεφαλαίου 5

Ο πυρήνας πρωτεύοντος αποτελείται από 4 μπάρες φερρίτη τύπου B67345B0002X087 και ο πυρήνας δευτερεύοντος από 3 μπάρες φερρίτη του ίδιου τύπου. Τα τυλίγματα πρωτεύοντος και δευτερεύοντος αποτελούνται από 22 στροφές σύρματος litz έκαστο. Οι προδιαγραφές του σύρματος litz παρουσιάζονται στο Παράρτημα I.

Μαγνητική διάταξη Υποκεφαλαίου 4.2



Μαγνητική διάταξη Κεφαλαίου 5

