



ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Διπλωματική Εργασία

Υλοποίηση Συστήματος Ασύρματης Μεταφοράς Ισχύος

Σωτήριος Χ. Ζορμπάς

ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ

Ευτύχιος Κουτρούλης, Αναπλ. Καθηγητής (Επιβλέπων)

Κωνσταντίνος Καλαϊτζάκης, Καθηγητής

Άγγελος Μπλέτσας, Αναπλ. Καθηγητής

Χανιά, Ιανουάριος 2018

Πρόλογος

Θα ήθελα αρχικά να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. Ευτύχιο Κουτρούλη για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε στην ανάθεση της συγκεκριμένης εργασίας και για την μεγάλη ελευθερία των επιλογών που μου έδωσε κατά την εκπόνηση του συστήματος που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της εργασίας. Ακόμη ένα μεγάλο ευχαριστώ πρέπει να απευθύνω στην οικογένεια μου για την υποστήριξη τους όλα αυτά τα χρόνια, καθώς και στον μέντορα μου κ. Ευάγγελο Τσαφογιάννη ο οποίος με δίδαξε πολλά πράγματα και χάρη στον οποίο βρήκα την κλίση μου στα ηλεκτρονικά πριν από 13 χρόνια.

Περίληψη

Η ασύρματη μεταφορά ισχύος είναι μία ιδέα άνω του ενός αιώνα, όμως λόγω της δυσκολίας στην επίτευξη ικανοποιητικής απόδοσης, οι εφαρμογές της παρέμειναν ολιγάριθμες και συγκεκριμένες. Την τελευταία δεκαετία με τη ραγδαία ανάπτυξη της τεχνολογίας υλικών, όπως οι τελευταίες γενεές τρανζίστορ τύπου Silicon Carbide (SiC) και η πολλά υποσχόμενη Gallium Nitride (GaN) γενιά, επιτρέπουν την ελαχιστοποίηση των απωλειών ενέργειας των ηλεκτρονικών μετατροπών ισχύος. Πέρα από καθημερινές εφαρμογές και εξειδικευμένες εφαρμογές στη βιομηχανία, η κύρια εξάπλωση της εν λόγω τεχνολογίας συμβαδίζει κυρίως με την ανάπτυξη των ηλεκτρικών οχημάτων, η οποία επιταχύνεται τα τελευταία χρόνια.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία υλοποιήθηκε ένα ολοκληρωμένο σύστημα ασύρματης μεταφοράς ισχύος που αποτελείται από τον πομπό της ισχύος, τον δέκτη καθώς και από την γραφική εφαρμογή που αναπτύχθηκε σε H/Y. Ο έλεγχος των κύριων παραμέτρων του συστήματος έγινε μέσω της διαμόρφωσης Quasi-Square Wave (QSW) για τον έλεγχο της τάσης και μέσω ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος Direct Digital Synthesis (DDS) για τον έλεγχο της συχνότητας λειτουργίας. Ακόμη, ενσύρματη αμφίδρομη επικοινωνία υπάρχει μεταξύ πομπού - H/Y και ασύρματη αμφίδρομη επικοινωνία μεταξύ πομπού και δέκτη. Με αυτό το δίκτυο επικοινωνίας, η γραφική εφαρμογή είναι σε θέση να συλλέγει όλα τα διαθέσιμα δεδομένα λειτουργίας του πομπού και του δέκτη. Τέλος, επιτρέπει στον χρήστη τον έλεγχο όλων των διαθέσιμων λειτουργιών και παραμέτρων των συστημάτων του πομπού και δέκτη.

