



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

ΕΛΕΓΧΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΠΑΓΩΓΙΚΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ιωάννης Χ. Σταυρόπουλος

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2015



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

ΕΛΕΓΧΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΠΑΓΩΓΙΚΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Ιωάννης Χ. Σταυρόπουλος

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 20^η Οκτωβρίου 2015.

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

.....
Α. Δ. Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σ. Α. Παπαθανασίου
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2015

.....
Ιωάννης Χ. Σταυρόπουλος

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

Copyright © Ιωάννης Χ. Σταυρόπουλος, 2014.

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.

Περίληψη

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και εφαρμογή διαφόρων μεθόδων για την υλοποίηση του συστήματος ελέγχου ασύρματου φορτιστή ηλεκτρικού οχήματος.

Το σύστημα ελέγχου αποτελείται από τον αλγόριθμο ελέγχου του αντιστροφέα για την οδήγηση του πρωτεύοντος τυλίγματος του συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος και το υποσύστημα αισθητήρων ανίχνευσης των απαιτούμενων σημάτων. Το ρεύμα εξόδου είναι το σήμα που ανιχνεύεται στο δευτερεύον τύλιγμα και το οποίο αποστέλλεται μέσω οπτικής σύζευξης στην διάταξη οδήγησης του πρωτεύοντος τυλίγματος για την υλοποίηση ελέγχου κλειστού βρόχου με χρήση τεχνικής κλειδώματος φάσης (Phase-Locked Loop -PLL).

Για τον έλεγχο μέσω μικροεπεξεργαστή αναπτύχθηκαν δυο διαφορετικές μεθοδολογίες κλειδώματος της φάσης. Η πρώτη μέθοδος χρησιμοποιεί σταθερό βήμα διόρθωσης του σφάλματος, και ονομάζεται μέθοδος Σταθερού Βήματος. Η δεύτερη μέθοδος οδηγεί στη διόρθωση της συχνότητας λειτουργίας βασιζόμενη σε PI έλεγχο. Οι δυο αυτές μέθοδοι συγκρίνονται με τη μέθοδο ανίχνευσης σημείου μέγιστης παρεχόμενης ισχύος από το πρωτεύον, που είναι μια εναλλακτικά χρησιμοποιούμενη μέθοδος σε συστήματα ασύρματης μεταφοράς ισχύος.

Τέλος, συγκρίνονται τόσο μέσω προσομοιώσεων στο πρόγραμμα MATLAB/ Simulink όσο και πειραματικά δυο τοπολογίες του συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, με έναν ή δυο πυκνωτές αντιστάθμισης εν σειρά στα τυλίγματα.

Λέξεις Κλειδιά: Επαγωγική φόρτιση, μετασχηματιστής μεγάλου διακένου, PLL, έλεγχος αντιστροφέα, συντονισμός, DSPic, έλεγχος PI.

Abstract

The control system consists of the algorithm for the control of the high switching frequency inverter, which drives the primary coil of an inductive power transfer system and the sensors subsystem for the detection of the required signals. The load current is the signal detected in the secondary side of the system and transmitted to the primary side via an optical link for the implementation of a closed-loop control scheme based on the Phase-Locked Loop (PLL) technique.

For the control system, two phase-lock methods were developed. The first method changes the inverter frequency by a small constant step and is named Constant Step method. The second changes the inverter frequency by a variable step based on a typical PI control. The results of both methods are compared to the results of the Maximum Transferred Power Point method by the primary side, which is an alternative control method for inductive power transfer systems.

Finally, two IPTS topologies, the secondary-side series and the series-series compensated, are compared through simulation with the use of MATLAB/Simulink software and experimental tests.

Keywords: Inductive charging, air gapped transformer, PLL, inverter control, resonance, DSPic, PI control..

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα της διπλωματικής εργασίας κ. Στέφανο Μανιά, Καθηγητή του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, για την πρόταση ενός τόσο ενδιαφέροντος θέματος και για την πολύτιμη βοήθειά του κατά την εκπόνηση της εργασίας.

Ευχαριστώ πολύ τον υποψήφιο διδάκτορα Γεώργιο Καμπίτση για την βοήθεια που μου προσέφερε σε τεχνικά θέματα προγραμματισμού κατά την υλοποίηση του κώδικα για τον μικροεπεξεργαστή.

Ευχαριστώ τους γονείς μου, την αδερφή μου και την κοπέλα μου για την ψυχολογική υποστήριξη κατά την εκπόνηση της διπλωματικής αυτής εργασίας και καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Αλλά κυρίως θα ήθελα να ευχαριστήσω την υποψήφια διδάκτορα Ελένη Γατή για την αμέριστη βοήθειά της σε όλους τους τομείς της διπλωματικής εργασίας.

Περιεχόμενα

Εισαγωγή	15
Κεφάλαιο 1. Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο	17
1.1 Διάταξη ηλεκτρικού οχήματος	17
1.1.1 Συσσωρευτές	18
1.1.2 Φορτιστές	20
1.2 Ασύρματη Φόρτιση	21
1.2.1 Εφαρμογές	22
Κεφάλαιο 2. Διάταξη Επαγωγικής Μεταφοράς Ισχύος	26
2.1 Επαγωγική Σύζευξη	26
2.2 Σύνδεση πυκνωτή εν σειρά στο δευτερεύον	28
2.3 Άλλες διατάξεις που μπορούν να χρησιμοποιηθούν	32
Κεφάλαιο 3. Σύστημα ελέγχου της συχνότητας (DPLL)	37
3.1 PLL	37
3.1.2 Διορθωτής περιόδου	38
3.1.2.1 Μέθοδος Σταθερού Βήματος	39
3.1.2.2 PI έλεγχος	40
3.2 MTPP	42
3.3 Σύγκριση PLL με MTPP	44
Κεφάλαιο 4. Προσομοιώσεις στο MATLAB/ Simulink	45
4.1 Αλγόριθμος MATLAB	45
4.1.1 Υπολογιστής Διαφοράς Φάσης	45
4.1.2 Υπολογισμός Νέας (Διορθωμένης) Περιόδου	47
4.1.2.1 Μέθοδος Σταθερού Βήματος	47
4.1.2.2 Υπολογισμός Νέας Περιόδου με PI Έλεγχος	49
4.1.3 Διάταξη PWM	49
4.2 Προσομοιώσεις	51
4.3 Προσομοίωση Ολικού Συστήματος	57
4.3.1 Σύγκριση μεθόδου PI με μέθοδο Σταθερού Βήματος	57
4.3.2 Προσομοίωση S-S (Σύγκριση S με SS)	60
4.3.3 Καμπύλες Ισχύος	64
Κεφάλαιο 5. Προγραμματισμός DSP	67
5.1 Ρολόι Επεξεργαστή	67
5.1.1 Αρχικοποιήσεις	69
5.1.2 Ρύθμιση Ταχύτητας Ρολογιού	70
5.2 Ρύθμιση PWM	73
5.3 Input Capture	79
5.4 Κώδικας Υπολογισμού Σφάλματος	84
5.4.1 Μέθοδος PI	84
5.4.2 Μέθοδος Σταθερού Βήματος	86
Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα	88
6.1 Πειραματική Διάταξη	88

6.2 Πειραματικά Αποτελέσματα.....	92
6.2.1 Πειραματικά με τη μέθοδο Σταθερού Βήματος.....	93
6.2.2 Πειραματικά αποτελέσματα της μεθόδου PI	94
6.2.3 Καμπύλες Ισχύος.....	97
6.3 Συμπεράσματα.....	105
Παράρτημα.....	112
Βιβλιογραφία	122

Εισαγωγή

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο αναμένεται να αποτελέσει στο άμεσο μέλλον το βασικό μέσο μεταφοράς εντός πόλεων και μικρών αποστάσεων. Πολλά ερευνητικά κέντρα έχουν ως μέλημά τους την τελειοποίηση του ηλεκτρικού οχήματος, έτσι ώστε αυτό να μπει δυναμικά στην αγορά της αυτοκίνησης. Ολοένα και περισσότερα επενδυτικά κεφάλαια διατίθενται στην έρευνα για την βελτιστοποίηση όλων των υποσυστημάτων του ηλεκτρικού αυτοκινήτου και, πλέον, κάθε αυτοκινητοβιομηχανία έχει να επιδείξει τουλάχιστον ένα πλήρως λειτουργικό μοντέλο ηλεκτρικού οχήματος [1] [2].

Η μετάβαση στα ηλεκτρικά οχήματα παντός τύπου είναι εκτός από επιθυμητή και αναγκαία. Τα αποθέματα πετρελαίου εξαντλούνται σταδιακά με άμεση συνέπεια την αύξηση της τιμής του. Το φαινόμενο του θερμοκηπίου όλο και αυξάνεται και το πρόβλημα του καυσαερίου στις μεγάλες πόλεις γίνεται πλέον ζήτημα υγείας για τους κατοίκους της. Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο συμβάλλει στον οικολογικό προσανατολισμό των σύγχρονων κοινωνιών με στόχο πόλεις με καθαρότερο αέρα, λιγότερη ηχορύπανση και γενικά ένα πιο "πράσινο" μέλλον.

Ένα σημαντικό τμήμα του ηλεκτρικού οχήματος είναι η φόρτιση της μπαταρίας του, το οποίο αποτελεί το αδύναμο σημείο του. Η φόρτιση αυτή χρειάζεται αρκετά μεγάλο χρονικό διάστημα καθιστώντας το ηλεκτρικό όχημα μη εύρηστο. Αποτέλεσμα αυτού είναι η επικέντρωση όλων των ερευνητικών προσπαθειών στην εξεύρεση μιας βιώσιμης λύσης για ταχύτερη φόρτιση.

Οι δύο εναλλακτικές φόρτισης είναι η ενσύρματη και η ασύρματη φόρτιση. Η δεύτερη αν και φαντάζει πολυτέλεια μπορεί να εξυπηρετήσει αρκετούς πρακτικούς σκοπούς. Υπάρχει μεγαλύτερη ασφάλεια στην ασύρματη φόρτιση σε σχέση με την ενσύρματη στην περίπτωση εξωτερικού χώρου στάθμευσης του οχήματος (π.χ. αν βρέχει ή αν υπάρχουν κατοικίδια που μπορεί να δαγκώσουν τα καλώδια φόρτισης), καθώς επίσης και εξοικονόμηση χρόνου από τη μεριά του οδηγού (δεν χρειάζεται η μέριμνα για σύνδεση/ αποσύνδεση καλωδίων).

Στην παρούσα εργασία παρουσιάζεται μια τεχνική ελέγχου ασύρματου φορτιστή σχεδιασμένη για την φόρτιση μπαταρίας ηλεκτρικού οχήματος. Παρ' όλα αυτά, το σύστημα αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ασύρματη μεταφορά ισχύος σε οποιαδήποτε εφαρμογή π.χ. ασύρματη φόρτιση κινητών τηλεφώνων και ηλεκτρονικών συσκευών.

Η λειτουργία του εν λόγω συστήματος δεν είναι επιβλαβής για τον άνθρωπο καθώς η διάχυση μαγνητικού πεδίου στο χώρο είναι περιορισμένη. Επιπλέον, η διάταξη είναι αρκετά οικονομική στην κατασκευή της και εύκολη στην εγκατάσταση.

Στο 1^ο κεφάλαιο γίνεται μια αναφορά στο ηλεκτρικό αυτοκίνητο και αναλύεται η διάταξη του. Επίσης, παρουσιάζεται η επαγωγική φόρτιση και οι εφαρμογές της.

Στο 2^ο κεφάλαιο αναλύεται η λειτουργία του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου και αναφέρονται οι διατάξεις συντονισμού που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την επαγωγική φόρτιση.

Στο 3^ο κεφάλαιο εισάγονται και επεξηγούνται οι διάφορες μέθοδοι ελέγχου της συχνότητας λειτουργίας του συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος.

Στο 4^ο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων στο Simulink για διάφορες καταστάσεις λειτουργίας του κυκλώματος (διαφορετικές συχνότητες συντονισμού).

Στο 5^ο κεφάλαιο αναλύεται πλήρως η λειτουργία και ο προγραμματισμός του μικροεπεξεργαστή που χρησιμοποιήθηκε για τον έλεγχο και την οδήγηση του αντιστροφέα του συστήματος..

Στο 6^ο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα της πρωτότυπης διάταξης για διάφορες αποστάσεις μεταξύ του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου, με διάφορες μεθόδους ελέγχου. Τέλος, διεξάγεται σύγκριση των μεθόδων αυτών και των αποτελεσμάτων τους.

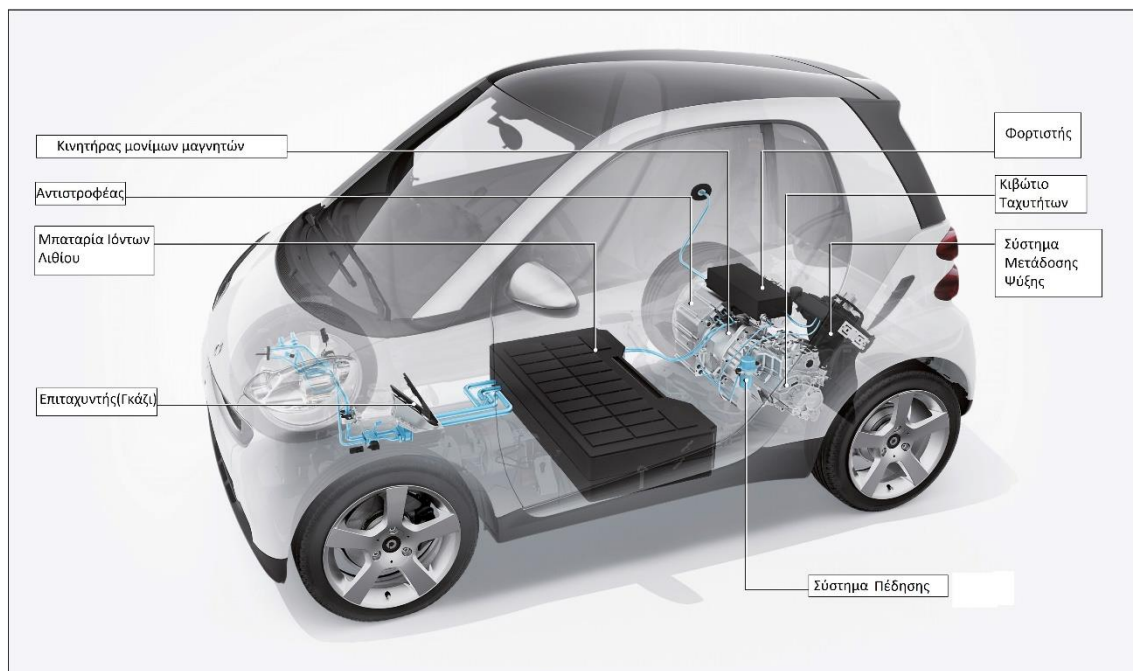
Κεφάλαιο 1. Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο

1.1 Διάταξη ηλεκτρικού οχήματος

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο αποτελείται από πέντε βασικά μέρη: τον κινητήρα, την πηγή ενέργειας (συνήθως μπαταρία), τον μετατροπέα ισχύος, τον φορτιστή και το σύστημα μετάδοσης της κίνησης.

Στην Εικόνα 1.1 απεικονίζεται η βασική τοπολογία ενός “Smart ed”, ηλεκτρικό όχημα κατασκευασμένο από την εταιρεία Smart [3].

smart ed



smart

Εικόνα 1.1 Τοπολογία του ηλεκτρικού οχήματος Smarted [3]

Τα βασικά μέρη του παραπάνω αυτοκινήτου όπως παρουσιάζονται στην Εικόνα 1.1 είναι ο κινητήρας (electric motor), η πηγή ενέργειας η οποία αποτελείται από συσσωρευτές Ιόντων Λιθίου (lithium ion battery), ο μετατροπέας ισχύος/ αντιστροφέας (inverter), ο φορτιστής

(on board charger) και το σύστημα μετάδοσης κίνησης (επιταχυντής, κιβώτιο ταχυτήτων, φρένα, σύστημα ψύξης) [4] [1].

Όλα τα σύγχρονα ηλεκτρικά οχήματα έχουν παρόμοια τοπολογία με μικρές διαφορές. Παρ' όλες όμως τις βελτιώσεις που έχει υποστεί το ηλεκτρικό αυτοκίνητο η βασική διάταξη του ηλεκτρικού αυτοκινήτου είναι αναλλοίωτη εδώ και χρόνια.

1.1.1 Συσσωρευτές

Οι συσσωρευτές είναι η βασική πηγή ενέργειας των ηλεκτρικών αυτοκινήτων. εναλλακτικές πηγές ενέργειας είναι οι κυψέλες υδρογόνου [5] [6] και οι υπερπυκνωτές [7] [8], οι οποίοι βρίσκονται σε πρώιμο ερευνητικό στάδιο. Η βελτίωση των μπαταριών κατά τα τελευταία χρόνια είναι ραγδαία και συνεχόμενη με στόχο την κατασκευή μπαταριών που θα επιτρέπουν στα ηλεκτρικά οχήματα να διανύουν μεγαλύτερες αποστάσεις πριν χρειαστούν επαναφόρτιση, θα μπορούν να φορτιστούν ταχύτατα και θα παρουσιάζουν αυξημένη πυκνότητα ενέργειας ανά μονάδα βάρους.

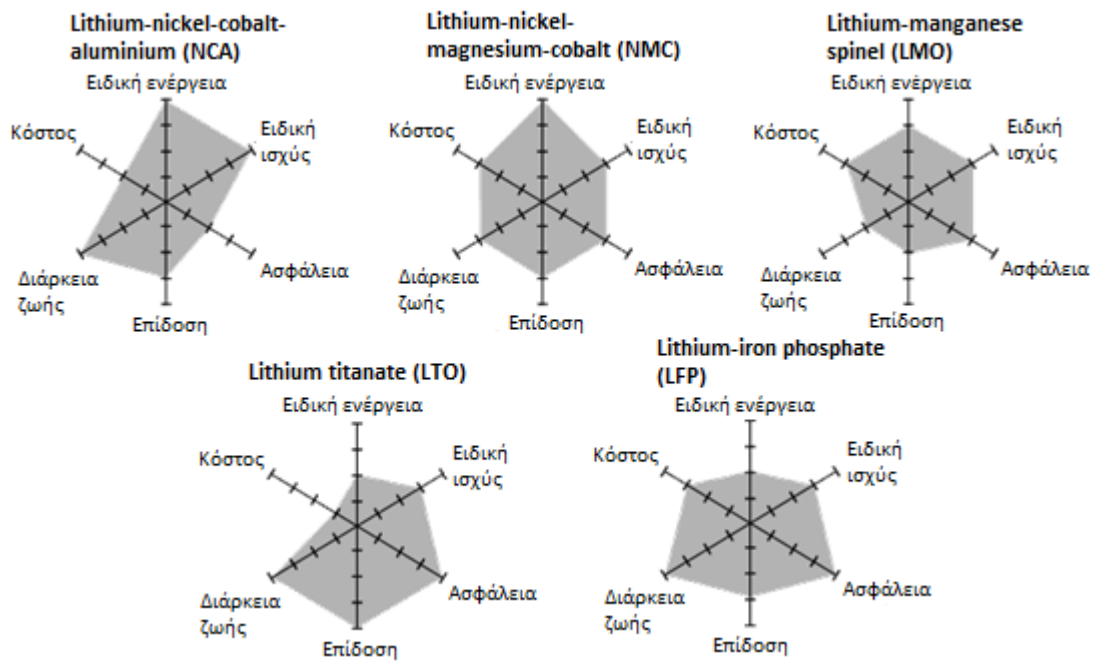
Οι μπαταρίες έχουν δυο μειονεκτήματα στα οποία οφείλεται η καθυστέρηση της μετάβασης από τα βενζινοκίνητα οχήματα στα ηλεκτρικά. Το σημαντικότερο είναι η χρονοβόρα διαδικασία φόρτισής τους. Στην καλύτερη περίπτωση ένα ηλεκτρικό αυτοκίνητο θα φορτίσει πλήρως μέσα σε 4 ώρες. Τα περισσότερα όμως χρειάζονται πολύ παραπάνω χρόνο για να φορτίσουν πλήρως. Η Tesla Motors υποστηρίζει ότι έχει κατασκευάσει ταχυφορτιστή (supercharger) που μπορεί να φορτίσει τις μπαταρίες έως 50% μέσα σε 20 μόλις λεπτά [9]. Αυτό αποτελεί μεγάλη βελτίωση, αλλά και πάλι για να επιτευχθεί επίπεδο φόρτισης 100% χρειάζεται περισσότερος χρόνος.

Ένα δεύτερο μειονέκτημα είναι ο μεγάλος όγκος και το βάρος των μπαταριών. Για να μπορεί να διανύσει ένα ηλεκτρικό όχημα μια ικανοποιητική απόσταση π.χ. 200 km είναι αναγκασμένοι οι κατασκευαστές να τοποθετήσουν στο όχημα μεγάλο όγκο μπαταριών. Το 50% περίπου του βάρους των σύγχρονων ηλεκτρικών οχημάτων οφείλεται στους συσσωρευτές. Έτσι, η χρήση του ηλεκτρικού αυτοκινήτου είναι απαγορευτική για διάνυση μεγάλων αποστάσεων, καθώς είναι απαραίτητη τουλάχιστον μία ενδιάμεση στάση για επαναφόρτιση (τουλάχιστον 4 ώρες). Οπότε το ηλεκτρικό αυτοκίνητο περιορίζεται προς το παρόν σε χρήση εντός πόλεως.

Τα σύγχρονα ηλεκτρικά αυτοκίνητα είναι εξοπλισμένα με συσσωρευτές, η χωρητικότητα των οποίων κυμαίνεται από 16 kWh έως 56 kWh [10], ανάλογα με τις επιδόσεις για τις οποίες είναι κατασκευασμένα. Ο τύπος των συσσωρευτών διαφέρει από κατασκευαστή σε κατασκευαστή. Στην αγορά υπάρχουν διάφοροι τύποι επαναφορτιζόμενων συσσωρευτών (LeadAcid, NiCd, NiMH, LiPo, LiFePO₄, NaS, Zn-air, Li-ion).

Στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα της αγοράς χρησιμοποιούνται κυρίως συσσωρευτές Ιόντων Λιθίου. Οι μπαταρίες Ιόντων Λιθίου (Li-ion) έχουν υψηλή πυκνότητα ισχύος, δεν επηρεάζονται από το φαινόμενο μνήμης και έχουν πολύ μικρό ρυθμό απώλειας φορτίου όταν δεν χρησιμοποιούνται.

Στην Εικόνα 1.2 παρουσιάζεται μια σύγκριση των διάφορων τύπων μπαταριών Ιόντων Λιθίου με βάση την ειδική ενέργεια (ενέργεια ανά μονάδα βάσης), την ειδική ισχύ, την ασφάλεια, την επίδοση, την διάρκεια ζωής και το κόστος τους.



Εικόνα 1.2 Χαρακτηρισμός τύπου συσσωρευτών Li-ion [11].

Στον Πίνακα 1.1 παρουσιάζονται και συγκρίνονται ενδεικτικά οι συσσωρευτές μερικών ηλεκτρικών αυτοκινήτων που υπάρχουν αυτή τη στιγμή στην αγορά.

Πίνακας 1.1 Σύγκριση μπαταριών διαφόρων ηλεκτρικών οχημάτων [12].

Ηλεκτρικό όχημα	Συσσωρευτής	Εμβέλεια (από κατασκευαστή)	Εμβέλεια (στον πραγματικό κόσμο)	Χρόνος φόρτισης
BMW Mini E	35kWh, ψύξη με αέρα, Ιόντων Λιθίου-Μαγνησίου	250km, 156 miles	153km, 96 miles 112km, 70 miles κάτω από 0°C	26h στα 115V AC 4.5h στα 230V, 32A
Chevy Volt	16kWh, υδρόψυξη Ιόντων Λιθίου-Μαγνησίου, 181kg	64km, 40 miles	45km, 28 miles	10h στα 115V AC 4h στα 230V AC
Toyota plug-in Prius	3 πακέτα συσσωρευτών Ιόντων Λιθίου	20km, 13 miles	Άγνωστη	3h στα 115V AC 1.5h στα 230V AC
Mitsubishi iMiEV	16kWh, Ιόντων Λιθίου, 109Wh/kg, 330V	128km, 80 miles	88km, 55 miles σε υψηλές ταχύτητες	13h στα 115V AC 7h στα 230V AC
Nissan LEAF	24kWh, Ιόντων Λιθίου-Μαγνησίου, 80Wh/kg, ψύξη αέρα, 272kg	160km, 100 miles	100km, 62 miles σε υψηλές ταχύτητες και υψηλή θερμοκρασία	8h στα 230V AC 30 min για υψηλό ρεύμα

Tesla Roadster	56kWh, Ιόντων Λιθίου-Κοβαλτίου, υδρόψυξη	352km, 220 miles	224km, 140 miles, 172km, 108 miles σε ρύθμιση sports car	3.5h στα 230V AC υψηλό ρεύμα
Think City	24.5kW, Ιόντων Λιθίου	160km, 100 miles	Άγνωστη	8h στα 115V AC
Smart Fortwo ED	16.5kWh Ιόντων Λιθίου	136km, 85 miles	Λιγότερο από το προβλεπόμενο	8h στα 115V AC 3.5h στα 230V AC

1.1.2 Φορτιστές

Για την φόρτιση των μπαταριών του ηλεκτρικού αυτοκινήτου είναι αναγκαίοι οι κατάλληλοι φορτιστές. Οι φορτιστές μπορούν να είναι είτε ενσύρματοι, είτε ασύρματοι. Οι ενσύρματοι είναι απλοί στην υλοποίησή τους και μπορούν να μεταφέρουν μεγάλη ισχύ (ταχυφορτιστές). Αυτός είναι και ο λόγος που είναι ευρέως διαδεδομένοι σε σχέση με τους ασύρματους φορτιστές.

Οι ενσύρματοι φορτιστές μπορεί να είναι είτε φορητοί είτε σταθεροί. Στη γενική περίπτωση, κάθε ηλεκτρικό όχημα συνοδεύεται από έναν φορητό φορτιστή ώστε να είναι δυνατή η φόρτισή του από οποιαδήποτε πηγή ηλεκτρικής ενέργειας χωρίς να χρειάζεται ο οδηγός να μεταβεί σε ένα εξειδικευμένο πρατήριο. Παρ' όλα αυτά, οι φορητοί φορτιστές δεν μπορούν να μεταφέρουν πολύ μεγάλη ισχύ ώστε να φορτίζεται το ηλεκτρικό όχημα πιο γρήγορα. Αντίθετα, οι σταθεροί φορτιστές, που διαθέτει κάθε εξειδικευμένο πρατήριο, είναι κατασκευασμένοι έτσι ώστε να αντέχουν μεγάλα ρεύματα, με άλλα λόγια, μεγαλύτερη μεταφορά ισχύος, και έτσι το ηλεκτρικό όχημα να φορτίζεται ταχύτερα.

Στην Εικόνα 1.3 παρουσιάζονται δυο ενσύρματοι φορτιστές, ένας σταθερός από την εταιρεία AeroVironment [13] αριστερά, και ένας φορητός από την εταιρεία Leviton [14] δεξιά.



Εικόνα 1.3α) Αριστερά ενσύρματος σταθερός φορτιστής της εταιρίας AeroVironment [13] β) Δεξιά ενσύρματος φορητός φορτιστής της εταιρίας Leviton [14].

1.2 Ασύρματη Φόρτιση



Εικόνα 1.4 Nikola Tesla [43]

Η ιδέα της ασύρματης μεταφοράς ισχύος παρουσιάστηκε ήδη από το 1899 [15], από τον Nikola Tesla. Ο Tesla είχε το όραμα να μεταφέρει ισχύ σε μεγάλες αποστάσεις χρησιμοποιώντας την ιονόσφαιρα της Γης. Οι περισσότερες προσεγγίσεις για ασύρματη μεταφορά ισχύος χρησιμοποιούν το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο ως μέσο μεταφοράς της ενέργειας. Υπάρχουν οπτικές μέθοδοι που χρησιμοποιούν λέιζερ για αποστολή δεσμίδας φωτός υψηλής συχνότητας, σε απομακρυσμένο δέκτη, όπου τα φωτόνια μετατρέπονται σε ηλεκτρική ενέργεια στον δέκτη. Με αυτή την προσέγγιση μπορεί να μεταφερθεί ενέργεια με μεγάλη απόδοση σε μακρινές αποστάσεις.

Είναι επίσης δυνατόν να μεταφερθεί ασύρματα ισχύς, σε μικρές αποστάσεις μόνο, χρησιμοποιώντας μη οπτικές μεθόδους. Μια τέτοια περίπτωση μπορεί να θεωρηθεί ο μετασχηματιστής μεγάλου διακένου,

εφ' όσον χρησιμοποιεί την αρχή της μαγνητικής σύζευξης ώστε να μεταφέρει ασύρματα ενέργεια από ένα πρωτεύον τυλίγμα σε ένα δευτερεύον. Για να χρησιμοποιηθεί όμως ένας μετασχηματιστής αποδοτικά, πρέπει να υπάρχει μεγάλος συντελεστής σύζευξης μεταξύ των δυο πηνίων του. Αυτό δεν είναι εφικτό όταν τα δυο τυλίγματα βρίσκονται σε μεγάλη απόσταση ή όταν δεν είναι απολύτως προσανατολισμένα μεταξύ τους.

Το μεγάλο διάκενο αέρα που παρεμβάλλεται μεταξύ των δυο πλακών του μετασχηματιστή περιορίζει το συντελεστή σύζευξης σε πολύ μικρές τιμές. Μεγάλο μέρος της μαγνητικής ροής που δημιουργείται στο πρωτεύον καταναλώνεται σε σκεδάσεις και ένα μικρό μέρος καταλήγει να διέρχεται μέσα από το δευτερεύον τυλίγμα. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η μεταφορά ισχύος από το πρωτεύον στο δευτερεύον να είναι αρκετά δύσκολη.

Το πρόβλημα επιλύεται με τοποθέτηση πυκνωτή αντιστάθμισης στο δευτερεύον τυλίγμα, ώστε το κύκλωμα να μετατραπεί σε κύκλωμα LC στο οποίο μπορεί να εφαρμοστεί η μέθοδος του συντονισμού (ο οποίος αναλύεται στο επόμενο κεφάλαιο).

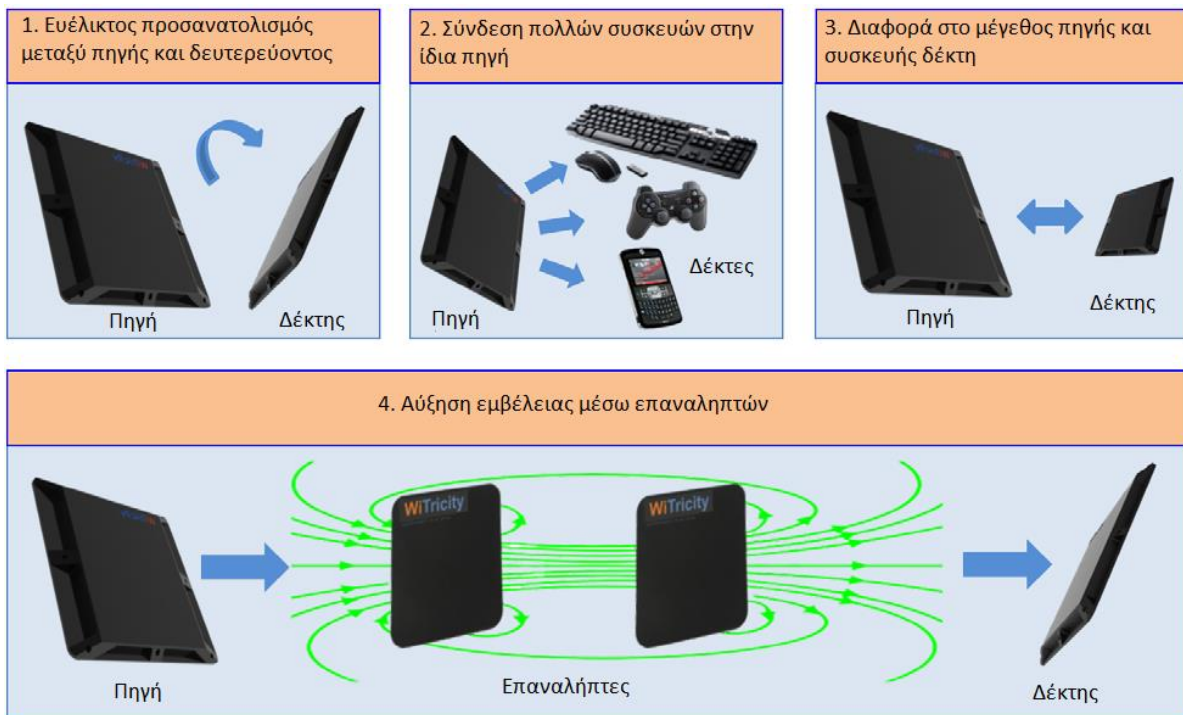
Σαν συμπέρασμα εξάγεται ότι η ασύρματη μεταφορά ισχύος γίνεται δυνατή ακόμα και σε περιπτώσεις χαμηλού συντελεστή σύζευξης με τη μέθοδο του συντονισμού, η οποία μπορεί να υλοποιηθεί μέσω ενός συντονιστή υψηλής ποιότητας.

Πλεονεκτήματα

Υπάρχουν πολλές εφαρμογές στις οποίες η ασύρματη φόρτιση είναι πιο επιθυμητή από την ενσύρματη και κάποιες άλλες στις οποίες είναι αναγκαία. Τα βασικά πλεονεκτήματα της επαγωγικής φόρτισης είναι τα εξής:

- Καθιστά τις συσκευές πιο εύχρηστες και πιο ελκυστικές προς το χρήστη, λόγω της μη χρησιμοποίησης καλωδίων και αναλώσιμων μπαταριών.
- Καθιστά τις συσκευές πιο αξιόπιστες, εφ' όσον δεν χρησιμοποιούνται εξωτερικά καλώδια και διασυνδέσεις.
- Καθιστά τις συσκευές πιο ασφαλείς, καθώς εξαλείφει το ενδεχόμενο βραχυκυκλώματος από γυμνά καλώδια ή βρεγμένες υποδοχές.
- Μειώνει το κόστος του συνολικού συστήματος εφ' όσον πολλές συσκευές μπορούν να τροφοδοτηθούν από έναν μόνο φορτιστή.

Η ασύρματη μεταφορά ισχύος είναι επιθυμητή κυρίως για τα πρακτικά πλεονεκτήματα που προσφέρει. Αρχικά, υπάρχει μεγάλη ευελιξία κατά την χρήση συσκευών επαγωγικής φόρτισης. Η συσκευή δεν χρειάζεται να είναι ευθυγραμμισμένη με την πηγή και πολλές φορές δεν χρειάζεται να είναι καν κοντά, οπότε εξοικονομείται χώρος και είναι πιο εύχρηστη. Επιπλέον, δεν χρειάζονται πολλές πηγές για τροφοδότηση πολλών συσκευών. Πολλές φορές μια πηγή αρκεί για να τροφοδοτήσει το σύνολο των συσκευών σε ένα δωμάτιο. Λόγω της ευελιξίας του συστήματος, η πηγή και η συσκευή-δέκτης δεν χρειάζεται να είναι παρόμοιες, αλλά μπορεί να διαφέρουν αρκετά. Τέλος, η εμβέλεια του συστήματος φόρτισης μπορεί να αυξηθεί χρησιμοποιώντας ενδιάμεσους αναμεταδότες. Όλα αυτά τα πλεονεκτήματα παρουσιάζονται και οπτικά στην Εικόνα 1.5.



Εικόνα 1.5 Πλεονεκτήματα συστημάτων επαγωγικής φόρτισης [16]

1.2.1 Εφαρμογές

Η ασύρματη φόρτιση αναπτύχθηκε για εφαρμογή σε πολλούς τομείς της καθημερινότητας. Παρακάτω παρουσιάζονται συνοπτικά οι πιο σημαντικοί τομείς.

Ηλεκτρονικά για καταναλωτές



Εικόνα 1.6 α) επαγωγική φόρτιση ηλεκτρονικού υπολογιστή β) επαγωγική φόρτιση μπαταρίας [16].

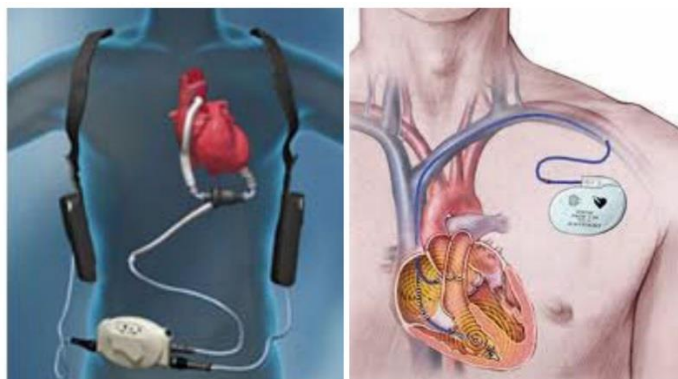
Ο υπολογιστής που απεικονίζεται στην Εικόνα 1.6α τροφοδοτείται από ασύρματη πηγή που βρίσκεται ακριβώς πίσω από τον πίνακα, μεταδίδοντας 20 Watts σε απόσταση περίπου 40 cm. Η μπαταρία που απεικονίζεται στη Εικόνα 1.6β φορτίζεται ασύρματα σε απόσταση έως και 10 cm από την πηγή.

Σε αυτή την κατηγορία εμπίπτει και ένα από τα πλεονεκτήματα της ασύρματης φόρτισης καθώς έχουν ήδη κυκλοφορήσει στην αγορά φορτιστές που έχουν τη δυνατότητα να φορτίζουν πολλές ηλεκτρικές μικροσυσκευές ταυτόχρονα. Ένα τέτοιο παράδειγμα είναι ο ασύρματος φορτιστής από την εταιρεία Proxi [17] που έχει τη δυνατότητα ασύρματης φόρτισης πολλών κινητών ταυτόχρονα. Αυτή η συσκευή απεικονίζεται στην Εικόνα 1.7.



Εικόνα 1.7 Ασύρματος φορτιστής για κινητά τηλέφωνα από την εταιρεία Proxi [17].

Ιατρικές συσκευές



Εικόνα 1.8 Εφαρμογές επαγωγικής φόρτισης στην ιατρική [16].

Η ασύρματη φόρτιση είναι κριτικής σημασίας για συσκευές οι οποίες τοποθετούνται μέσα στο σώμα του ασθενούς όπως βηματοδότες, βοηθητικές αντλίες για την αριστερή κοιλία της καρδιάς (LVAD- left ventricular assist device) και αντλίες έγχυσης. Λόγω της επαγωγικής φόρτισης οι συσκευές αυτές φορτίζονται εξ αποστάσεως, πάνω από το δέρμα, χωρίς να χρειάζεται κάποια εγχείρηση [18]. Τα τελευταία χρόνια έχουν κατασκευαστεί και τεχνητά/κινούμενα μέλη (χέρια/ πόδια) για ανθρώπους που έχουν υποβληθεί σε κάποιο ακρωτηριασμό. Τα μέλη αυτά έχουν τη δυνατότητα ασύρματης φόρτισης των εσωτερικών μπαταριών τους, ώστε να είναι αρκετά πιο εύχρηστα.

Ηλεκτρικά οχήματα

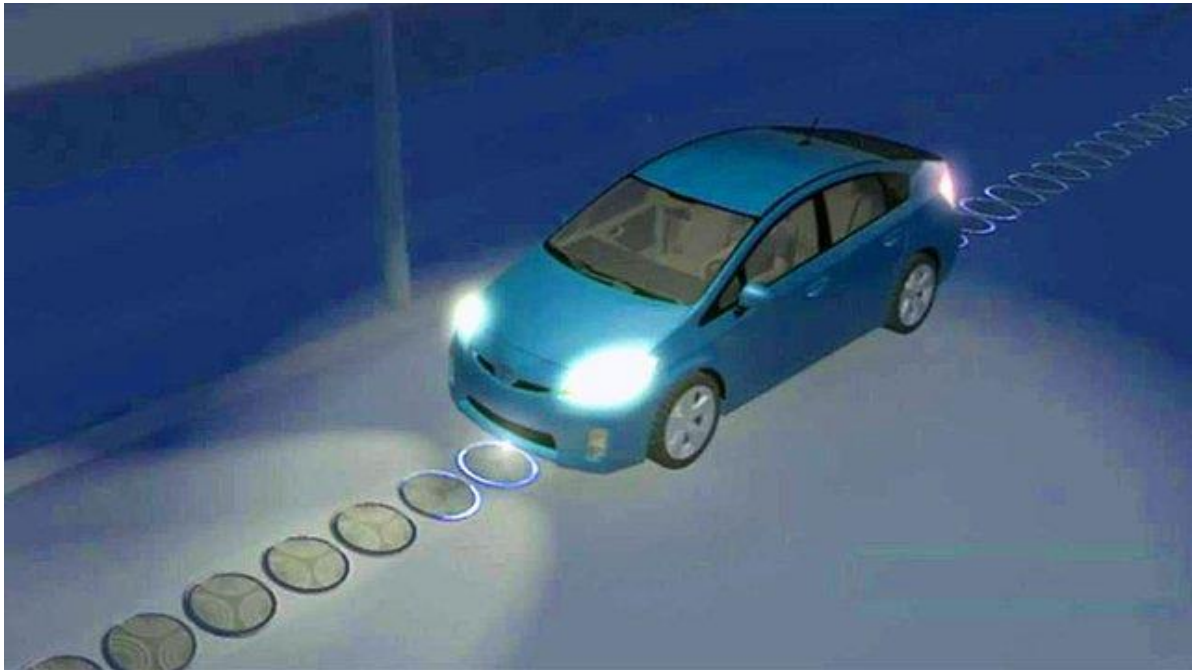


Εικόνα 1.9 Επαγωγική φόρτιση ηλεκτρικών οχημάτων [16].

Έχουν αναπτυχθεί πολλά συστήματα φόρτισης τα οποία μπορούν να μεταφέρουν μέχρι και 3,3 kW σε αποστάσεις των 10 cm – 20 cm. Αναμένεται ότι η επαγωγική φόρτιση θα κάνει το ηλεκτρικό αυτοκίνητο πολύ πιο ελκυστικό προς τον καταναλωτή.

Μια καινοτόμα ιδέα που έχει αναπτυχθεί τα τελευταία χρόνια θέλει τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα να φορτίζονται εν κινήσει από το οδόστρωμα. Ειδικά κατασκευασμένοι δρόμοι

με πηνία στο εσωτερικό τους θα δίνουν τη δυνατότητα στα ηλεκτρικά οχήματα να φορτίζονται μέσω της επαγωγής. Ένα τέτοιο σύστημα απεικονίζεται στην Εικόνα 1.10 [19].



Εικόνα 1.10 Λωρίδα κυκλοφορίας ειδικά κατασκευασμένη με εσωτερικά πηνία για την ασύρματη φόρτιση των οχημάτων [19].

Ένα τέτοιο εγχείρημα ανακοίνωσε ότι θα υλοποιήσει η εταιρεία διαχείρισης των οδικών δικτύων στο Ηνωμένο Βασίλειο. Το σχέδιο περιλαμβάνει δεκαοχτάμηνη υλοποίηση σε πειραματικό στάδιο και αν τα πειραματικά αποτελέσματα αποδειχθούν ικανοποιητικά, η εταιρεία θα προχωρήσει σε πιλοτική υλοποίηση του συστήματος σε τμήματα του κεντρικού οδικού δικτύου [20] [21].

Φωτισμός

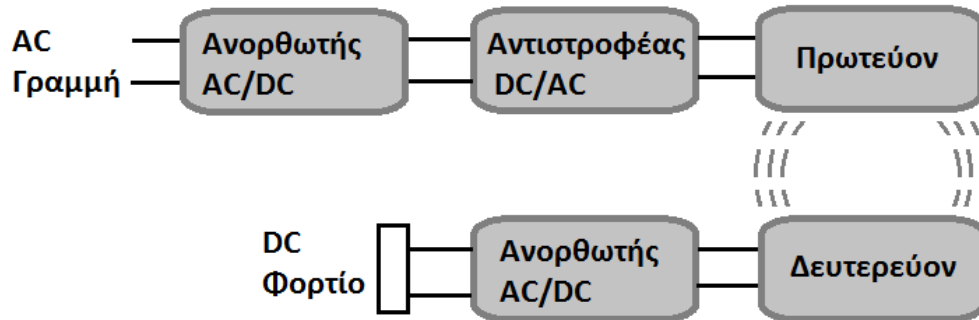


Εικόνα 1.11 Επαγωγική φόρτιση λαμπτήρων LED [16].

Οι λαμπτήρες πάσης φύσεως μπορούν να τροφοδοτηθούν απευθείας από σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.11. Δεν χρειάζεται η τοποθέτηση καλωδίων και έτσι υπάρχει η δυνατότητα δημιουργίας φωτιστικών που φαίνονται σαν να αιωρούνται.

Κεφάλαιο 2. Διάταξη Επαγωγικής Μεταφοράς Ισχύος

Τα συστήματα ασύρματης μεταφοράς ενέργειας χρησιμοποιούνται σε πολλές εφαρμογές με ανάγκη ισχύος από κλάσμα του Watt έως πολλών kilowatts. Όλα αυτά τα συστήματα έχουν ένα βασικό διάγραμμα λειτουργίας το οποίο παρουσιάζεται στην Εικόνα 2.1.



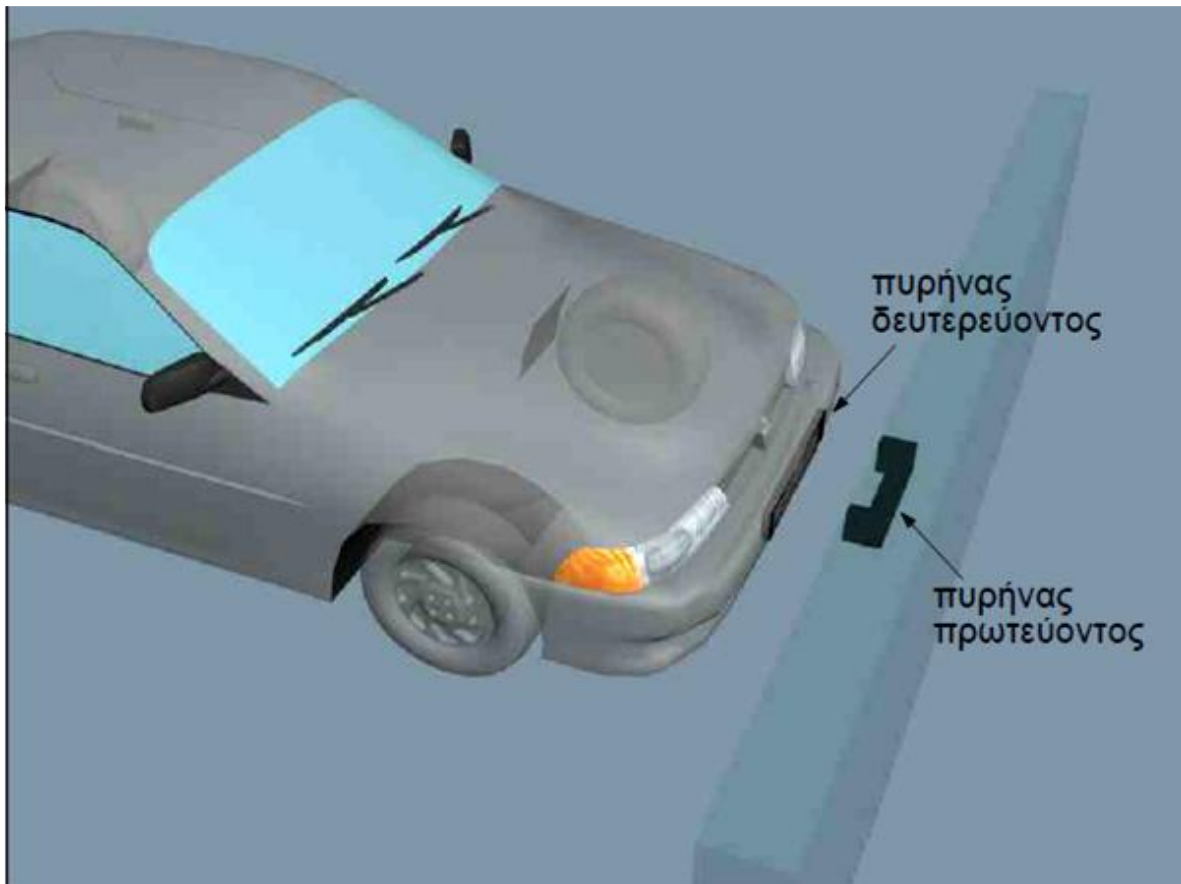
Εικόνα 2.1 Γενικό διάγραμμα συστήματος επαγωγικής φόρτισης.

Η πηγή ενέργειας του συστήματος είναι συνήθως το δίκτυο παροχής ηλεκτρικής ενέργειας σε συνδυασμό με μια ανορθωτική διάταξη. Η πηγή μπορεί να είναι και μια μπαταρία σταθερού ρεύματος. Στο επόμενο στάδιο του συστήματος, η σταθερή τάση μετατρέπεται σε εναλλασσόμενη υψηλής και μεταβλητής συχνότητας, η οποία αποτελεί την πηγή διέγερσης του πρωτεύοντος τυλίγματος.

Η διέγερση του πρωτεύοντος πηνίου συνεπάγεται τη δημιουργία μαγνητικού πεδίου, μέρος του οποίου εμπλέκει το δευτερεύον πηνίο. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται ασύρματη μεταφορά ενέργειας στο δευτερεύον υποσύστημα. Η τάση που δημιουργείται στο δευτερεύον είναι εναλλασσόμενη και τροφοδοτεί το φορτίο μέσω ενός ανορθωτή [22] [23].

2.1 Επαγωγική Σύζευξη

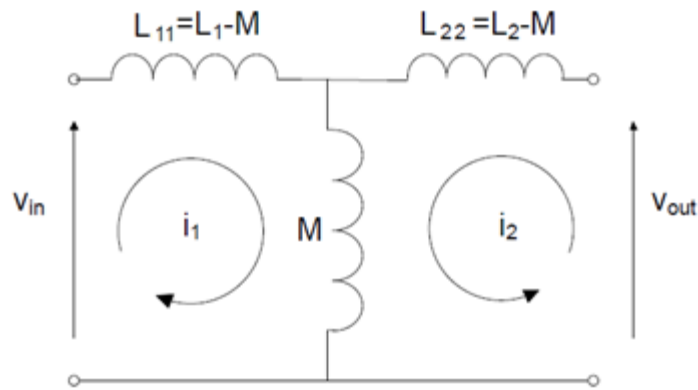
Η επαγωγική σύζευξη μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος υποσυστήματος που απαιτείται για την ασύρματη μεταφορά ισχύος είναι ίδιας φιλοσοφίας με τους κλασσικούς μετασχηματιστές, με την διαφορά ότι το πρωτεύον και το δευτερεύον βρίσκονται σε μεγάλη απόσταση μεταξύ τους, δηλαδή παρουσιάζει χαμηλό συντελεστή σύζευξης. Στον κλασσικό μετασχηματιστή οι πυρήνες των δυο τυλιγμάτων είναι πρακτικά ενωμένοι μεταξύ τους, ενώ στις διατάξεις επαγωγικής φόρτισης υπάρχει ένα μεγάλο διάκενο που τους χωρίζει. Σε μερικές περιπτώσεις δεν υπάρχει καν πυρήνας, δηλαδή ο μετασχηματιστής αποτελείται μόνο από τα δύο τυλίγματα. Ένα ενδεικτικό παράδειγμα απεικονίζεται στην Εικόνα 1.8 όπου παρουσιάζεται ένα όχημα με το δευτερεύον τύλιγμα στο κάτω μέρος του και το πρωτεύον εγκατεστημένο στο πάτωμα του χώρου στάθμευσης. Η άλλη εναλλακτική θα ήταν το δευτερεύον να βρίσκεται στον μπροστινό προφυλακτήρα του ηλεκτρικού οχήματος και το πρωτεύον στον τοίχο δίπλα από την θέση στάθμευσης όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 2.2. Και οι δυο διατάξεις είναι θεωρητικά ίδιες από την πλευρά ισοδύναμου κυκλώματος, οπότε η ανάλυση που θα ακολουθήσει μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για τις δυο.



Εικόνα 2.2 Παράδειγμα τοποθέτησης ασύρματου φορτιστή πάνω σε ηλεκτρικό όχημα [24]

Ισοδύναμο κύκλωμα μετασχηματιστή με επαγωγές σκέδασης

Το ισοδύναμο κύκλωμα του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου είναι ίδιο με αυτό του απλού μετασχηματιστή και παρουσιάζεται στην Εικόνα 2.3 . Η διαφορά έγκειται μόνο στις παραμέτρους και πιο συγκεκριμένα στον συντελεστή σύζευξης (coupling coefficient) που έχει μεγάλη διαφορά από τη μια διάταξη στην άλλη [25].

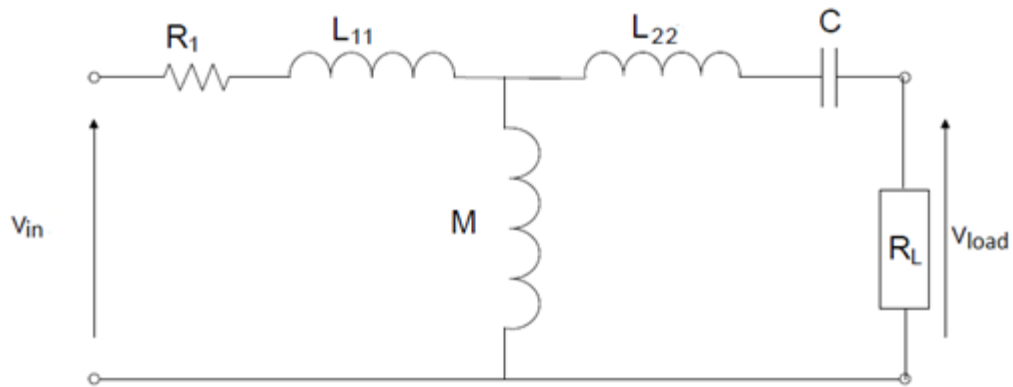


Εικόνα 2.3 Ισοδύναμο κύκλωμα μετασχηματιστή μεγάλου διακένου

Στην περίπτωση του μεγάλου διακένου η σκέδαση είναι τόσο μεγάλη που στο δευτερεύον το σήμα που επάγεται είναι πολύ ασθενές. Για το λόγο αυτό, όλοι οι σχεδιαστές συστημάτων ασύρματης μεταφοράς ισχύος χρησιμοποιούν μια συγκεκριμένη μέθοδο τροποποίησης του κυκλώματος για τη μεγιστοποίηση της απορρόφησης ισχύος από το δευτερεύον. Αυτή η μέθοδος περιλαμβάνει τη μετατροπή του δευτερεύοντος από κύκλωμα L σε κύκλωμα LC, είτε παράλληλα είτε εν σειρά, ώστε να υπάρχει η δυνατότητα συντονισμού του. Κατά το συντονισμό, δηλαδή για γωνιακή ταχύτητα $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, επίδραση των επαγωγών σκέδασης στο σύστημα αλληλοαναιρείται με την χωρητική επίδραση του πυκνωτή συντονισμού, C, με αποτέλεσμα η απορρόφηση ισχύος στο δευτερεύον να γίνεται πλέον εφικτή.

2.2 Σύνδεση πυκνωτή εν σειρά στο δευτερεύον

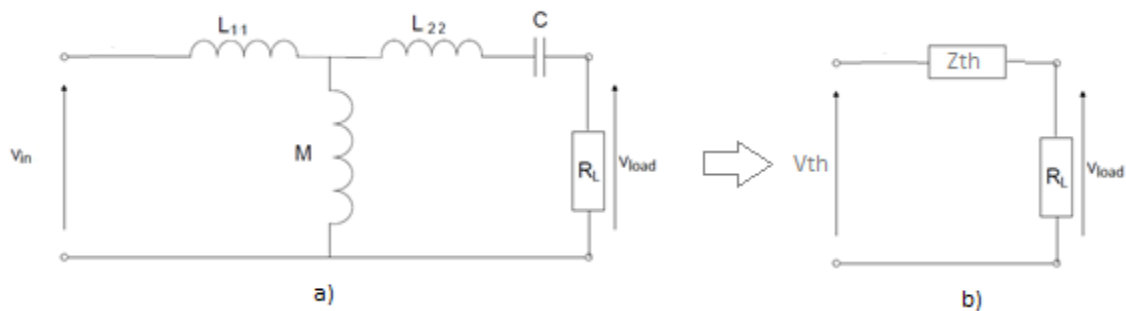
Στην Εικόνα 2.4 παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου συνδεδεμένου σε σειρά με έναν πυκνωτή συντονισμού.



Εικόνα 2.4 Ισοδύναμο κύκλωμα μετασχηματιστή μεγάλου διακένου με πυκνωτή συντονισμού σε σειρά με το δευτερεύον τύλιγμα

Απλοποιημένο Ισοδύναμο

Για να υπολογιστεί ευκολότερα η συχνότητα συντονισμού, το παραπάνω κύκλωμα θα απλοποιηθεί εξαλείφοντας την ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή. Το απλοποιημένο ισοδύναμο παρουσιάζεται στην Εικόνα 2.5a).



Εικόνα 2.5 Απλοποιημένο ισοδύναμο μετασχηματιστή μεγάλου διακένου με εν σειρά πυκνωτή στο δευτερεύον

Το απλοποιημένο κύκλωμα της Εικόνας 2.5a) μετατρέπεται μέσω του τύπου του Thevenin στο ισοδύναμο κύκλωμα της Εικόνας 2.5b). Στο κύκλωμα αυτό ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$L_{TH} = [L_{11} \parallel M] + L_{12} = \frac{L_{11}M}{L_{11}+M} + L_{12} \quad (1)$$

$$V_{TH} = \frac{M}{L_{11}+M} V_{in} \quad (2)$$

$$Z_{ολ} = j\omega L_{TH} - \frac{j}{\omega C} + R_L = R_L + j[\omega L_{TH} - \frac{1}{\omega C}] \quad (3)$$

$$I = \frac{V_{TH}}{Z_{o\lambda}} = \frac{\left(\frac{M}{L_{11}+M}\right)V_{in}}{R_L + j\left(\omega L_{TH} - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (4)$$

Απορροφούμενη Ισχύς

Η μέγιστη απορροφούμενη ισχύς $P_{o,max}$ από το φορτίο με ημιτονοειδή πηγή τάσης V_{in} είναι για $\varphi = 0^\circ$:

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L_{TH} - \frac{1}{\omega C}}{R}\right) = 0 \quad (5)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{TH}C}} = \sqrt{\frac{L_1}{C(L_1L_2 - M^2)}} \quad (6)$$

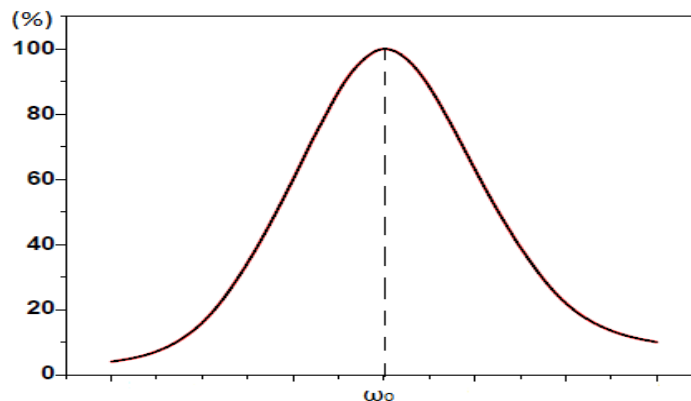
$$\bar{P}_{o,max} = \bar{I}^2 R = \frac{\bar{v}_{in}^2}{|Z|^2} R = \frac{\bar{v}_{in}^2}{|Z|} \cos\varphi \xrightarrow{\varphi=0} \bar{P}_{o,max} = \frac{\bar{v}_{in}^2}{|Z|} \quad (7)$$

Στην κατάσταση αυτή έχουμε συντονισμό και η τάση εισόδου V_{in} με το ρεύμα εξόδου I_{out} είναι συμφασικά.

Για να απλοποιηθεί ακόμα περαιτέρω το κύκλωμα, θεωρούμε ότι οι δυο αυτεπαγωγές είναι ίσες, $L_1 = L_2 = L$. Οπότε οι τύποι (6), (7) γίνονται:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{TH}C}} = \sqrt{\frac{L}{C(L^2 - M^2)}} \quad (8), \quad \bar{P}_{o,max} = \bar{v}_{in}^2 \frac{k^2}{R_L^2} \quad (9)$$

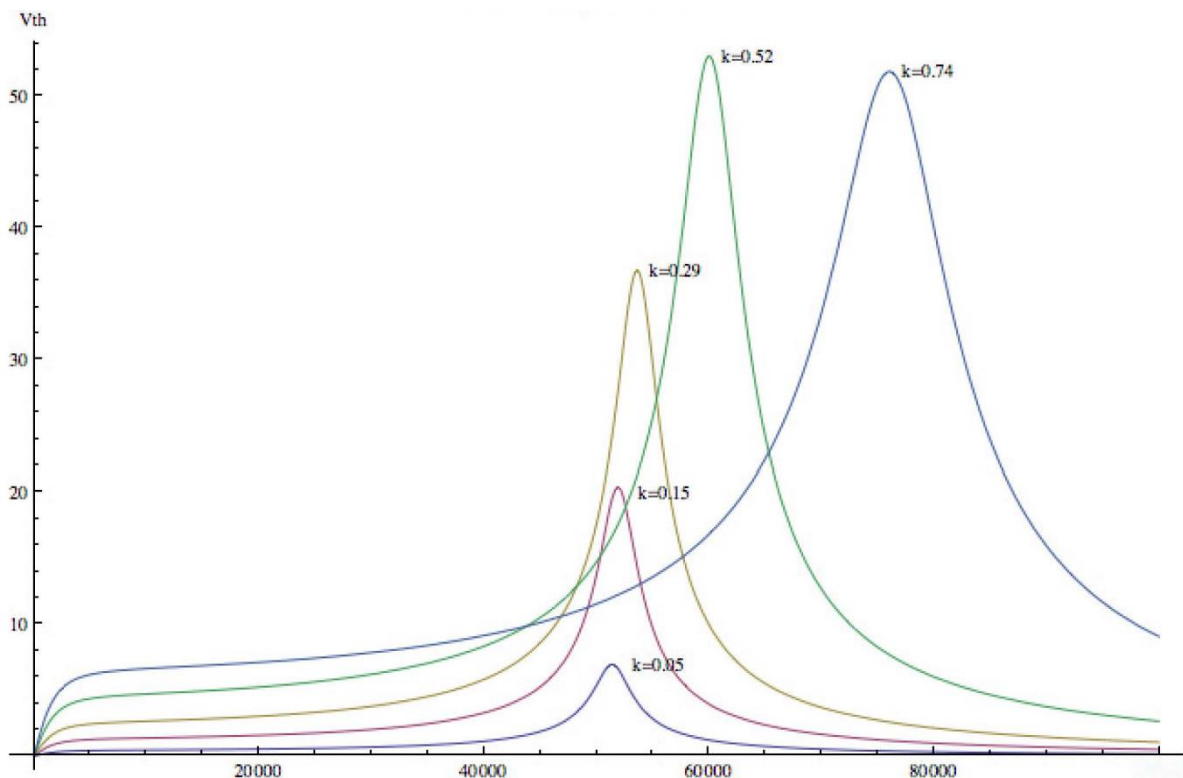
Στην Εικόνα 2.6 παρουσιάζεται η καμπύλη απορρόφησης της ισχύος από το κύκλωμα, συναρτήσει της γωνιακής συχνότητας [26].



Εικόνα 2.6 Καμπύλη απορροφούμενης ισχύος συναρτήσει της γωνιακής συχνότητας [26]

Είναι εμφανές ότι η μέγιστη απορρόφηση ισχύος λαμβάνεται για $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{TH}C}}$, όπως αποδείχθηκε και παραπάνω. Παρατηρείται επίσης ότι για μικρή διαφορά της γωνιακής συχνότητας από την συχνότητα συντονισμού υπάρχει ποσοστιαία απώλεια ισχύος. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο είναι προτιμητέα η λειτουργία του συστήματος επαγωγικής φόρτισης σε συνθήκες συντονισμού.

Η αμοιβαία επαγωγή, M , προκύπτει από τη σχέση $M = k\sqrt{L_1L_2}$, όπου k είναι ο συντελεστής σύζευξης (coupling coefficient). Ο συντελεστής σύζευξης αλλάζει ανάλογα με τη θέση και την απόσταση μεταξύ των δυο τυλιγμάτων, πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. Με άλλα λόγια, η M αλλάζει κάθε φορά που αλλάζουν θέση τα πηνία μεταξύ τους. Ακόμα και για πολύ μικρές αλλαγές στην απόσταση ή την γωνία μεταξύ των τυλιγμάτων, η M μεταβάλλεται. Συνεπώς, υπάρχει μεταβολή και στη συχνότητα συντονισμού, ω_0 [27]. Στην Εικόνα 2.7 παρουσιάζονται διαγράμματα ισχύος για διαφορετικές τιμές του συντελεστή σύζευξης k [28].



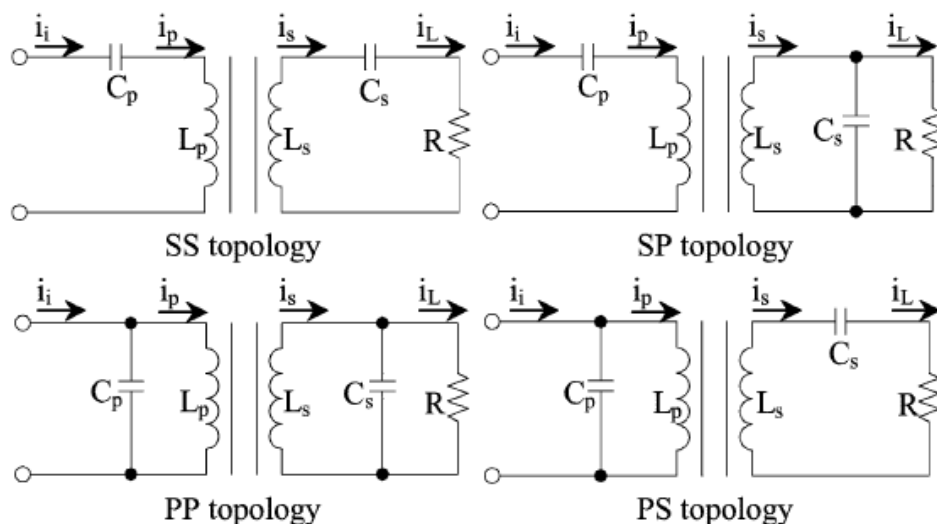
Εικόνα 2.7 Απορρόφηση ισχύος για διάφορες τιμές του συντελεστή σύζευξης, δηλαδή για διαφορετικές θέσεις μεταξύ των πηνίων [28].

Είναι προφανές από την Εικόνα 2.7, ότι η γωνιακή συχνότητα συντονισμού, ω_0 , στην οποία υπάρχει μέγιστη απορρόφηση ισχύος, μεταβάλλεται συναρτήσει του συντελεστή σύζευξης, k . Εδώ έγκειται και η αναγκαιότητα χρησιμοποίησης κυκλώματος ελέγχου μεταβλητής συχνότητας στα συστήματα επαγωγικής φόρτισης, καθώς εάν το κύκλωμα λειτουργούσε με σταθερή συχνότητα λειτουργίας, η μεταφερόμενη ισχύς στις περισσότερες περιπτώσεις θα ήταν πολύ μειωμένη σε σχέση με τη μέγιστη δυνατότητά του εκάστοτε συστήματος.

Αν για παράδειγμα κάποιο σύστημα επαγωγικής φόρτισης χρησιμοποιούταν για την φόρτιση ενός ηλεκτρικού οχήματος και λειτουργούσε σε σταθερή συχνότητα, τότε το αυτοκίνητο θα έπρεπε να είναι πάντοτε απόλυτα ευθυγραμμισμένο με το πρωτεύον του φορτιστή κατά τη φόρτιση, κάτι το οποίο είναι πρακτικά αδύνατον.

2.3 Άλλες διατάξεις που μπορούν να χρησιμοποιηθούν

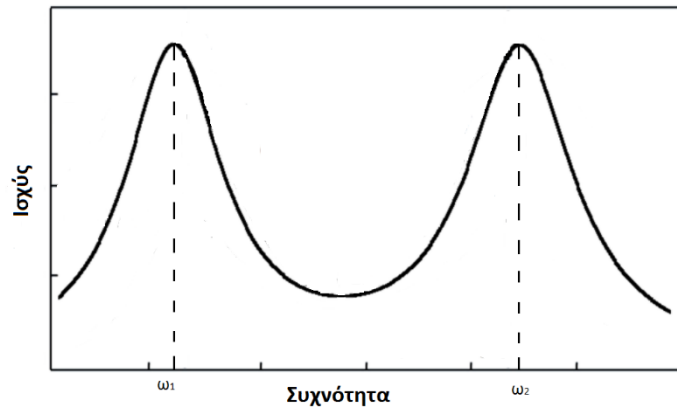
Εκτός από την σύνδεση ενός μόνο πυκνωτή σε σειρά ή παράλληλα στο δευτερεύον τύλιγμα, μπορούν να χρησιμοποιηθούν και άλλες τοπολογίες αντιστάθμισης των σκεδάσεων. Στις παρακάτω διατάξεις θα χρησιμοποιηθεί ένας επιπλέον πυκνωτής είτε σε σειρά είτε παράλληλα στο πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή. Όλες οι τοπολογίες που προκύπτουν από αυτή την προσθήκη παρουσιάζονται στην Εικόνα 2.8 [29] [30].



Εικόνα 2.8 Διαφορετικές τοπολογίες για χρήση δυο πυκνωτών συντονισμού στην επαγωγική φόρτιση [29].

Στην παραπάνω εικόνα το γράμμα S συμβολίζει την εν σειρά σύνδεση του πυκνωτή (Series), και το P την παράλληλη σύνδεσή του (Parallel) σε σχέση με το αντίστοιχο πηνίο. Οπότε, όλες οι δυνατές περιπτώσεις σύνδεσης με δυο πυκνωτές είναι SS, SP, PS, PP.

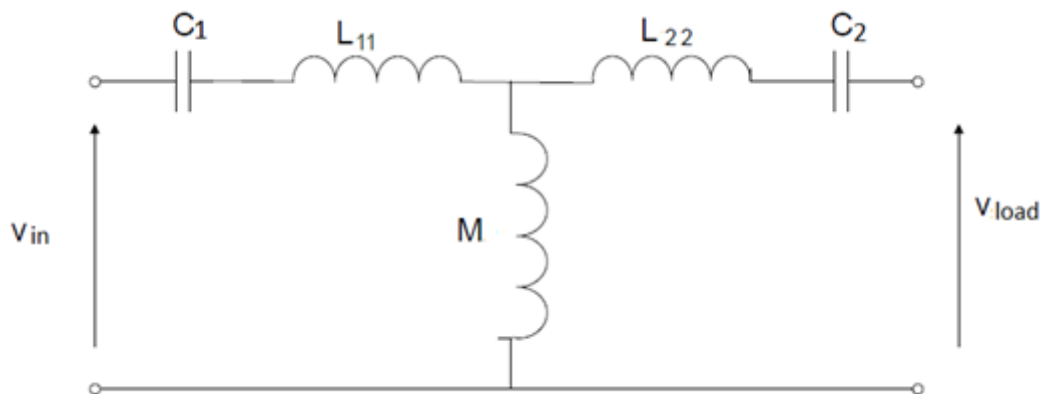
Ο δεύτερος πυκνωτής εισάγει και δεύτερο πόλο στο προηγούμενο σύστημα, το οποίο σημαίνει πρακτικά ότι το νέο σύστημα θα έχει δυο σημεία μεγιστοποίησης της μεταφερόμενης ισχύος. Αυτό απεικονίζεται στην Εικόνα 2.9, στην οποία παρουσιάζεται η καμπύλη ισχύος ενός τέτοιου συστήματος.



Εικόνα 2.9 Ισχύς συναρτήσει της συχνότητας λειτουργίας για σύστημα επαγωγικής φόρτισης με δυο πυκνωτές συντονισμού [30].

Στο σημείο αυτό θα παρουσιαστεί η ανάλυση ενός εκ των τεσσάρων παραπάνω συστημάτων, του SS, γιατί είναι το πιο συχνά χρησιμοποιούμενο από τα τέσσερα. Το σύστημα αυτό της εν σειρά σύνδεσης των πυκνωτών και στο πρωτεύον και στο δευτερεύον, θα χρησιμοποιηθεί και στις προσομοιώσεις και στα πειράματα τα οποία αναπτύσσονται στα επόμενα κεφάλαια. Το ισοδύναμο κύκλωμα του SS παρουσιάζεται στην Εικόνα 2.10.

Ισοδύναμο Κύκλωμα



Εικόνα 2.10 Ισοδύναμο κύκλωμα μετασχηματιστή μεγάλου διακένου με δυο πυκνωτές συντονισμού εν σειρά.

Η ισοδύναμη αντίσταση Z_0 είναι η αντίσταση που πρέπει να υπολογιστεί ώστε να βρεθούν τα σημεία συντονισμού [31] [32] [33] [34]. Υπολογίζεται από τον τύπο:

$$\begin{aligned}
Z_0 = \frac{V_{in}}{I_2} &= \frac{(j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C_2} + R) \left(-\frac{j}{\omega C_1} + j\omega L_1\right) + \omega^2 M^2}{j\omega M} \\
&= \frac{\left[j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) + R\right] \left[j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right] + \omega^2 M^2}{j\omega M} \\
&= \frac{-\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + jR\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + \omega^2 M^2}{j\omega M} \\
&= \frac{j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + R\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) - j\omega^2 M^2}{\omega M} \\
&= \frac{R}{\omega M} \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + j \frac{\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) - \omega^2 M^2}{\omega M} \\
&= R \left(\frac{L_1}{M} - \frac{1}{\omega^2 C_1 M}\right) + j \left[\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\left(\frac{L_1}{M} - \frac{1}{\omega^2 C_1 M}\right) - \omega M\right] \\
&= R \left(\frac{L_1}{M} - \frac{1}{\omega^2 C_1 M}\right) \\
&+ j \left[\frac{\omega(L_2 L_1)}{M} - \frac{L_2}{\omega C_1 M} - \frac{L_1}{\omega C_2 M} + \frac{1}{\omega^3 C_1 C_2 M} - \omega M\right], \quad (10)
\end{aligned}$$

$$\text{Όπου } \varphi = \tan^{-1} \left[\frac{\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) - \omega^2 M^2}{R\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)} \right] \quad (11)$$

Για $\varphi = 0$:

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{\frac{L_2 + L_1}{C_1 + C_2} \pm \sqrt{\left(\frac{L_2 - L_1}{C_1 - C_2}\right)^2 + \frac{4M^2}{C_1 C_2}}}{2(L_1 L_2 - M^2)}} \quad (12)$$

Εάν οι τιμές των πηνίων L_1, L_2 είναι αρκετά κοντά μεταξύ τους και οι πυκνωτές που έχουν τοποθετηθεί στο κύκλωμα είναι της ίδιας τιμής, τότε ο τύπος (12) απλοποιείται και εξάγονται οι συχνοτήτες συντονισμού:

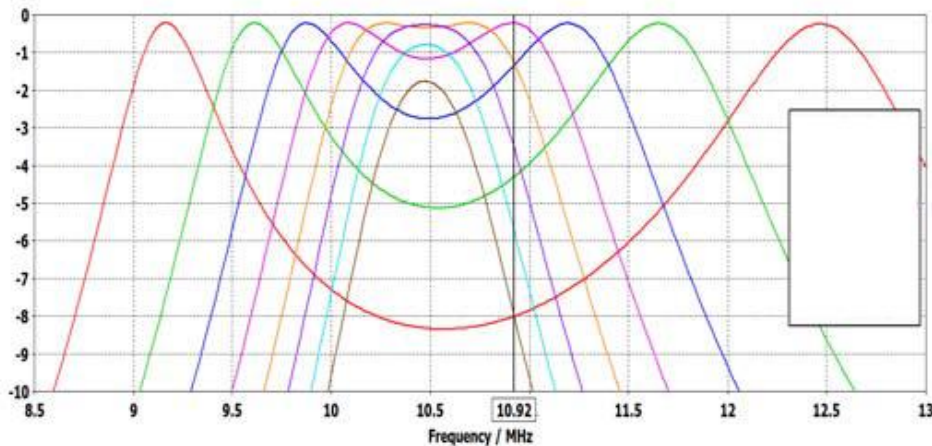
$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{C(L-M)}}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{C(L+M)}} \quad (13)$$

Όπου $L = L_1 = L_2, \quad C = C_1 = C_2$

Το $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, όπου k είναι ο συντελεστής σύζευξης (coupling coefficient). Ο συντελεστής σύζευξης αλλάζει ανάλογα με τη θέση και την απόσταση μεταξύ των δυο τυλιγμάτων, πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. Εάν το k είναι πολύ μικρό, περίπτωση που συμβαίνει όταν τα δυο τυλίγματα είναι πολύ κοντά μεταξύ τους, τότε το M πρακτικά μηδενίζεται. Οπότε τα ω_1, ω_2 γίνονται ίσα μεταξύ τους και ίσα με το ω_0 του προηγούμενου κυκλώματος με τον έναν πυκνωτή.

$$\omega_0 = \omega_1 = \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (14)$$

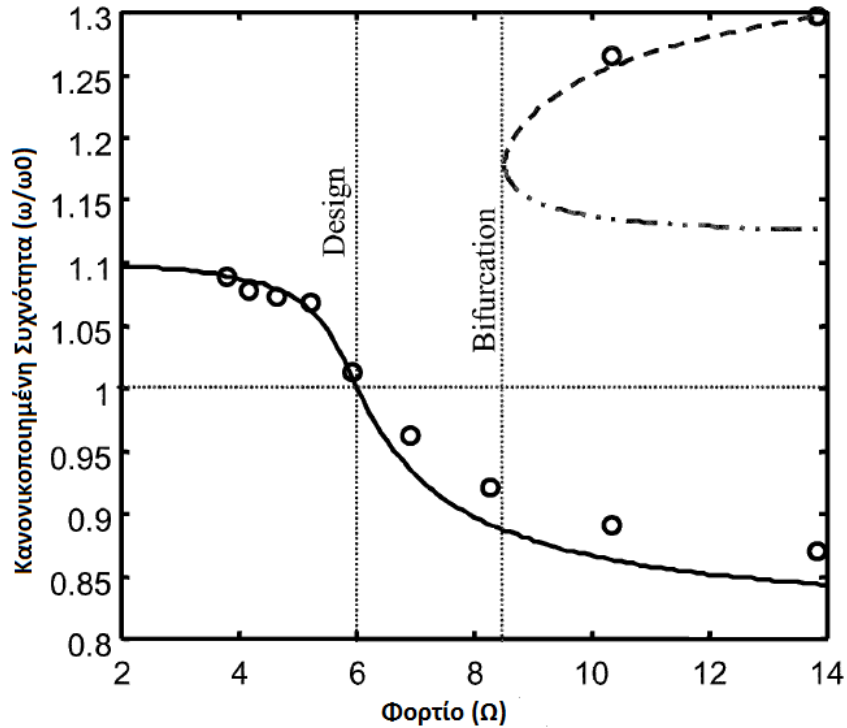
Άρα το διάγραμμα ισχύος συναρτήσει της γωνιακής συχνότητας γίνεται ίδιο με την Εικόνα 2.6. Στη Εικόνα 2.11 απεικονίζονται διάφορα διαγράμματα ισχύος για διαφορετικές τιμές του συντελεστή σύζευξης k [35].



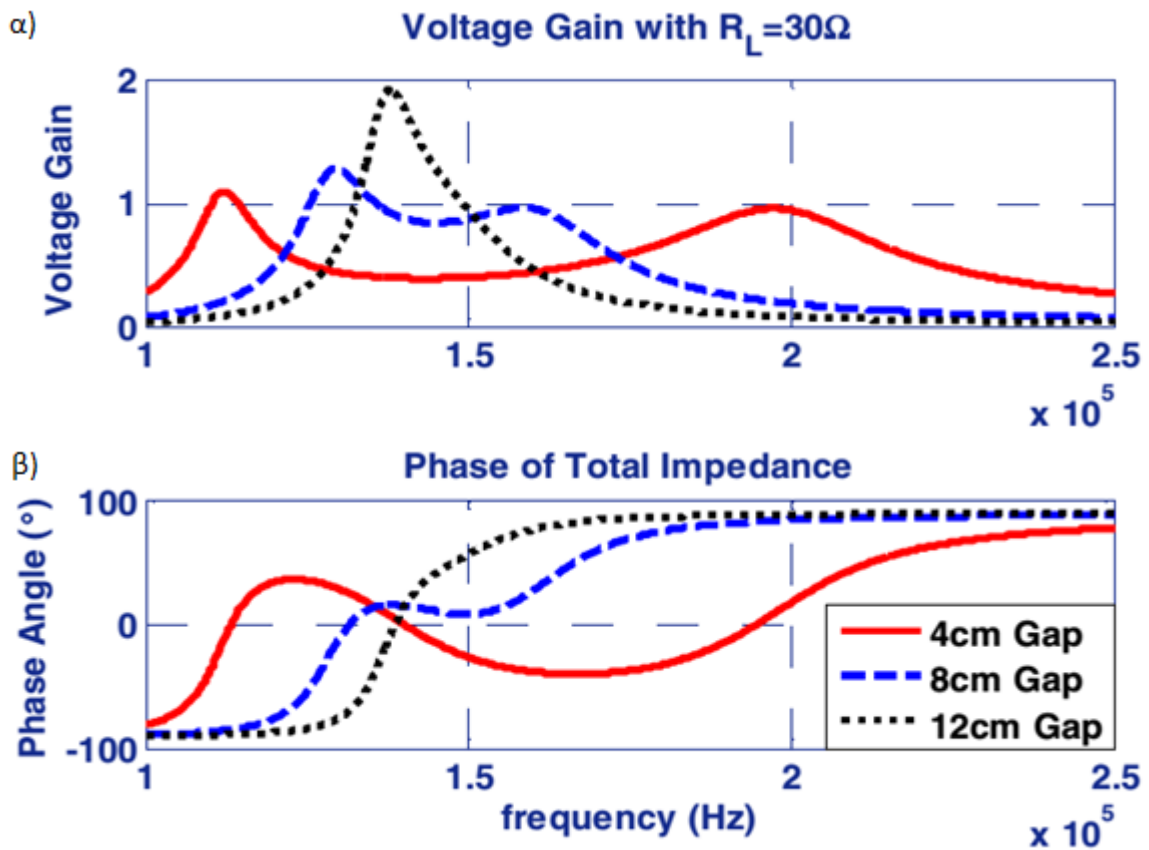
Εικόνα 2.11 Διάγραμμα ισχύος συναρτήσει της συχνότητας για επαγωγικό σύστημα φόρτισης με δυο πυκνωτές συντονισμού εν σειρά [35].

Από τα παραπάνω διαγράμματα φαίνεται καθαρά, όπως και στο προηγούμενο κύκλωμα, η αναγκαιότητα χρήσης συστήματος μεταβλητής συχνότητας για την υλοποίηση της επαγωγικής φόρτισης.

Εάν αντιθέτως με την ανάλυση που έγινε παραπάνω, όπου θεωρήθηκε μηδενισμός της φάσης μεταξύ τάσης πρωτεύοντος και ρεύματος δευτερεύοντος, θεωρηθεί μηδενισμός μεταξύ τάσης και ρεύματος πρωτεύοντος, τότε θα υπάρχουν περιπτώσεις αστάθειας του συστήματος. Στις περιπτώσεις υψηλού συντελεστή σύζευξης ή και χαμηλής αντίστασης φορτίου, θα υπάρχουν έως και τρεις διαφορετικές συχνότητες μηδενισμού της διαφοράς φάσης της τάσης και του ρεύματος εισόδου, όπως απεικονίζεται στις Εικόνες 2.12, 2.13α), β) [29]. Αυτό δεν αποτελεί πρόβλημα στον έλεγχο από την πλευρά του δευτερεύοντος, καθώς υπάρχει μόνο μια συχνότητα μηδενισμού της φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και ρεύματος εξόδου [36].



Εικόνα 2.12 Κανονικοποιημένες συχνότητες συντονισμού συναρτήσει του ωμικού φορτίου [29]

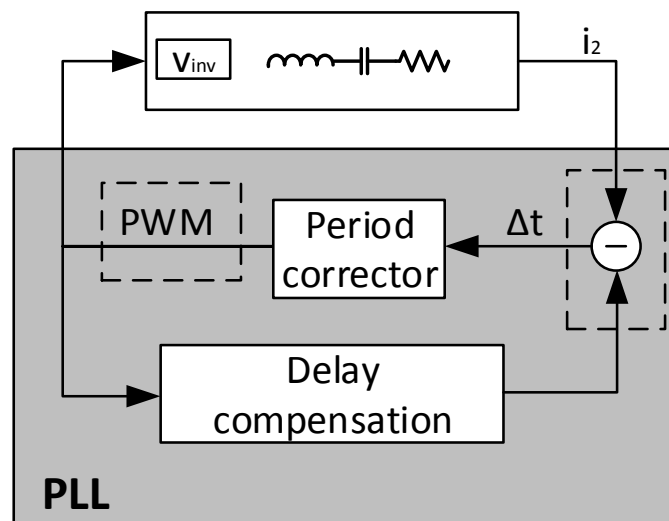


Εικόνα 2.13 α) Λόγος τάσης εξόδου προς τάση εισόδου [37], β) φάση ρεύματος εισόδου τάσης εισόδου (κάτω) [37]

Κεφάλαιο 3. Σύστημα ελέγχου της συχνότητας (DPLL)

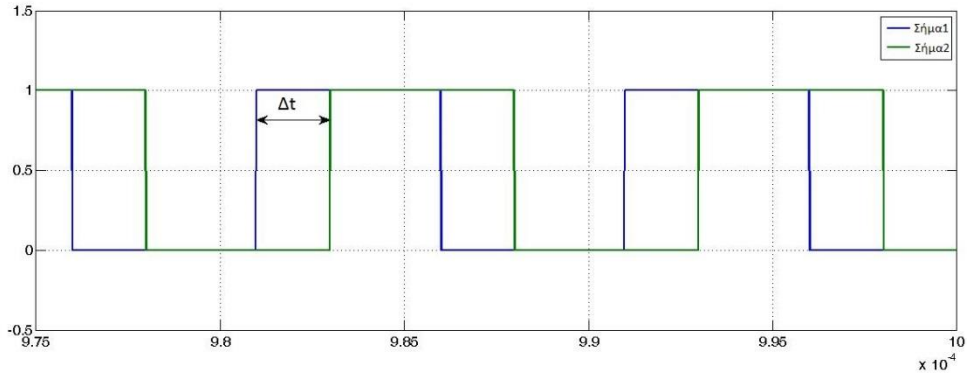
3.1 PLL

Το συμπέρασμα που προκύπτει από την προηγούμενη ανάλυση είναι ότι για την αποδοτική λειτουργία ενός συστήματος επαγωγικής φόρτισης είναι αναγκαία η χρησιμοποίηση συστήματος ελέγχου μεταβλητής συχνότητας το οποίο θα υπολογίζει τη συχνότητα συντονισμού. Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα αναπτυχθεί ψηφιακό σύστημα το οποίο υπολογίζει το σημείο συντονισμού μέσω του μηδενισμού της φάσης μεταξύ της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και του ρεύματος του φορτίου (PLL – Phase Locked Loop) [38] [39] [40] [41]. Λόγω του ότι το κύκλωμα είναι ψηφιακό και όχι αναλογικό, όλα τα αποτελέσματα των επιμέρους τμημάτων θα υπολογίζονται σε κύκλους ρολογιού (clock cycles) και όχι σε δευτερόλεπτα (sec). Το κύκλωμα αυτό αναπαρίσταται στην Εικόνα 3.1.



Εικόνα 3.1 Γενικό διάγραμμα PLL.

Όπως φαίνεται από την Εικόνα 3.1, το σύστημα ελέγχου (PLL) αποτελείται από τρία επιμέρους τμήματα. Το πρώτο τμήμα αποτελεί τον ψηφιακό υπολογιστή της διαφοράς φάσης Δt μεταξύ των δυο σημάτων (digital phase difference detector). Το πρώτο σήμα είναι η φάση του ρεύματος του φορτίου και το δεύτερο το σήμα ανάδρασης από την έξοδο του κυκλώματος ελέγχου, το οποίο είναι όμως πρακτικά η τάση εξόδου του αντιστροφέα. Η διαφορά φάσης των σημάτων υπολογίζεται ως το χρονικό διάστημα που μεσολάβησε από τη μετάβαση του Σήματος1 από 0 σε 1, μέχρι τη μετάβαση του Σήματος2 από 0 σε 1. Αυτός ο υπολογισμός απεικονίζεται στην Εικόνα 3.2. Η έξοδος που παράγει το τμήμα αυτό είναι ένας ακέραιος αριθμός, εφ' όσον η διαφορά φάσης μετριέται σε κύκλους ρολογιού.



Εικόνα 3.2 Τρόπος υπολογισμού της διαφοράς φάσης.

Το δεύτερο τμήμα του PLL είναι ο ψηφιακός διορθωτής περιόδου (digital period corrector) και παίρνει σαν είσοδο την έξοδο του προηγούμενου τμήματος. Ανάλογα με την τιμή αυτού του αριθμού μεταβάλλει τη συχνότητα λειτουργίας του συστήματος. Η έξοδος του τμήματος αυτού είναι ένας ακέραιος αριθμός που αναπαριστά την περίοδο του τελικού σήματος εξόδου σε κύκλους ρολογιού.