Από τη θεωρητική ανάλυση προκύπτει πως υπάρχουν συχνότητες λειτουργίας στις οποίες το σύστημα επιδεικνύει χαρακτηριστικά πηγής τάσης και πηγής ρεύματος, αντίστοιχα. Με την μέτρηση των στοιχείων των κυκλωμάτων LC και της αμοιβαίας σύζευξης των πηνίων του πομπού και του δέκτη, αντίστοιχα, σε κάθε απόσταση, υπολογίστηκαν οι θεωρητικές συχνότητες λειτουργίας. Με την βοήθεια της γραφικής εφαρμογής συλλέχθηκαν δεδομένα για την συμπεριφορά του συστήματος σε όλο το εύρος συχνοτήτων. Η σύγκριση μεταξύ των θεωρητικών αποτελεσμάτων και των πειραματικών μετρήσεων κατέδειξαν αποκλίσεις κάτω του $\pm 0.5\%$ και $\pm 1\%$ για λειτουργία σαν πηγή ρεύματος και τάσης αντίστοιχα, επιβεβαιώνοντας στην πράξη την ακρίβεια των προσεγγιστικών μοντέλων που χρησιμοποιήθηκαν κατά τη θεωρητική ανάλυση. Η καινοτομία της παρούσας εργασίας έγκειται στην ανάπτυξη ενός αλγορίθμου ο οποίος, σε πραγματικό χρόνο, ανιχνεύει τη συχνότητα λειτουργίας όπου το σύστημα συμπεριφέρεται σαν πηγή τάσης. Η απόκλιση της συχνότητας στην οποία συγκλίνει ο αλγόριθμος σε σχέση με την πραγματική είναι της τάξεως του $\pm 1\%$. Η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη είναι μία από τις

σημαντικότερες παραμέτρους ενός συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος και η επιρροή της αντανακλάται άμεσα στον βαθμό απόδοσης του συστήματος. Στο σύστημα που σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε στο πλαίσιο της παρούσας εργασίας, ο μέγιστος δυνατός βαθμός απόδοσης μετρήθηκε στο 70% σε απόσταση 26 mm μεταξύ πομπού-δέκτη και 30% σε απόσταση 108 mm. Τέλος, με το σύστημα που κατασκευάστηκε, πραγματοποιήθηκε η ασύρματη φόρτιση μπαταρίας μολύβδου-οξέος χωρίς χρήση επιπλέον κυκλωματικών διατάξεων. Η φόρτιση μίας μπαταρίας μολύβδου-οξέος αποτελείται από τρία στάδια φόρτισης, στα δύο εκ των οποίων απαιτείται φόρτιση με σταθερή τάση και στο άλλο στάδιο απαιτείται φόρτιση με ρεύμα σταθερής έντασης. Όπως αναφέρθηκε, το σύστημα που αναπτύχθηκε επιδεικνύει χαρακτηριστικά πηγής τάσης και ρεύματος. Λόγω αυτών των χαρακτηριστικών του συστήματος, δεν χρησιμοποιήθηκε κάποιος φορτιστής συνδεδεμένος στον δέκτη του συστήματος, αλλά η φόρτιση πραγματοποιήθηκε με την χρήση των δύο τρόπων λειτουργίας του συστήματος.

Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	2
Περίληψη.....	3
Περιεχόμενα	5
Κατάλογος Σχημάτων	7
Κατάλογος Πινάκων.....	9
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	11
1.1 Ασύρματη μεταφορά ισχύος.....	11
1.2 Στόχος της Διπλωματικής Εργασίας	14
2. ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΙΣΧΥΟΣ.....	17
2.1 Τοπολογίες συστημάτων ασύρματης μεταφοράς ισχύος	17
2.2 Βασικές έννοιες ενός συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος.....	18
2.2.1 Ο συντελεστής σύζευξης μεταξύ δύο πηνίων	19
2.2.2 Το φαινόμενο του συντονισμού	19
2.3 Προσέγγιση πρώτης αρμονικής.....	23
2.4 Η SS Τοπολογία	25
2.5 Περιοχές Λειτουργίας.....	29
2.6 Απώλειες ισχύος στην H-γέφυρα	33
2.6.1 Απώλειες λόγω μεταγωγής	33
2.6.2 Απώλειες λόγω αγωγής	34
3. ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΕΝΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ WPT	35
3.1 Έλεγχος τάσης.....	35
3.2 Ο μετατροπέας τύπου Buck.....	36
3.2.1 Συνεχής τρόπος λειτουργίας	37
3.2.2 Ασυνεχής τρόπος λειτουργίας.....	38
3.3 Η διαμόρφωση Quasi-square wave	40
3.4 Έλεγχος συχνότητας.....	42
3.4.1 Χρονομετρητές.....	42
3.4.2 Απευθείας ψηφιακή σύνθεση σήματος	44
3.5 Σύγκριση χρονομετρητή-DDS	46
4. ΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΠΟΥ ΑΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ	49
4.1 Περιγραφή υποσυστημάτων.....	52
4.1.1 Περιγραφή του πομπού	52
4.2 Περιγραφή του δέκτη	66