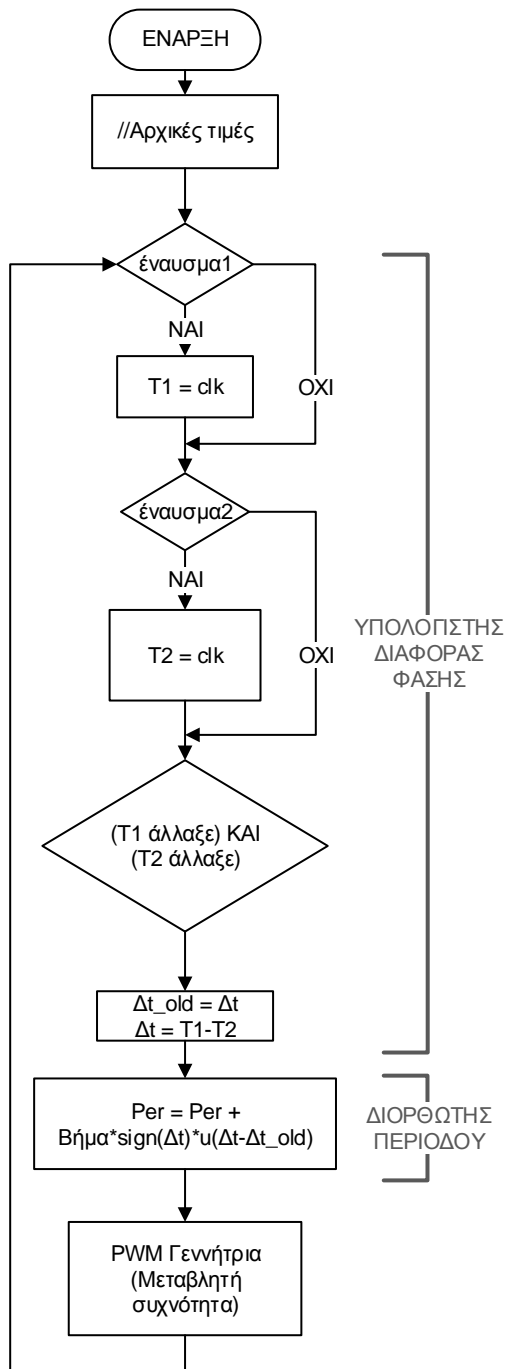
Το τρίτο τμήμα του PLL είναι η ψηφιακή γεννήτρια τετραγωνικών παλμών (Pulse Width Modulation). Λαμβάνει σαν είσοδο το νούμερο που υπολόγισε το προηγούμενο τμήμα της διάταξης και παράγει σήμα τετραγωνικού παλμού με περίοδο ίση με το νούμερο αυτό. Το τετραγωνικό αυτό σήμα έχει πάντα 50% βαθμό χρησιμοποίησης (duty-cycle) και αλλάζει την περίοδο του συστήματος αυτόματα με το που λάβει διαφορετική περίοδο σαν είσοδο.

Το σήμα εισόδου επιδέχεται μια καθυστέρηση λόγω της διάδοσής του μέσω του συνολικού κυκλώματος. Αυτή η καθυστέρηση αντισταθμίζεται εσωτερικά στο PLL (delay compensation), όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 3.1. Στην διάταξη που αναλύεται στην παρούσα διπλωματική εργασία και γενικά στα συστήματα επαγωγικής φόρτισης δεν είναι αναγκαία η χρήση εξειδικευμένου συστήματος οδήγησης του αντιστροφέα με σκοπό την εξάλειψη των ανώτερων αρμονικών, καθώς το σύστημα λειτουργεί σαν ένα πολύ καλό χαμηλοπερατό φίλτρο. Στην έξοδο «περνάει» μόνο η πρώτη αρμονική αναλλοίωτη, οπότε κάποια πιο πολύπλοκη μέθοδος οδήγησης θα ήταν άσκοπη.

3.1.2 Διορθωτής περιόδου

Για την παρούσα διπλωματική εργασία δημιουργήθηκε αλγόριθμος υπολογισμού της νέας περιόδου, σκοπός του οποίου είναι η σύγκριση με τις υπόλοιπες μεθόδους καθώς και η ομαλότητα στη διόρθωσή της. Με άλλα λόγια ο αλγόριθμος αυτός μεταβάλλει τη συχνότητα του κυκλώματος πολύ αργά με σκοπό το σύστημα να είναι πιο ευσταθές. Από εδώ και πέρα θα αναφερόμαστε σε αυτόν τον αλγόριθμο σαν Αλγόριθμο Σταθερού Βήματος.

Για τον διορθωτή περιόδου χρησιμοποιήθηκε επίσης αλγόριθμος με PI έλεγχο, ο οποίος αναλύεται παρακάτω. Στην ενότητα αυτή θα αναπτυχθεί επίσης και η λογική της μεθόδου του MTPP, το οποίο είναι η πιο χρησιμοποιούμενη μεθοδολογία για συστήματα τέτοιου τύπου. Η μέθοδος αυτή θα αναπτυχθεί για να γίνει σύγκριση με τις μεθόδους του Σταθερού Βήματος και του PI.



Εικόνα 3.3 Διάγραμμα ροής συχνότητας του αλγόριθμου Σταθερού Βήματος

3.1.2.1 Μέθοδος Σταθερού Βήματος

Το διάγραμμα ροής του ολικού συστήματος το οποίο χρησιμοποιεί τον Αλγόριθμο Σταθερού Βήματος παρουσιάζεται στην Εικόνα 3.3.

Στο πρώτο μέρος του κώδικα υπολογίζεται, όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω η διαφορά φάσης μεταξύ των δυο σημάτων. Το κομμάτι που έχει τη μεγαλύτερη σημασία στο παραπάνω διάγραμμα είναι ο διορθωτής περιόδου.

Στον Αλγόριθμο Σταθερού Βήματος, ο διορθωτής περιόδου κρατάει στη μνήμη και την προηγούμενη τιμή της διαφοράς φάσης. Αν η τωρινή διαφορά φάσης είναι θετική και μεγαλύτερη από την προηγούμενη της τιμή, τότε αυξάνεται η περίοδος του συστήματος κατά ένα σταθερό βήμα. Αν είναι θετική και μειώθηκε, το σύστημα δεν προβαίνει σε καμία διόρθωση της περιόδου. Αντιθέτως, αν η τωρινή διαφορά φάσης είναι αρνητική και μειώθηκε, τότε η περίοδος μειώνεται κατά ένα σταθερό βήμα. Αν είναι αρνητική αλλά αυξήθηκε τότε η περίοδος δεν αλλάζει.

Με απλούστερα λόγια, αν η διαφορά φάσης αυξήθηκε κατά απόλυτη τιμή, τότε προβαίνουμε σε διόρθωση της περιόδου κατά ένα σταθερό βήμα, αυξάνοντας την περίοδο αν η τωρινή διαφορά φάσης είναι θετική ή μειώνοντάς το αν είναι αρνητική.

Τέλος, εφ' όσον η νέα περίοδος του συστήματος έχει υπολογιστεί, εισάγεται στην παλμογεννήτρια, η οποία με τη σειρά της μεταβάλλει το σήμα εξόδου.

Συνάρτηση μεταφοράς

Η συνάρτηση μεταφοράς του πρώτου τμήματος, δηλαδή του υπολογιστή διαφοράς φάσης (phase detector) δίνεται από τον τύπο:

$$\Delta_t[i] = In_1[i] - In_2[i - 1] = In_1[i] - Out[i - 1] \quad (15)$$

Όπου Δ_t η διαφορά φάσης, In_1 το πρώτο σήμα εισόδου, το In_2 το δεύτερο σήμα εισόδου και Out η έξοδος. Η δεύτερη είσοδος είναι ίση με την ανάδραση από την έξοδο. Από τον παραπάνω τύπο φαίνεται ότι ο Phase_Detector είναι απλά ένας αφαιρέτης.

Η συνάρτηση μεταφοράς του διορθωτή περιόδου (period corrector) δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$Per[i] = Per[i - 1] + step * sign(\Delta_t[i]) * u(\Delta_t[i] - \Delta_t[i - 1]) \quad (16)$$

Συνδυάζοντας τις (15) και (16) εξάγεται η:

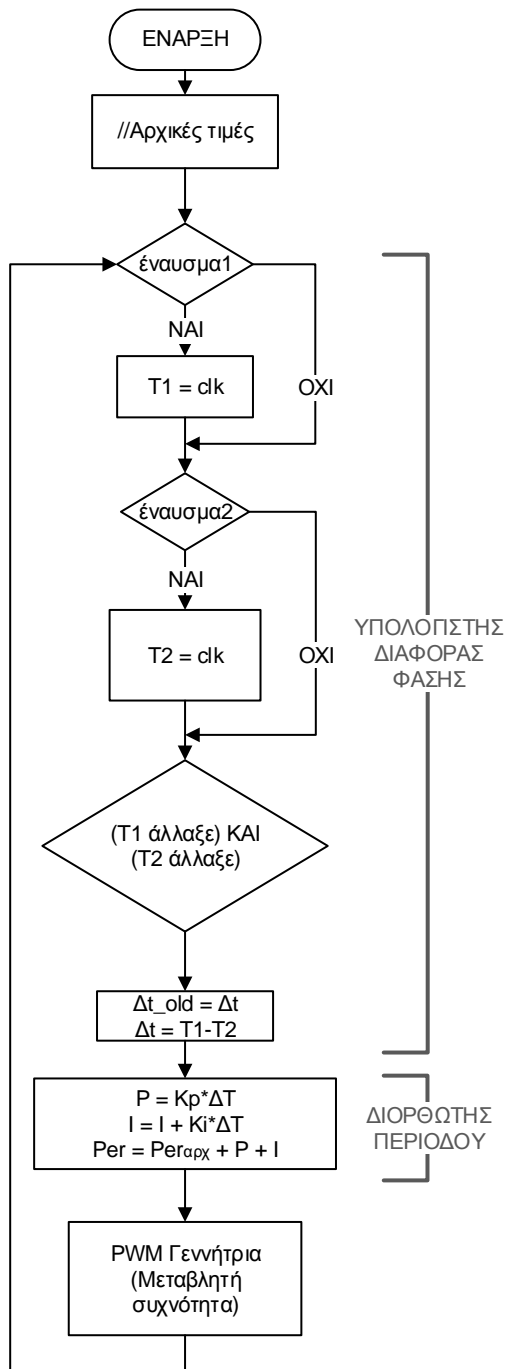
$$Per[i] = Per[i - 1] + step * sign(In_1[i] - Out[i - 1]) * u(In_1[i] - Out[i - 1] - In_1[i - 1] + Out[i - 2]) \quad (17)$$

Όπου Per η περίοδος του συστήματος και $step$ το βήμα διόρθωσης της περιόδου. Η συνάρτηση $sign$ είναι ίση με -1 αν ο αριθμός στην παρένθεση είναι αρνητικός και $+1$ αν είναι θετικός, δηλαδή κρατάει μόνο το πρόσημο του αριθμού στην παρένθεση. Τέλος, η συνάρτηση $u(t)$ είναι η βηματική συνάρτηση και είναι ίση με $+1$ αν ο αριθμός στην παρένθεση είναι θετικός, αλλιώς είναι ίση με μηδέν.

3.1.2.2 PI έλεγχος

Ο πιο χρησιμοποιούμενος έλεγχος κλειστού βρόχου και ένας από τους πιο αποδοτικούς είναι ο PI έλεγχος. Ο PI έχει δυο επιμέρους τμήματα διόρθωσης του σφάλματος. Το πρώτο είναι το P που προκύπτει από τη λέξη Proportional και σημαίνει ανάλογο. Αυτό το τμήμα διορθώνει την περίοδο κατά ένα ποσοστό του σφάλματος π.χ. 40% του Δ_t .

Το δεύτερο τμήμα διόρθωσης αναπαριστά το «παρελθόν» του συστήματος καθώς κρατά στη μνήμη όλα τα σφάλματα που έχουν μετρηθεί από την αρχή της λειτουργίας του. Συμβολίζεται ως I, από τη λέξη Integral, δηλαδή ολοκληρωτικό. Στην τελική κατάσταση, αν το σύστημα είναι ευσταθές, ο όρος I τείνει σε κάποια τιμή είτε θετική είτε αρνητική ενώ ο P τείνει στο 0. Το διάγραμμα ροής του ολικού συστήματος που χρησιμοποιεί έλεγχο PI απεικονίζεται στην Εικόνα 3.4.



Εικόνα 3.4 Διάγραμμα ροής του PI ελέγχου

Συνάρτηση μεταφοράς

Η συνάρτηση μεταφοράς του υπολογιστή διαφοράς φάσης είναι ίδια με την προηγούμενη ανάλυση, δηλαδή:

$$\Delta_t[i] = In_1[i] - In_2[i - 1] = In_1[i] - Out[i - 1] \tag{18}$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του διορθωτή περιόδου που χρησιμοποιεί PI έλεγχο είναι:

Το πρώτο και το τρίτο τμήμα είναι ίδια με την ανάλυση της μεθόδου Σταθερού Βήματος. Η διαφορά βρίσκεται μόνο στο κομμάτι του διορθωτή της περιόδου.

Ο PI έλεγχος κάνει δυο διορθώσεις κάθε φορά στην περίοδο του συστήματος. Στο P τμήμα, το σφάλμα Δt πολλαπλασιάζεται με μια τιμή μικρότερη του 1 και στη συνέχεια προστίθεται στην αρχική περίοδο. Όταν το σύστημα βρίσκεται πολύ κοντά στο σημείο ευστάθειας, δηλαδή το Δt τείνει στο μηδέν, τότε και ο συντελεστής P τείνει στο μηδέν.

Ο συντελεστής I πριν ξεκινήσει το πρόγραμμα να «τρέχει», αρχικοποιείται στο μηδέν. Σε κάθε επανάληψη το σφάλμα Δt πολλαπλασιάζεται με μια τιμή μικρότερη του 1 και προστίθεται στην προηγούμενη τιμή του I. Με αυτόν τον τρόπο το I κρατάει στη μνήμη το παρελθόν της διόρθωσης. Στη συνέχεια ολόκληρο το I προστίθεται στην αρχική περίοδο. Όταν το σύστημα είναι αρκετά κοντά στο σημείο ευστάθειας του, δηλαδή το Δt τείνει στο μηδέν, ο συντελεστής I τείνει στην τελική τιμή του η οποία είναι η διαφορά της τιμής της περιόδου στο σημείο ευστάθειας μείον της αρχική της τιμής, δηλαδή $P_{\text{τελ}} - P_{\text{αρχ}}$.

$$I[i] = I[i - 1] + K_i \Delta t[i] \quad (19)$$

$$P[i] = K_p \Delta t[i] \quad (20)$$

$$Per[i] = Per[1] + P[i] + I[i]$$

$$\text{Άρα } Per[i] = Per[1] + K_p \Delta t[i] + I[i - 1] + K_i \Delta t[i] \quad (21)$$

Συνδυάζοντας τις (18) και (21) εξάγεται η:

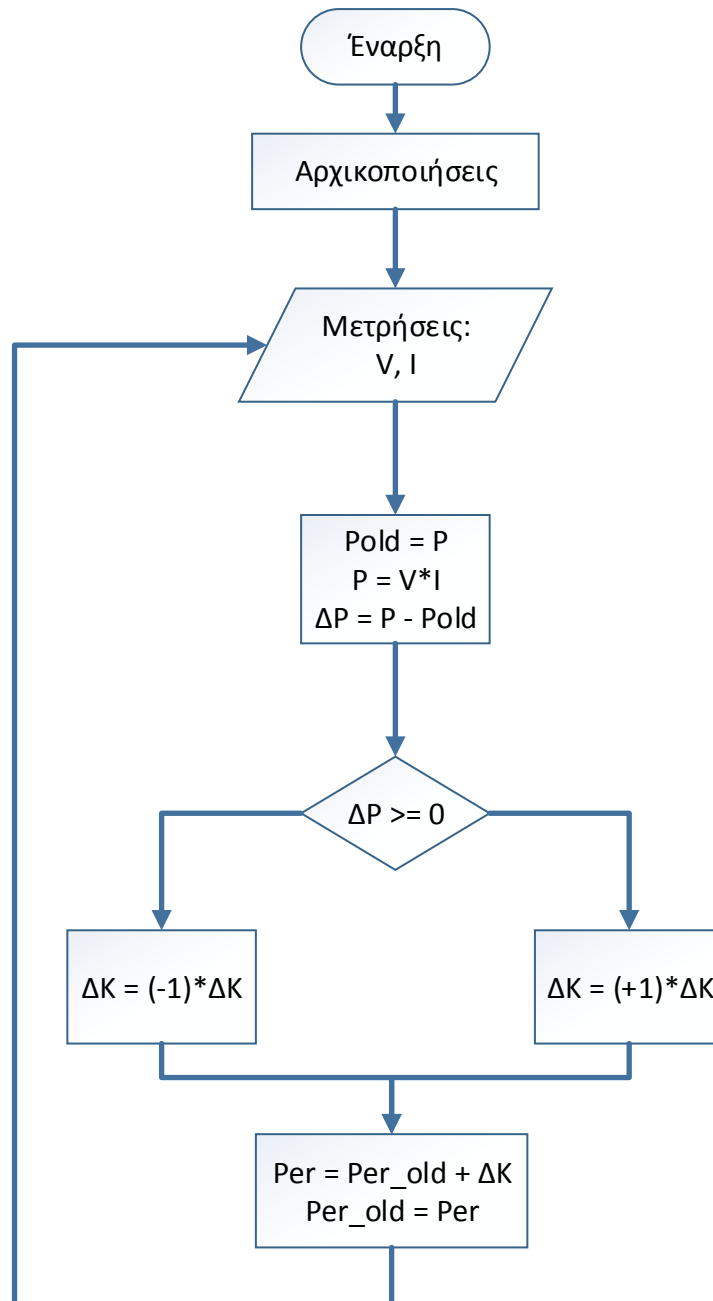
$$Per[i] = Per[1] + K_p (In_1[i] - Out[i - 1]) + I[i - 1] + K_i (In_1[i] - Out[i - 1]), \quad (22)$$

Όπου:

$$I[i] = I[i - 1] + K_i \Delta t[i] \quad (19)$$

3.2 MTPP

Μια από τις πιο χρησιμοποιούμενες μεθόδους είναι η μέθοδος MTPP (Maximum Transferred Power Point) [26]. Αυτή η μέθοδος υπολογίζει το σημείο στο οποίο η τιμή της ισχύος είτε στο πρωτεύον είτε στο δευτερεύον γίνεται μέγιστη. Το διάγραμμα ροής του MTPP παρουσιάζεται στην Εικόνα 3.5 [42].



Εικόνα 3.5 Διάγραμμα ροής MTPP [42].

Όπως φαίνεται από το παραπάνω διάγραμμα ροής, το πρόγραμμα που υλοποιεί το MTPP μετράει αρχικά τις τιμές της τάσης V και του ρεύματος I (πρωτεύοντος ή δευτερεύοντος). Στη συνέχεια υπολογίζει τη στιγμιαία ισχύ $P = V \cdot I$ και αν αυτή αυξήθηκε ή μειώθηκε (ΔP) από την προηγούμενη μέτρησή της. Εάν η ισχύς μειώθηκε, τότε πολλαπλασιάζει το βήμα διόρθωσης ΔK με -1 , δηλαδή του αλλάζει το πρόσημο. Αν η ισχύς αυξήθηκε, τότε αφήνει το πρόσημό του σταθερού βήματος διόρθωσης όπως έχει. Τέλος, διορθώνει την περίοδο Per του συστήματος προσθέτοντάς της το σταθερό βήμα ΔK , αποθηκεύει την τελευταία τιμή της ισχύος P και ξεκινάει από την αρχή.

3.3 Σύγκριση PLL με MTPP

Ο MTPP έλεγχος είναι αρκετά πιο αργός από το PLL για δυο λόγους. Ο πρώτος είναι ότι στο τέλος κάθε περιόδου του σήματος εισόδου, μπορεί να αλλάξει την τιμή της συχνότητάς του. Αντιθέτως, το MTPP, επειδή μετράει εναλλασσόμενες τιμές τάσης και ρεύματος, πρέπει να περιμένει κάποιες περιόδους για να μετρήσει ακριβέστερα την RMS τιμή τους την οποία χρειάζεται για τον υπολογισμό της ισχύος. Αποτέλεσμα της καθυστέρησης του υπολογισμού αυτού είναι το πέρασμα αρκετών περιόδων πριν τη λήψη απόφασης για τη διόρθωση της υπάρχουσας συχνότητας και κατά συνέπεια η καθυστέρηση στην απόκριση του συστήματος.

Ο δεύτερος λόγος που το MTPP είναι πολύ πιο αργό είναι ότι χρησιμοποιεί ADC (Analog to Digital Conversion), δηλαδή μετατροπή του αναλογικού σήματος εισόδου σε ψηφιακή πληροφορία για να μπορεί να κάνει εσωτερικά ο επεξεργαστής τις αριθμητικές πράξεις. Αυτό το σύστημα (ADC) είναι αρκετά αργό σε σχέση με τις υπόλοιπες πράξεις και διεργασίες που υλοποιούνται στον επεξεργαστή και χρησιμοποιεί πολλούς υπολογιστικούς πόρους. Έτσι, προστιθέμενο με το παραπάνω πρόβλημα κάνει τον MTPP έλεγχο ακόμη πιο αργό. Το PLL λειτουργεί χωρίς ADC.

Από την άλλη, η υλοποίηση του PLL είναι αρκετά πιο δύσκολη και έχει μεγαλύτερο κόστος στην κατασκευή της πλακέτας ελέγχου. Και τα δυο αυτά προβλήματα δημιουργούνται από την αναγκαιότητα ασύρματης επικοινωνίας, καθώς πρέπει να συγκριθεί η τάση του πρωτεύοντος με το ρεύμα του δευτερεύοντος. Αντιθέτως, το MTPP είτε είναι στο πρωτεύον είτε στο δευτερεύον δε χρειάζεται να επικοινωνεί με το απέναντι τύλιγμα.

Η μεγαλύτερη και σημαντικότερη διαφορά μεταξύ των συστημάτων MTPP και PLL έγκειται στο γεγονός ότι οδηγούν το σύστημα σε διαφορετικά σημεία λειτουργίας.

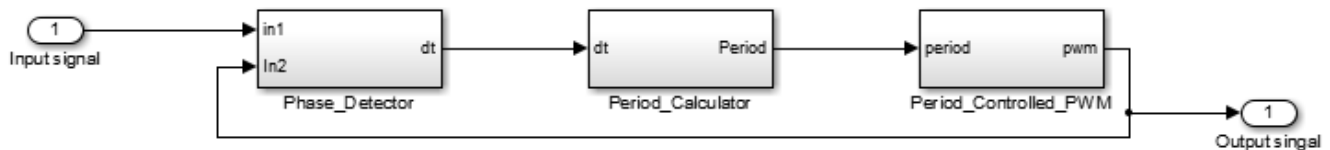
Το PLL οδηγεί το σύστημα στο σημείο λειτουργίας όπου P_{out} (πραγματική ισχύς εξόδου) γίνεται μέγιστο. Αντιθέτως, το MTPP οδηγεί το σύστημα στο σημείο λειτουργίας όπου Sin γίνεται μέγιστο. Αυτό σημαίνει ότι το PLL λειτουργεί το σύστημα με μεγαλύτερη ακρίβεια σε κατάσταση μηδενισμού της διαφοράς φάσης ρεύματος και τάσης, ενώ το MTPP ενδέχεται να λειτουργεί σε σημείο λειτουργίας με ύπαρξη αέργου ισχύος στην είσοδο του συστήματος και με κάποια απόκλιση από τη συχνότητα μεγιστοποίησης της ισχύος εξόδου.

Τέλος, πρέπει να υπάρχει επικοινωνία με το δευτερεύον, κάτι το οποίο δεν υπάρχει στο MTPP. Η επικοινωνία αυτή είναι σημαντική καθώς πολλές φορές λόγω εξωτερικών παρεμβολών ενεργοποιείται το πρωτεύον χωρίς να υπάρχει δευτερεύον για να απορροφήσει την ισχύ, με αποτέλεσμα να δημιουργείται στο χώρο μη περιοριζόμενο μαγνητικό πεδίο, με κίνδυνο για ανθρώπους που κινούνται κοντά του ή τυχόν μεταλλικά αντικείμενα.

Κεφάλαιο 4. Προσομοιώσεις στο MATLAB/ Simulink

4.1 Αλγόριθμος MATLAB

Το ψηφιακό PLL που σχεδιάστηκε στο πρόγραμμα προσομοιώσεων Matlab/ Simulink, απεικονίζεται στην Εικόνα 4.1. Αποτελείται από τρία επιμέρους τμήματα: τον υπολογιστή διαφοράς φάσης ‘Phase_Detector’, τον διορθωτή περιόδου ‘Period_Calculator’ και την παλμογεννήτρια με μεταβλητή περίοδο ‘Period_Controlled_PWM’.



Εικόνα 4.1 Κύκλωμα PLL στο Simulink.

Το πρώτο τμήμα αποτελεί τον Ανιχνευτή Φάση (Phase_Detector) και υπολογίζει την διαφορά φάσης μεταξύ του σήματος εισόδου (input signal) και του σήματος εσωτερικής ανάδρασης/σήμα εξόδου (output signal). Το σήμα ανάδρασης είναι το διορθωμένο σήμα, το οποίο μπαίνει σαν είσοδος στον αντιστροφέα και οδηγεί τους ημιαγωγούς που χρησιμοποιούνται. Το σήμα εισόδου, είναι το σήμα που έχει περάσει μέσα απ’ όλη τη διάταξη και λαμβάνεται από το δευτερεύον του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου.

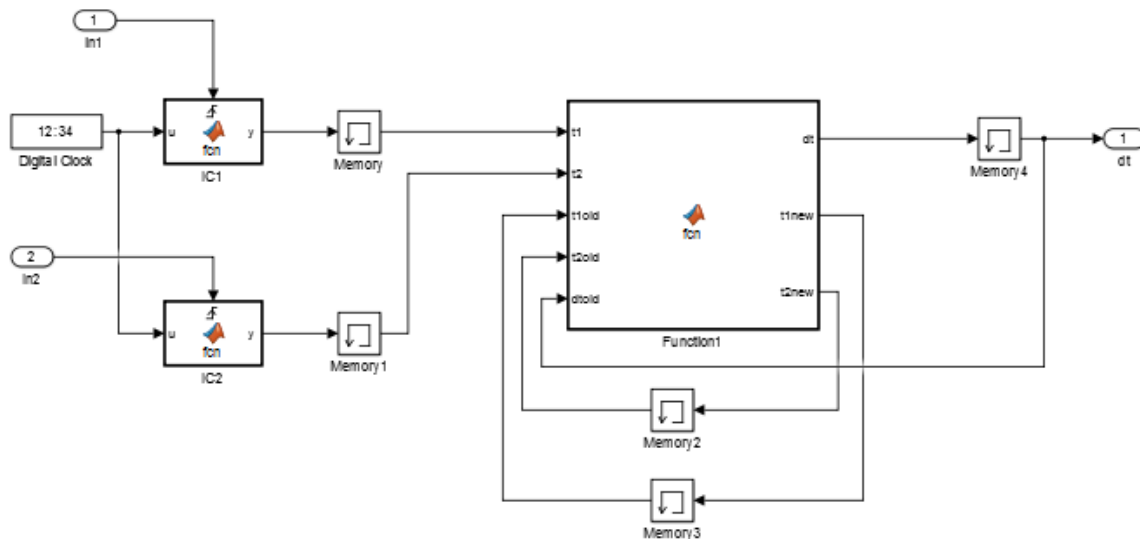
Το δεύτερο τμήμα αποτελεί το Διορθωτή Περίοδου (Period_Calculator) και μεταφράζει την διαφορά φάσης που υπολόγισε το πρώτο σε ένα βήμα, που ύστερα το αφαιρεί ή το προσθέτει στην παλιά περίοδο του τετραγωνικού παλμού οδήγησης των ημιαγωγών (PWM).

Τέλος, το τρίτο τμήμα, η Παλμογεννήτρια Μεταβλητής Περίοδου (Period_Controlled_PWM), δέχεται σαν είσοδο έναν αριθμό και εξάγει ένα τετραγωνικό παλμό, με 50% βαθμό χρησιμοποίησης (duty cycle), που έχει σαν περίοδο τον αριθμό εισόδου. Το εν λόγω κομμάτι, έχει τη δυνατότητα να αλλάζει την περίοδο του παλμικού σήματος εξόδου απ’ ευθείας, όπως θα εξηγηθεί και παρακάτω.

Τα παραπάνω τμήματα έχουν την ίδια ακριβώς υλοποίηση στις προσομοιώσεις του Matlab/Simulink, με τη υλοποίηση στον μικροεπεξεργαστή (DSPic).

4.1.1 Υπολογιστής Διαφοράς Φάσης

Το εσωτερικό του Υπολογιστή της Διαφοράς Φάσης παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.2. Αποτελείται από δύο Ανιχνευτές Αλλαγής Κατάστασης (Input Capture), 5 μνήμες (memories), το ψηφιακό ρολόι (Digital Clock) και μια συνάρτηση Matlab (Function1). Σαν είσοδο δέχεται τα δυο σήματα των οποίων θέλουμε να βρούμε τη διαφορά φάσης και σαν έξοδο εξάγει την διαφορά αυτή (dt).



Εικόνα 4.2 Κύκλωμα Ανιχνευτή διαφοράς φάσης στο Simulink.

Οι IC1/2 είναι Ανιχνευτές Αλλαγής Κατάστασης. Η λειτουργία τους είναι να λαμβάνουν τη χρονική στιγμή για την οποία η είσοδος άλλαξε κατάσταση: HIGH→LOW ή LOW→HIGH. Στην παραπάνω υλοποίηση, οι ICs λειτουργούν ως εξής: χρησιμοποιείται μια συνάρτηση Matlab με είσοδο ένα ψηφιακό ρολόι, η οποία όμως λειτουργεί με έναυσμα (trigger). Έτσι, όταν ένα από τα σήματα εισόδου αλλάζουν κατάσταση (LOW→HIGH), στην έξοδο λαμβάνεται η τιμή του ρολογιού εκείνη ακριβώς τη χρονική στιγμή. Οι μνήμες “Memory, Memory1” χρησιμοποιούνται για να αποθηκεύουν την τελευταία τιμή που έστειλαν τα ICs, καθώς αυτά δεν μπορούν να αποθηκεύσουν την τιμή.

Το επόμενο τμήμα μετά τα ICs αποτελείται από τη συνάρτηση Function1 μαζί με τις υπόλοιπες μνήμες. Στο εσωτερικό αυτής της συνάρτησης υπάρχει ο κώδικας υπολογισμού της διαφοράς φάσης ο οποίος παρουσιάζεται παρακάτω.

```
function [dt,t1new,t2new] = fcn(t1,t2,t1old,t2old,dtold)
```

```
if ((t1~=t1old) && (t2~=t2old)) % όταν και τα δυο σήματα έχουν μεταβληθεί
dt = t1 - t2; % υπολογισμός της νέα διαφορά φάσης
t1new = t1; % αποθήκευση των προηγούμενων τιμών των ICs
t2new = t2;
else % αλλιώς, κανένα από τα δυο σήματα δεν άλλαξε κατάσταση
dt = dtold; % οι τιμές των μεταβλητών παραμένουν οι ίδιες
t1new = t1old;
t2new = t2old;
end
```

Η λειτουργία του παραπάνω κώδικα έχει ως εξής:

Υπάρχουν οι μεταβλητές t_1 , t_2 , t_{1old} , t_{2old} . Οι t_1 , t_2 έχουν πάντα τις τελευταίες μετρήσεις των IC1 και IC2 αντίστοιχα. Οι t_{1old} , t_{2old} έχουν τις τιμές των t_1 , t_2 την τελευταία φορά που υπολογίστηκε το dt . Άρα, όταν $t_1=t_{1old}$ και $t_2=t_{2old}$, τότε σημαίνει ότι κανένα απ’ τα δυο σήματα δεν άλλαξε κατάσταση από την τελευταία φορά που υπολογίστηκε το dt . Άρα $dt=dt_{old}$. Όταν ένα από τα δυο σήματα έχει αλλάξει, π.χ. $t_1 \neq t_{1old}$, $t_2=t_{2old}$, δεν μπορούμε να υπολογίσουμε το dt , καθώς η τιμή t_2 δεν έχει αλλάξει, οπότε η μέτρηση θα είναι

λανθασμένη. Όταν και τα δυο σήματα πλέον αλλάξουν κατάσταση, δηλαδή $t_1 \neq t_{1old}$ και $t_2 \neq t_{2old}$, τότε είμαστε πλέον σε θέση να υπολογίσουμε την νέα διαφορά φάσης dt ως $dt = t_1 - t_2$.

Με άλλα λόγια, το dt μένει σταθερό μέχρι το πρόγραμμα να καταλάβει ότι και τα δυο σήματα έχουν αλλάξει κατάσταση. Εκείνη τη χρονική στιγμή, ο Ανιχνευτής Διαφοράς Φάσης μεταβάλλει το dt στη νέα του τιμή και αναμένει έως ότου τα δυο σήματα αλλάξουν εκ νέου.

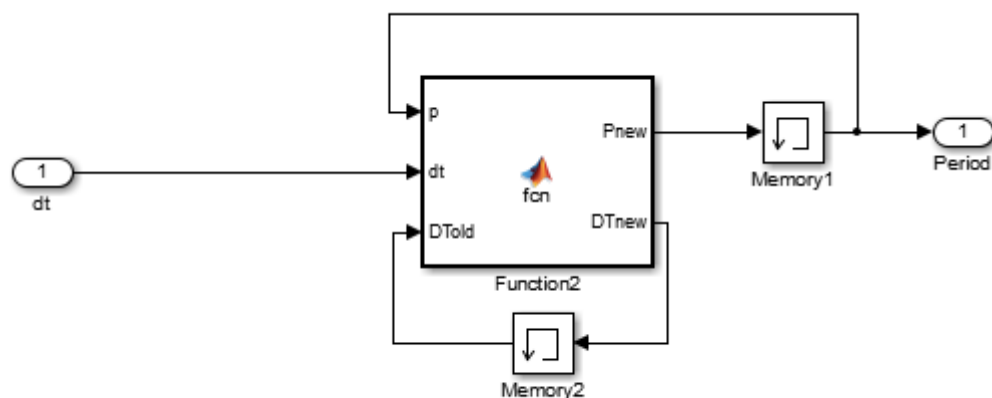
Τέλος, πρέπει να σημειωθεί ότι το σφάλμα dt είναι ακέραιος αριθμός και μετριέται σε κύκλους ρολογιού, λόγω του ότι το σύστημά λειτουργεί σε διακριτό χρόνο και όχι στο συνεχή. Άρα αν το dt είναι ίσο με 10, το ένα σήμα από το άλλο έχει διαφορά φάσης 10 κύκλους ρολογιού. Στις προσομοιώσεις η έξοδος του Διορθωτή Περιόδου είναι πραγματικός αριθμός και δε μετριέται σε κύκλους ρολογιού, ώστε να είναι πιο εύκολη η μελέτη του.

4.1.2 Υπολογισμός Νέας (Διορθωμένης) Περιόδου

Στις προσομοιώσεις, καθώς και στο πειραματικό κομμάτι, ο Διορθωτής Περιόδου 'Period_Calculator' έχει υλοποιηθεί με δυο μεθόδους. Η πρώτη μέθοδος είναι μία μέθοδος που δημιουργήθηκε καθαρά για την εν λόγω εφαρμογή με σκοπό να είναι αρκετά απλή στην υλοποίηση και ευσταθής. Η δεύτερη μέθοδος είναι η μέθοδος του PI ελέγχου, όπως αναπτύχθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο.

4.1.2.1 Μέθοδος Σταθερού Βήματος

Αρχικά θα ασχοληθούμε με την πρώτη μέθοδο. Η Εικόνα 4.3 απεικονίζει το διάγραμμα προσομοίωσης του Διορθωτή Περιόδου 'Period_Calculator' για την εν λόγω μέθοδο. Περιλαμβάνει δυο μνήμες καθώς και μια συνάρτηση Matlab (Function2).



Εικόνα 4.3 Μέθοδος Σταθερού Βήματος υλοποιημένη στο Simulink.

Ο αλγόριθμος της Function2 παρουσιάζεται παρακάτω.

```

function [Pnew,DTnew] = fcn(p,dt,DTold)

doublebigstep;
bigstep = 1/9;
doublesmallstep;
smallstep = 1/45;

if dt <= 0
if DTold > dt    % αν dt < 0 και αυξάνεται, αλλαγή περιόδου κατά ένα
Pnew = p - abs(dt)*bigstep;          %μεγάλο βήμα
elseif DTold == dt
Pnew = p;
else
Pnew = p - abs(dt)*smallstep; % αν dt < 0 και μειώνεται, αλλαγή περιόδου κατά
End                                     %ένα μικρό βήμα
else
if DTold < dt    % αν dt > 0 και αυξάνεται, αλλαγή περιόδου κατά ένα
Pnew = p + abs(dt)*bigstep;          %μεγάλο βήμα
elseif DTold == dt
Pnew = p;
Else    % αν dt > 0 και μειώνεται, αλλαγή περιόδου κατά ένα μικρό βήμα
Pnew = p + abs(dt)*smallstep;
end
end
DTnew = dt;

```

Στον παραπάνω κώδικα υπάρχουν τέσσερις πρακτικά καταστάσεις:

- Το dt να είναι αρνητικό και η απόλυτη τιμή του να αυξάνεται ($dt < 0$ & $dt_{old} > dt$)
- Να είναι αρνητικό αλλά η απόλυτη τιμή του να μειώνεται ($dt < 0$ & $dt_{old} < dt$)
- Να είναι θετικό και να αυξάνεται ($dt > 0$ & $dt_{old} < dt$)
- Να είναι θετικό και να μειώνεται ($dt > 0$ & $dt_{old} > dt$)

Στην περίπτωση που η απόλυτη τιμή του σφάλματος αυξάνεται, πρέπει το πρόγραμμα να κάνει άμεσα διόρθωση της περιόδου. Γι' αυτό μεταβάλλει την περίοδο κατά ένα μεγάλο βήμα (bigstep).

Στην περίπτωση που το σφάλμα μειώνεται, δεν χρειάζεται να κάνουμε μεγάλη διόρθωση, καθώς το σφάλμα θα μειωθεί από μόνο του χωρίς εμείς να προβούμε σε κάποια ενέργεια. Παρ' όλα αυτά, για να είναι το πρόγραμμα πιο γρήγορο θα γίνεται διόρθωση της περιόδου και σε αυτή την περίπτωση, αλλά κατά ένα μικρότερο βήμα (smallstep) ώστε να μην υπάρχει πολύ μεγάλη ταλάντωση.

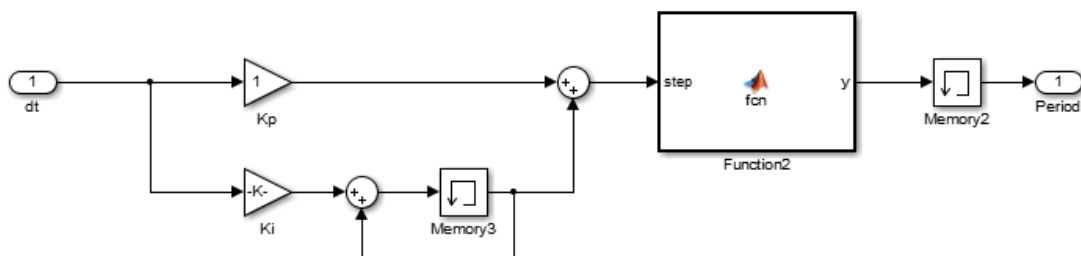
Στον παραπάνω κώδικα υπάρχει και η περίπτωση το dt να είναι ίσο με το μηδέν, κάτι το οποίο στην προσομοίωση συμβαίνει, αλλά όπως θα δούμε και παρακάτω στην πραγματικότητα είναι αδύνατον. Στην περίπτωση αυτή η περίοδος διατηρείται σταθερή, καθώς το σύστημα έχει βρει ακριβώς τη συχνότητα συντονισμού.

Τα βήματα `bigstep`, `smallstep` ρυθμίζουν τον χρόνο σύγκλισης της παραπάνω λογικής καθώς και την ακρίβειά της στη μόνιμη κατάσταση, αφού κλειδώσει ο αλγόριθμος. Όπως θα φανεί και παρακάτω στις προσομοιώσεις, η επιλογή των συντελεστών αυτών παίζει μεγάλο ρόλο στην αποτελεσματικότητα του αλγορίθμου.

4.1.2.2 Υπολογισμός Νέας Περιόδου με PI Έλεγχο

Η δεύτερη μέθοδος που υλοποιήθηκε για τον υπολογισμό της νέας περιόδου είναι ο PI (Proportional, Integral) έλεγχος.

Το εσωτερικό του 'Period_Calculator' απεικονίζεται στην Εικόνα 4.4.

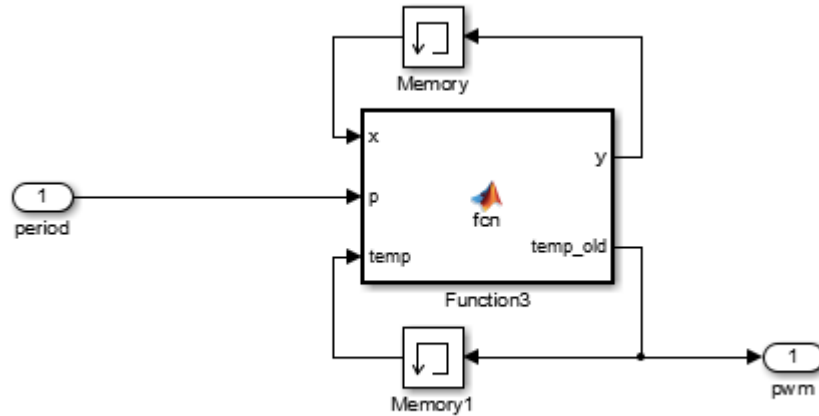


Εικόνα 4.4 ΠΙέλεγχος υλοποιημένος στο *Simulink*.

Ο Διορθωτής της Περιόδου στην περίπτωση του PI ελέγχου λειτουργεί ακριβώς όπως αναπτύχθηκε στην ενότητα 3.1.2.2 της θεωρητικής ανάλυσης. Στην εν λόγω περίπτωση, οι μεταβλητές που καθορίζουν το χρόνο σύγκλισης, την ταλάντωση και την ευστάθεια του συστήματος είναι οι συντελεστές K_P , K_I .

4.1.3 Διάταξη PWM

Η διάταξη της Παλμογεννήτριας Μεταβλητής Περιόδου 'Period_Controlled_PWM' παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.5. Αποτελείται από δυο μνήμες και μια συνάρτηση Matlab (Function3). Ο κώδικας στο εσωτερικό της Function3 αναπτύσσεται αμέσως μετά την εικόνα.



Εικόνα 4.5 Διάταξη παλμογεννήτριας PWM στο Simulink.

```

function [y,temp_old] = fcn(x,p,temp)
double dx;
dx = p/(2*0.00000001);% μετατροπή της περιόδου σε κύκλους ρολογιού
y = x + 1;      % αύξηση του μετρητή σύγκρισης κατά 1
ify >= dx;     % αν έχει περάσει η μισή περίοδος
iftemp == 1    % αλλαγή της κατάστασης εξόδου
temp_old = 0; % και μηδενισμός του μετρητή
else
temp_old = 1; % αλλιώς η κατάσταση παραμένει αναλλοίωτη
end
y = 0;
else          % και ο μετρητής παραμένει αμετάβλητος
temp_old = temp;
end

```

Ο παραπάνω αλγόριθμος λειτουργεί με την ίδια λογική με την οποία λειτουργεί η Παλμογεννήτρια 'PWM' στο μικροεπεξεργαστή που θα χρησιμοποιηθεί παρακάτω.

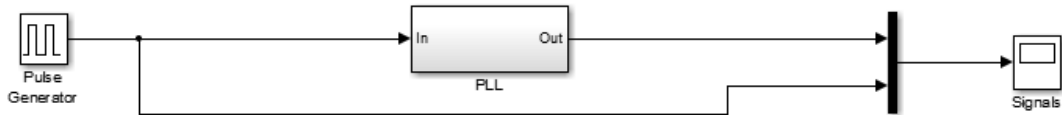
Η περίοδος μετατρέπεται σε κύκλους ρολογιού (π.χ. 100cc), έτσι ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί μετρητής, που να αντιλαμβάνεται πόσο χρονικό διάστημα έχει περάσει. Ο μετρητής ξεκινάει από το μηδέν και μετράει προς τα πάνω μέχρι να γίνει μεγαλύτερος από τη μισή περίοδο. Τότε αλλάζει την τιμή του σήματος εξόδου και μηδενίζεται. Αυτό γίνεται επ' άπειρο.

Η δειγματοληψία του συστήματος είναι ανά 0,00000001 sec, οπότε η περίοδος θα είναι $p = 0,0001$ θα μετατρέπεται σε 1000 κύκλους ρολογιού. Άρα το dx που ισούται με την μισή περίοδο θα πάρει την τιμή 500. Ο μετρητής θα ξεκινάει από το μηδέν, θα αυξάνεται σε κάθε βήμα κατά ένα και όταν γίνει ίσος με 500, θα αλλάζει η έξοδος του συστήματος από HIGH σε LOW ή από LOW σε HIGH και ο μετρητής θα μηδενίζεται. Αυτή η διαδικασία θα εκτελείται συνεχώς.

Έτσι, η έξοδος της Παλμογεννήτριας θα είναι ένα παλμικό σήμα, το οποίο έχει την περίοδο/συχνότητα που έλαβε σαν είσοδο από το Διορθωτή Περίοδου.

4.2 Προσομοιώσεις

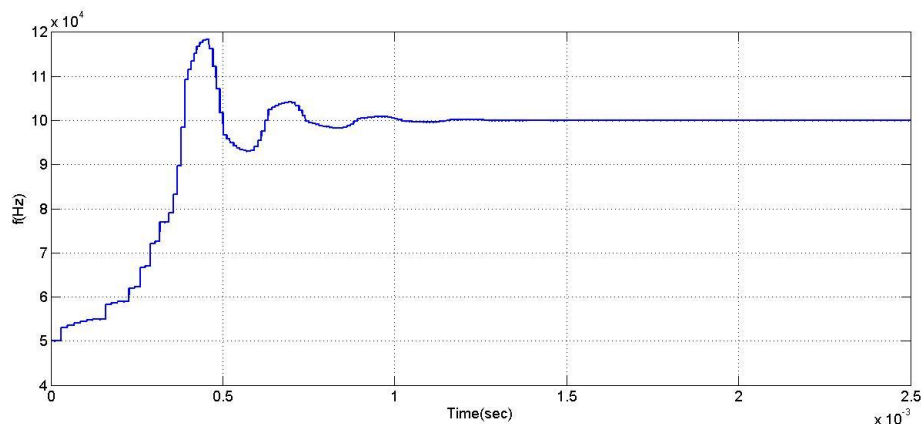
Για να προσδιοριστεί η αποτελεσματικότητα του παραπάνω αλγορίθμου υλοποιήθηκε η προσομοίωση στο πρόγραμμα Matlab/ Simulink που παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.6.



Εικόνα 4.6 Κύκλωμα προσομοιώσεων PLL στο Simulink.

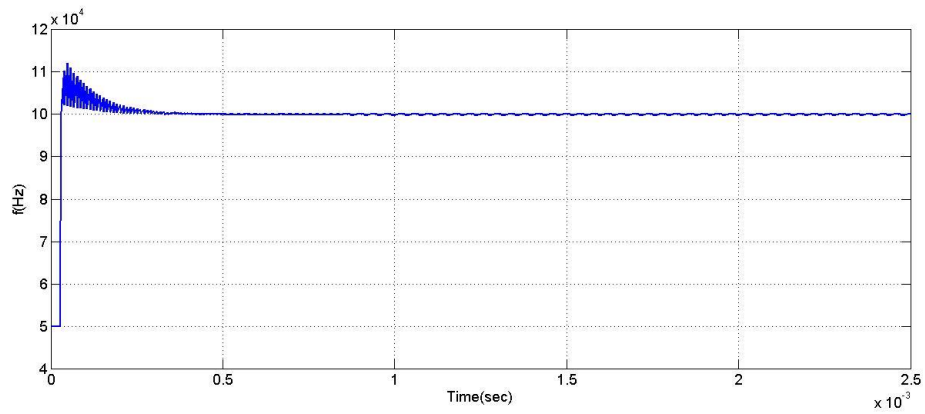
Όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.6 το PLL έχει στην είσοδό του μια εξωτερική παλμογεννήτρια σταθερής συχνότητας. Έχει επίσης συνδεθεί ένας παλμογράφος για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων. Η δειγματοληψία του PLL έχει οριστεί στα 50 MHz και η αρχική του συχνότητα στα 50 kHz.

Η πρώτη προσομοίωση που θα πραγματοποιηθεί, είναι για συχνότητα εξωτερικής παλμογεννήτριας στα 100 kHz. Η προσομοίωση πραγματοποιείται και με τις δυο μεθόδους Διόρθωσης της Περίοδου, με τον αλγόριθμο Σταθερού Βήματος καθώς και με τον PI έλεγχο. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στις Εικόνες 4.7-4.12.



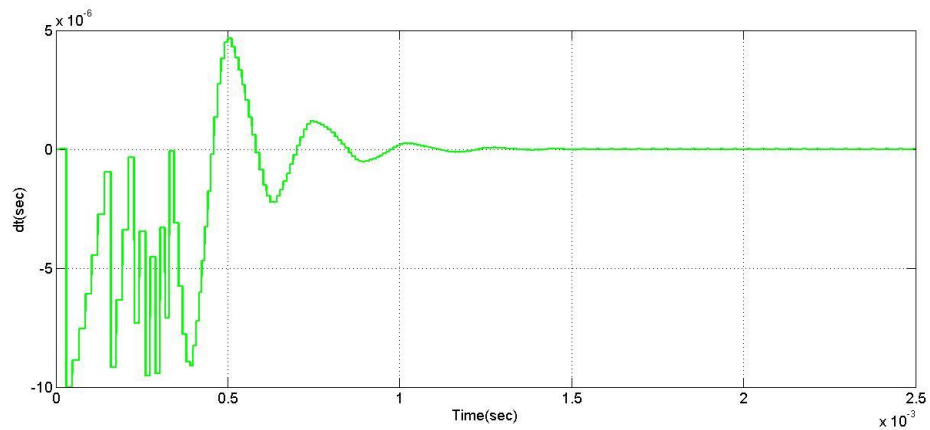
Εικόνα 4.7 Απόκριση συχνότητας εξόδου του PLL με έλεγχο Σταθερού Βήματος.

Στην Εικόνα 4.7 απεικονίζεται η απόκριση της συχνότητας του συστήματος για το πρώτο σύστημα ελέγχου. Η συχνότητα του PLL ξεκινάει από τα 50 kHz και αυξάνεται μέχρι να φτάσει τα 100 kHz, η οποία και είναι η συχνότητα της παλμογεννήτριας στην είσοδό του. Το σύστημα βρίσκει πρακτικά τη συχνότητα γύρω στα 1 ms.

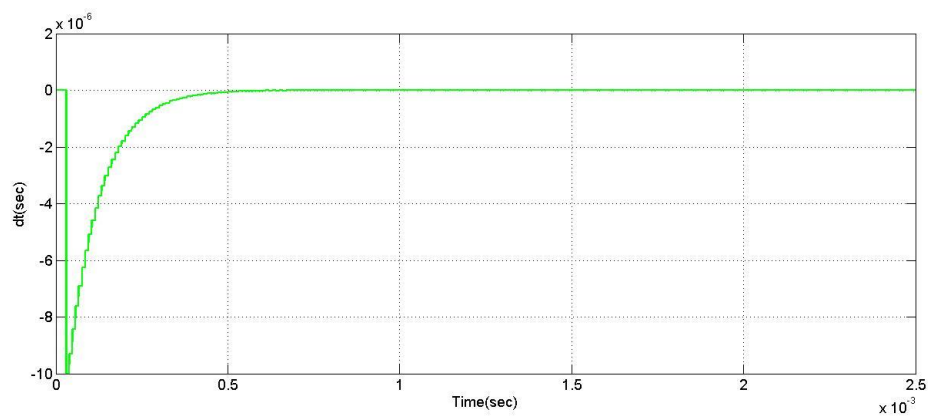


Εικόνα 4.8 Απόκριση συχνότητας εξόδου του PLL με ΠΙ έλεγχο.

Στην Εικόνα 4.8 απεικονίζεται το αποτέλεσμα για τον ΠΙ έλεγχο. Τα αποτελέσματα εδώ είναι καλύτερα, καθώς το σύστημα χρειάζεται για να βρει τη συχνότητα εισόδου γύρω στα 0,25 ms, δηλαδή 4 φορές πιο γρήγορα από την προηγούμενη προσομοίωση.



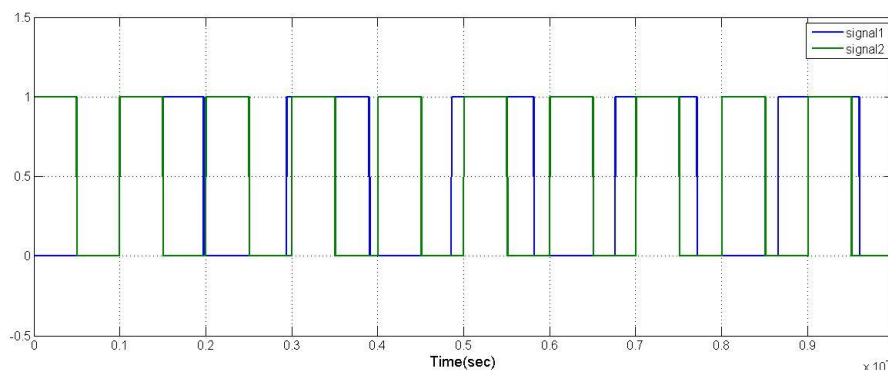
Εικόνα 4.9 Απόκριση διαφοράς φάσης για έλεγχο Σταθερού Βήματος.



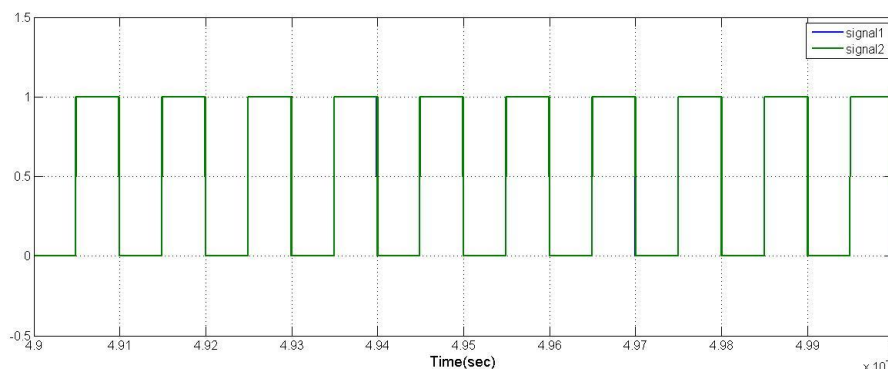
Εικόνα 4.10 Απόκριση διαφοράς φάσης για ΠΙ έλεγχο.

Οι Εικόνες 4.9, 4.10 απεικονίζουν τη διαφορά φάσης dt που υπολογίζει εσωτερικά το σύστημα. Όταν το dt μηδενιστεί, το σύστημά έχει κλειδώσει. Στην Εικόνα 4.9 παρατηρείται ότι το PLL κλειδώνει μετά από 1 ms. Στην Εικόνα 4.10 η διαφορά φάσης έχει μηδενιστεί στα 0,5 ms. Από τα διαγράμματα αυτά εξάγουμε το συμπέρασμα ότι ο PI έλεγχος είναι τουλάχιστον 2 φορές πιο γρήγορος.

Οι Εικόνες 4.11, 4.12 απεικονίζουν τα σήματα εισόδου και εξόδου στην αρχή και στο τέλος των προσομοιώσεων. Τα αποτελέσματα είναι ίδια και για τις δυο μεθόδους ελέγχου της περιόδου. Στην Εικόνα 4.11, που παρουσιάζει την αρχή της προσομοίωσης, παρατηρείται πως τα σήματα είναι τελείως εκτός φάσης, καθώς και πως δεν έχουν την ίδια συχνότητα. Στην Εικόνα 4.12, τα σήματα είναι απολύτως συμφασικά και έχουν την ίδια συχνότητα. Αυτό παρατηρείται από το γεγονός ότι τα σήματα είναι ακριβώς το ένα πάνω στο άλλο και είναι δύσκολο να ξεχωρίσει το ένα από το άλλο.

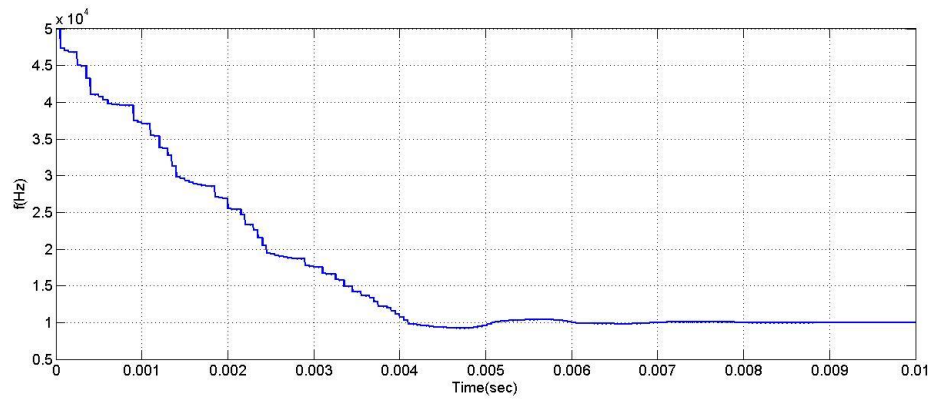


Εικόνα 4.11 Σήματα εισόδου εξόδου κατά την εκκίνηση.

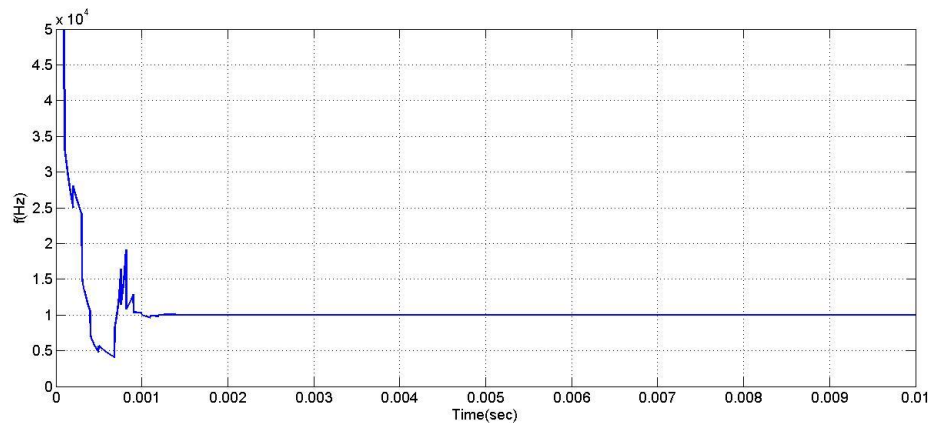


Εικόνα 4.12 Σήματα εισόδου εξόδου μετά από μικρό χρονικό διάστημα.

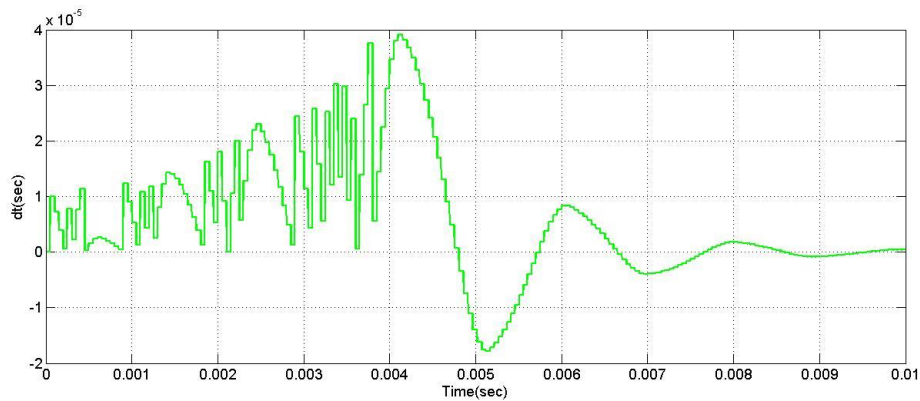
Η δεύτερη προσομοίωση πραγματοποιήθηκε για συχνότητα εξωτερικής παλμογεννήτριας μικρότερη από την αρχική του PLL. Η συχνότητα αυτή ορίστηκε στα 10 kHz. Τα αποτελέσματα και για τα δυο συστήματα ελέγχου παρουσιάζονται στις Εικόνες 4.13-4.18.



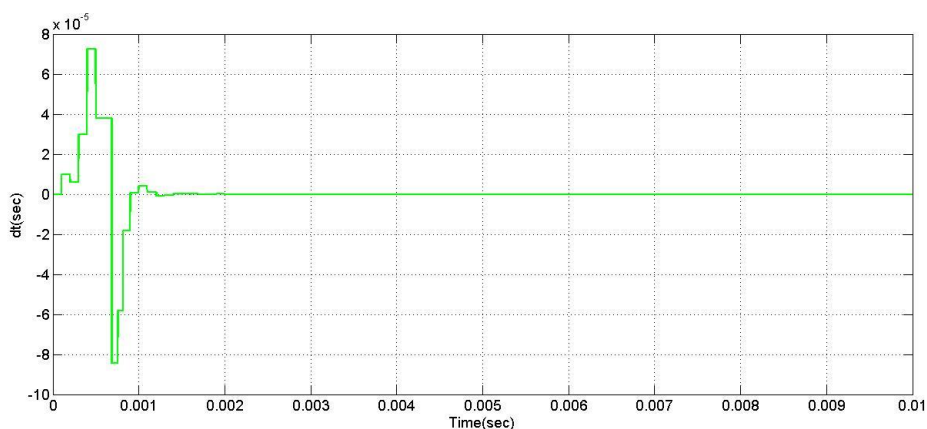
Εικόνα 4.13 Απόκριση συχνότητας εξόδου του PLL για έλεγχο σταθερού βήματος.



Εικόνα 4.14 Απόκριση συχνότητας εξόδου του PLL για ΠΙ έλεγχο.



Εικόνα 4.15 Απόκριση διαφοράς φάσης για έλεγχο σταθερού βήματος.



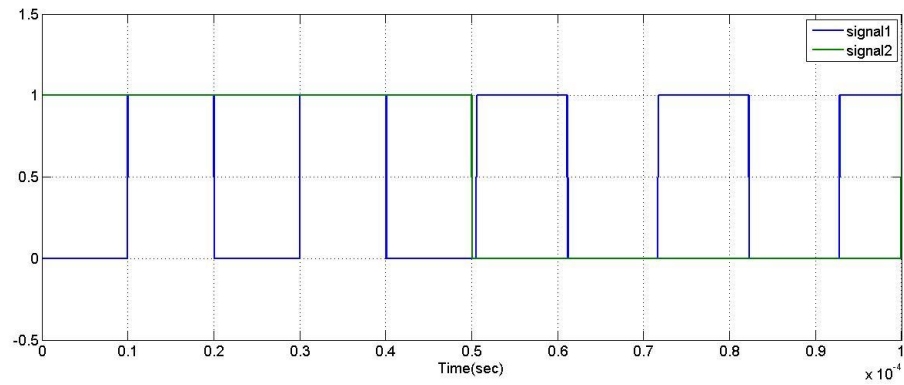
Εικόνα 4.16 Απόκριση διαφοράς φάσης για PIέλεγχο.

Στην Εικόνα 4.13 απεικονίζεται η απόκριση της συχνότητας του συστήματος για τη μέθοδο Σταθερού Βήματος. Η συχνότητα του PLL ξεκινάει από τα 50 kHz και μειώνεται μέχρι να φτάσει τα 10 kHz, η οποία και είναι η συχνότητα της παλμογεννήτριας στην είσοδό του. Το σύστημα βρίσκει πρακτικά τη συχνότητα γύρω στα 5 ms. Παρ' όλα αυτά η διαφορά φάσης dt δεν μηδενίζεται πριν τα 9 ms. Αυτό σημαίνει ότι το σύστημα βρίσκει τη συχνότητα στα 5ms αλλά τα σήματα δεν είναι ακόμα συμφασικά. Έχουν μεταξύ τους μια διαφορά φάσης. Αυτή η διαφορά μηδενίζεται στα 9 ms (Εικόνα 4.15).

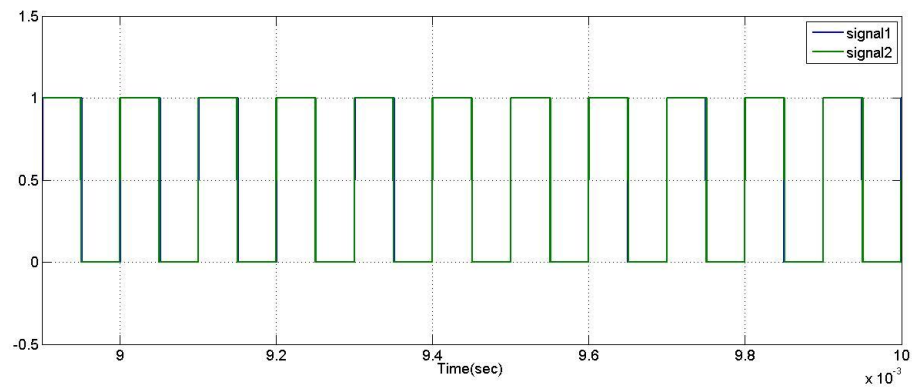
Αντίθετα, με τον PI έλεγχο (Εικόνες 4.14, 4.16), η συχνότητα σταθεροποιείται την ίδια στιγμή που μηδενίζεται η διαφορά φάσης, στο 1 ms. Και σε αυτή την προσομοίωση παρατηρείται ότι ο PI έλεγχος είναι αρκετές φορές γρηγορότερος (περίπου 9 φορές) από τον πρώτο αλγόριθμο. Το συμπέρασμα των προσομοιώσεων είναι ότι ο PI έλεγχος είναι ο πιο αποδοτικός, αλλά θα χρησιμοποιηθούν και οι δυο μέθοδοι για να υπάρχει μέτρο σύγκρισης.

Οι Εικόνες 4.17, 4.18 απεικονίζουν τα σήματα εισόδου και εξόδου. Στην Εικόνα 4.17, που παρουσιάζεται η αρχική κατάσταση της προσομοίωσης, παρατηρείται πως τα σήματα είναι

τελείως εκτός φάσης, καθώς και πως δεν έχουν την ίδια συχνότητα. Αντιθέτως, στην Εικόνα 4.18, τα σήματα είναι απολύτως συμφασικά και έχουν την ίδια συχνότητα.



Εικόνα 4.17 Σήματα εισόδου εξόδου κατά την εκκίνηση.

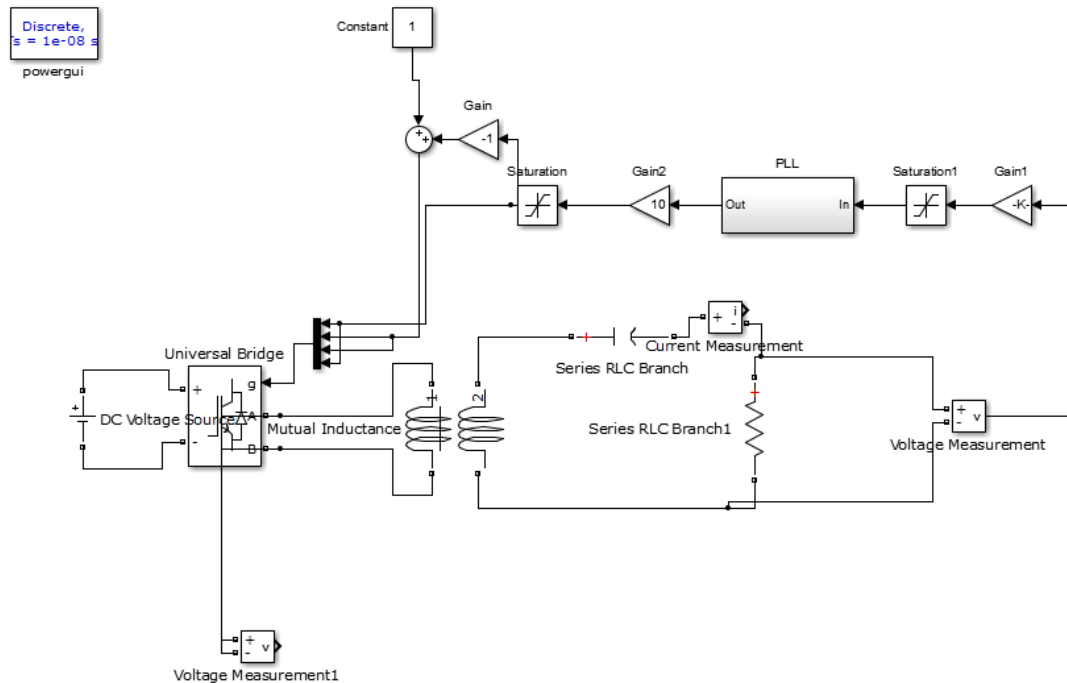


Εικόνα 4.18 Σήματα εισόδου εξόδου μετά από μικρό χρονικό διάστημα.

4.3 Προσομοίωση Ολικού Συστήματος

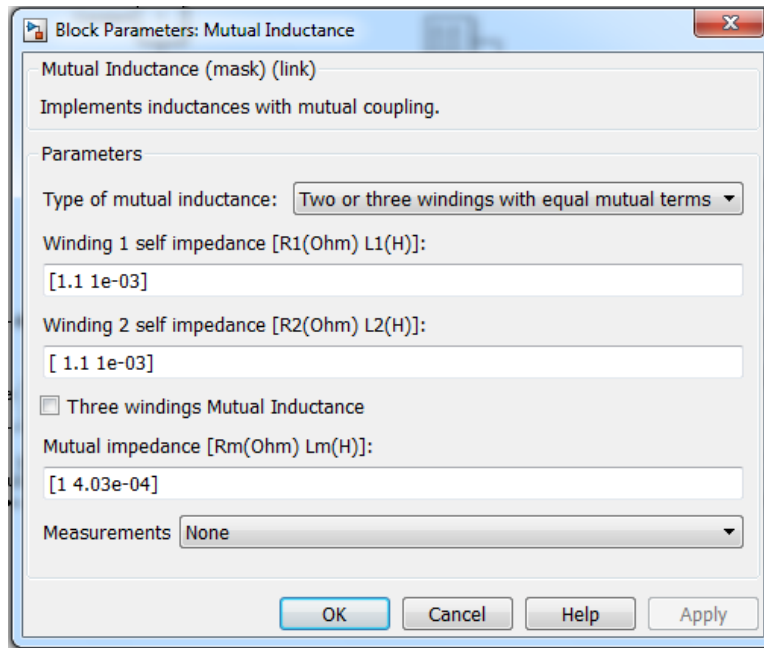
4.3.1 Σύγκριση μεθόδου PI με μέθοδο Σταθερού Βήματος

Στην Εικόνα 4.19 απεικονίζεται το συνολικό κύκλωμα του συστήματος επαγωγικής ισχύος με διάταξη ημιανόρθωσης, όπως σχεδιάστηκε στο Simulink.



Εικόνα 4.19 Ολικό σύστημα προσομοίωσης επαγωγικής φόρτισης με έναν πυκνωτή εν σειρά στο δευτερεύον.

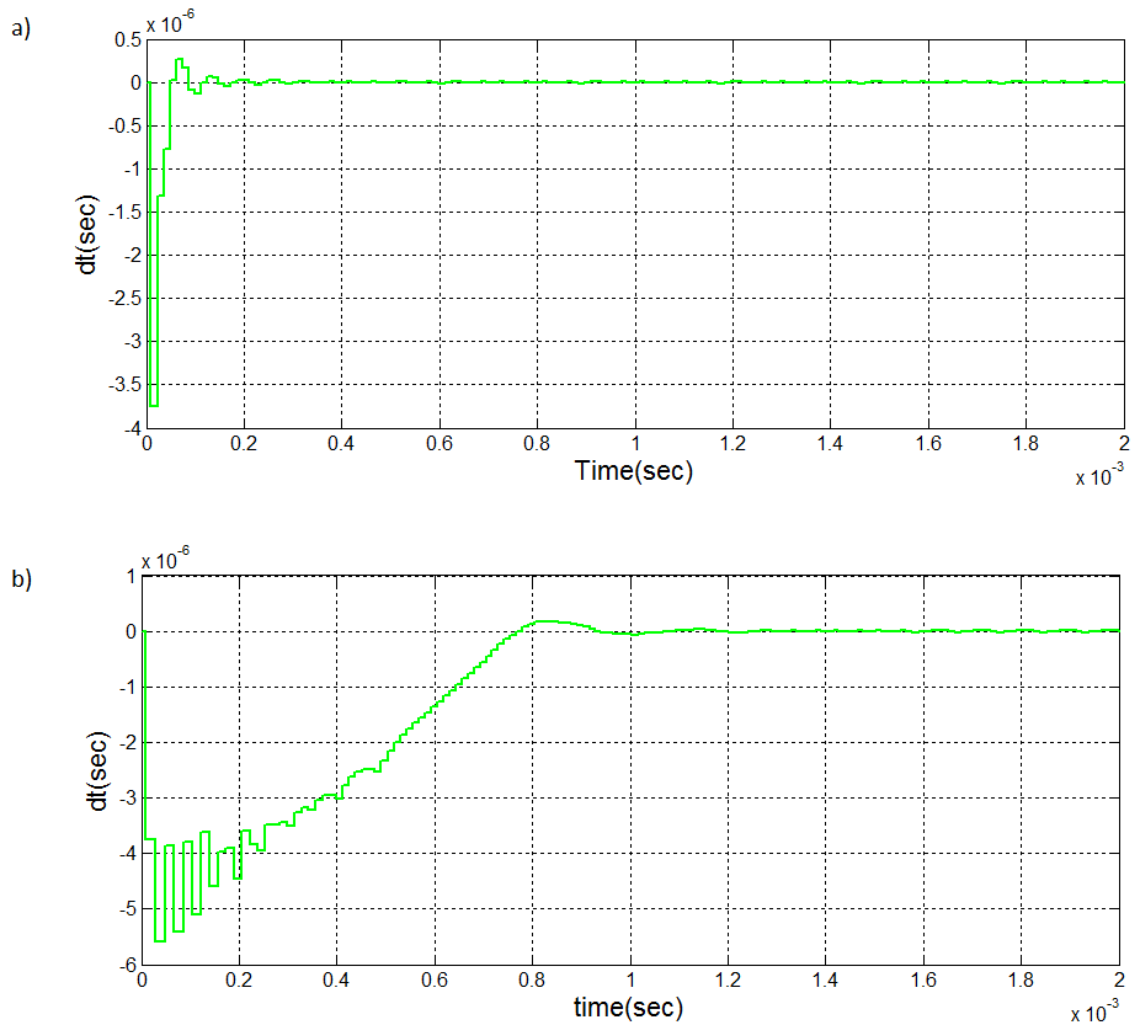
Στο παραπάνω κύκλωμα υπάρχει μια πηγή σταθερής τάσης DC σαν είσοδος, μια ημιανόρθωση γέφυρας που οδηγείται από τους παλμούς του PLL, καθώς και ένας μετασχηματιστής μεγάλου διακένου σε σειρά με έναν πυκνωτή και για φορτίο μία καθαρά ωμική αντίσταση. Η προσομοίωση στο Simulink γίνεται για DC τάση εισόδου $V_{in} = 300V$, πυκνωτή $4,7 \text{ nF}$ και φορτίο 10Ω . Τα χαρακτηριστικά του μετασχηματιστή παρουσιάζονται στην Εικόνα 4.20.



Εικόνα 4.20 Παράμετροι μετασχηματιστή μεγάλου διακένου.

Όπως φαίνεται και παραπάνω τα στοιχεία του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου είναι 1 mH οι επαγωγές πρωτεύοντος και δευτερεύοντος και 40,3 mH η αμοιβαία αλληλεπαγωγή μεταξύ των πηνίων. Τα δεδομένα αυτά έχουν υπολογιστεί από θεωρητικές σχέσεις για διάφορες τιμές του συντελεστή σύζευξης, έτσι ώστε να είναι αρκετά κοντά στις τιμές των πηνίων που κατασκευάστηκαν στο εργαστήριο για την πειραματική μελέτη της διάταξης.

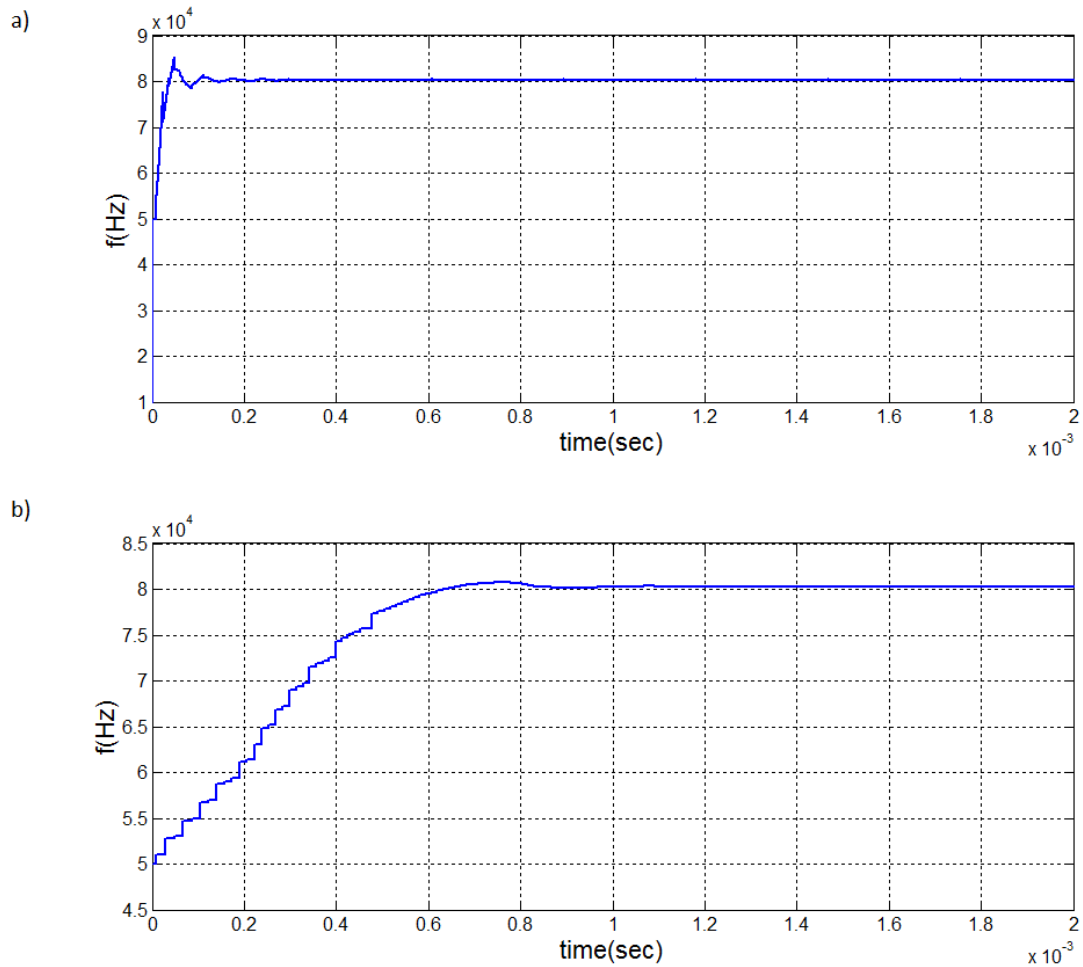
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στις Εικόνες 4.21, 4.22. Εδώ να σημειωθεί ότι οι προσομοιώσεις έχουν υλοποιηθεί και με τις δυο προαναφερθείσες μεθόδους διόρθωσης του σφάλματος. Η αρχική συχνότητα του συστήματος έχει οριστεί στα 50 kHz.



Εικόνα 4.21 Απόκριση διαφοράς φάσης a) με τη μέθοδο του PI, b) με τη μέθοδο του Σταθερού Βήματος.

Στην Εικόνα 4.21b) απεικονίζεται η διαφορά φάσης μεταξύ του σήματος εισόδου και του σήματος εξόδου κατά την υλοποίηση με τη μέθοδο του Σταθερού Βήματος. Στην Εικόνα 4.21a) απεικονίζεται η διαφορά φάσης κατά την υλοποίηση με την μέθοδο του PI.

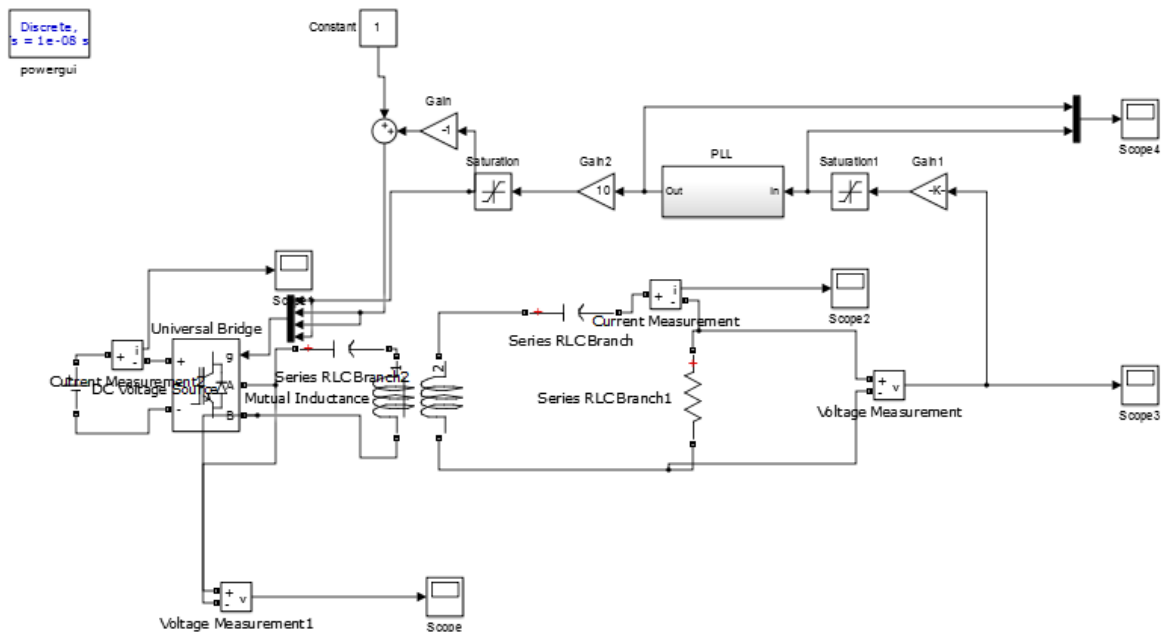
Από την Εικόνα 4.21 συμπεραίνουμε ότι η μέθοδος Σταθερού Βήματος, η οποία κλειδώνει στο 1 msec, είναι αρκετά πιο αργή από τη μέθοδο PI, που κλειδώνει στα 0,2 msec. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ο αλγόριθμος Σταθερού Βήματος έχει ομαλότερες μεταβάσεις στη διόρθωση της συχνότητας λειτουργίας, όπως συμπεραίνεται από τα διαγράμματα απόκρισης της συχνότητας του κυκλώματος που παρουσιάζονται στην Εικόνα 4.22.



Εικόνα 4.22 Απόκριση συχνότητας εξόδου του PLL a) με τη μέθοδο του PI, b) με τη μέθοδο Σταθερού Βήματος.

4.3.2 Προσομοίωση S-S (Σύγκριση S με SS)

Το κύκλωμα προσομοίωσης για σύστημα με δύο πυκνωτές εν σειρά (έναν στο πρωτεύον και έναν στο δευτερεύον), είναι ίδιο με το κύκλωμα της προηγούμενης προσομοίωσης με την επιπλέον πρόσθεση ενός πυκνωτή εν σειρά στο πρωτεύον τύλιγμα. Το κύκλωμα αυτό απεικονίζεται στην Εικόνα 4.23. Όλες οι παράμετροι του κυκλώματος έχουν παραμείνει ίδιες με την προηγούμενη προσομοίωση. Επιπλέον, οι δυο πυκνωτές στο πρωτεύον και στο δευτερεύον έχουν την ίδια τιμή 4,7 nF.

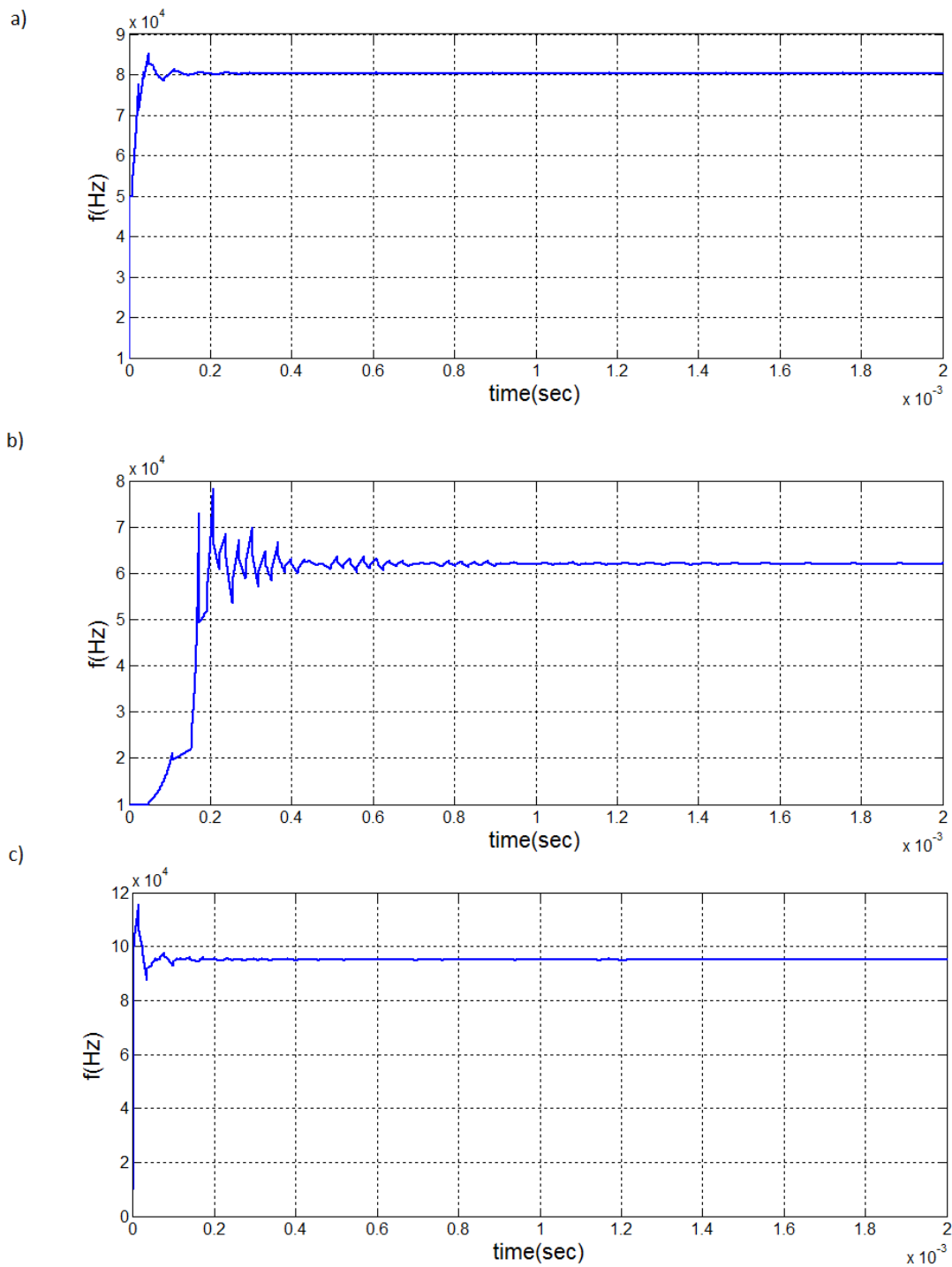


Εικόνα 4.23 Ολικό σύστημα προσομοίωσης επαγωγικής φόρτισης με δυο πυκνωτές αντιστάθμισης.

Όπως προαναφέρθηκε και στο Κεφάλαιο 2.3 η διάταξη με τους δύο πυκνωτές έχει δύο σημεία συντονισμού. Η μέγιστη συχνότητα συντονισμού μπορεί να βρεθεί εκτελώντας κανονικά την προσομοίωση από οποιαδήποτε αρχική συχνότητα. Στη συγκεκριμένη περίπτωση ορίστηκε σαν αρχική συχνότητα του κυκλώματος τα 10 kHz.

Για να βρεθεί η ελάχιστη συχνότητα συντονισμού θα πρέπει να αντιστραφεί στο κύκλωμα της Εικόνας 4.2, ένα από τα εναύσματα ‘triggers’ από θετικά ακμοπυροδότητο σε αρνητικά ακμοπυροδότητο. Με άλλα λόγια, το έναυσμα πρέπει να ενεργοποιείται όταν η κατάσταση του γίνεται HIGH ->LOW αντί για LOW ->HIGH που ήταν ρυθμισμένο στις προηγούμενες προσομοιώσεις. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι τα δύο σήματα είναι ανεστραμμένα μεταξύ τους αλλά συμφασικά, δηλαδή έχουν διαφορά φάσης 180° . Θα θεωρούνται όμως συμφασικά καθώς το κύκλωμα στο σημείο αυτό λειτουργίας παρουσιάζει τοπικό μέγιστο στην ισχύ, άρα πρακτικά συντονίζεται.

Στην Εικόνα 4.24 παρουσιάζονται οι προσομοιώσεις για τρεις διαφορετικές περιπτώσεις. Στην πρώτη, για μονό πυκνωτή εν σειρά στο δευτερεύον, στη δεύτερη, για δύο πυκνωτές εν σειρά, ψάχνοντας την χαμηλή συχνότητα συντονισμού, και στην τρίτη, για δύο πυκνωτές εν σειρά, ψάχνοντας την υψηλή συχνότητα συντονισμού.