4.2.1	Πλακέτα τροφοδοσιών δέκτη.....	66
4.2.2	Πλακέτα δέκτη	69
4.3	Η γραφική εφαρμογή.....	76
5.	ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ.....	79
5.1	Μετρήσεις των L, C στοιχείων του συστήματος.....	79
5.2	Λειτουργία στην συχνότητα ω_{01}	82
5.3	Λειτουργία στη συχνότητα ω_{02}	85
5.4	Ο βαθμός απόδοσης του συστήματος	88
5.5	Σήματα οδήγησης και εξόδου της Η-γέφυρας.....	89
5.6	Φόρτιση μπαταρίας μολύβδου-οξέος.....	92
6.	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	95
7.	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	99

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1. Η δομή ενός συστήματος ασύρματης μετάδοσης ισχύος [2].....	12
Σχήμα 1.2. Η δομή του συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος που αναπτύχθηκε.	14
Σχήμα 2.1. Παράδειγμα SS τοπολογίας συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος [4].	17
Σχήμα 2.2. Κύκλωμα RLC σε σειρά.	20
Σχήμα 2.3. Η τετραγωνική κυματομορφή και οι αρμονικές της.	24
Σχήμα 2.4. Ισοδύναμο μοντέλο M/Σ ενός WPT συστήματος [4].	25
Σχήμα 2.5. Laplace ισοδύναμο μοντέλο M/Σ ενός WPT συστήματος [4].....	26
Σχήμα 2.6. Laplace ισοδύναμο μοντέλο M/Σ ενός WPT συστήματος σε συντονισμό [4].	26
Σχήμα 2.7. Παράδειγμα μεταβολής της G_V για διάφορες τιμές φορτίου εξόδου [4].....	30
Σχήμα 2.8. Η μεταβολή της συνάρτησης G_P για διάφορα φορτία και συχνότητες [4].	33
Σχήμα 3.1. Ο μετατροπέας τύπου Buck.	36
Σχήμα 3.2. Το ρεύμα I_L κατά την ασυνεχή λειτουργία του μετατροπέα τύπου Buck [3].....	38
Σχήμα 3.3. Η QSW διαμόρφωση [3].....	40
Σχήμα 3.4. Fast PWM – Mode_15 [8].	42
Σχήμα 3.5. Clock prescalers του ATMEGA324PA [8].	43
Σχήμα 3.6. Βασικά υποσυστήματα μίας διάταξης DDS [9].....	44
Σχήμα 3.7. Επεξηγηματικό διάγραμμα της λειτουργίας ενός “Phase Accumulator” συστήματος DDS [9].	45
Σχήμα 3.8. Διακριτική ικανότητα (resolution) ενός timer συναρτήσει της συχνότητας.....	47
Σχήμα 4.1. Γενικό διάγραμμα των υποσυστημάτων του συστήματος που αναπτύχθηκε.	49
Σχήμα 4.2.Κυματομορφές εξόδου των υποσυστημάτων του συστήματος.	50
Σχήμα 4.3. Το σύστημα WPT που αναπτύχθηκε.	51
Σχήμα 4.4. Τα υποσυστήματα του πομπού	53
Σχήμα 4.5. Το υποσύστημα LV_PSUs_Module.	54
Σχήμα 4.6. Το υποσύστημα ADC_Module.	55
Σχήμα 4.7. Το υποσύστημα RF434_TXRX_Module.....	56
Σχήμα 4.8. Η σύνδεση της αναπτυξιακή πλακέτας CY8CKIT-049-42XX στο σύστημα.	57
Σχήμα 4.9. Το υποσύστημα Waveform_Generator_Module.	58
Σχήμα 4.10. Το υποσύστημα SIGNAL_SPLITTER_Module.	59
Σχήμα 4.11. Κύκλωμα προσομοίωσης του SIGNAL_SPLITTER_Module.....	59
Σχήμα 4.12. Κυματομορφές προσομοίωσης του SIGNAL_SPLITTER_Module.	60
Σχήμα 4.13. Παράδειγμα λανθασμένης ενεργοποίησης της γέφυρας.....	62
Σχήμα 4.14. Το υποσύστημα HBRIDGE_Module.....	63