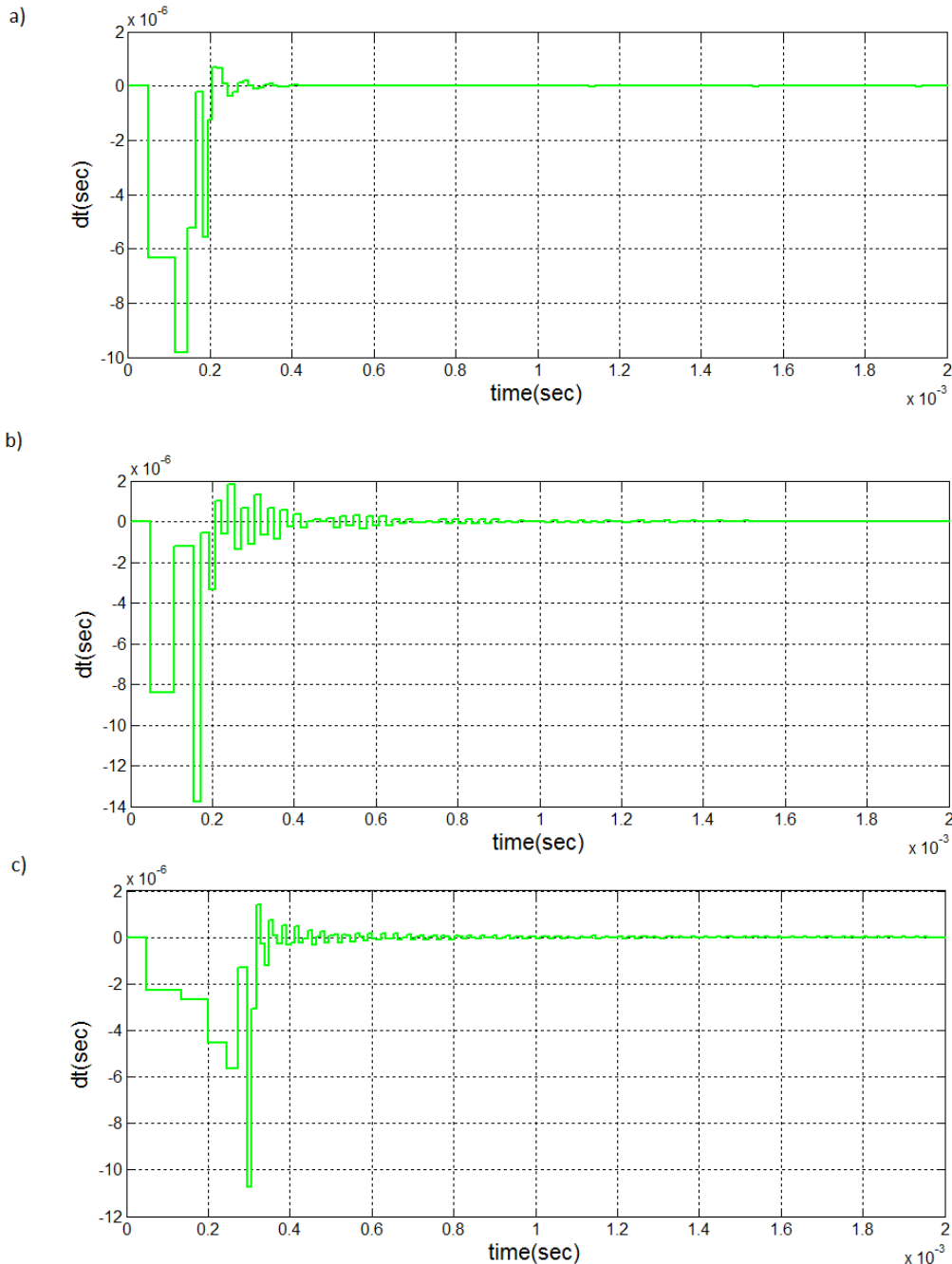


Εικόνα 4.24 Απόκριση συχνότητας λειτουργίας συστήματος με *a)* αντιστάθμιση ενός πυκνωτή εν σειρά στο δευτερεύον, *b)* αντιστάθμιση δυο πυκνωτών εν σειρά με αναζήτηση της χαμηλής συχνότητας συντονισμού, *c)* αντιστάθμιση δυο πυκνωτών εν σειρά με αναζήτηση της υψηλής συχνότητας συντονισμού.

Στην Εικόνα 4.24 παρουσιάζονται οι αποκρίσεις της συχνότητας για τις τρεις διαφορετικές περιπτώσεις που προαναφέρθηκαν.

Στην πρώτη περίπτωση (a), του κυκλώματος με ένα μόνο πυκνωτή στο δευτερεύον, το κύκλωμα συντονίζεται περίπου στα 80 kHz. Για το κύκλωμα αυτό η συχνότητα αυτή είναι η μόνη συχνότητα συντονισμού.

Στις περιπτώσεις (b), (c), των δυο πυκνωτών εν σειρά, το κύκλωμα συντονίζεται στα 62,5 kHz (b) και στα 95 kHz (c). Άρα στην περίπτωση αυτή υπάρχουν δυο συχνότητες μηδενισμού της διαφοράς φάσης μεταξύ των σημάτων εισόδου και εξόδου.



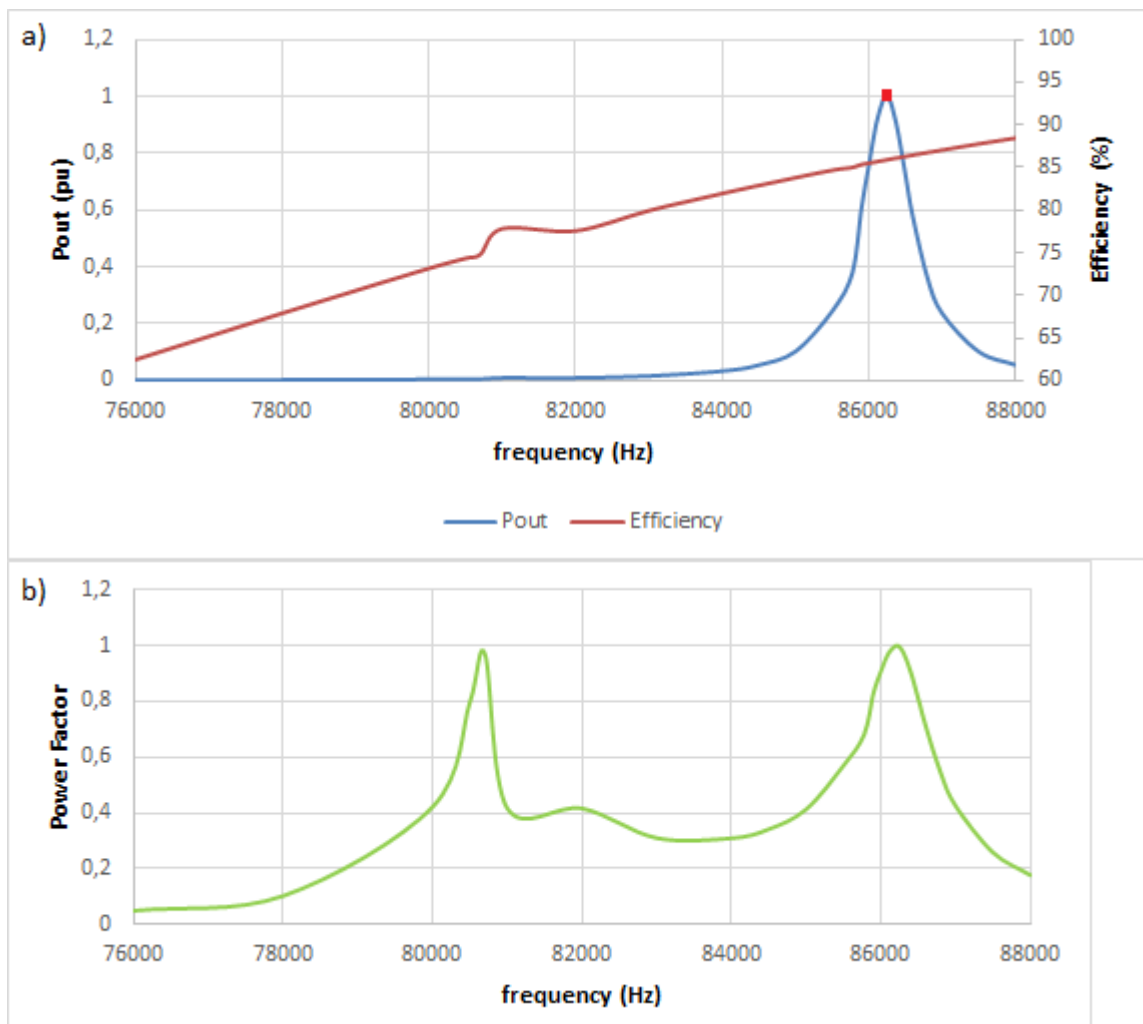
Εικόνα 4.25 Απόκριση διαφοράς φάσης για a) αντιστάθμιση ενός πυκνωτή εν σειρά στο δευτερεύον, b) αντιστάθμιση δυο πυκνωτών εν σειρά με αναζήτηση της χαμηλής συχνότητας συντονισμού, c) αντιστάθμιση δυο πυκνωτών εν σειρά με αναζήτηση της υψηλής συχνότητας συντονισμού.

Στην Εικόνα 4.25 παρουσιάζονται οι αποκρίσεις της διαφοράς φάσης για τις τρεις περιπτώσεις που εξετάζονται. Οι αποκρίσεις αυτές είναι πανομοιότυπες.

4.3.3 Καμπύλες Ισχύος

Στην παρούσα ενότητα θα παρουσιαστούν προσομοιώσεις που υλοποιήθηκαν για την καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας του συστήματος με βάση την ισχύ εξόδου του. Με τις προσομοιώσεις αυτές θα γίνει πιο κατανοητό γιατί επιλέγονται οι προαναφερθείσες διατάξεις, καθώς και ο λόγος που επιλέγονται τα εν λόγω σημεία λειτουργίας ως βέλτιστα.

Η πρώτη προσομοίωση, πραγματοποιείται για τη διάταξη με τον ένα εν σειρά πυκνωτή στο δευτερεύον τύλιγμα. Στην Εικόνα 4.26 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, τα οποία έχουν μετατραπεί όλα σε ανά μονάδα κλίμακα.



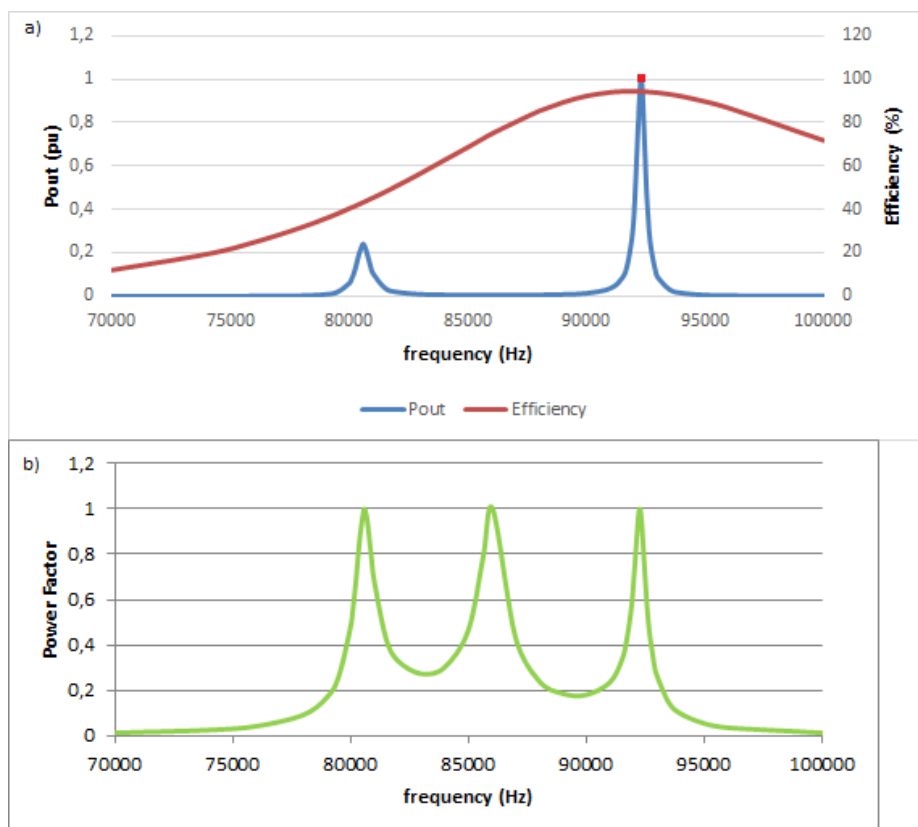
Εικόνα 4.26 α) Καμπύλες Ισχύος/Απόδοσης, β) Συντελεστή Ισχύος για αντιστάθμιση με ένα πυκνωτή

Στην Εικόνα 4.26a) απεικονίζεται η καμπύλη της ισχύος του κυκλώματος, συναρτήσει της συχνότητας λειτουργίας του ($P_{out}-f$), η οποία συνάδει με τα θεωρητικά αποτελέσματα παραπάνω. Στην ίδια εικόνα, υπάρχει και η καμπύλη της αποδοτικότητας του συστήματος ($n = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}$).

Στην Εικόνα 4.26b) απεικονίζεται η καμπύλη του συντελεστή ισχύος για το ίδιο κύκλωμα, συναρτήσει της συχνότητας λειτουργίας.

Με κόκκινη τελεία, αναπαρίσταται στην εικόνα αυτή το σημείο κλειδώματος του PLL. Το σημείο αυτό είναι το σημείο με τη μέγιστη ισχύ εξόδου, καθώς επίσης και πολύ κοντά στο σημείο μέγιστου συντελεστή ισχύος. Ο συντελεστής ισχύος μεγιστοποιείται ελάχιστα πιο πριν, προσεγγίζοντας το 0,99. Στην τοπολογία αυτή, η απόδοση του συστήματος έχει αρκετά χαμηλές τιμές. Αυτό οφείλεται στην έλλειψη αντιστάθμισης από την πλευρά του πρωτεύοντος. Υπάρχει και δεύτερο σημείο μεγιστοποίησης του συντελεστή ισχύος όπως φαίνεται από την Εικόνα 4.26b, αλλά στο σημείο λειτουργίας εκείνο, η ισχύς εξόδου του κυκλώματος είναι πρακτικά μηδενική, οπότε απορρίπτεται.

Το πρόβλημα αυτό λύνεται τοποθετώντας ακόμη έναν πυκνωτή ίδιας τιμής εν σειρά στο πρωτεύον. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για την τοπολογία αυτή παρουσιάζονται στην Εικόνα 4.27.



Εικόνα 4.27 α) Καμπύλες Ισχύος/Απόδοσης, β) Συντελεστή Ισχύος για αντιστάθμιση με δυο πυκνωτές

Στην Εικόνα 4.27a) απεικονίζεται η ισχύς στο δευτερεύον του κυκλώματος, συναρτήσει της συχνότητας λειτουργίας. Παρατηρούμε ότι πλέον υπάρχουν δυο συχνότητες συντονισμού για το κύκλωμα όπως ήταν αναμενόμενο από την θεωρητική ανάλυση που έχει προηγηθεί. Στην ίδια εικόνα παρουσιάζεται και η καμπύλη της απόδοσης του συστήματος.

Στην Εικόνα 4.27b) απεικονίζεται ο συντελεστής ισχύος του κυκλώματος, συναρτήσει της συχνότητας.

Στην περίπτωση της εν λόγω τοπολογίας, ο συντελεστής ισχύος γίνεται σχεδόν ίσος με τη μονάδα σε τρεις περιπτώσεις. Στην πρώτη περίπτωση, το κύκλωμα βρίσκεται σε συντονισμό, αλλά η ισχύς εξόδου του απέχει πολύ από τη μέγιστη δυνατή τιμή της και η απόδοση του συστήματος είναι αρκετά χαμηλή. Στη δεύτερη περίπτωση, η ισχύς εξόδου είναι σχεδόν μηδενική. Στην τρίτη περίπτωση όμως μεγιστοποίησης του συντελεστή ισχύος, υπάρχει και μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου (συντονισμός), καθώς και της απόδοσης του συστήματος η οποία αγγίζει το 100%.

Αυτή θα είναι και η επιθυμητή κατάσταση λειτουργίας του συστήματος, όπως απεικονίζεται με κόκκινη κουκίδα, στην Εικόνα 4.27a). Το PLL όντως αναγνωρίζει την κατάσταση λειτουργίας αυτή και κλειδώνει πάνω στη συχνότητα αυτή με μεγάλη ακρίβεια.

Συμπέρασμα των δυο παραπάνω προσομοιώσεων είναι ότι χρησιμοποιώντας δυο πυκνωτές για αντιστάθμιση στο πρωτεύον και δευτερεύον της διάταξης, καταλήγουμε σε καλύτερο σημείο λειτουργίας. Το μειονέκτημα της διάταξης αυτής είναι η μεγαλύτερη προσοχή που χρειάζεται στον προγραμματισμό του DSP ώστε να μην προκαλείται πρόβλημα από τη δεύτερη συχνότητα συντονισμού.

Κεφάλαιο 5. Προγραμματισμός DSP

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται και αναλύεται ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για τη λειτουργία του DSP. Θα χρησιμοποιηθούν δυο διαφορετικοί αλγόριθμοι για τον υπολογισμό το βήματος διόρθωσης της περιόδου, όπως έγινε και στις προσομοιώσεις.

Το DSP που χρησιμοποιήθηκε, είναι κατασκευασμένο από την εταιρεία Microchip με το όνομα dsPIC33EP512MU810. Ο μικροεπεξεργαστής είναι τοποθετημένος πάνω σε πλακέτα της Microelectronica με όνομα EasyPIC.vol.7.

Τα χαρακτηριστικά της πλακέτας είναι:

dsPIC33EP512MU810: μέχρι 70 MIPS ταχύτητα CPU, 512 Kbytes μνήμη για προγραμματισμό (flash), 52 Kbytes μνήμη για δεδομένα. Περιλαμβάνει 1 USB 2.0 OTG, 83 I/O ακροδέκτες γενικής χρήσης, 9 16-bit χρονομετρητές, 2 μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό 'ADC'(32 κανάλια), 4 UARTs, εσωτερικούς ταλαντωτές 7.37 MHz και 32 kHz, εσωτερικό ρολόι πραγματικού χρόνου (RTC), 2 I2C, 4 SPI και 2 CAN ελεγκτές. Επίσης περιλαμβάνει 3 αναλογικούς συγκριτές, 12 παλμογεννήτριες PWM για οδήγηση κινητήρων, 2 QEI και λογισμικό για προγραμματισμό και εντοπισμό σφαλμάτων 'debugging'.

Το πρόγραμμα στο οποίο συντάχθηκε ο κώδικας είναι το MPLABXIDE v2.10 της Microchip.

Τέλος, ο μεταγλωττιστής που χρησιμοποιήθηκε για τον προγραμματισμό του DSP είναι ο xc16 - v1.21.

5.1 Ρολόι Επεξεργαστή

Το πιο σημαντικό χαρακτηριστικό του επεξεργαστή είναι η ταχύτητα εκτέλεσης των εντολών του, δηλαδή η ταχύτητα του ρολογιού του. Ο συγκεκριμένος επεξεργαστής έχει 8 διαφορετικές δυνατές επιλογές για την πηγή του ρολογιού.

1. Fast RC Oscillator with Divide by N (FRCDIVN)

Εσωτερικός ταλαντωτής διαιρεμένος κατά έναν ακέραιο αριθμό. Αυτός ο εσωτερικός ταλαντωτής έχει μέγιστη λειτουργία στα 8 MHz και επειδή η μικρότερη διαίρεση είναι 1:1, η μέγιστη ταχύτητα σε αυτή την λειτουργία είναι τα 8 MHz.

2. Fast RC Oscillator with Divide by 16 (FRCDIV16)

Εσωτερικός ταλαντωτής διαιρεμένος κατά 16. Αυτή η λειτουργία είναι ίδια με την παραπάνω, μόνο που η κλίμακα είναι σταθερή στο 1:16.

3. Low-Power RC Oscillator (LPRC)

Εσωτερικός ταλαντωτής μειωμένης ισχύος. Αυτή η επιλογή του ρολογιού είναι πολύ χρήσιμη όταν είναι αναγκαία η χαμηλή κατανάλωση, όπως για παράδειγμα κατά λειτουργία του κυκλώματος τροφοδοτούμενο από μπαταρία.

4. Secondary Oscillator (SOSC)

Δευτερεύον εξωτερικός ταλαντωτής. Μπορεί να συνδεθεί στην πλακέτα και δεύτερος εξωτερικός ταλαντωτής μετά τον πρώτο, αν επιθυμείται να υπάρχει μεγάλο περιθώριο επιλογής.

5. Primary Oscillator with PLL (XTPLL, HSPLL, ECPLL)

Πρωτεύον εξωτερικός ταλαντωτής με επιτάχυνση από PLL. Η λειτουργία αυτή επιτρέπει ταχύτητες από 7.5-60 MHz.

6. Primary Oscillator (XT, HS, EC)

Πρωτεύον εξωτερικός ταλαντωτής. Στην πλακέτα της Microelectronica που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του πειράματος, είναι συνδεδεμένος ήδη ταλαντωτής 8 MHz ο οποίος δεν μπορεί να αποσυνδεθεί. Οπότε αυτή η λειτουργία ρολογιού έχει πάντα ταχύτητα 8 MHz.

7. Fast RC Oscillator with PLL (FRCPLL)

Εσωτερικός ταλαντωτής με επιτάχυνση από PLL. Και σε αυτή την λειτουργία, όπως και στον πρωτεύον εξωτερικό ταλαντωτή με PLL, η ταχύτητα ρολογιού κυμαίνεται στα 7.5-60 MHz.

8. Fast RC Oscillator (FRC)

Εσωτερικός ταλαντωτής με σταθερή ταχύτητα λειτουργίας στα 8 MHz. Αυτός ο ταλαντωτής επιδέχεται αλλαγή στην ταχύτητά του μόνο κατά ένα μικρό ποσοστό, 7.5-8.5 MHz.

Στην εν λόγω εφαρμογή θα επιλεγεί η 5^η επιλογή, του εξωτερικού πρωτεύοντος ταλαντωτή με επιτάχυνση, καθώς χρειάζεται μεγάλη ταχύτητα πράξεων. Προτιμήθηκε ο εξωτερικός ταλαντωτής από τον εσωτερικό (FRC), για τον απλό λόγο ότι ο εξωτερικός είναι ανεξάρτητος από την θερμοκρασία του επεξεργαστή, ενώ ο εσωτερικός είναι ευάλωτος σε αλλαγές της θερμοκρασίας λειτουργίας.

5.1.1 Αρχικοποιήσεις

Το πρώτο κομμάτι κώδικα που θα μελετηθεί, είναι οι αρχικοποιήσεις που πρέπει να γίνουν ώστε ο επεξεργαστής να εκκινήσει σωστά τη λειτουργία του. Αυτές οι εντολές παρουσιάζονται παρακάτω και βρίσκονται πριν το κυρίως πρόγραμμα.

```
// Επιλογή εσωτερικούFRC
```

```
_FOSCSEL(FNOSC_FRC&IESO_OFF&FWDTEN_OFF);
```

```
// Ενεργοποίηση Δυνατότητας Αλλαγής Ρολογιού και ρύθμιση του POSC σε λειτουργία XT
```

```
_FOSC(FCKSM_CSECMD & OSCIOFNC_OFF &POSCMD_XT);
```

```
//Επιλογή Επικοινωνίας με Υπολογιστή από τα PGEC1/PGED1, απενεργοποίηση του JTAG
```

```
_FICD(ICS_PGDI &JTAGEN_OFF)
```

FNOSC_FRC

Χρησιμοποιεί για την εκκίνηση του επεξεργαστή τον εσωτερικό ταλαντωτή FRC.

IESO_OFF

Ξεκινά την συσκευή με τον ταλαντωτή που έχει εισάγει ο χρήστης.

FWDTEN_OFF

Ο χρονοδιακόπτης ‘Watchdog’ ενεργοποιείται και απενεργοποιείται μέσω κώδικα (σε αντίθετη περίπτωση λειτουργεί συνεχώς). Το watchdog είναι ένας χρονομετρητής ο οποίος χρησιμοποιείται για να κάνει επανεκκίνηση τον επεξεργαστή σε περίπτωση σφάλματος. Ο επεξεργαστής μηδενίζει το watchdog ανά κάποια τακτά χρονικά διαστήματα. Αν το watchdog δεν μηδενιστεί και φτάσει στη μέγιστη τιμή του, τότε ο επεξεργαστής επανεκκινείται μόνος του για να ξεπεράσει το σφάλμα που υπήρξε.

FCKSM_CSECMD

Ενεργοποίηση της δυνατότητας αλλαγής ρολογιού (clock-switching is enabled).

Απενεργοποίηση του ρολογιού ασφαλείας (Fail-safe Clock Monitor is disabled).

Η λειτουργία της ασφάλειας αυτής είναι όταν ο εξωτερικός ταλαντωτής (primary oscillator) πάψει να λειτουργεί ή υπάρξει σφάλμα, να αλλάζει αυτόματα και να χρησιμοποιεί τον εσωτερικό ταλαντωτή (FRC).

OSCIOFNC_OFF

Η έξοδος OSC2 είναι πλέον ένας ακροδέκτης γενικής χρήσης (GPIO). Σε αντίθετη περίπτωση (OSCIOFNC_ON), το OSC2 είναι έξοδος του ρολογιού. Θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί αυτή η επιλογή αν χρειάζεται εξακρίβωση της ταχύτητα του ρολογιού του επεξεργαστή.

POSCMD_XT

Ο εξωτερικός ταλαντωτής (primary oscillator) ρυθμίστηκε σε XT λειτουργία, δηλαδή λειτουργία μεσαίας ταχύτητας.

ICS_PGD1

Ο επεξεργαστής ρυθμίστηκε να επικοινωνεί και να προγραμματίζεται μέσω των PGED1, PGEC1.

JTAGEN_OFF

Απενεργοποίηση της λειτουργίας JTAG, το οποίο είναι ένας δεύτερος τρόπος προγραμματισμού της συσκευής, καθώς θα χρησιμοποιηθεί προγραμματισμός μέσω ICS (PGED1, PGEC1).

5.1.2 Ρύθμιση Ταχύτητας Ρολογιού

Το δεύτερο κομμάτι κώδικα είναι οι πρώτες εντολές που χρησιμοποιούνται μόλις ανοίξει το κυρίως πρόγραμμα και υλοποιούν τη ρύθμιση της ταχύτητας του ρολογιού και την επιλογή της πηγής του.

```
// Ρύθμιση των παραμέτρων M, N1, N2
```

```
PLLFBD=58; // M=60
```

```
CLKDIVbits.PLLPOST=0; // N2=2
```

```
CLKDIVbits.PLLPRE=0; // N1=2
```

```
// F = Fin*(M/(N1*N2))=8MHz*50/4=120MHz
```

```
// Έναρξη αλλαγής του Ρολογιού σε πρωτεύοντα ταλαντωτή με PLL (NOSC=0b011)
```

```
__builtin_write_OSCCONH(0x03);
```

```
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON | 0x01); //Επιλογή XT λειτουργίας
```

```
// Αναμονή μέχρι την πραγματοποίηση της αλλαγής του ρολογιού
```

```
while(OSCCONbits.COSC!= 0b011);

// Αναμονή μέχρι το κλείδωμα του PLL

while (OSCCONbits.LOCK!= 1);
```

Οι πρώτες τρεις γραμμές κώδικα ρυθμίζουν τη ταχύτητα του ρολογιού. Ο τύπος που υπολογίζει τη συχνότητα του ταλαντωτή είναι:

$$F_{osc} = F_{IN} \left(\frac{M}{N_1 * N_2} \right) = 8kHz \left(\frac{60}{2 * 2} \right) = 120kHz$$

Όπου:

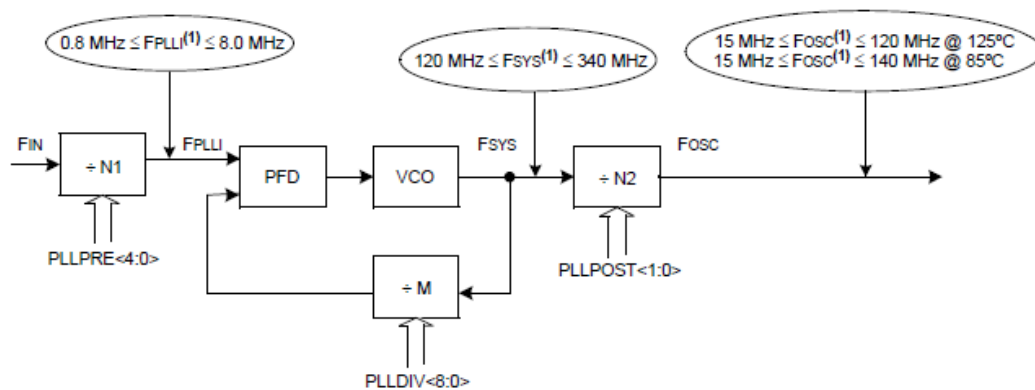
$$N_1 = PLLPRE + 2$$

$$N_2 = 2 * (PLLPOST + 1)$$

$$M = PLLFBD + 2$$

$$F_{IN} = 8kHz \text{ (default)}$$

Το διάγραμμα του εν λόγω PLL παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.1. Είναι πολύ σημαντικό να σημειωθεί ότι η μέγιστη συχνότητα του PLL υπό κανονικές συνθήκες βρίσκεται στα 50 MHz. Παρ' όλα αυτά μπορεί να φτάσει και μεγαλύτερες ταχύτητες, αλλά στην περίπτωση αυτή πρέπει να προστεθεί επιπλέον σύστημα ψύξης για τον επεξεργαστή.



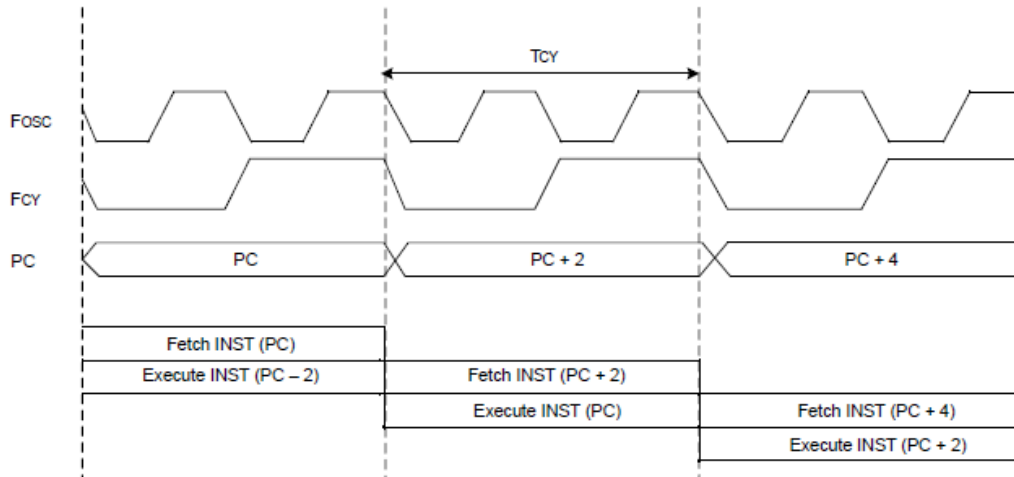
Note 1: This frequency range must be met at all times.

Εικόνα 5.1 Υπολογισμός ταχύτητας ρολογιού επεξεργαστή

Επομένως η συχνότητα του ρολογιού είναι:

$$F_{CY} = \frac{F_{osc}}{2} = 60 \text{ MHz}$$

Η σύνδεση μεταξύ Fosc-Fcy και του τρόπου απόκτησης/εκτέλεσης των εντολών απεικονίζεται στην Εικόνα 5.2.



Εικόνα 5.2 Διάγραμμα απόκτησης/εκτέλεσης εντολών

Η εντολή

```
__builtin_write_OSCCONH(0x03);
```

θέτει τον καταχωρητή OSCCONbits.COSC = 0b011, που μεταφράζεται σε επιλογή, για το ρολόι, του εξωτερικού ταλαντωτή με επιτάχυνση από PLL (Primary oscillator with PLL boost).

Θέτει επίσης τον καταχωρητή OSCCONbits.NOSC = 0b001. Η επιλογή αυτή ορίζει ως δευτερεύουσα πηγή του ρολογιού τον εσωτερικό ταλαντωτή FRC.

Η εντολή

```
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON | 0x01);
```

θέτει τον καταχωρητή OSCCONbits.CLKLOCK = 0b1, που ολοκληρώνει το κλείδωμα της πηγής του ρολογιού στην επιλογή που έγινε παραπάνω.

Επίσης γίνεται μηδενισμός του bitOSCCONbits.LPOSCEN = 0b0, το οποίο απενεργοποιεί τη δευτερεύουσα πηγή του ρολογιού. Με άλλα λόγια, υπάρχει μόνο μία επιλογή για την πηγή του ρολογιού, με αποτέλεσμα αν αυτή η πηγή έχει κάποιο πρόβλημα, ο επεξεργαστής να τερματίσει τη λειτουργία του.

Οι δυο τελευταίες γραμμές του κώδικα

```
while (OSCCONbits.COSC!= 0b011);
```

```
while (OSCCONbits.LOCK!= 1);
```


οδηγούν τον επεξεργαστή σε κατάσταση αναμονής έως ότου πραγματοποιηθούν οι αλλαγές και το κλείδωμα του ρολογιού που αναπτύχθηκαν παραπάνω.

5.2 Ρύθμιση PWM

Στο παρακάτω κομμάτι κώδικα παρατίθενται οι αρχικοποιήσεις που χρειάζονται για τη σωστή λειτουργία του PWM.

/* Ορισμός του PWM₆ για αρχική συχνότητα στα 60 kHz */

PHASE6 = 999;

/* Ορισμός του βαθμού χρησιμοποίησης στο 50% */

PDC6 = 999;

/* Ορισμός των διαστημάτων νεκρού χρόνου του σήματος */

DTR6 = 25;

ALTDTR6 = 25;

/* Ορισμός του PWM σε λειτουργία Push-Pull */

IOCON6 = 0xC800;

/* Ορισμός των PWM σε λειτουργία :ανεξάρτητων βάσεων χρόνου, Center-Aligned και ανεξάρτητων διαστημάτων νεκρού χρόνου */

PWMCON6 = 0x0204;

/* Ορισμός Λειτουργίας σε περίπτωση σφάλματος */

FCLCON6 = 0x0003;

/* Αναλογία 1:1 */

PTCON2 = 0x0000;

/* Ενεργοποίηση του καταχωρητή άμεσης ενημέρωσης των PWM */

PTCONbits.EIPU = 1; /* Καταχωρητής άμεσης ενημέρωσης περιόδου*/

PWMCON1bits.IUE = 1; /* Καταχωρητής άμεσης ενημέρωσης του βαθμού χρησιμοποίησης και της φάσεως των PWM*/

```
/* Έναρξη λειτουργίας PWM */
```

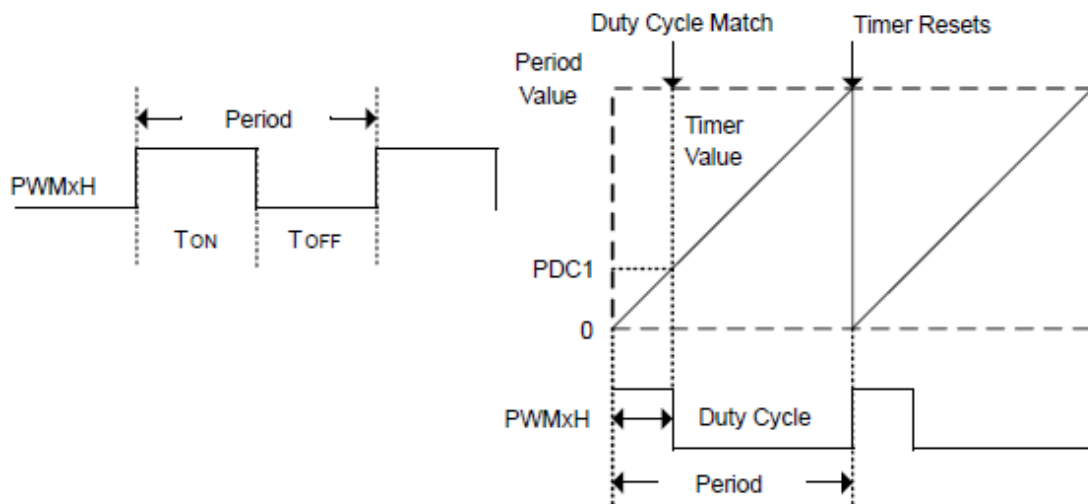
```
PTCON = 0x8000;
```

Το σύστημα PWM του εν λόγω επεξεργαστή υποστηρίζει πολλές διαφορετικές λειτουργίες για τα 7 διαφορετικά ζευγάρια PWM που διαθέτει. Στον παραπάνω κώδικα, η εντολή

```
PWMCON6 = 0x0204;
```

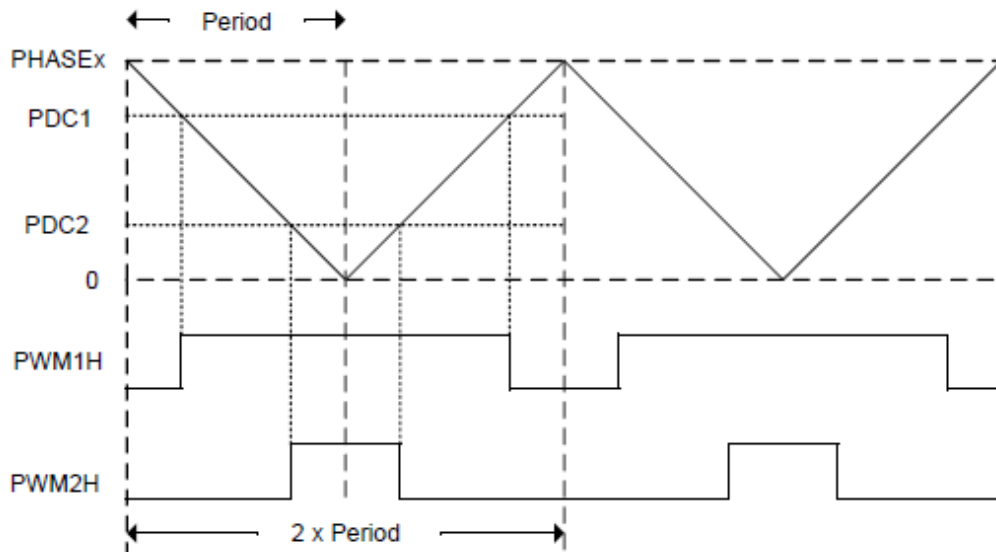
ρυθμίζει τα PWM να λειτουργούν με ξεχωριστές περιόδους (independent time base), δηλαδή κάθε ζευγάρι PWM έχει τη δική του περίοδο (π.χ. PWM_{1H}-PWM_{1L} διαφορετική περίοδο από PWM_{2H}-PWM_{2L}). Επίσης, το κάθε ζευγάρι έχει το δικό του βαθμό χρησιμοποίησης.

Επιπλέον, το PWM δίνει την επιλογή μεταξύ center-aligned και edge-aligned λειτουργίας. Στην επιλογή edge-aligned, ένας μετρητής ξεκινάει από το μηδέν και μετράει προς τα πάνω μέχρι ένα κατώφλι που είναι το τέλος της περιόδου όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 5.3.



Εικόνα 5.3 Διάγραμμα απεικόνισης του *duty-cycle* με βάση τους καταχωρητές για *edge-aligned*.

Στην επιλογή center-aligned, ο μετρητής ξεκινάει από το μηδέν και αυξάνεται μέχρι να ξεπεράσει ένα κατώφλι. Μόλις συμβεί αυτό ξεκινάει να μειώνεται μέχρι να φτάσει στο μηδέν. Άρα η περίοδος σε αυτή την περίπτωση ισούται με το διπλάσιο της τιμής του κατωφλίου. Αυτό απεικονίζεται πιο παραστατικά στην Εικόνα 5.4.



Εικόνα 5.4 Διάγραμμα απεικόνισης του *duty-cycle* με βάση τους καταχωρητές για *center-aligned*.

Στο εν λόγω πείραμα έχει επιλεγεί η λειτουργία *center-aligned* καθώς η εναλλακτική της δυσλειτουργεί στις επαναλαμβανόμενες αλλαγές της περιόδου του PWM που επιβάλει το πρόγραμμα ελέγχου.

Η περίοδος και ο βαθμός χρησιμοποίησης του κάθε ζευγαριού μετρούνται σε κύκλους ρολογιού και κατά συνέπεια είναι ακέραιοι αριθμοί. Οι καταχωρητές **PHASE6**, **PDC6** περιέχουν τις πληροφορίες αυτές, για την 6^η εσωτερική παλμογεννήτρια του μικροεπεξεργαστή (PWM₆), που χρησιμοποιήθηκε στο πείραμα.

Στη λειτουργία *center-aligned* το **PHASE6** ρυθμίζει την περίοδο του παλμού. Για συγκεκριμένη συχνότητα ρολογιού, το **PHASE6** υπολογίζεται από τον εξής τύπο:

$$PHASE6 = \frac{F_{osc}}{F_{PWM} \cdot PWM \text{ Input Clock Prescaler} \cdot 2}$$

Όπου:

F_{PWM} = επιθυμητή συχνότητα παλμών

PWM Input Clock Prescaler = 1:1

Παράδειγμα:

Για $F_{PWM} = 50 \text{ kHz}$

$F_{osc} = 100 \text{ MHz}$

$$PHASE6 = \frac{100 \text{ MHz}}{50 \text{ kHz} \cdot 1 \cdot 2} = 1000$$

Το **PDC6** αναπαριστά το βαθμό χρησιμοποίησης (duty-cycle) και υπολογίζεται από τον παρακάτω τύπο:

$$PDC6 = \frac{F_{osc}}{F_{PWM} \cdot PWM \text{ Input Clock Prescaler}} \cdot \text{Desired Duty Cycle}$$

Όπου:

F_{PWM} = επιθυμητή συχνότητα παλμών

PWM Input Clock Prescaler = 1:1

Παράδειγμα:

Για $F_{PWM} = 50 \text{ kHz}$

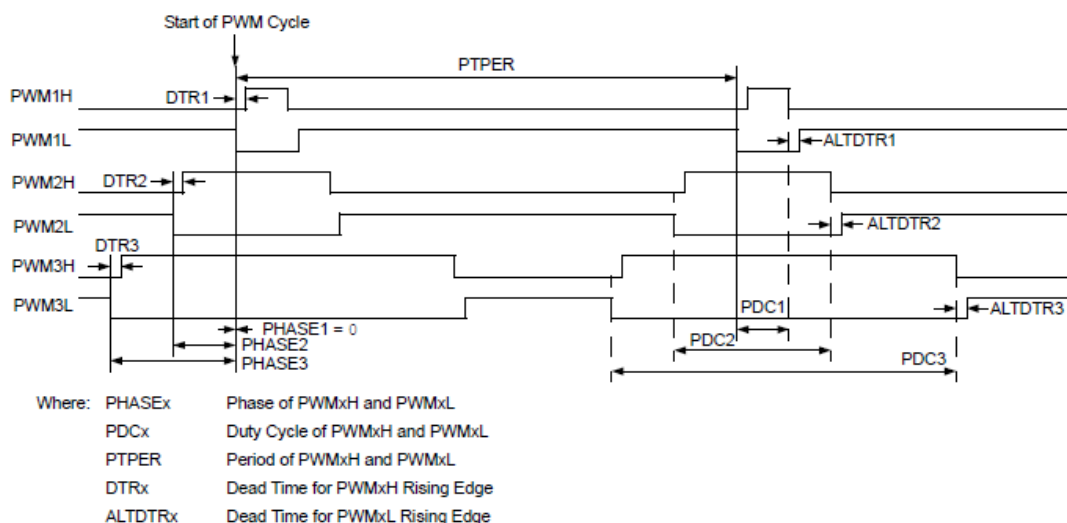
$F_{OSC} = 100 \text{ MHz}$

Επιθυμητός Βαθμός Χρησιμοποίησης = 50%

$$PDC6 = \frac{100 \text{ MHz}}{50 \text{ kHz} \cdot 1} \cdot 0.5 = 1000$$

Οι καταχωρητές **DTR6**, **ALTDTR6** συμβολίζουν τα διαστήματα νεκρού χρόνου (dead-time) των παλμών, τα οποία είναι υποχρεωτικά, με σκοπό την μη επικάλυψη των δυο αντεστραμμένων παλμών PWM_{6H} - PWM_{6L} , που θα οδηγούσαν τη γέφυρα του αντιστροφέα σε βραχυκύκλωμα.

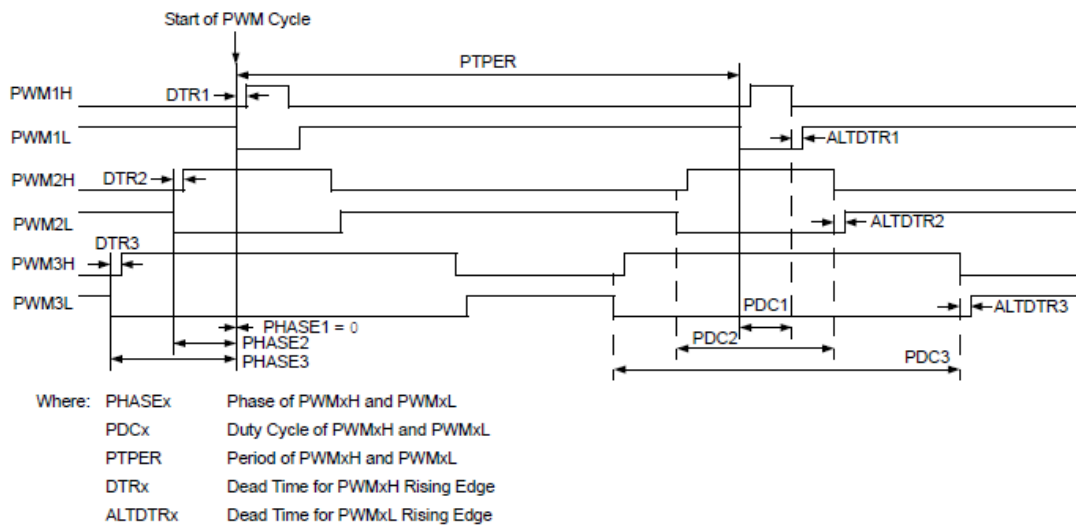
Ο καταχωρητής **IOCON6** θέτει τα ζευγάρια PWM σε λειτουργία Push-Pull κατά την οποία οι παλμοί ενός ζευγαριού PWM είναι ίδιοι αλλά με διαφορά φάσης 180° .



Εικόνα 5.5 Αναπαράσταση Push-Pull μεθοδολογίας για το PWM.

Οι υπόλοιπες επιλογές εκτός της λειτουργίας αυτής είναι:

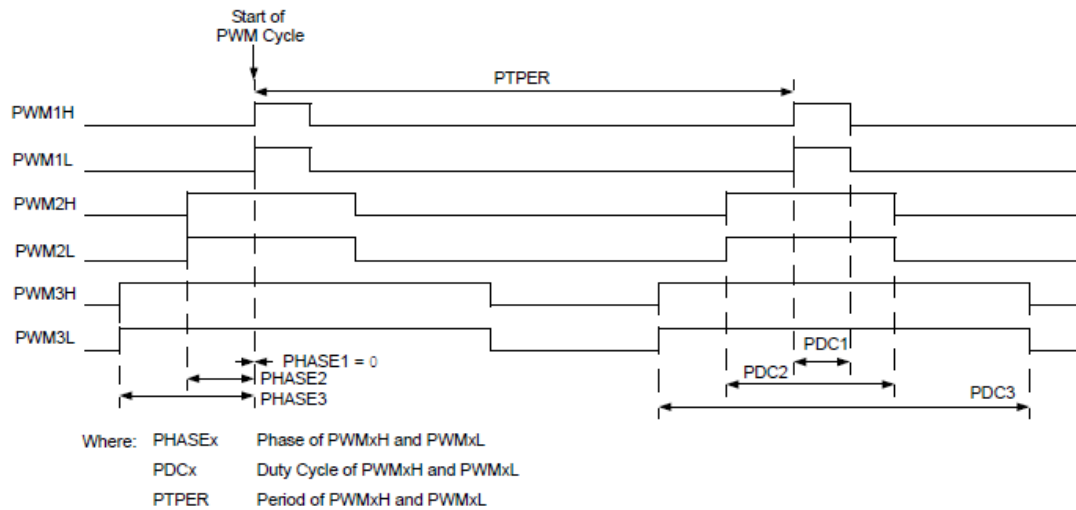
- Complementary



Εικόνα 5.6 Διάγραμμα *Complementary* μεθοδολογίας.

Οι δυο παλμοί ενός ζεύγους PWM (π.χ. PWM_{1H}-PWM_{1L}) είναι συμπληρωματικοί.

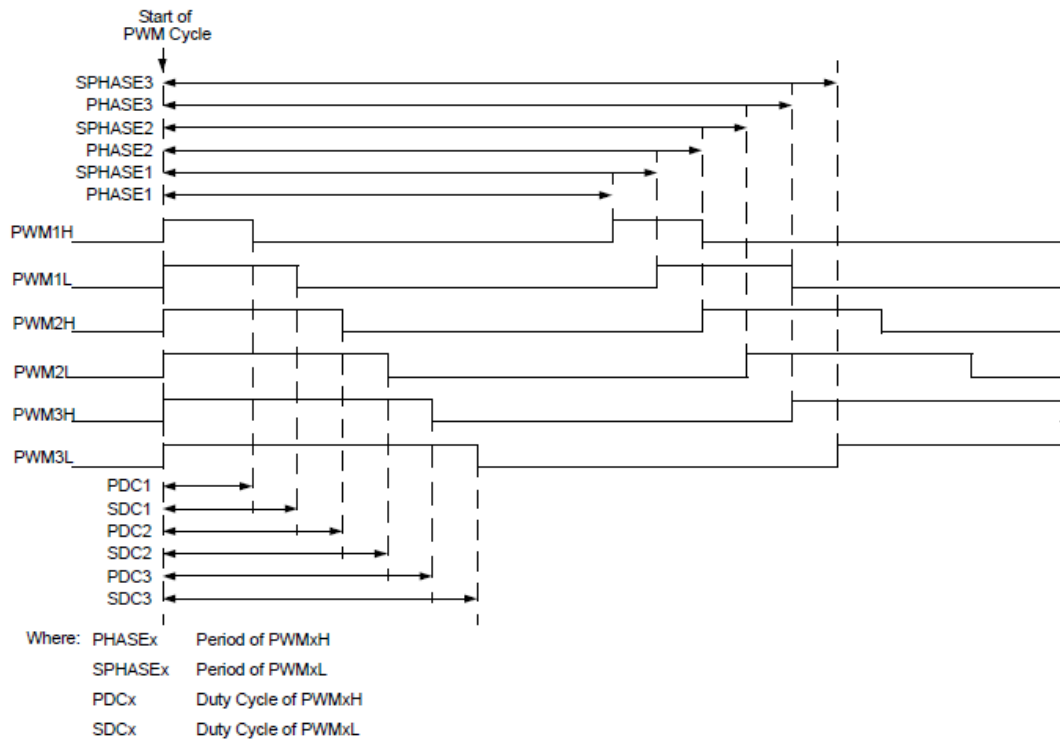
- Redundant



Εικόνα 5.7 Διάγραμμα *Redundant* μεθοδολογίας

Οι δυο παλμοί (π.χ. PWM_{1H}-PWM_{1L}) είναι ακριβώς ίδιοι.

- Independent



Εικόνα 5.8 Διάγραμμα Independent μεθοδολογίας

Οι δυο παλμοί (PWM1H-PWM1L) έχουν διαφορετική περίοδο και βαθμό χρησιμοποίησης.

Ο καταχωρητής **FCLCON6** ρυθμίζει τις επιλογές των σφαλμάτων, δηλαδή τι συμβαίνει όταν υπάρξει σφάλμα στο PWM₆. Για **FCLCON6 = 0x0003** απενεργοποιούνται όλες οι ενέργειες σε περίπτωση σφάλματος.

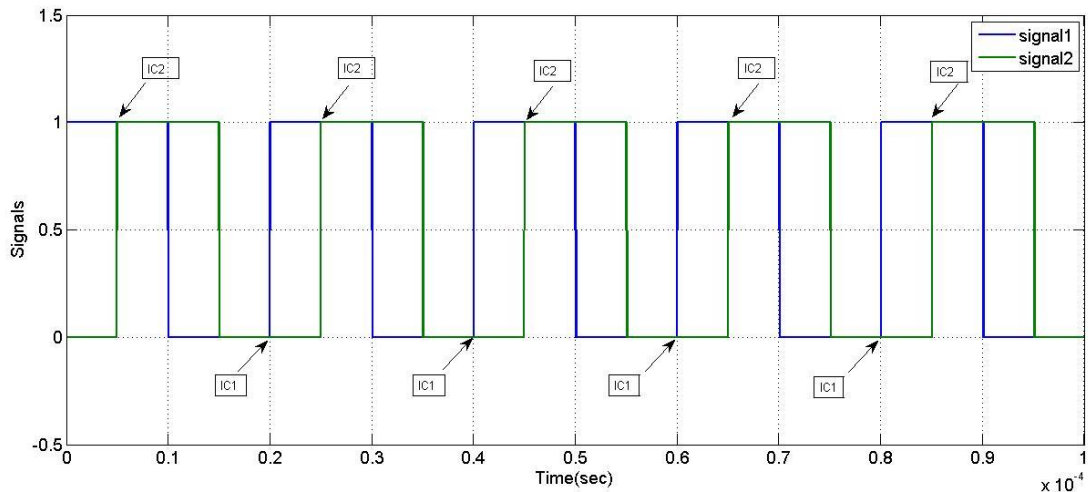
Το **PTCON2** περιέχει την κλίμακα που λειτουργούν τα PWM. Αν π.χ. η κλίμακα είναι 1:2 τότε ο συγκριτής του κάθε PWM λειτουργεί ανά 2 παλμούς ρολογιού. Αυτή η επιλογή προκαλεί εξοικονόμηση ενέργειας 50%, καθώς οι συγκρίσεις που εκτελούνται μειώνονται στις μισές, αλλά μειώνεται και η ακρίβεια των παλμών. Στο πείραμα που θα ακολουθήσει δεν υπάρχει πρόβλημα εξοικονόμησης ενέργειας αλλά χρειάζεται μεγάλη ακρίβεια, οπότε η κλίμακα (prescaler) ρυθμίστηκε στο 1:1.

Τα **PTCONbits.EIPU**, **PWMCON1bits.IUE** είναι υπεύθυνα για το αν η περίοδος και ο βαθμός χρησιμοποίησης των PWM θα ενημερώνονται άμεσα μετά την αλλαγή κάποιου καταχωρητή. Στον παραπάνω κώδικα ενεργοποιήθηκαν και οι δυο αυτοί καταχωρητές, κάνοντας το συγκεκριμένο αλγόριθμο ταχύτερο.

Τέλος, θέτοντας **PTCON = 0x8000** ενεργοποιούνται όλα τα PWMs υλοποιηθούν όλες οι παραπάνω ρυθμίσεις.

5.3 Input Capture

Εκτός από τα PWMs, είναι αναγκαία και η χρήση ενός δεύτερου περιφερειακού συστήματος του μικροεπεξεργαστή. Αυτό είναι το Input-Capture που χρησιμοποιείται όπως το έναυσμα (trigger) στις προσομοιώσεις του Matlab. Αυτό που υλοποιεί το Input-Capture είναι να αποθηκεύει στη μνήμη την ακριβή χρονική στιγμή που το σήμα εισόδου του άλλαξε από LOW->HIGH, όπως παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.9 .



Εικόνα 5.9 Αναπαράσταση Input-Capture

Στην παρούσα εφαρμογή θα χρησιμοποιηθούν δυο Input-Captures, τα οποία όμως πρέπει αρχικά να ανατεθούν στους σωστούς ακροδέκτες της πλακέτας. Αυτό γίνεται με τον εξής κώδικα:

```
//*****  
  
// Ξεκλείδωμα των καταχωρητών  
  
//*****  
  
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON& ~(1<<6));  
  
//*****  
  
// Ανάθεση IC1 στον ακροδέκτη RPI76/RD12  
  
//*****  
  
RPINR7bits.IC1R = 0x4C;  
  
// Ανάθεση IC2 στον ακροδέκτη RPI51/RC3(PWM6L)  
  
//*****
```

```
RPINR7bits.IC2R = 0x33;
```

```
/**/
```

```
// Κλείδωμα καταχωρητών
```

```
/**/
```

```
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON | (1<<6));
```

Αρχικά ξεκλειδώνονται οι καταχωρητές διευθυνσιοδότησης για να μπορούν να αλλαχθούν οι τιμές τους, με την πρώτη εντολή. Στη συνέχεια, η δεύτερη εντολή αναθέτει το Input-Capture1 στον ακροδέκτη της πλακέτας με ονομασία RPI76 /RD12. Ύστερα, αντιστοιχείται το Input-Capture2 στον ακροδέκτη με όνομα RPI51 (RC3/PWM6L). Τέλος, κλειδώνονται οι καταχωρητές για να μην μπορεί κάποια άλλη διεργασία να τους τροποποιήσει.

Είναι σημαντικό σε αυτό το σημείο να τονιστεί ότι τα πινάκια των RD12,RC3 πρέπει να τεθούν σαν είσοδος και έξοδος αντίστοιχα. Αυτό γίνεται καθώς το σήμα στο Input-Capture1 εισέρχεται από εξωτερικό κύκλωμα, ενώ το σήμα στο Input-Capture2 είναι το εσωτερικό PWM που παράγει μόνος του ο μικροεπεξεργαστής. Αυτή η διεργασία της ρύθμισης των εισόδων/εξόδων υλοποιείται με τις παρακάτω εντολές:

```
_TRISD12 = 1; //RD12 = Είσοδος
```

```
_TRISC3 = 0; //RC3 = Έξοδος
```

Εφ' όσον τα Input-Captures έχουν ανατεθεί στους κατάλληλους ακροδέκτες, ακολουθεί η ρύθμιση των παραμέτρων τους:

INPUT-CAPTURE 1

```
IC1CON1bits.ICM = 0b000; //Απενεργοποίηση IC1
```

```
IFS0bits.IC1IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή interrupt_flag για το IC1
```

```
IEC0bits.IC1IE = 1; // Ενεργοποίηση των interrupts για το IC1
```

```
IPC0bits.IC1IP = 1; // Ορισμός της προτεραιότητας του interrupt για το IC1 σε βαθμό 1
```

```
IC1CON1bits.ICTSEL = 0b111; // Ορισμός ως ρολόι του IC1, το εσωτερικό ρολόι του
```

```
//μικροεπεξεργαστή
```



```
IC1CON1bits.ICI = 0b00; // Εκτέλεση interrupt σε κάθε ενεργοποίηση του IC1
IC1CON1bits.ICM = 0b011; //Ενεργοποίηση του IC1 στην αρχή κάθε θετικού παλμού
IC1CON2 = 0x0000; // Απενεργοποίηση Συγχρονισμού
```

INPUT-CAPTURE 2

```
IC2CON1bits.ICM = 0b000; // Απενεργοποίηση του IC2
IFS0bits.IC2IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή interrupt_flag για τοIC2
IEC0bits.IC2IE = 1; // Ενεργοποίηση των interrupts για το IC2
IPC1bits.IC2IP = 1; // Ορισμός της προτεραιότητας του interrupt για τοIC2 σε βαθμό 1
IC2CON1bits.ICTSEL = 0b111; // Ορισμός ως ρολόι του IC2,το εσωτερικό ρολόι του
//μικροεπεξεργαστή
IC2CON1bits.ICI = 0b00; // Εκτέλεση interrupt σε κάθε ενεργοποίηση του IC2
IC2CON1bits.ICM = 0b011; //Ενεργοποίηση του IC2στην αρχή κάθε θετικού παλμού
IC2CON2 = 0x0000; // Απενεργοποίηση Συγχρονισμού
```

Η πρώτη εντολή απενεργοποιεί το Input-Capture ώστε να είναι δυνατή η αλλαγή των παραμέτρων τους.

Κάθε Input-Capture περιλαμβάνει έναν καταχωρητή 'interrupt_flag', ο οποίος όταν αυτό ενεργοποιηθεί γίνεται ίσος με 1. Όταν συμβεί αυτό, το σύστημα οδηγείται σε interrupt. Interrupt είναι μια λειτουργία του επεξεργαστή κατά την οποία όλες οι διεργασίες του σταματάνε να εκτελούνται και εκτελείται μόνο ένα κομμάτι κώδικα. Όταν ολοκληρωθεί η εκτέλεση των εντολών αυτών ο επεξεργαστής συνεχίζει τη λειτουργία του από το σημείο του κώδικα που είχε σταματήσει. Η δεύτερη γραμμή κώδικα αρχικοποιεί τον καταχωρητή 'interrupt_flag', θέτοντάς το ίσο με μηδέν.

Η εντολή IEC0bits.IC2IE = 1 ενεργοποιεί τα interrupts.

Η εντολή IPC1bits.IC2IP = 1 θέτει την προτεραιότητα του interrupt που οφείλεται στα Input-Capture ίση με 1. Αυτό γίνεται επειδή υπάρχουν πολλά διαφορετικά interrupts για διάφορες λειτουργίες του μικροεπεξεργαστή. Έτσι, αν δυο interrupts ενεργοποιηθούν ταυτόχρονα, πρώτα θα εκτελεστεί αυτό με τον μικρότερο αριθμό προτεραιότητας. Οι εσωτερικές διεργασίες του επεξεργαστή έχουν προτεραιότητα ίση με 0, οπότε εκτελούνται πάντα πρώτες.

Θέτοντας τον καταχωρητή IC2CON1bits.ICTSEL = 0b111 ορίζεται το εσωτερικό ρολόι του μικροεπεξεργαστή ως το ρολόι των Input-Captures. Υπάρχει επίσης η επιλογή να

δημιουργηθεί ένα ρολόι αποκλειστικά για τα Input-Captures, αλλά καθιστά το πρόγραμμα πιο βαρύ.

Κάθε φορά που ενεργοποιείται το Input-Capture, η τιμή του παραπάνω ρολογιού περνάει σε μία στοίβα (**IC1BUF**). Αυτή η στοίβα περιέχει μόνο 4 θέσεις και όταν γεμίσει σταματάει να λειτουργεί μέχρι να αδειάσουν όλες οι θέσεις της. Για το λόγο αυτό η στοίβα αυτή είναι αναγκαίο να «καθαρίζεται» σε κάθε δυνατή περίπτωση. Επιπλέον, λόγω των 4 αυτών θέσεων της στοίβας, δίνεται η δυνατότητα να δημιουργείται interrupt μετά από 1,2,3 ή 4 ενεργοποιήσεις του Input-Capture. Στον παραπάνω κώδικα, το interrupt ενεργοποιείται κάθε φορά, με την εντολή `IC2CON1bits.ICI = 0b00`.

Η εντολή `IC2CON1bits.ICM = 0b011` θέτει το Input-Capture να ενεργοποιείται στην αρχή κάθε θετικού παλμού, δηλαδή όταν το σήμα αλλάζει από μηδέν σε ένα. Ο επεξεργαστής δίνει την επιλογή να ενεργοποιείται το Input-Capture ανά 1,4 ή 16 θετικούς παλμούς ή ανά κάθε αρνητικό παλμό ή και στα δύο.

Τέλος, η εντολή `IC2CON2 = 0x0000` απενεργοποιεί όλες τις άλλες επιλογές του Input-Capture που δεν χρησιμεύουν στο συγκεκριμένο πρόγραμμα.

Τα επόμενα τμήματα κώδικα αποτελούν τα interrupts των Input-Captures.

Interrupt Input-Capture1

```
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _IC1Interrupt(void)
{
    IFS0bits.IC1IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή 'interrupt_flag'
    while(IC1CON1bits.ICBNE){ // Επανάληψη μέχρι η στοίβα να είναι άδεια
        Capture = IC1BUF; // Αποθήκευση της επόμενης καταχώρησης στη στοίβα
        if(!flag1){ // Αποθήκευση μόνο της τελευταίας στη στοίβα
            Capture1 = Capture;
            flag1 = 1;
        }
    }
}
```

Interrupt Input-Capture2

```
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _IC2Interrupt(void)
```

```

{
    IFS0bits.IC2IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή 'interrupt_flag'
while(IC2CON1bits.ICBNE){ // Επανάληψη μέχρι η στοίβα να είναι άδεια
Capture = IC2BUF; // Αποθήκευση της επόμενης καταχώρησης στη στοίβα
    if(!flag2){ // Αποθήκευση μόνο της τελευταίας τιμής καταχώρησης στη στοίβα
        Capture2 = Capture;
        flag2 = 1;
    }
}
}
}

```

Η πρώτη γραμμή του παραπάνω κώδικα μηδενίζει το interrupt_flag του εκάστοτε Input-Capture. Αν για κάποιο λόγο ο καταχωρητής αυτός δεν γίνει 0 τότε ο παραπάνω κώδικας θα εκτελείται επ' άπειρον.

Η επανάληψη της while:

```

while (IC1CON1bits.ICBNE){
    Capture = IC1BUF;
}

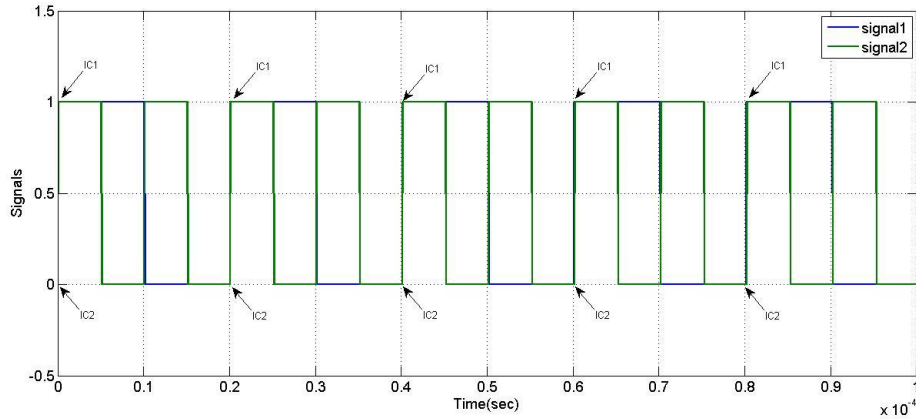
```

αδειάζει τελείως την τετραθέσια στοίβα(IC1BUF) και σε κάθε επανάληψη εκχωρεί στην μεταβλητή Capture την πρώτη από πάνω τιμή της. Ο καταχωρητής IC1CON1bits.ICBNE είναι ίσος με την μονάδα όσο η στοίβα του interrupt ΔΕΝ είναι άδεια.

Οι μεταβλητές flag1,flag2 χρησιμοποιούνται για να αναγνωρίζει ο μικροεπεξεργαστής αν τα Input-Captures έχουν ενεργοποιηθεί ύστερα από τον τελευταίο υπολογισμό της περιόδου. Είναι σημαντικό στο σημείο αυτό να τονιστεί ότι πρέπει να αποθηκεύεται στις μεταβλητές Capture1,Capture2 μόνο η τελευταία καταχώρηση της στοίβας (4^ο input-capture), καθώς το πρόγραμμα θα παρουσιάζει πρόβλημα με τις διπλάσιες συχνότητες. Ο επεξεργαστής δεν έχει τη δυνατότητα να ξεχωρίσει τις διπλάσιες συχνότητες όταν τα σήματα είναι συμφασικά, καθώς υπολογίζει διαφορά φάσης ίση με μηδέν. Αυτό συμβαίνει γιατί τα 1^α Input-Captures ταυτίζονται (Εικόνα 5.10).

IC1BUF

4 ^ο input-capture
3 ^ο input-capture
2 ^ο input-capture
1 ^ο input-capture



Εικόνα 5.10 Παράδειγμα δυσλειτουργίας του προγράμματος λόγω λανθασμένης ρύθμισης των Input-Capture

5.4 Κώδικας Υπολογισμού Σφάλματος

Το τελευταίο κομμάτι κώδικα αποτελεί το τμήμα υπολογισμού του σφάλματος της περιόδου. Σε αυτό το κομμάτι θα υπάρξουν δυο εναλλακτικές λύσεις:

α) Μέθοδος PI

β) Μέθοδος Σταθερού Βήματος

Τα πειράματα που θα πραγματοποιηθούν στη συνέχεια θα υλοποιηθούν και με τις δυο μεθόδους για λόγους σύγκρισης.

5.4.1 Μέθοδος PI

Στην περίπτωση αυτή ο κώδικας θα έχει την ίδια ακριβώς μορφή με την μέθοδο PI που πραγματοποιήθηκε στις προσομιώσεις, στο Κεφάλαιο 3 . Οι συντελεστές των K_P, K_I θα είναι διαφορετικοί από αυτούς που χρησιμοποιήθηκαν στις προσομιώσεις.

Ο κώδικας που υλοποιεί τον PI έλεγχο είναι ο εξής:

```
flag1 = 0; // Αρχικοποίηση των μεταβλητών flag1, flag2, p, i
```

```
flag2 = 0;
```

```

i = 0;

p = 0;

while(1){ // Ατέρμονας βρόχος
ClrWdt(); //Μηδενισμός του καταχωρητή ελέγχου 'watchdog'
if(flag1 &flag2){ // Συνθήκη ενεργοποίησης και των δυο σημάτων
dt = Capture1 - Capture2 - 35; // Υπολογισμός διαφοράς φάσης μείον το σφάλμα μετάδοσης
//σήματος

p = dt/2; // Υπολογισμός της αναλογικής παραμέτρου
i = i + dt/4; // Υπολογισμός της ολοκληρωτικής παραμέτρου
pi = 999 + p + i; // Υπολογισμός της νέας περιόδου
PHASE6= pi; // Ενημέρωση της περιόδου του PWM
PDC6 = pi; // Ενημέρωση του βαθμού χρησιμοποίησης του PWM
flag1 = 0; // Μηδενισμός των μεταβλητών flag1, flag2
flag2 = 0;

}

}

```

Στο πρώτο τμήμα του κώδικα αρχικοποιούνται οι μεταβλητές ελέγχου των Input-Captures flag1, flag2 και μηδενίζονται οι συντελεστές p, i.

Η while(1) αποτελεί μια αέναη επανάληψη ώστε το πρόγραμμα να εκτελείται επ' άπειρον. Η λειτουργία του μικροεπεξεργαστή τερματίζεται μόνο σε περίπτωση σφάλματος ή σε διακοπή της τροφοδοσίας.

Η εντολή ClrWdt() μηδενίζει τον καταχωρητή 'watchdog', ο οποίος είναι υπεύθυνος για την επανεκκίνηση του κώδικα σε περίπτωση σφάλματος.

Η συνθήκη if (flag1 &flag2) περιορίζει τον κώδικα να εκτελείται μόνο όταν έχουν ενεργοποιηθεί και τα δυο Input-Captures. Μόνο σε αυτή την περίπτωση είναι σωστός ο υπολογισμός του σφάλματος και κατά συνέπεια η διόρθωση της περιόδου.

Στην περίπτωση που η παραπάνω συνθήκη είναι αληθής, υπολογίζεται η καινούρια διαφορά φάσης μεταξύ των δυο σημάτων. Στον υπολογισμό αυτό υπάρχει και ένας σταθερός όρος (-35), ο οποίος αποτελεί το σφάλμα μετάδοσης του εξωτερικού σήματος μέσω της διάταξης. Το δεύτερο σήμα είναι εσωτερικό με αποτέλεσμα να μην εμπεριέχει καθυστέρηση. Το σφάλμα αυτό υπολογίστηκε από πειραματικές μετρήσεις και είναι πιθανόν να αλλάζει

ανάλογα με το συνολικό κύκλωμα της διάταξης. Η καθυστέρηση μετρήθηκε στους 35 κύκλους ρολογιού και γι' αυτό αφαιρείται από τη διαφορά φάσης.

Τέλος, ύστερα από τον υπολογισμό του αναλογικού και του ολοκληρωτικού συντελεστή, υπολογίζεται η νέα περίοδος και ενημερώνονται οι καταχωρητές PHASE6, PDC6 του PWM. Εφόσον όλοι οι υπολογισμοί έχουν πραγματοποιηθεί, πρέπει να μηδενιστούν εκ νέου οι μεταβλητές ελέγχου flag1, flag2.

5.4.2 Μέθοδος Σταθερού Βήματος

Στις προσομοιώσεις της εν λόγω μεθόδου η περίοδος διορθωνόταν κατά ένα βήμα το οποίο ήταν συνάρτηση του σφάλματος. Παρ' όλα αυτά, στις πειραματικές μετρήσεις η διόρθωση του σφάλματος θα γίνεται με σταθερό βήμα, ίσο με την μικρότερη δυνατή διαίρεση, η οποία είναι ο ένας κύκλος ρολογιού. Η τιμή αυτή του βήματος επιλέχθηκε επειδή στο πείραμα έχει πολύ μεγάλη σημασία η ακρίβεια και ο χρόνος απόκρισης του συστήματος. Ο κώδικας που υλοποιεί τη μέθοδο Σταθερού Βήματος είναι ο εξής:

```
flag1 = 0;    // Αρχικοποίηση των μεταβλητών flag1, flag2

flag2 = 0;

while(1){    // Ατέρμονας βρόχος

ClrWdt();    // Μηδενισμός του καταχωρητή ελέγχου 'watchdog'

if(flag1 &flag2){    // Συνθήκη ενεργοποίησης και των δυο σημάτων

dt2 = dt1;    // Αποθήκευση της προηγούμενης τιμής της διαφοράς φάσης

dt1 = Capture1 - Capture2 - 35;    // Υπολογισμός της νέας διαφοράς φάσης

if(dt1>0){

if(dt1>=dt2){    // Συνθήκη αύξησης της διαφοράς φάσης

PHASE6++;    // Αύξηση της περιόδου κατά έναν κύκλο ρολογιού

PDC6++;

        }

    }

else{

if(abs(dt1)>=abs(dt2)){    // Συνθήκη αύξησης κατά απόλυτο μέτρο της διαφοράς φάσης

PHASE6--;    // Μείωση της περιόδου κατά έναν κύκλο ρολογιού
```

```

PDC6--;
    }
}

flag1 = 0;           // Μηδενισμός των μεταβλητών flag1, flag2
flag2 = 0;
    }
}

```

Αφού ολοκληρωθούν όλες οι αναγκαίες αρχικοποιήσεις (flag1, flag2 και watchdog), υπολογίζεται η νέα διαφορά φάσης dt_1 . Η παλιά τιμή του σφάλματος αποθηκεύεται στη μεταβλητή dt_2 . Αυτή η προηγούμενη μέτρηση χρησιμοποιείται για να αντιληφθεί ο μικροεπεξεργαστής αν το σφάλμα αυξήθηκε ή ελαττώθηκε. Αν η διαφορά φάσης ελαττώθηκε κατά απόλυτο μέτρο, δεν προβαίνει σε διόρθωση της περιόδου. Σε αντίθετη περίπτωση μεταβάλλει την περίοδο του PWM ως εξής:

Αν το σφάλμα είναι θετικό, τότε η περίοδος αυξάνεται κατά 1 κύκλο ρολογιού (PHASE6++), αλλιώς μειώνεται κατά 1 κύκλο ρολογιού (PHASE6--).

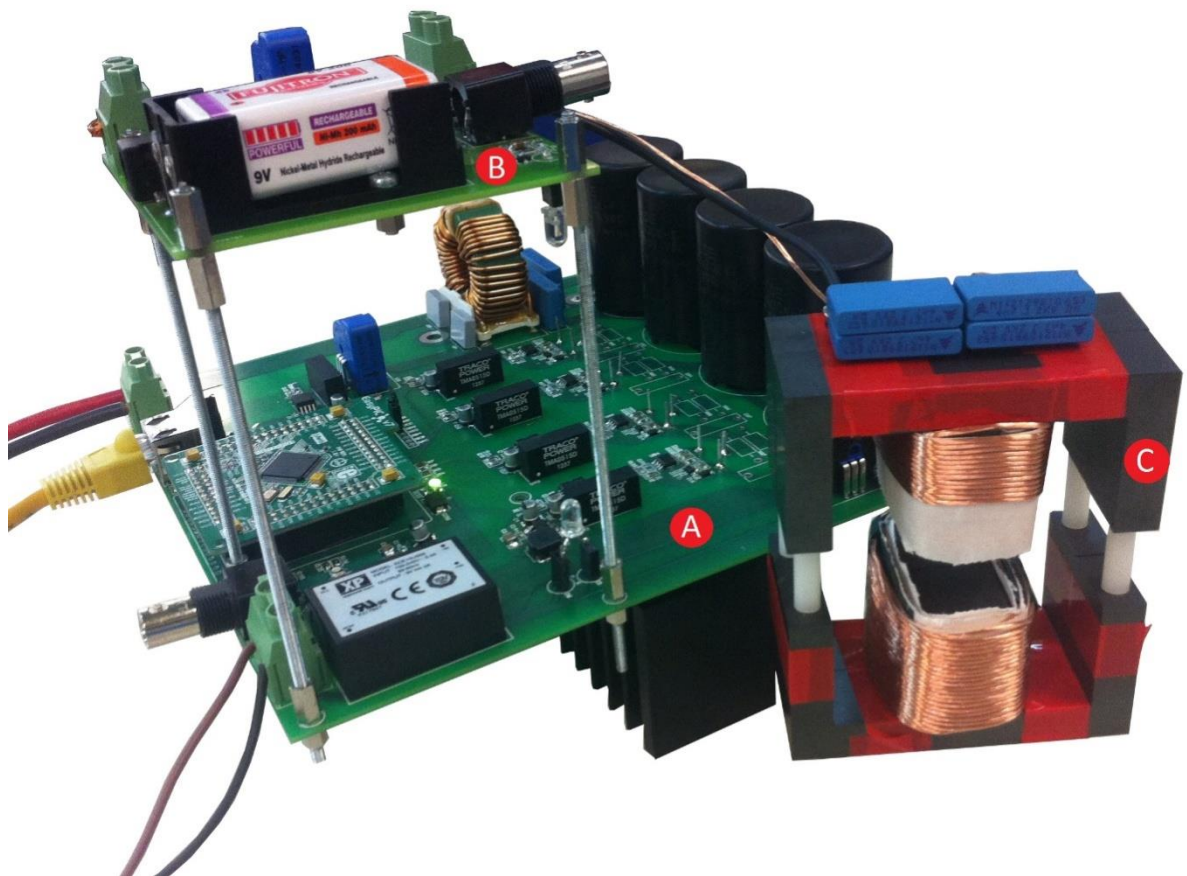
Και σε αυτή την περίπτωση υπολογισμού του σφάλματος πρέπει να ληφθεί υπόψη το σφάλμα μετάδοσης του εξωτερικού σήματος σε σχέση με το εσωτερικό. Αυτό το σφάλμα, όπως και στην περίπτωση της μέθοδος PI, υπεισέρχεται στον υπολογισμό του dt_1 .

Τέλος, μετά την περάτωση των υπολογισμών αρχικοποιούνται εκ νέου οι μεταβλητές ελέγχου flag1, flag2.

Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα

6.1 Πειραματική Διάταξη

Η πειραματική διάταξη που κατασκευάστηκε για την υλοποίηση του πειράματος απεικονίζεται στην Εικόνα 6.1. Αποτελείται από τρία επιμέρους τμήματα, την πλακέτα ελέγχου του πρωτεύοντος (A), την πλακέτα του δευτερεύοντος που χρησιμοποιείται για την αποστολή του σήματος από το δευτερεύον στην πλακέτα ελέγχου (B), και το μετασχηματιστή μεγάλου διακένου (C).



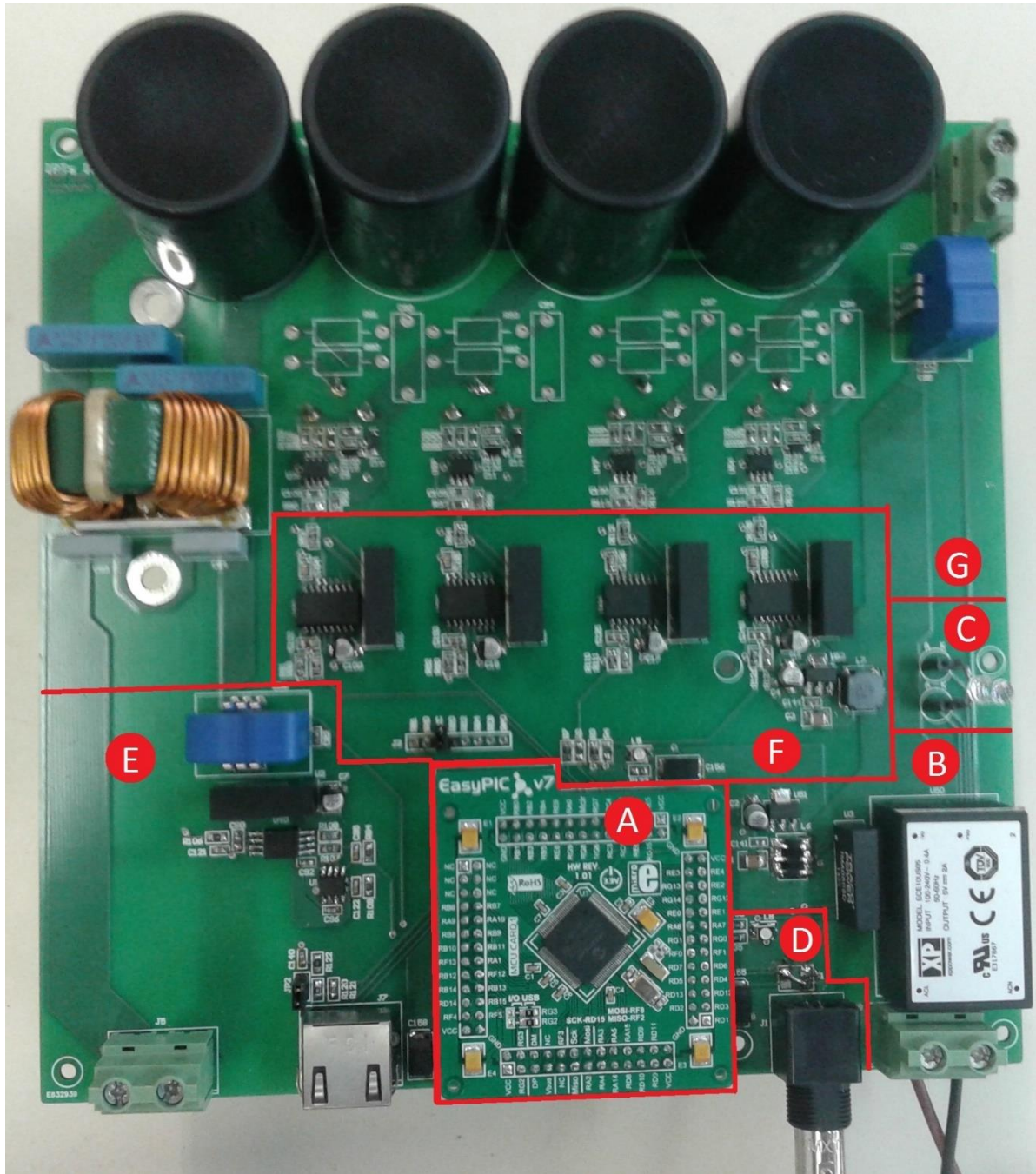
Εικόνα 6.1 Πειραματική Διάταξη

Το κύκλωμα κατασκευάστηκε στο εργαστήριο και δεν αποτελεί μέρος της διπλωματικής εργασίας.

Πλακέτα ελέγχου του πρωτεύοντος

Όπως φαίνεται από την Εικόνα 6.2 , η πλακέτα χωρίζεται σε εφτά επιμέρους τμήματα:

- A. Τον επεξεργαστή (πλακέτα του επεξεργαστή)
- B. Την τροφοδοσία της πλακέτας
- C. Το κύκλωμα ασύρματης επικοινωνίας με το δευτερεύον (υπέρυθρες)
- D. Το κύκλωμα ενσύρματης επικοινωνίας με το δευτερεύον (bnc)
- E. Το κύκλωμα επικοινωνίας με τον Η/Υ για προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή
- F. Το κύκλωμα οδήγησης του αντιστροφέα
- G. Το κύκλωμα ισχύος



Εικόνα 6.2 Πλακέτα πρωτεύοντος

Η πλακέτα του επεξεργαστή (A) είναι η ίδια με αυτή που προαναφέρθηκε στο κεφάλαιο 5 (σελ. 66) και είναι τοποθετημένη (κουμπωτή) πάνω στην κεντρική πλακέτα του πρωτεύοντος με δυνατότητα αντικατάστασης σε περίπτωση βλάβης.

Το τροφοδοτικό του κυκλώματος (B), συνδέεται σε πρίζα 240V, 50Hz και μετατρέπει τη ληφθείσα εναλλασσόμενη τάση σε σταθερή των 5V με μέγιστη δυνατότητα ρεύματος στα 2A.

Το σύστημα επικοινωνίας μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, περιλαμβάνει ένα δέκτη (bnc) του ενσύρματου σήματος από το δευτερεύον (D) και ένα δέκτη του ασύρματου σήματος (υπέρυθρες) (C), τα οποία καταλήγουν στις εισόδους RD12 , RD13 , του επεξεργαστή αντίστοιχα.

Αφού το σήμα αυτό αναλυθεί από τον επεξεργαστή, στέλνεται στην είσοδο του κυκλώματος οδήγησης του αντιστροφέα (F), που περιλαμβάνει ενισχυτές που ανυψώνουν το σήμα στην επιθυμητή τάση για την οδήγηση των τρανζίστορ [22].

Το σύστημα ισχύος (G) λαμβάνει σαν είσοδο από εξωτερικό τροφοδοτικό σταθερή τάση, η οποία καταλήγει σε μια συστοιχία μεγάλων πυκνωτών για εξομάλυνση.

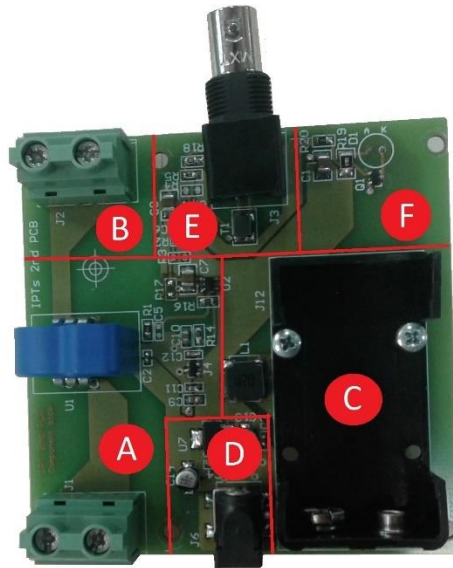
Στο επόμενο στάδιο, έχει κατασκευαστεί ένας αντιστροφέας με SiC MOSFETs, ο οποίος μετατρέπει τη DC τάση από τους παραπάνω πυκνωτές σε AC με την επιθυμητή συχνότητα. Η τάση αυτή επάγεται στο πρωτεύον του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου.

Τέλος, πάνω στην κεντρική πλακέτα, υπάρχει και το σύστημα επικοινωνίας του μικροεπεξεργαστή με τον H/Y (E). Έτσι ο χρήστης, μπορεί μέσω ενός καλωδίου Ethernet να προγραμματίσει εξ' αρχής τον μικροεπεξεργαστή ή να λάβει πληροφορίες για τη λειτουργία του συστήματος από αυτόν.

Πλακέτα δευτερεύοντος

Η πλακέτα του δευτερεύοντος , η οποία απεικονίζεται στην Εικόνα 6.3, αποτελείται από έξι επιμέρους τμήματα:

- A. Το σημείο σύνδεσης του δευτερεύοντος τυλίγματος
- B. Η έξοδος προς το φορτίο
- C. Η τροφοδοσία της πλακέτας από συσσωρευτή 9V
- D. Η τροφοδοσία της πλακέτας από εξωτερική πηγή σταθερής τάσης
- E. Η ενσύρματη επικοινωνία με την πλακέτα πρωτεύοντος ενσύρματα (bnc)
- F. Η ασύρματη επικοινωνία με την πλακέτα πρωτεύοντος ασύρματα (υπέρυθρες)



Εικόνα 6.3 Πλακέτα δευτερεύοντος

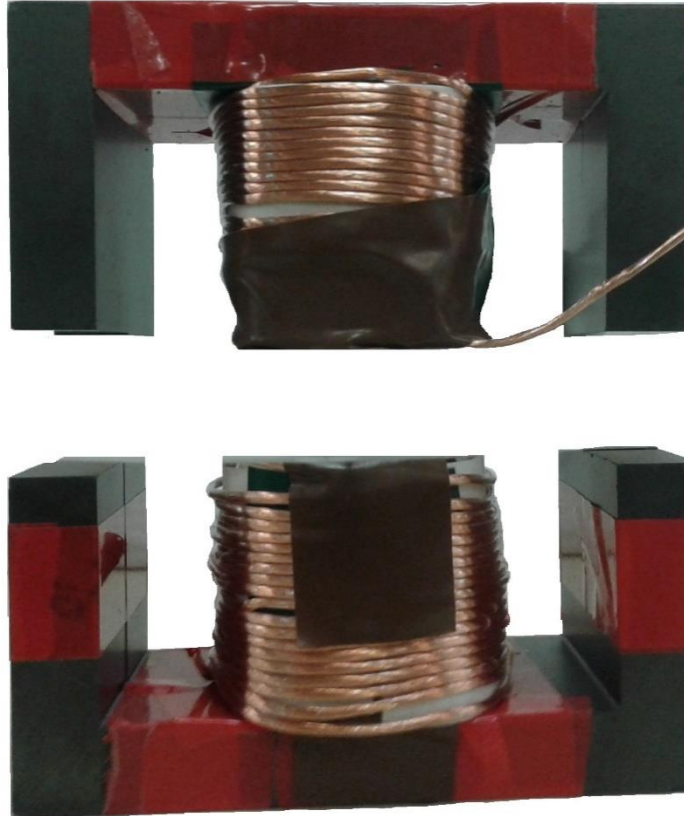
Το δευτερεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή συνδέεται στην υποδοχή (A), όπου υπάρχουν μετρητές ρεύματος για να είναι δυνατή η μέτρηση του ρεύματος στο δευτερεύον. Αυτή η τάση επάγεται στην υποδοχή (B) όπου συνδέεται το φορτίο.

Η πλακέτα του δευτερεύοντος μπορεί να τροφοδοτηθεί με δυο τρόπους. Είτε από μπαταρία 9V (C), είτε από εξωτερική πηγή σταθερής τάσης που συνδέεται στην υποδοχή (D).

Η πλακέτα του δευτερεύοντος στέλνει πληροφορίες στην πλακέτα του πρωτεύοντος μέσω καλωδίου (ενσύρματα) (E), ή εναλλακτικά ασύρματα μέσω διόδου εκπομπής υπέρυθρων (F), το οποίο βρίσκεται στο κάτω μέρος της εικόνας για να έχει οπτική επαφή με τη φωτοδίοδο- αποδέκτη στην πλακέτα πρωτεύοντος.

Μετασχηματιστής μεγάλου διακένου

Ο μετασχηματιστής μεγάλου διακένου αποτελείται από δύο τυλίγματα τα οποία έχουν κατασκευαστεί (τυλιχθεί) πάνω σε πυρήνες από φερρίτη. Ο φερρίτης χρησιμοποιήθηκε στο εν λόγω πείραμα καθώς σε αντίθεση με τον σίδηρο μπορεί να αντέξει πολύ μεγαλύτερες συχνότητες και ισχείς, έχοντας λιγότερες θερμικές απώλειες. Οι πυρήνες κατασκευάστηκαν σε σχήμα E έτσι ώστε να υπάρχει όσο λιγότερη δυνατή έγχυση μαγνητικού πεδίου είναι δυνατόν στο περιβάλλον. Ο Μ/Σ παρουσιάζεται στην Εικόνα 6.4.

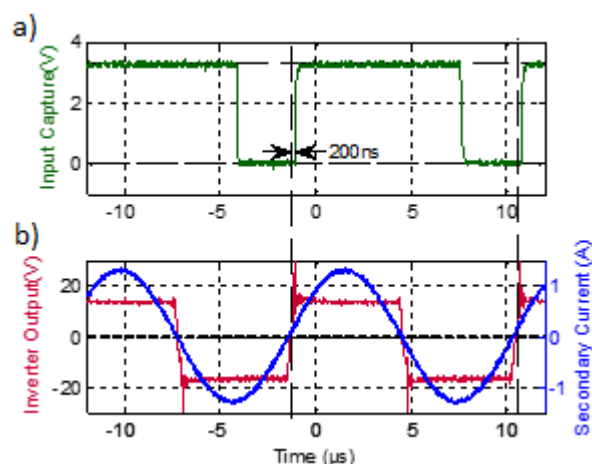


Εικόνα 6.4 Μετασχηματιστής Μεγάλου Διακένου

Η παραπάνω διάταξη του Μ/Σ μεγάλου διακένου υλοποιήθηκε για τον έλεγχο της διάταξης σε μικρότερη κλίμακα ισχύος. Χρησιμοποιήθηκε σε πειράματα μικρής ισχύος για την πιο εύκολη ρύθμιση των παραμέτρων του μικροεπεξεργαστή. Τα δυο τυλίγματα κατασκευάστηκαν έτσι ώστε να παρουσιάζουν σχεδόν ίδιες τιμές αλληλεπαγωγής.

6.2 Πειραματικά Αποτελέσματα

Όπως προαναφέρθηκε, το σήμα του δευτερεύοντος που φτάνει στον μικροεπεξεργαστή έχει μια καθυστέρηση σε σχέση με το πραγματικό σήμα, καθώς πρέπει να περάσει μέσα από αρκετές διατάξεις και να μεταδοθεί μέσω του περιβάλλοντος μέχρι να φτάσει σε αυτόν. το σφάλμα αυτό μετρήθηκε πειραματικά και υπολογίστηκε στα 200 nsec, όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 6.5a). Αυτή η διαφορά φάσης αντισταθμίζεται εσωτερικά στον επεξεργαστή, όπως αναλύθηκε στη σελίδα 83. Η διαφορά αυτή σε κύκλους ρολογιού ισούται με 35 cc. Ο αριθμός αυτός αφαιρείται από τη διαφορά φάσης μεταξύ των δύο σημάτων καθώς αποτελεί σφάλμα.



Εικόνα 6.5 a) Σφάλμα μετάδοσης σήματος, b) Συγχρονισμένα σήματα εισόδου-εξόδου.

Στην Εικόνα 6.5a), παρουσιάζονται τα σήματα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και του ρεύματος φορτίου ύστερα από το κλείδωμα του PLL κατά ένα τυχαίο πείραμα. Παρατηρείται ότι τα δύο σήματα είναι πλήρως συμφασικά, το οποίο είναι και το ζητούμενο της διάταξης που κατασκευάστηκε.

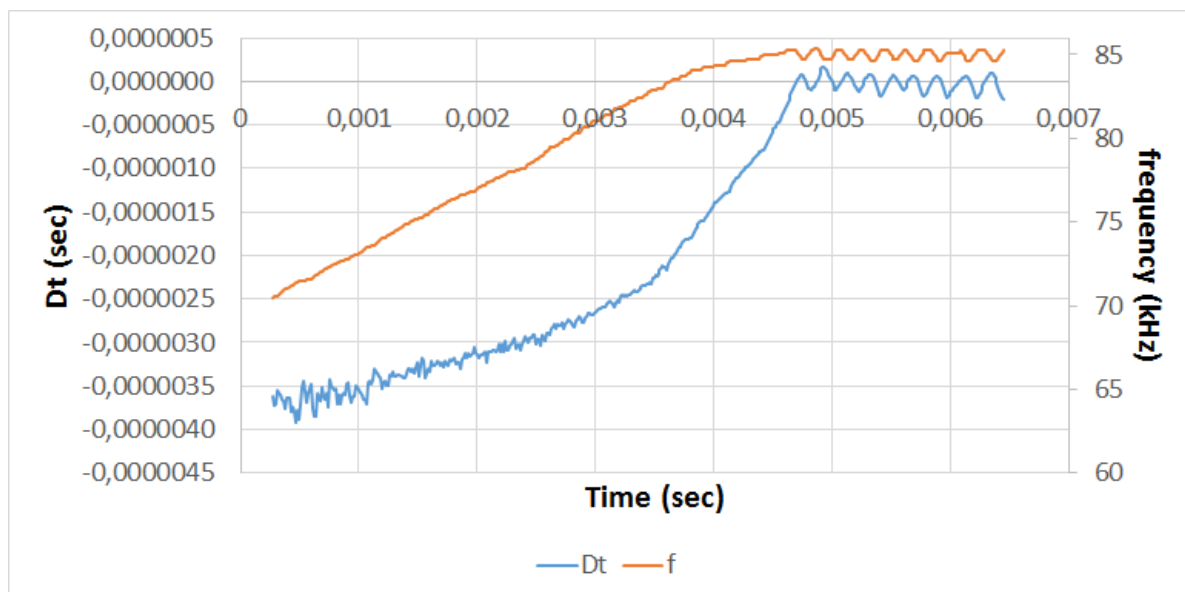
6.2.1 Πειραματικά με τη μέθοδο Σταθερού Βήματος

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα που ελήφθησαν στο εργαστήριο, για πείραμα στο οποίο χρησιμοποιήθηκε η πλακέτα, προγραμματισμένη με τον αλγόριθμο του Σταθερού Βήματος. Το πείραμα εκτελέστηκε για τις εξής παραμέτρους του κυκλώματος:

Πίνακας 6.1 Παράμετροι του κυκλώματος για το πείραμα με τη μέθοδο Σταθερού Βήματος

Στοιχείο	Τιμή
DSP	DSPIC33EP512MU810
SiC MOSFETs	C2M0080120D
Εκπομπός Υπερύθρων	VSLY3850
Φωτοдиодος	SFH213
L_1	735 μ H
L_2	720 μ H
R_L	3,3 Ω
C	4,7nF
Αρχική συχνότητα	70,59kHz

Για τις τιμές αυτές, εκτελέστηκε το πείραμα και μετρήθηκαν οι αποκρίσεις της διαφοράς φάσης (Dt) και της συχνότητας λειτουργίας του συστήματος (f). Τα αποτελέσματα του πειράματος παρατίθενται στην Εικόνα 6.6.



Εικόνα 6.6 Απόκριση συχνότητας και διαφοράς φάσης για τη μέθοδο Σταθερού Βήματος

Όπως φαίνεται από την Εικόνα 6.6, η συχνότητα λειτουργίας του συστήματος ξεκινάει από τα 70,59 kHz και ύστερα από περίπου 4,5 msec καταλήγει στην τελική τιμή της, τα 85 kHz. Το ίδιο συμβαίνει και με τη διαφορά φάσης που ξεκινάει γύρω στα 3,7μsec και μειώνεται για 4,5 msec μέχρι να μηδενιστεί. Είναι εμφανές πως και οι δυο καμπύλες, στη μόνιμη κατάσταση, παρουσιάζουν μεγάλη ταλάντωση. Αυτό οφείλεται στην έλλειψη ενός παράγοντα που κρατάει στη μνήμη τις προηγούμενες τιμές του σφάλματος και ενεργεί ανάλογα. Αυτή τη λειτουργία επιτελεί ο ολοκληρωτικός παράγοντας K_i στη μέθοδο ΡΙ που ακολουθεί.

6.2.2 Πειραματικά αποτελέσματα της μεθόδου ΡΙ

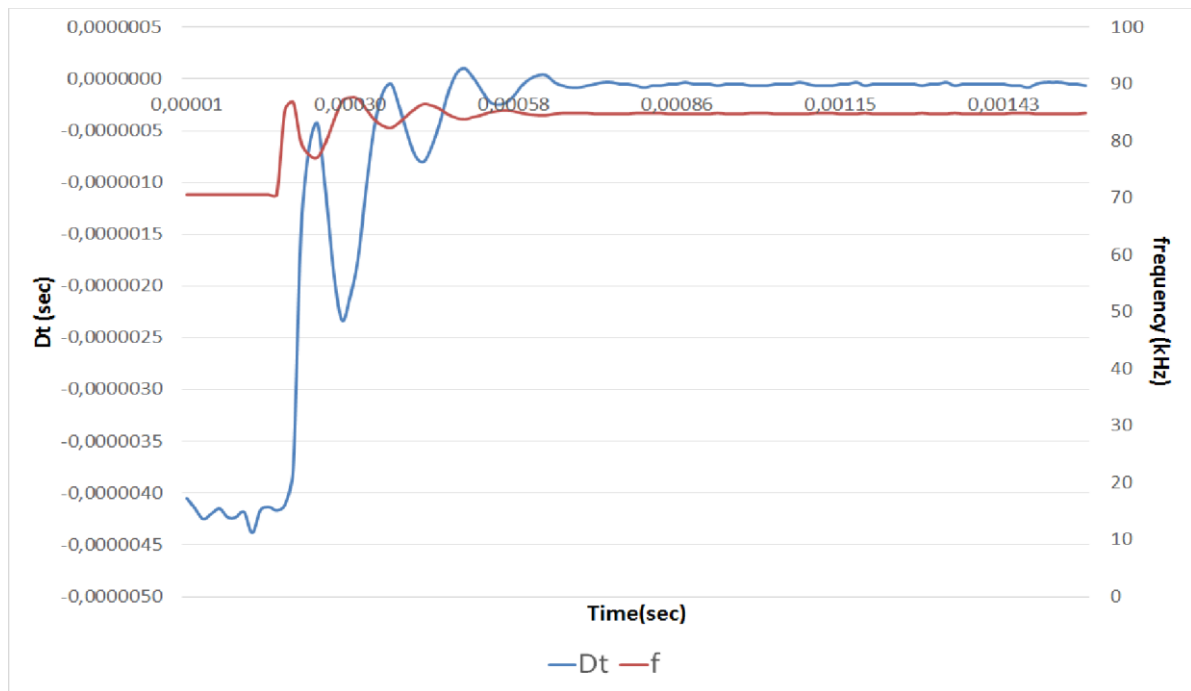
Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν οι πειραματικές μετρήσεις που ελήφθησαν στο εργαστήριο, χρησιμοποιώντας την μέθοδο ελέγχου του ΡΙ. Στα παρακάτω πειράματα, οι συντελεστές της ΡΙ μεθόδου, K_P/K_I , έλαβαν τις τιμές 0,5 και 0,25 αντίστοιχα. Οι τιμές αυτές των συντελεστών ελήφθησαν ύστερα από πολλά πειράματα και χρησιμοποιούνται για την καλύτερη ευστάθεια του συστήματος.

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζονται διαφορετικές περιπτώσεις για το ίδιο πείραμα, με διαφορετικές αρχικές συνθήκες. Το πρώτο πείραμα πραγματοποιήθηκε με τις εξής παραμέτρους:

Πίνακας 6.2 Παράμετροι του κυκλώματος για το πείραμα με τη μέθοδο του PI

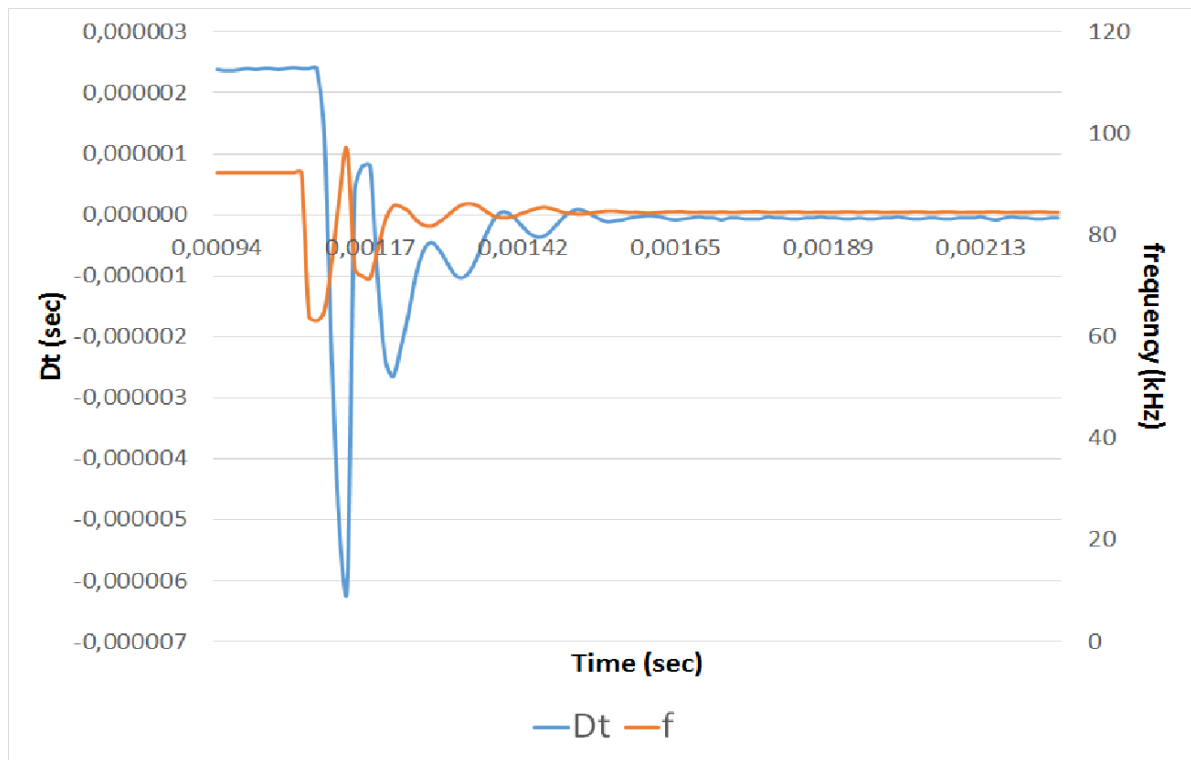
Στοιχείο	Τιμή
DSP	DSPIC33EP512MU810
SiC MOSFETs	C2M0080120D
Εκπομπός Υπερύθρων	VSLY3850
Φωτοдиодος	SFH213
L_1	735 μ H
L_2	720 μ H
R_L	3,3 Ω
C	4,7nF
Αρχική συχνότητα	70,59kHz

Στην Εικόνα 6.7 παρουσιάζεται το εσωτερικό ρολόι της παλμογεννήτριας (PWM) που έχει οριστεί στους 850 κύκλους ρολογιού και το οποίο μεταφράζεται σε τετραγωνικό παλμό συχνότητας 70,59 kHz. Η διαφορά φάσης έχει αρχικά τιμή ίση με 4 μ sec. Η συχνότητα όπως και η διαφορά φάσης παραμένουν σταθερές έως τα 20 μ sec, όπου και δημιουργείται εξωτερικό έναυσμα για να ξεκινήσει το κλειστό κύκλωμα διόρθωσης φάσης να λειτουργεί. Ύστερα από ένα μικρό χρονικό διάστημα, παρατηρείται ότι η διαφορά φάσης (Dt) και η συχνότητα του κυκλώματος (f) κλειδώνουν σε σταθερές τιμές. Η διαφορά φάσης μηδενίζεται ($Dt = 0cc$) και η τελική συχνότητα του κυκλώματος πηγαίνει στα 84,78 kHz (708~709 cc). Όπως παρατηρείται από το διάγραμμα, το κύκλωμα χρειάζεται για να κλειδώσει γύρω στα 400 μ sec. Μέσα στο χρονικό διάστημα αυτό έχει μηδενιστεί πλήρως η διαφορά φάσης μεταξύ σήματος εισόδου και εξόδου, που είναι και το ζητούμενο της εν λόγω εφαρμογής.



Εικόνα 6.7 Απόκριση συχνότητας και διαφοράς φάσης για μέθοδο PI

Στην Εικόνα 6.8 παρουσιάζεται πείραμα, με τις ίδιες παραμέτρους με το προηγούμενο, με διαφοροποιημένη μόνο την αρχική συχνότητα (f). Η περίοδος του PWM ορίστηκε στους 650 κύκλους ρολογιού (cc), δηλαδή για συχνότητα 92,308 kHz. Η διαφορά φάσης (Dt), που απεικονίζεται στο διάγραμμα με μπλε χρώμα, έχει αρχική τιμή 2,4 μsec (144cc). Στα 1,07 msec δίνεται εξωτερικό έναυσμα, ώστε να ξεκινήσει τη λειτουργία του το κύκλωμα διόρθωσης φάσης. Το κύκλωμα στα 1,65 msec έχει κλειδώσει πλήρως, οπότε χρειάστηκε 0,58 msec για να μηδενίσει πλήρως τη διαφορά φάσης μεταξύ των δυο σημάτων. Στο τέλος του πειράματος, η συχνότητα του κυκλώματος έχει ρυθμιστεί στα 84,62 kHz (709 cc).



Εικόνα 6.8 Απόκριση συχνότητας και διαφοράς φάσης για μέθοδο PI

Και στις δυο περιπτώσεις του πειράματος (Εικόνες 6.7-6.8) το κύκλωμα κλειδώνει στην ίδια κατάσταση, στα 84,62 kHz (709 cc). Από αυτό συμπεραίνεται ότι το κύκλωμα που υλοποιήθηκε είναι αρκετά σταθερό και έχει τη μέγιστη δυνατή ακρίβεια. Η μέγιστη αυτή δυνατή ακρίβεια είναι ίση με έναν κύκλο ρολογιού (1 cc), η οποία και είναι η μικρότερη δυνατή διαίρεση που μπορεί να εφαρμοστεί στη συχνότητα λειτουργίας.

Στη δεύτερη περίπτωση, όπου η αρχική συχνότητα έχει οριστεί στα 92,308 kHz, το κύκλωμα κάνει αρκετά μεγάλη ταλάντωση. Αυτό οφείλεται στους συντελεστές του K_P , K_I του PI. Για αυτή την περίπτωση κάποιος λίγο διαφορετικός συντελεστής θα είχαν καλύτερα αποτελέσματα, αλλά χρησιμοποιούνται οι συγκεκριμένοι οι οποίοι λειτουργούν αρκετά καλά για όλες τις περιπτώσεις αρχικών καταστάσεων και διακένου.

6.2.3 Καμπύλες Ισχύος

P_{OUT} -f (με αντιστάθμιση ενός πυκνωτή εν σειρά στο δευτερεύον-S)

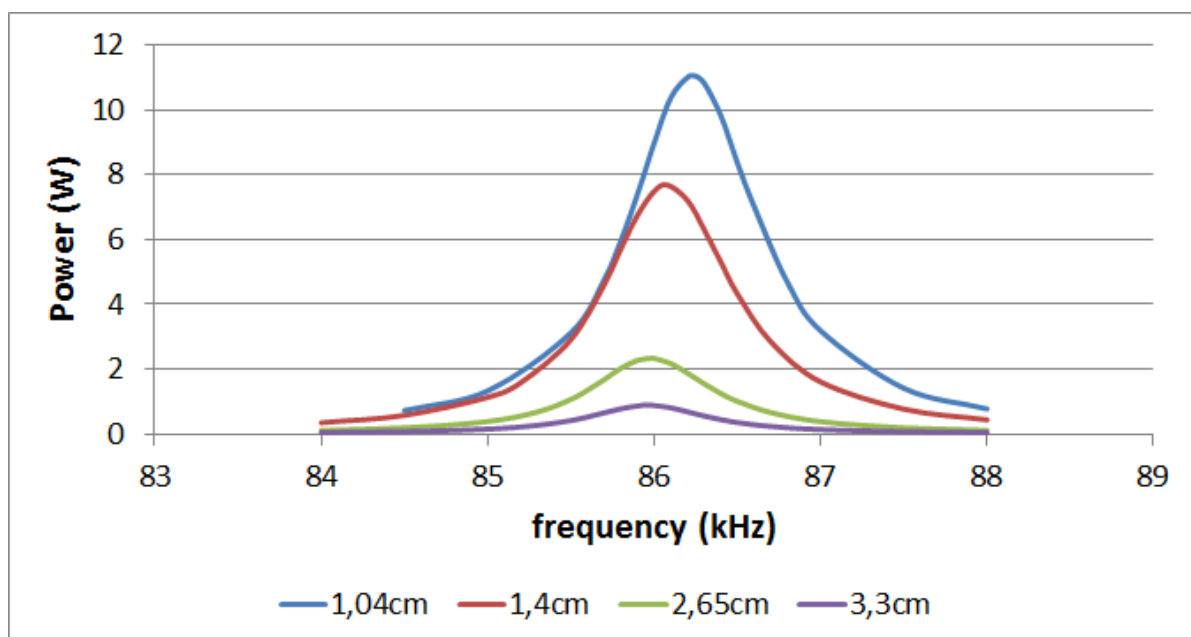
Σε αυτή την ενότητα θα παρουσιαστούν τα διαγράμματα της μεταφερόμενης ισχύος (P_{OUT}) ως προς τη συχνότητα λειτουργίας του συστήματος (f). Εδώ γίνεται εμφανές για ποιο λόγο είναι αναγκαία η χρήση ενός κλειστού συστήματος ελέγχου στα συστήματα ασύρματης μεταφοράς ισχύος.

Για τις πειραματικές μετρήσεις που θα ακολουθήσουν, χρησιμοποιήθηκε μόνο ένας πυκνωτής εν σειρά στο πρωτεύον τύλιγμα. Τα ίδια πειράματα εκτελέστηκαν και με δύο πυκνωτές εν σειρά, στο πρωτεύον και στο δευτερεύον τύλιγμα, και τα αποτελέσματά τους θα παρουσιαστούν στην επόμενη ενότητα.

Αρχικά, παρουσιάζεται ένα πείραμα το οποίο πραγματοποιήθηκε τρεις φορές με ίδιες συνθήκες, εκτός του διακένου μεταξύ των δοκιμίων του μετασχηματιστή, που μεταβλήθηκε τρεις φορές. Για κάθε διαφορετικό διάκενο έγινε σάρωση σε όλο το φάσμα των συχνοτήτων, μετρώντας την ισχύ εξόδου, ώστε να κατασκευαστεί το διάγραμμα $f - P_{out}$. Τα δεδομένα του εν λόγω πειράματος παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 6.3 Παράμετροι του κυκλώματος για το πείραμα της σάρωσης συχνοτήτων

Στοιχείο	Τιμή
L_1	735 μ H
L_2	720 μ H
R_L	3,3 Ω
C	4,7nF
Εύρος συχνοτήτων	84 - 88 kHz
Διάκενο	1,04cm/1,4cm/2,65cm/3,3cm
$V_{DC,IN}$	134,5



Εικόνα 6.9 Καμπύλες Ισχύος για διαφορετικές τιμές του διακένου

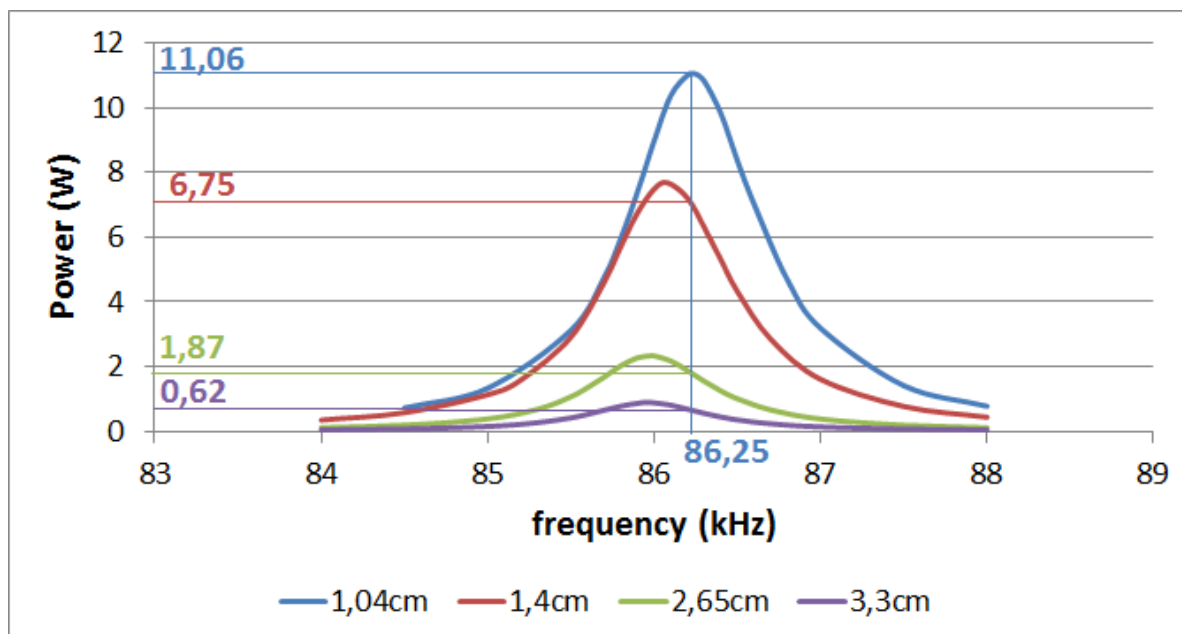
Στην Εικόνα 6.9 φαίνεται καθαρά, ότι οι καμπύλες ισχύος έχουν το μέγιστό τους σε διαφορετικές τιμές συχνοτήτων. Εδώ έγκειται η σημαντικότητα της χρησιμοποίησης των εν λόγω συστημάτων ελέγχου. Αν το κύκλωμα είχε μία σταθερή συχνότητα λειτουργίας, τότε στις περισσότερες περιπτώσεις, θα λειτουργούσε σε σημείο διαφορετικό από τη βέλτιστη λειτουργία. Με τα συστήματα ελέγχου αυτά, ο μικροεπεξεργαστής οδηγεί το σύστημα στο βέλτιστο σημείο λειτουργίας, για την κάθε διαφορετική περίπτωση (ευθυγράμμισης ή απόστασης των πλακών του μετασχηματιστή).

Πιο συγκεκριμένα, οι ακριβείς τιμές της συχνότητας συντονισμού για τις παραπάνω περιπτώσεις παρουσιάζονται Πίνακα 6.4.

Πίνακας 6.4 Συχνότητες συντονισμού του κυκλώματος για τα διάφορα διάκενα

Διάκενο (cm)	Συχνότητα (kHz)
1,04	86,25
1,4	86,7
2,65	85,98
3,3	85,97

Οι απώλειες που θα είχε το σύστημα αν λειτουργούσε σε σταθερή συχνότητα φαίνονται καθαρά στην Εικόνα 6.10, όπου παρουσιάζονται οι θέσεις λειτουργίας για τα διαφορετικά διάκενα, στα 86,25 kHz, που είναι η συχνότητα συντονισμού για 1,04 cm απόσταση μεταξύ των πλακών του μετασχηματιστή.



Εικόνα 6.10 Καμπύλες Ισχύος για διαφορετικές τιμές του διακένου, συνοδευόμενο από μέτρηση για $f=86,25$ kHz

Στον Πίνακα 6.5 παρουσιάζονται τα ακριβή νούμερα για τη λειτουργία των διαφορετικών περιπτώσεων στα 86,25 kHz.

Πίνακας 6.5 Ισχείς στα 86,25 kHz για τα διάφορα διάκενα

Διάκενο (cm)	$P_{OUT,MAX}(W)$	$P_{86,25} (W)$	Απώλειες (%)
1,04	11,92	11,92	0
1,4	7,68	6,75	12,1
2,65	2,33	1,87	19,74
3,3	0,89	0,62	30,34

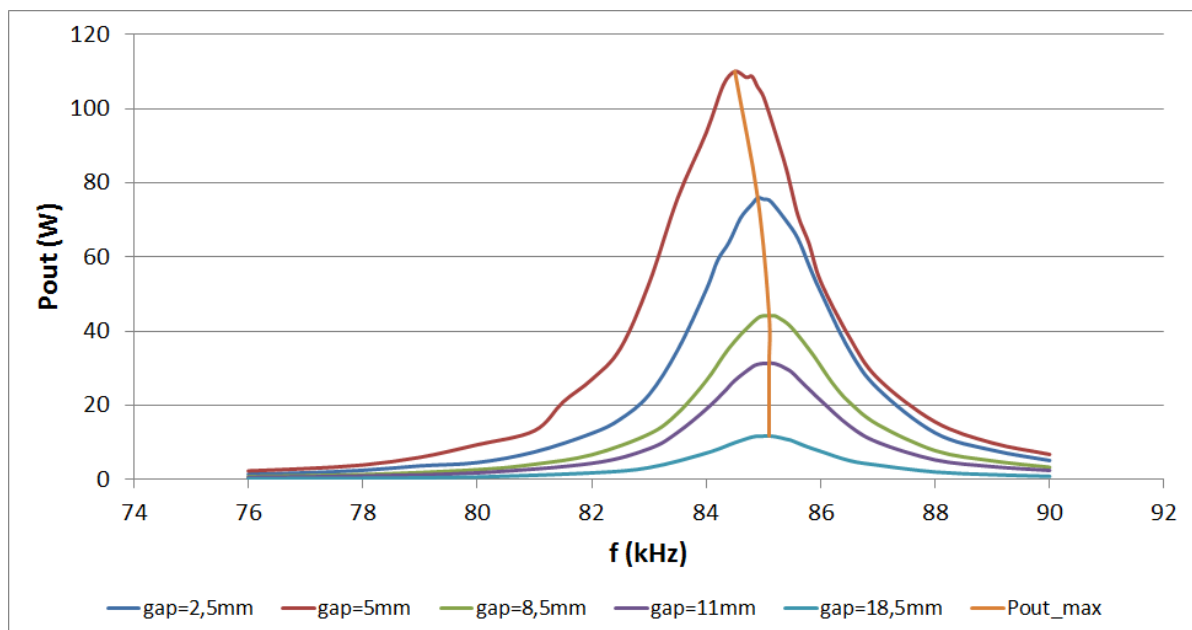
Όπως φαίνεται καθαρά στον Πίνακα 6.5, αν το σύστημα ελέγχου λειτουργούσε σε σταθερή συχνότητα, οι απώλειες στις περισσότερες περιπτώσεις θα ήταν αρκετά μεγάλες ποσοστιαία. Γι' αυτό το λόγο είναι αναγκαία η χρήση συστήματος ελέγχου της συχνότητας λειτουργίας σε ένα σύστημα ασύρματης μεταφοράς ενέργειας.

Στη συνέχεια πραγματοποιήθηκε πείραμα με περισσότερες περιπτώσεις για το διάκενο του μετασχηματιστή, ώστε να υπάρξει πιο ολοκληρωμένη άποψη πριν την εξαγωγή των συμπερασμάτων.

Το πείραμα πραγματοποιήθηκε για 70 Volts σταθερή τάση εισόδου. Όπως και παραπάνω, πραγματοποιήθηκε σάρωση όλων των συχνοτήτων για την εύρεση των σημείων συντονισμού για την κάθε διαφορετική απόσταση διακένου. Οι παράμετροι του πειράματος παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.6. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στην Εικόνα 6.11.

Πίνακας 6.6 Παράμετροι του κυκλώματος για το πείραμα της σάρωσης συχνοτήτων

Στοιχείο	Τιμή
L_1	735 μ H
L_2	720 μ H
R_L	3,3 Ω
C	4,7nF
Εύρος Συχνοτήτων	76 - 90 kHz
Διάκενο	2,5mm – 5mm – 8,5mm – 11mm – 18,5mm
$V_{DC,IN}$	70V



Εικόνα 6.11 Καμπύλες Ισχύος για διαφορετικές τιμές του διακένου, καμπύλη μέγιστης ισχύος

Στην Εικόνα 6.11, απεικονίζονται οι καμπύλες ισχύος για τις πέντε διαφορετικές τιμές του διακένου μεταξύ των πλακών του μετασχηματιστή.

Στο διάγραμμα, υπάρχει και μια έκτη καμπύλη. Αυτή η καμπύλη αναπαριστά τη συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος καθώς το διάκενο μεταβάλλεται. Η καμπύλη δηλαδή αυτή ενώνει όλα τα μέγιστα των καμπυλών ισχύος για οποιοδήποτε διάκενο.

Στον πίνακα που ακολουθεί, παρουσιάζονται όλα τα αριθμητικά δεδομένα για το εν λόγω πείραμα.

Πίνακας 6.7 Ισχείς στα διάφορα διάκενα για συχνότητα 84,5 kHz

Διάκενο (mm)	Συχνότητα(kHz)	$P_{OUT,MAX}$ (W)	$P_{84,5}$ (W)	Απώλειες (%)
2,5	84,5	110	110	0
5	84,9	75,92	67,25	11,4
8,5	85,1	44,15	37,33	15,45
11	85,1	31,37	26,74	14,76

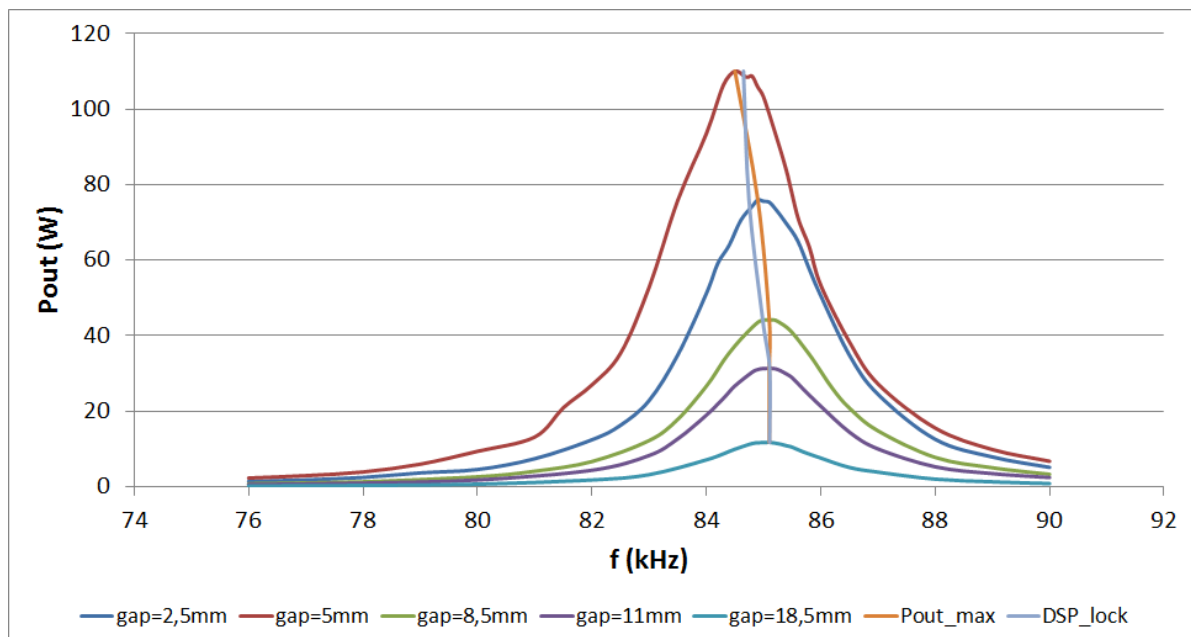
18,5	85,1	11,8	9,98	15,42
------	------	------	------	-------

Το πρώτο συμπέρασμα που εξάγουμε από τα παραπάνω δεδομένα είναι ότι μετά από ένα σημείο, η συχνότητα συντονισμού σταματάει να μεταβάλλεται. Αυτό συμβαίνει γιατί μετά από κάποια απόσταση μεταξύ των πλακών, η αλληλεπαγωγή μεταξύ των τυλιγμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος πρακτικά μηδενίζεται. Οπότε, η συχνότητα συντονισμού εξαρτάται μόνο από τις αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων οι οποίες είναι σταθερές και εξαρτώνται μόνο από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του τυλίγματος.

Στον Πίνακα 6.7 έχουν υπολογιστεί και οι τιμές ισχύος που θα λειτουργούσε το σύστημα στα 84,5 kHz (συχνότητα συντονισμού για τα 2,5mm), εάν δεν υπήρχε σύστημα ελέγχου. Όπως παρατηρείται εύκολα, οι απώλειες για αυτή τη συχνότητα είναι αρκετά μεγάλες (περίπου 15%), για τις υπόλοιπες περιπτώσεις εκτός των 2,5 mm. αυτό χρίζει αναγκαία τη χρήση συστήματος επίβλεψης της συχνότητας λειτουργίας του κυκλώματος.

Τέλος, είναι προφανές, όπως και στο προηγούμενο πείραμα, ότι αυξανόμενης της απόστασης μεταξύ των δοκιμίων του μετασχηματιστή, μειώνεται η μέγιστη δυνατή ισχύς του κυκλώματος.

Η Εικόνα 6.12 είναι παρόμοια με την Εικόνα 6.11, μόνο που έχει προστεθεί μία ακόμα καμπύλη. Η καμπύλη αυτή αναπαριστά τα σημεία κλειδώματος του DSP.



Εικόνα 6.12 Καμπύλες Ισχύος για διαφορετικές τιμές του διακένου, καμπύλη μέγιστης ισχύος, καμπύλη κλειδώματος του DSP

Παρατηρείται από την Εικόνα 6.12, πως η καμπύλη μέγιστης ισχύος εξόδου ($P_{OUT,MAX}$) έχει μικρή διαφορά με αυτή που κλειδώνει ο μικροεπεξεργαστής, οπότε η λειτουργία του είναι αρκετά ικανοποιητική.

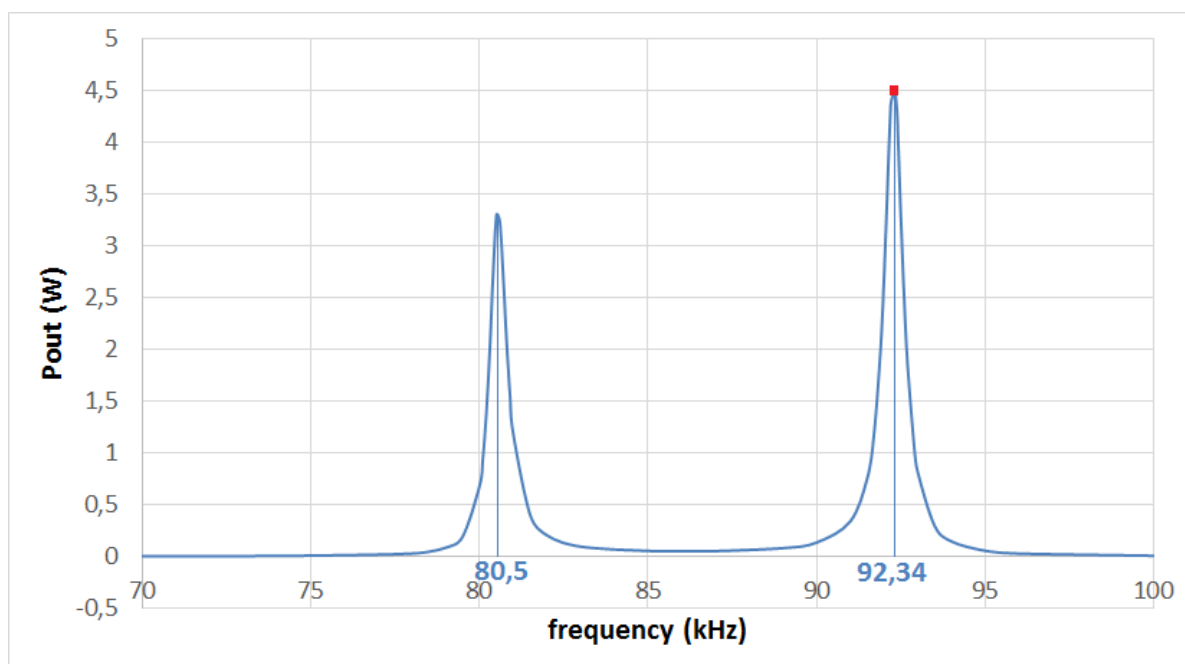
P_{OUT} -f (με αντιστάθμιση δύο πυκνωτών εν σειρά-SS)

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστεί η καμπύλη ισχύος εξόδου του κυκλώματος, για αντιστάθμιση με δύο πυκνωτές, έναν εν σειρά στο πρωτεύον και έναν εν σειρά στο δευτερεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή. Το πείραμα που πραγματοποιήθηκε είχε τις εξής παραμέτρους:

Πίνακας 6.8 Παράμετροι του κυκλώματος για το πείραμα της σάρωσης συχνοτήτων

Στοιχείο	Τιμή
L_1	735 μ H
L_2	720 μ H
R_L	3,3 Ω
$C_{1,2}$	4,7nF
Εύρος Συχνοτήτων	70 - 100 kHz
Διάκενο	2,4 cm
$V_{DC,IN}$	29,3V

Στο πείραμα αυτό, όπως και στο πείραμα για την καμπύλη της ισχύος με έναν πυκνωτή αντιστάθμισης, έγινε σάρωση συχνοτήτων ξεκινώντας από τα 70 kHz και μεταβάλλοντας τη συχνότητα κατά ένα μικρό βήμα καταλήγοντας στα 100 kHz. Για κάθε μία από αυτές τις τιμές της συχνότητας λειτουργίας μετρήθηκε η ισχύς εξόδου του κυκλώματος, με αποτέλεσμα να εξαχθεί το διάγραμμα της Εικόνας 6.13.



Εικόνα 6.13 Καμπύλη ισχύος για αντιστάθμιση με δυο πυκνωτές

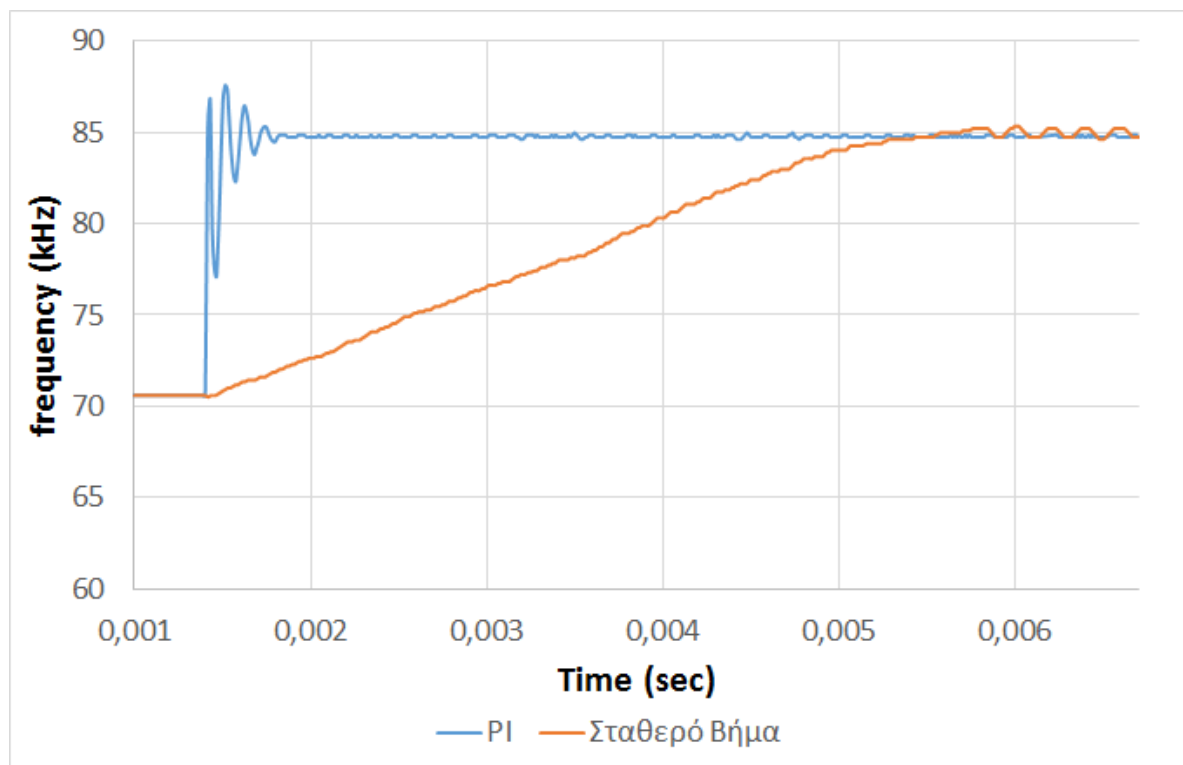
Από την Εικόνα 6.13 είναι προφανές ότι το κύκλωμα έχει πλέον δύο σημεία συντονισμού στις συχνότητες 80,5 kHz και 92,34 kHz. Το PLL που κατασκευάστηκε μπορεί να αναγνωρίσει και να κλειδώσει σε οποιαδήποτε από τις δυο συχνότητες λειτουργίας. Στο συγκεκριμένο πείραμα έχει γίνει η επιλογή να κλειδώνει στην πιο υψηλή συχνότητα, η οποία είναι και η βέλτιστη συχνότητα λειτουργίας από τις δύο, όπως αναλύθηκε μέσω των προσομοιώσεων στο Κεφάλαιο 4.3.3. Το PLL έχει πολύ μεγάλη ακρίβεια και στη συγκεκριμένη περίπτωση κλειδώνει ακριβώς στα 92,34 kHz, το οποίο αναπαρίσταται με κόκκινη κουκκίδα στο διάγραμμα.

6.3 Συμπεράσματα

Στην ενότητα αυτή θα γίνει σύγκριση μεταξύ των μεθόδων του Σταθερού Βήματος, του ελέγχου PI και του ελέγχου MTPP μέσω πειραματικών αποτελεσμάτων. Επίσης θα αξιολογηθεί η μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του συστήματος για αντιστάθμιση ενός και δυο πυκνωτών εν σειρά (Series – Series Series).

Σύγκριση της μεθόδου Σταθερού Βήματος με τη μέθοδο του PI

Στο διάγραμμα της Εικόνας 6.14 παρουσιάζονται οι αποκρίσεις της συχνότητας λειτουργίας του συστήματος για τις δυο μεθόδους ελέγχου (PI και Σταθερού Βήματος).



Εικόνα 6.14 Απόκριση συχνότητας για τις μεθόδους PI/Σταθερού Βήματος

Και τα δυο πειράματα υλοποιήθηκαν για διάκενο 5 mm. Όπως παρατηρείται στο διάγραμμα της Εικόνας 6.14, το PLL ξεκινάει να λειτουργεί και στις δυο περιπτώσεις ακριβώς την ίδια χρονική στιγμή, στα 1,4 msec.

Από τις αποκρίσεις του συστήματος στις δυο περιπτώσεις παρατηρείται η μεγάλη διαφορά στο χρόνο σύγκλισης που έχουν οι δυο μέθοδοι. Πιο συγκεκριμένα, η μέθοδος του PI χρειάζεται γύρω στα 0,5 msec για να κλειδώσει. Η μέθοδος Σταθερού Βήματος από την άλλη χρειάζεται γύρω στα 5 msec για την ίδια διεργασία. Η διαφορά στο χρόνο κλειδώματος είναι αρκετά σημαντική, δέκα φορές μεγαλύτερη.

Επιπλέον, μετά το κλείδωμα, η μέθοδος Σταθερού Βήματος συνεχίζει να παρουσιάζει μία ταλάντωση, δηλαδή δεν μπορεί να βρει ακριβώς τη συχνότητα συντονισμού. Αντιθέτως, η μέθοδος του PI συγκλίνει τελείως με τη μόνη ταλάντωση που υπάρχει να οφείλεται στο ότι η συχνότητα συντονισμού δεν μπορεί να διαιρεθεί ακριβώς σε κύκλους ρολογιού. Οπότε, η μέθοδος του PI ταλαντώνεται ανάμεσα σε δυο τιμές της περιόδου, π.χ. 705~706 κύκλους ρολογιού, εφόσον η ακριβής συχνότητα θα ήταν 705,5 cc.

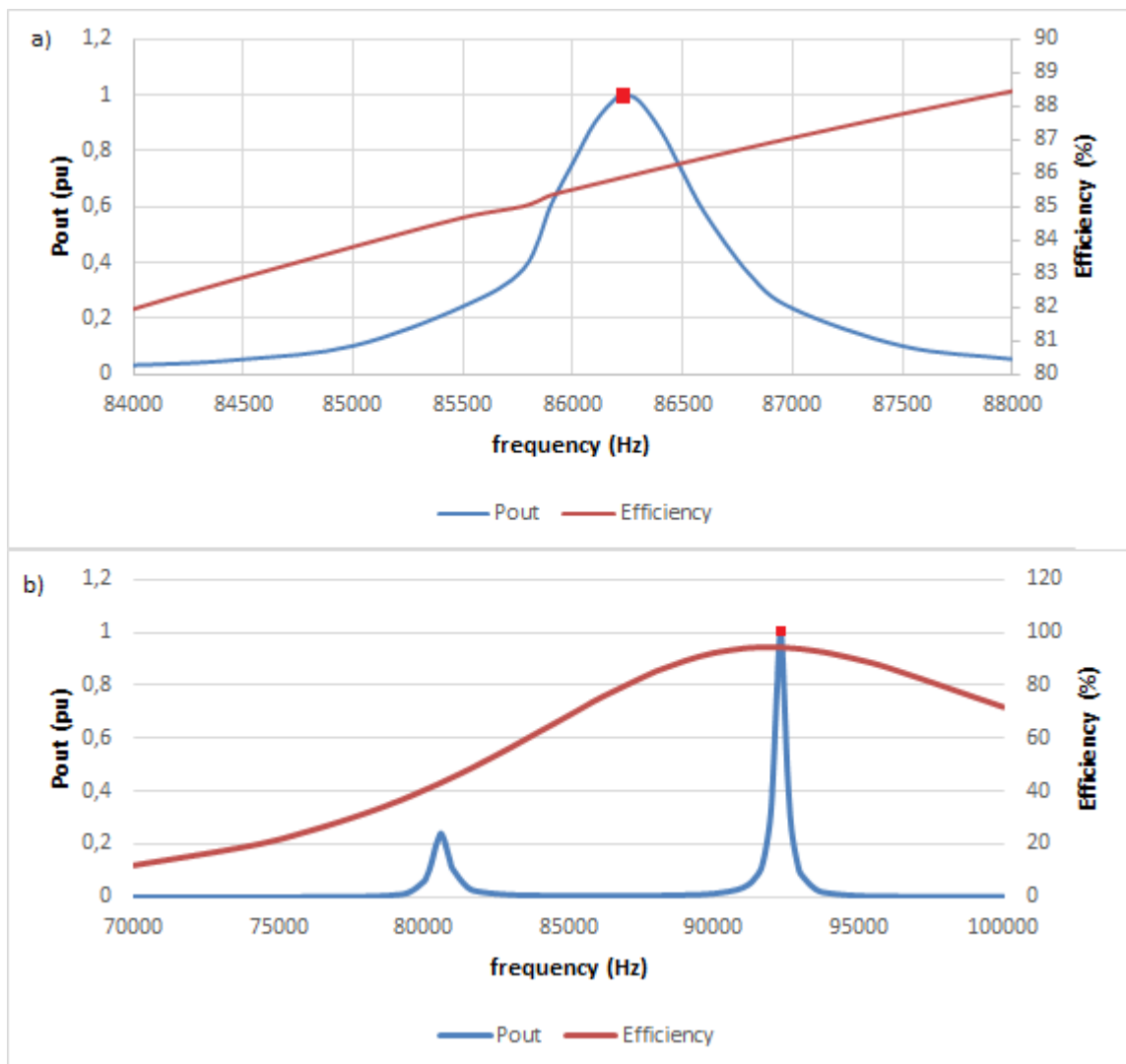
Τέλος, η μέθοδος Σταθερού Βήματος είναι πολύ πιο ομαλή στις μεταβάσεις της, δεν προκαλεί μεγάλα άλματα στη συχνότητα του κυκλώματος. Αυτό αποτελεί μειονέκτημα της μεθόδου του PI, καθώς αν οι συντελεστές K_P, K_I δεν έχουν ρυθμιστεί σωστά, μπορεί να

οδηγήσει το σύστημα σε κατάσταση ανισορροπίας, σε αντίθεση με την άλλη μέθοδο που κλειδώνει πάντα.

Από τα πειραματικά αποτελέσματα της Εικόνας 6.14 εξάγεται το συμπέρασμα ότι η μέθοδος Σταθερού Βήματος είναι πιο αργή στη σύγκλιση από τη μέθοδο του ΡΙ καθώς και ότι στη μόνιμη κατάσταση παρουσιάζει μεγαλύτερη ταλάντωση από αυτή.

Σύγκριση αντιστάθμισης ενός πυκνωτή εν σειρά στο πρωτεύον (Series) με αντιστάθμιση δυο εν σειρά πυκνωτών (Series Series)

Στην Εικόνα 6.15 απεικονίζονται οι αποκρίσεις της Ισχύος εξόδου, με μπλε χρώμα, για a) αντιστάθμιση με έναν και b) δυο πυκνωτές αντίστοιχα. Με κόκκινη γραμμή αναπαρίσταται η απόδοση του συστήματος συναρτήσει της συχνότητας και με κόκκινη κουκίδα η συχνότητα κλειδώματος του PLL.



Εικόνα 6.15 Καμπύλες Ισχύος-Αποδοτικότητας για αντιστάθμιση a) ενός πυκνωτή, b) δυο πυκνωτών

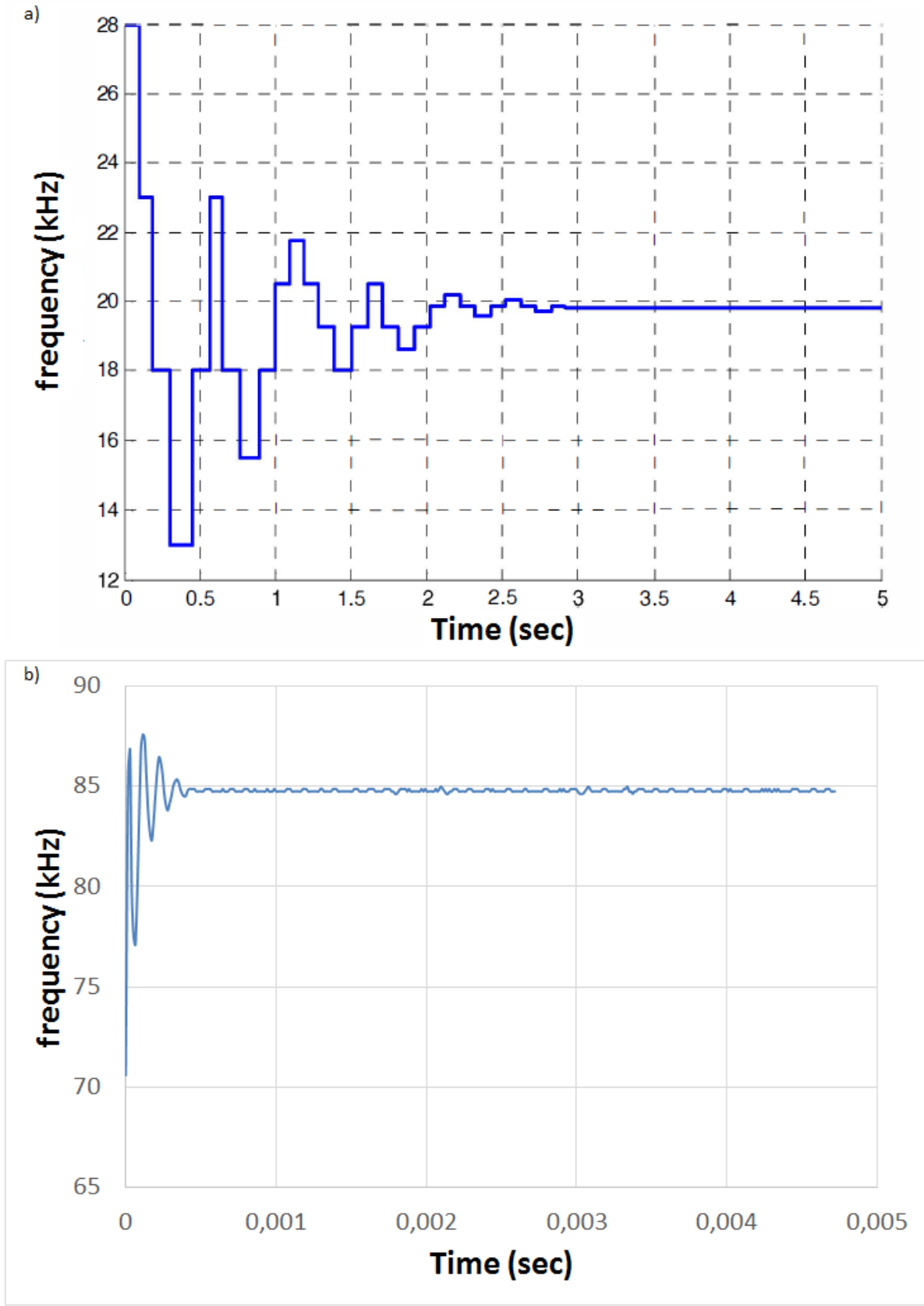
Όπως παρατηρείται από την Εικόνα 6.15b), η απόδοση στο σημείο κλειδώματος του συστήματος για αντιστάθμιση με δυο πυκνωτές είναι αρκετά μεγάλη, προσεγγίζοντας το 99%. Αντιθέτως, η απόδοση στο σημείο κλειδώματος για αντιστάθμιση με έναν πυκνωτή είναι αρκετά χαμηλότερη, γύρω στο 86%, λόγω της έλλειψης αντιστάθμισης στο πρωτεύον(Εικόνα 6.15b).

Με άλλα λόγια, η αντιστάθμιση με δυο πυκνωτές έχει αρκετά καλύτερο σημείο λειτουργίας μόνιμης κατάστασης από την αντιστάθμιση με έναν πυκνωτή. Το αρνητικό του κυκλώματος αυτού είναι ότι αυξάνει το κόστος κατασκευής της διάταξης λόγω του επιπλέον πυκνωτή.

Επίσης, πρέπει να υπάρξει μεγαλύτερη προσοχή από την πλευρά του προγραμματιστή καθώς υπάρχουν δυο σημεία συντονισμού. Το ένα σημείο έχει διαφορά φάσης ίση με 0° και το άλλο διαφορά φάσης ίση με 180° . Αυτό μπορεί να προκαλέσει πρόβλημα καθώς ο επεξεργαστής δεν μπορεί να ξεχωρίσει τις δυο καταστάσεις. Το πρόβλημα λύνεται με κατάλληλη ρύθμιση των Input-Captures, τα οποία μπορούν να ρυθμιστούν κατάλληλα ώστε το κύκλωμα να κλειδώνει σε μόνο μια από τις δυο καταστάσεις. Κατά τα άλλα, ο υπόλοιπος κώδικας παραμένει ο ίδιος και στις δυο περιπτώσεις αντιστάθμισης.

Σύγκριση της μεθόδου PI με τη μέθοδο του MTPP

Στην Εικόνα 6.16 απεικονίζονται οι αποκρίσεις της συχνότητας, συναρτήσει του χρόνου, για a) PLL με έλεγχο MTPP [26] και b) PLL με έλεγχο PI.



Εικόνα 6.16 Απόκριση συχνότητας για τις μεθόδους a) MTRP [26], b) PI

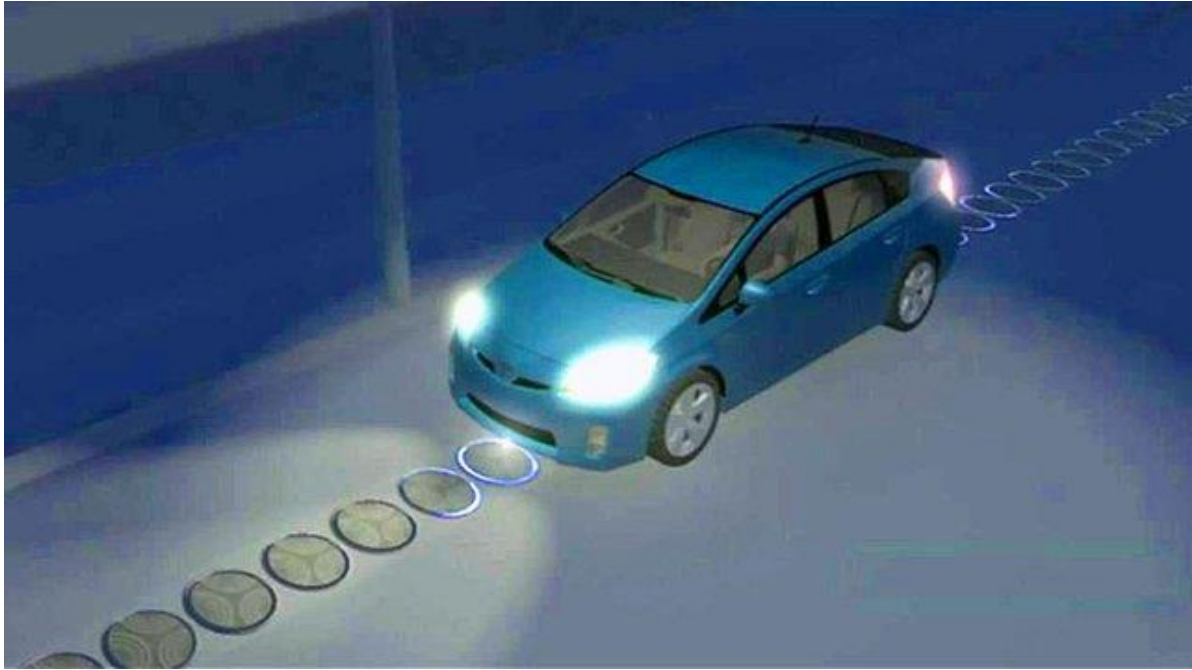
Στην Εικόνα 6.16a), που απεικονίζεται η συχνότητα για λειτουργία MTPP, παρατηρούμε ότι σε ένα τυχαίο πείραμα χρειάζεται 3 περίπου δευτερόλεπτα για να κλειδώσει το κύκλωμα. Αντιθέτως, στην Εικόνα 6.16b), όπου απεικονίζεται η απόκριση της συχνότητας για λειτουργία PI, το κύκλωμα χρειάζεται μόλις 0,5 msec για να κλειδώσει. Αυτό αποδεικνύει ότι η λειτουργία PI είναι τάξεις μεγέθους πιο γρήγορη από τη λειτουργία του MTPP. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το MTPP χρησιμοποιεί συνέχεια μετατροπή του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADC - Analog to Digital Conversion), το οποίο είναι και η πιο χρονοβόρα και επίπονη διαδικασία για έναν επεξεργαστή. Επίσης, το MTPP λόγω του ADC καταναλώνει πολλούς υπολογιστικούς πόρους με αποτέλεσμα οποιαδήποτε άλλη διεργασία πρέπει να εκτελέσει ο επεξεργαστής να καθυστερεί αρκετά και να μην μπορεί να εκτελεί πολλές ξεχωριστές διεργασίες παράλληλα.

Ένα ακόμα πλεονέκτημα του PI έναντι του MTPP είναι η σταθερότητά του στη λειτουργία για σύστημα αντιστάθμισης με δυο πυκνωτές. Στο σύστημα αυτό, όπου υπάρχουν δυο τοπικά μέγιστα για την καμπύλη ισχύος δεν μπορούμε να γνωρίζουμε από πριν σε ποια συχνότητα θα κλειδώσει το MTPP. Επίσης, αν το σύστημα ξεκινάει στο μέσο των δυο συχνοτήτων συντονισμού (Εικόνα 6.15b), υπάρχει πιθανότητα το MTPP να πέσει σε αστάθεια ή να ταλαντώνεται για μεγάλο χρονικό διάστημα. Αυτά τα προβλήματα δεν εμφανίζονται στο PI στο οποίο υπάρχει η δυνατότητα επιλογής της συχνότητας που θα κλειδώσει το κύκλωμα, χωρίς τον κίνδυνο αστάθειας.

Από την άλλη, το PI έχει μεγαλύτερο κόστος κατασκευής για την πλακέτα, καθώς πρέπει να κατασκευαστεί και πλακέτα δευτερεύοντος η οποία θα στέλνει το σήμα του ρεύματος φορτίου στο πρωτεύον. Επίπονη είναι επίσης η διαδικασία κατασκευής της ασύρματης επικοινωνίας μεταξύ των δυο πλακετών.

Αν για μια εφαρμογή απαιτείται χαμηλό κόστος κατασκευής και ο χρόνος σύγκλισης του συστήματος δεν είναι μείζονος σημασίας, τότε προτιμάτε η μέθοδος του MTPP. Ένα τέτοιο παράδειγμα είναι η εφαρμογή που απεικονίζεται στην Εικόνα 1.7 (σελ. 23) και παρουσιάζει ένα φορτιστή για κινητά. Σε αυτή την εφαρμογή το κόστος κατασκευής είναι κριτικής σημασίας, ενώ ο χρόνος που απαιτείται για να κλειδώσει το σύστημα και φτάνει τα 3 sec, δεν έχει επίπτωση στη φόρτιση της μπαταρίας που αγγίζει τη μία ώρα.

Αντιθέτως, σε μια εφαρμογή όπως αυτή της Εικόνας 1.11 (σελ. 25), όπου απεικονίζεται μία λωρίδα κυκλοφορίας ειδικά κατασκευασμένη για εν κινήσει φόρτιση των ηλεκτρικών οχημάτων, πρώτη προτεραιότητα αποτελεί ο χρόνος σύγκλισης της μεθόδου ελέγχου που θα χρησιμοποιηθεί. Η Εικόνα 1.11 παρατίθεται αμέσως παρακάτω για διευκόλυνση.



Εικόνα 1.11 Λωρίδα κυκλοφορίας ειδικά κατασκευασμένη με εσωτερικά πηνία για την ασύρματη φόρτιση των οχημάτων [19].

Στην περίπτωση της εφαρμογής αυτής, το ηλεκτρικό όχημα, λόγω της ταχύτητας που διαθέτει, θα φορτίζεται από ένα συγκεκριμένο πηνίο μόνο για ένα πολύ μικρό χρονικό διάστημα. Στη συνέχεια θα φορτίζεται από το επόμενο τύλιγμα.

Πιο συγκεκριμένα, για όχημα το οποίο κινείται με 50 km/h ή αλλιώς 13,9 m/s και για τυλίγματα διαμέτρου 0,5 m το όχημα θα φορτίζεται από το εκάστοτε τύλιγμα για:

$$\frac{0,5 \text{ m}}{13,9 \frac{\text{m}}{\text{s}}} = 0.036 \text{ sec} = 36 \text{ msec}$$

Επομένως, η μέθοδος ελέγχου του MTPP με χρόνο σύγκλισης τα 3 sec θα ήταν αδύνατο να λειτουργήσει. Αντιθέτως, η μέθοδος ελέγχου του PI με χρόνο σύγκλισης τα 0,5 msec θα ήταν ιδανική για την εφαρμογή αυτή.

Σα συμπέρασμα εξάγεται ότι κάθε μέθοδος ελέγχου έχει πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Για μια συγκεκριμένη εφαρμογή, το ποια μέθοδος είναι προτιμότερη εξαρτάται από την εφαρμογή αυτή και τις απαιτήσεις της.

Παράρτημα

ΚΩΔΙΚΑΣ ΜΕΘΟΔΟΥ ΣΤΑΘΕΡΟΥ ΒΗΜΑΤΟΣ

```
/*  
* File: main.c  
* Author: Giannis Staurooulos  
* Created on 19 February 2014, 4:28 pm  
*/  
  
#include <p33EP512MU810.h>  
  
#include <stdio.h>  
  
#include <stdbool.h>  
  
bool flag1, flag2;  
  
signed int Capture, Capture1, Capture2, dt1, dt2;  
  
  
  
// Επιλογήεσωτερικού FRC  
_FOSCSEL(FNOSC_FRC & IESO_OFF & FWDTEN_OFF);  
  
// Ενεργοποίηση Δυνατότητας Αλλαγής Ρολογιού και ρύθμιση του POSC σε λειτουργία XT  
_FOSC(FCKSM_CSECMD & OSCIOFNC_OFF & POSCMD_XT);  
  
//Επιλογή Επικοινωνίας με Υπολογιστή από τα PGEC1/PGED1, απενεργοποίηση του JTAG  
_FICD(ICS_PGD1 & JTAGEN_OFF)  
  
intmain(void) {  
  
// Ρύθμιση των παραμέτρων M, N1, N2  
PLLFBD=58; // M=60  
  
CLKDIVbits.PLLPOST=0; // N2=2  
  
CLKDIVbits.PLLPRE=0; // N1=2 F = Fin*(M/(N1*N2))=8MHz*50/4=120MHz  
  
// Έναρξη αλλαγής του Ρολογιού σε πρωτεύον ταλαντωτή με PLL (NOSC = 0b011)
```



```

__builtin_write_OSCCONH(0x03);

__builtin_write_OSCCONL(OSCCON | 0x01); // Επιλογή XT λειτουργίας

// Αναμονή μέχρι την πραγματοποίηση της αλλαγής του ρολογιού
while(OSCCONbits.COSC!= 0b011);

// Αναμονή μέχρι το κλείδωμα του PLL
while (OSCCONbits.LOCK!= 1);

/* Ορισμός του PWM6 για αρχική συχνότητα στα 60 kHz */
PHASE6 = 999;

/* Ορισμός του βαθμού χρησιμοποίησης στο 50% */
PDC6 = 999;

/* Ορισμός των διαστημάτων νεκρού χρόνου του σήματος */
DTR6 = 25;
ALTDTR6 = 25;

/* Ορισμός του PWM σε λειτουργία Push-Pull */
IOCON6 = 0xC800;

Ορισμός των PWM σε λειτουργία: ανεξάρτητων βάσεων χρόνου, Center-Aligned και ανεξάρτητων
διαστημάτων νεκρού χρόνου */
PWMCON6 = 0x0204;

/* Ορισμός Λειτουργίας σε περίπτωση σφάλματος */
FCLCON6 = 0x0003;

/* Αναλογία 1:1*/
PTCON2 = 0x0000;

/* Ενεργοποίηση του καταχωρητή άμεσης ενημέρωσης των PWM */
PTCONbits.EIPU = 1; /* Καταχωρητής άμεσης ενημέρωσης περιόδου*/

PWMCON1bits.IUE = 1; /* Καταχωρητής άμεσης ενημέρωσης του βαθμού χρησιμοποίησης και της
φάσεως των PWM*/

/* Έναρξη λειτουργίας PWM */
PTCON = 0x8000;

```

```

// Ξεκλείδωμα των καταχωρητών
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON & ~(1<<6));

// Ανάθεση IC1 στον ακροδέκτη RPI76/RD12
RPINR7bits.IC1R = 0x4C;

// Ανάθεση IC2 στον ακροδέκτη RPI51/RC3 (PWM6L)
RPINR7bits.IC2R = 0x33;

// Κλείδωμα καταχωρητών
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON | (1<<6));

_TRISD12 = 1; //RD12 = Είσοδος
IC1CON1bits.ICM = 0b000; // Απενεργοποίηση IC1
IFS0bits.IC1IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή interrupt_flag για το IC1
IEC0bits.IC1IE = 1; // Ενεργοποίηση των interrupts για το IC1
IPC0bits.IC1IP = 1; // Ορισμός της προτεραιότητας του interrupt για το IC1 σε βαθμό 1
IC1CON1bits.ICTSEL = 0b111; // Ορισμός ως ρολόι του IC1, το εσωτερικό ρολόι του
//μικροεπεξεργαστή
IC1CON1bits.ICI = 0b00; // Εκτέλεση interrupt σε κάθε ενεργοποίηση του IC1
IC1CON1bits.ICM = 0b011; //Ενεργοποίηση του IC1 στην αρχή κάθε θετικού παλμού
IC1CON2 = 0x0000; // Απενεργοποίηση Συγχρονισμού

_TRISC3 = 0; //RC3 = Έξοδος
IC2CON1bits.ICM = 0b000; // Απενεργοποίηση του IC2
IFS0bits.IC2IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή interrupt_flag για το IC2
IEC0bits.IC2IE = 1; // Ενεργοποίηση των interrupts για το IC2
IPC1bits.IC2IP = 1; // Ορισμός της προτεραιότητας του interrupt για το IC2 σε βαθμό 1
IC2CON1bits.ICTSEL = 0b111; // Ορισμός ως ρολόι του IC2, το εσωτερικό ρολόι του
//μικροεπεξεργαστή

```

```

IC2CON1bits.ICI = 0b00; // Εκτέλεση interrupt σε κάθε ενεργοποίηση του IC2
IC2CON1bits.ICM = 0b011; //Ενεργοποίηση του IC2 στην αρχή κάθε θετικού παλμού
IC2CON2 = 0x0000; // Απενεργοποίηση Συγχρονισμού

_ANSC3 = 0; //Απενεργοποίηση της αναλογικής λειτουργίας του RC3
flag1 = 0;      // Αρχικοποίηση των μεταβλητών flag1, flag2
flag2 = 0;
while(1){      // Ατέρμονας βρόχος
ClrWdt();      // Μηδενισμός του καταχωρητή ελέγχου 'watchdog'
if(flag1 &flag2){      // Συνθήκη ενεργοποίησης και των δυο σημάτων
dt2 = dt1;          // Αποθήκευση της προηγούμενης τιμής της διαφοράς φάσης
dt1 = Capture1 - Capture2 - 35; // Υπολογισμός της νέας διαφοράς φάσης
if(dt1>0){
if(dt1>=dt2){      // Συνθήκη αύξησης της διαφοράς φάσης
PHASE6++;          // Αύξηση της περιόδου κατά έναν κύκλο ρολογιού
PDC6++;
        }
    }
else{
if(abs(dt1)>=abs(dt2)){ // Συνθήκη αύξησης κατά απόλυτο μέτρο της διαφοράς φάσης
PHASE6--;          // Μείωση της περιόδου κατά έναν κύκλο ρολογιού
PDC6--;
        }
    }
flag1 = 0;        // Μηδενισμός των μεταβλητών flag1, flag2
flag2 = 0;
    }
}

```

```
}
```

```
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _IC1Interrupt(void)
```

```
{
```

```
    IFS0bits.IC1IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή 'interrupt_flag'
```

```
    while(IC1CON1bits.ICBNE){ // Επανάληψη μέχρι η στοίβα να είναι άδεια
```

```
    Capture = IC1BUF; // Αποθήκευση της επόμενης καταχώρησης στη στοίβα
```

```
        if(!flag1){ // Αποθήκευση μόνο της τελευταίας στη στοίβα
```

```
            Capture1 = Capture;
```

```
            flag1 = 1;
```

```
        }
```

```
    }
```

```
}
```

```
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _IC2Interrupt(void)
```

```
{
```

```
    IFS0bits.IC2IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή 'interrupt_flag'
```

```
    while(IC2CON1bits.ICBNE){ // Επανάληψη μέχρι η στοίβα να είναι άδεια
```

```
    Capture = IC2BUF; // Αποθήκευση της επόμενης καταχώρησης στη στοίβα
```

```
        if(!flag2){ // Αποθήκευση μόνο της τελευταίας τιμής καταχώρησης στη στοίβα
```

```
            Capture2 = Capture;
```

```
            flag2 = 1;
```

```
        }
```

```
    }
```

```
}
```

ΚΩΔΙΚΑΣΜΕΘΟΔΟΥ ΠΙ

/*

* File: main.c

* Author: Giannis Stauroopoulos

* Created on 19 February 2014, 4:28 pm

*/

#include <p33EP512MU810.h>

#include <stdio.h>

#include <stdbool.h>

bool flag1, flag2;

signed int Capture, Capture1, Capture2, dt, p, pi;

signed long long int i;

// Επιλογήεσωτερικού FRC

`_FOSCSEL(FNOSC_FRC & IESO_OFF & FWDTEN_OFF);`

// Ενεργοποίηση Δυνατότητας Αλλαγής Ρολογιού και ρύθμιση του POSC σε λειτουργία XT

`_FOSC(FCKSM_CSECMD & OSCIOFNC_OFF & POSCMD_XT);`

//Επιλογή Επικοινωνίας με Υπολογιστή από τα PGEC1/PGED1, απενεργοποίηση του JTAG

`_FICD(ICS_PGD1 & JTAGEN_OFF)`

intmain(void) {

// Ρύθμιση των παραμέτρων M, N1, N2

`PLLFBD=58; // M=60`

`CLKDIVbits.PLLPOST=0; // N2=2`

`CLKDIVbits.PLLPRE=0; // N1=2 F = Fin*(M/(N1*N2))=8MHz*50/4=120MHz`

// Έναρξη αλλαγής του Ρολογιού σε πρωτεύον ταλαντωτή με PLL (NOSC = 0b011)

```

__builtin_write_OSCCONH(0x03);

__builtin_write_OSCCONL(OSCCON | 0x01); // Επιλογή XT λειτουργίας

// Αναμονή μέχρι την πραγματοποίηση της αλλαγής του ρολογιού
while(OSCCONbits.COSC!= 0b011);

// Αναμονή μέχρι το κλείδωμα του PLL
while (OSCCONbits.LOCK!= 1);

/* Ορισμός του PWM6 για αρχική συχνότητα στα 60 kHz */
PHASE6 = 999;

/* Ορισμός του βαθμού χρησιμοποίησης στο 50% */
PDC6 = 999;

/* Ορισμός των διαστημάτων νεκρού χρόνου του σήματος */
DTR6 = 25;
ALTDTR6 = 25;

/* Ορισμός του PWM σε λειτουργία Push-Pull */
IOCON6 = 0xC800;

Ορισμός των PWM σε λειτουργία: ανεξάρτητων βάσεων χρόνου, Center-Aligned και ανεξάρτητων
διαστημάτων νεκρού χρόνου */
PWMCON6 = 0x0204;

/* Ορισμός Λειτουργίας σε περίπτωση σφάλματος */
FCLCON6 = 0x0003;

/* Αναλογία 1:1*/
PTCON2 = 0x0000;

/* Ενεργοποίηση του καταχωρητή άμεσης ενημέρωσης των PWM */
PTCONbits.EIPU = 1; /* Καταχωρητής άμεσης ενημέρωσης περιόδου*/

PWMCON1bits.IUE = 1; /* Καταχωρητής άμεσης ενημέρωσης του βαθμού χρησιμοποίησης και της
φάσεως των PWM*/

/* Έναρξη λειτουργίας PWM */
PTCON = 0x8000;

```

```

// Ξεκλείδωμα των καταχωρητών
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON & ~(1<<6));

// Ανάθεση IC1 στον ακροδέκτη RPI76/RD12
RPINR7bits.IC1R = 0x4C;

// Ανάθεση IC2 στον ακροδέκτη RPI51/RC3 (PWM6L)
RPINR7bits.IC2R = 0x33;

// Κλείδωμα καταχωρητών
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON | (1<<6));

_TRISD12 = 1; //RD12 = Είσοδος
IC1CON1bits.ICM = 0b000; // Απενεργοποίηση IC1
IFS0bits.IC1IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή interrupt_flag για το IC1
IEC0bits.IC1IE = 1; // Ενεργοποίηση των interrupts για το IC1
IPC0bits.IC1IP = 1; // Ορισμός της προτεραιότητας του interrupt για το IC1 σε βαθμό 1
IC1CON1bits.ICTSEL = 0b111; // Ορισμός ως ρολόι του IC1, το εσωτερικό ρολόι του
//μικροεπεξεργαστή
IC1CON1bits.ICI = 0b00; // Εκτέλεση interrupt σε κάθε ενεργοποίηση του IC1
IC1CON1bits.ICM = 0b011; // Ενεργοποίηση του IC1 στην αρχή κάθε θετικού παλμού
IC1CON2 = 0x0000; // Απενεργοποίηση Συγχρονισμού

_TRISC3 = 0; //RC3 = Έξοδος
IC2CON1bits.ICM = 0b000; // Απενεργοποίηση του IC2
IFS0bits.IC2IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή interrupt_flag για το IC2
IEC0bits.IC2IE = 1; // Ενεργοποίηση των interrupts για το IC2
IPC1bits.IC2IP = 1; // Ορισμός της προτεραιότητας του interrupt για το IC2 σε βαθμό 1
IC2CON1bits.ICTSEL = 0b111; // Ορισμός ως ρολόι του IC2, το εσωτερικό ρολόι του
//μικροεπεξεργαστή

```

```

IC2CON1bits.ICI = 0b00; // Εκτέλεση interrupt σε κάθε ενεργοποίηση του IC2
IC2CON1bits.ICM = 0b011; //Ενεργοποίηση του IC2 στην αρχή κάθε θετικού παλμού
IC2CON2 = 0x0000; // Απενεργοποίηση Συγχρονισμού

_ANSC3 = 0; //Απενεργοποίηση της αναλογικής λειτουργίας του RC3
flag1 = 0;      // Αρχικοποίηση των μεταβλητών flag1, flag2, p, i
flag2 = 0;
i = 0;
p = 0;
while(1){      // Ατέρμονας βρόχος
ClrWdt();      // Μηδενισμός του καταχωρητή ελέγχου 'watchdog'
if(flag1 &flag2){      // Συνθήκη ενεργοποίησης και των δυο σημάτων
dt = Capture1 - Capture2 - 35; // Υπολογισμός διαφοράς φάσης μείον το σφάλμα μετάδοσης
σήματος
p = dt/2;      // Υπολογισμός της αναλογικής παραμέτρου
i = i + dt/4;      // Υπολογισμός της ολοκληρωτικής παραμέτρου
pi = 999 + p + i;      // Υπολογισμός της νέας περιόδου
PHASE6 = pi; // Ενημέρωση της περιόδου του PWM
PDC6 = pi;      // Ενημέρωση του βαθμού χρησιμοποίησης του PWM
flag1 = 0;      // Μηδενισμός των μεταβλητών flag1, flag2
flag2 = 0;
    }
}
}

void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _IC1Interrupt(void)
{
IFS0bits.IC1IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή 'interrupt_flag'

```



```

while(IC1CON1bits.ICBNE){ // Επανάληψη μέχρι η στοίβα να είναι άδεια
Capture = IC1BUF; // Αποθήκευση της επόμενης καταχώρησης στη στοίβα
    if(!flag1){ // Αποθήκευση μόνο της τελευταίας στη στοίβα
        Capture1 = Capture;
        flag1 = 1;
    }
}

void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _IC2Interrupt(void)
{
    IFS0bits.IC2IF = 0; // Μηδενισμός του καταχωρητή 'interrupt_flag'
while(IC2CON1bits.ICBNE){ // Επανάληψη μέχρι η στοίβα να είναι άδεια
Capture = IC2BUF; // Αποθήκευση της επόμενης καταχώρησης στη στοίβα
    if(!flag2){ // Αποθήκευση μόνο της τελευταίας τιμής καταχώρησης στη στοίβα
        Capture2 = Capture;
        flag2 = 1;
    }
}
}

```

Βιβλιογραφία

- [1] "http://en.wikipedia.org/wiki/Electric_car," [Online].
- [2] "http://money.cnn.com/galleries/2008/autos/0806/gallery.electric_cars_now/5.html," [Online].
- [3] "<http://www.451s.com/forum/topics/smart-ed-is-coming-to-the-usa>," [Online].
- [4] "http://www.greencarreports.com/news/1063854_2012-mitsubishi-i-electric-car-x-ray-cutaway-shows-layout," [Online].
- [5] S. Eaves and J. Eaves, "A Cost Comparison of Fuel-Cell and Battery Electric Vehicles," *Journal of Power Sources*, vol. 130, no. 1-2, pp. 208-212, May 2004.
- [6] "http://en.wikipedia.org/wiki/Hydrogen_vehicle#Automobiles," [Online].
- [7] "http://batteryuniversity.com/learn/article/whats_the_role_of_the_supercapacitor," [Online].
- [8] "<http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/>," [Online].
- [9] "<http://www.teslamotors.com/supercharger>," [Online].
- [10] "<https://gigaom.com/2010/06/08/battle-of-the-batteries-comparing-electric-car-range-charge-times/>," [Online].
- [11] A. Dinger, R. Martin, X. Mosquet, M. Rabl, D. Rizoulis, M. Russo and G. Sticher, "Batteries for Electric Cars: Challenges, Opportunities and the Outlook to 2020," The Boston Consulting Group, Inc. 2010.
- [12] "http://batteryuniversity.com/learn/article/electric_vehicle," [Online].
- [13] "<http://www.gizmag.com/aerovironment-better-place-ev-charging-hawaii/18176/>," [Online].
- [14] "<http://www.pdesigni.com/news/show/1555>," [Online].
- [15] "<http://www.teslauniverse.com/nikola-tesla/patents/us-patent-645576-system-transmission-electrical-energy?pq=NjQ1LDU3Ng%3D%3D>," [Online].
- [16] M. Kesler, "Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance," WiTricity Corporation, 2013.
- [17] "<http://www.ubergizmo.com/2013/09/samsung-makes-4-million-investment-in-wireless-charging-company/>," [Online].
- [18] Q. Chen, S. C. Wong, C. K. Tse and X. Runa, "Analysis, Design, and Control of a Transcutaneous Power Regulator for Artificial Hearts," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 3, no. 1, pp. 23-31, Feb 2009.
- [19] "http://news.bbc.co.uk/2/hi/programmes/click_online/9708468.stm," [Online].
- [20] "<http://www.cbsnews.com/news/england-will-test-electric-car-charging-lanes/>," [Online].
- [21] "<http://globalnews.ca/news/2171804/uk-to-test-roads-that-charge-electric-cars-as-they-drive/>," [Online].
- [22] Σ. Ν. ΜΑΝΙΑΣ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ, ΑΘΗΝΑ: ΣΥΜΕΩΝ, 2014.
- [23] A. Neves, D. M. Souza, A. Roque and J. M. Terras, "Analysis of an inductive charging system for a commercial electric vehicle," *EPE 2011, Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, Sept 2011.
- [24] E. Gati, Επαγωγικός Φορτιστής Ηλεκτρικού Οχήματος, Athens: NTUA, 2012.

- [25] D. A. G. Pedder, A. D. Brown and J. A. Skinner, "A Contactless Electrical Energy Transmission System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp. 23-30, Feb 1999.
- [26] M. H. Ameri, A. Y. Varjani and M. Mohamadian, "A novel algorithm for tracking maximum inductive transferred power point," *4th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference, Tehran, Iran*, pp. 372-377, Feb 2013.
- [27] C. M. Lai, "Study and Realization of a Non-Contact Power Supply System with Fast Information Transmission Capability," *4th International Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-6, June 2011.
- [28] V. J. Brusamarello, Y. B. Blauth, R. Azambuja and I. Muller, "A Study on Inductive Power Transfer with Wireless Tuning," *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 1098-1103, May 2012.
- [29] C. S. Wang, G. A. Covic and O. H. Stielau, "Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 1308-1314, Oct 2005.
- [30] J. L. Villa, J. Sallan, J. F. S. Osorio and A. Llombart, "High-Misalignment Tolerant Compensation Topology for ICPT Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 945-951, Feb 2012.
- [31] J. Huh, S. W. Lee, W. Y. Lee, G. H. Cho and C. T. Rim, "Narrow-Width Inductive Power Transfer System for Online Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3666-3679, Dec 2011.
- [32] S. Y. R. Hui, W. X. Zhong and C. K. Lee, "A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4500-4511, Sept 2014.
- [33] M. J. Neath, U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "A New Controller for Bi-directional Inductive Power Transfer Systems," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1951-1956, June 2011.
- [34] U. K. Madawala, M. Neath and D. J. Thrimawithana, "A Power-Frequency Controller for Bidirectional Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 310-317, Jan 2013.
- [35] S. Krishan, S. Bhuyan, V. P. Kumar, W. Wang, J. A. Afif and K. S. Lim, "Frequency Agile Resonance-Based Wireless Charging System for Electric Vehicles," *IEEE International Electric Vehicle Conference*, pp. 1-4, March 2012.
- [36] K. Yan, Q. Chen, J. Hou, X. Ren and X. Ruan, "Self-Oscillating Contactless Resonant Converter With Phase Detection Contactless Current Transformer," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, vol. 29, no. 8, pp. 2920-2927, Aug 2014.
- [37] R. Chen, C. Zheng, Z. U. Zahid, E. Faraci, W. Yu and J. S. Lai, "Analysis and Parameters Optimization of a Contactless IPT System for EV Charger," *29th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1654-1661, March 2014.
- [38] W. Li and J. Meiners, "Introduction to Phase-Locked Loop System Modeling," Texas Instruments, 2000.
- [39] M. Curstin and P. O'Brien, "Phase-Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters-Part 1," *Analog Dialogue*, 1999.
- [40] S. R. Al-Araji, Z. M. Hussain and M. A. Al-Qutayri, *Digital Phase Lock Loops*, Springer, 2006.
- [41] M. H. Perrott, "Tutorial on Digital Phase-Locked Loops," Sept 2009.

- [42] B. Zahawi, M. A. Elgendy and D. J. Atkinson, "Low Cost MPPT Algorithms for PV Application: PV," Newcastle University, Jan 2012.
- [43] J. L. Li, "Wireless Power Transmission: State-of-the-Arts in Technologies and Potential Applications," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, pp. 86-89, Dec 2011.