Σχήμα 4.15. Το υποσύστημα MCU_Module.	64
Σχήμα 4.16. Το τελικό layout της πλακέτας του πομπού.	65
Σχήμα 4.17. Η θέση των εξαρτημάτων επάνω στην πλακέτα του πομπού.	66
Σχήμα 4.18. Το υποσύστημα LV_PSUs_Module.	67
Σχήμα 4.19. Το τελικό layout της πλακέτας τροφοδοσιών του δέκτη.	68
Σχήμα 4.20. Η θέση των εξαρτημάτων επάνω στην πλακέτα τροφοδοσιών του δέκτη.	68
Σχήμα 4.21. Τα υποσυστήματα του δέκτη.	69
Σχήμα 4.22. Power/signal connectors.	70
Σχήμα 4.23. Το υποσύστημα ADC_Module.	71
Σχήμα 4.24. Το υποσύστημα DAC_Module.	72
Σχήμα 4.25. Το υποσύστημα ELOAD_Module.	73
Σχήμα 4.26. Το υποσύστημα MCU_Module.	74
Σχήμα 4.27. Το τελικό layout της πλακέτας του δέκτη	75
Σχήμα 4.28. Η θέση των εξαρτημάτων επάνω στην πλακέτα του δέκτη.	75
Σχήμα 4.29. Η γραφική εφαρμογή που αναπτύχθηκε.	76
Σχήμα 4.30. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου εύρεσης της συχνότητας ω_{o2}	78
Σχήμα 5.1. Μέτρηση της αμοιβαίας επαγωγής M	80
Σχήμα 5.2. 1 ^{ος} τρόπος σύνδεσης των πηνίων.	81
Σχήμα 5.3. 2 ^{ος} τρόπος σύνδεσης των πηνίων.	81
Σχήμα 5.4. Η τάση εξόδου σε διαφορετικές θέσεις και με παρόμοια φορτία.	83
Σχήμα 5.5. Το ρεύμα εξόδου στη θέση P1 για διάφορες τιμές φορτίου.	84
Σχήμα 5.6. Η τάση εξόδου στη θέση P1 για διάφορες τιμές φορτίου εξόδου.	86
Σχήμα 5.7. Ο μέγιστος βαθμός απόδοσης σε διαφορετικές αποστάσεις πομπού-δέκτη.	88
Σχήμα 5.8. Σήματα εξόδου του Waveform_Generator_Module.	90
Σχήμα 5.9. Σήματα εξόδου του Waveform_Generator_Module.	91
Σχήμα 5.10. Σήματα εξόδου της Η-γέφυρας.	91
Σχήμα 5.11. Η τάση φόρτισης της μπαταρίας ως προς τον χρόνο.	93
Σχήμα 5.12. Το ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας ως προς τον χρόνο.	94

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1.1. Τεχνολογίες ασύρματης μετάδοσης ισχύος και τα χαρακτηριστικά λειτουργίας τους [2]	13
Πίνακας 2.1. Χαρακτηριστικά τοπολογιών συστημάτων ασύρματης μεταφοράς ισχύος [11].....	18
Πίνακας 5.1. Οι τιμές των στοιχείων L_p , L_s , C_p , C_s σε συχνότητα 100 kHz.....	81
Πίνακας 5.2. Συντελεστής σύζευξης σε διάφορες αποστάσεις πομπού-δέκτη	82
Πίνακας 5.3. Σύγκριση πραγματικής-αναμενόμενης τιμής της f_{01}	84
Πίνακας 5.4. Σύγκριση πραγματικής-αναμενόμενης τιμής της συχνότητας f_{02}	85
Πίνακας 5.5. Σύγκριση τάσης εξόδου της H-γέφυρας με την τάση εξόδου του δέκτη στη συχνότητα $f_{02} = 452200$ Hz (πειραματική συχνότητα)	87
Πίνακας 5.6. Σύγκριση τάσης εξόδου της H-γέφυρας με την τάση εξόδου του δέκτη στη συχνότητα $f_{02} = 454749$ Hz (θεωρητική συχνότητα)	87
Πίνακας 5.7. Στάδια φόρτισης και παράμετροι λειτουργίας του συστήματος WPT	93

1.

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Ασύρματη μεταφορά ισχύος

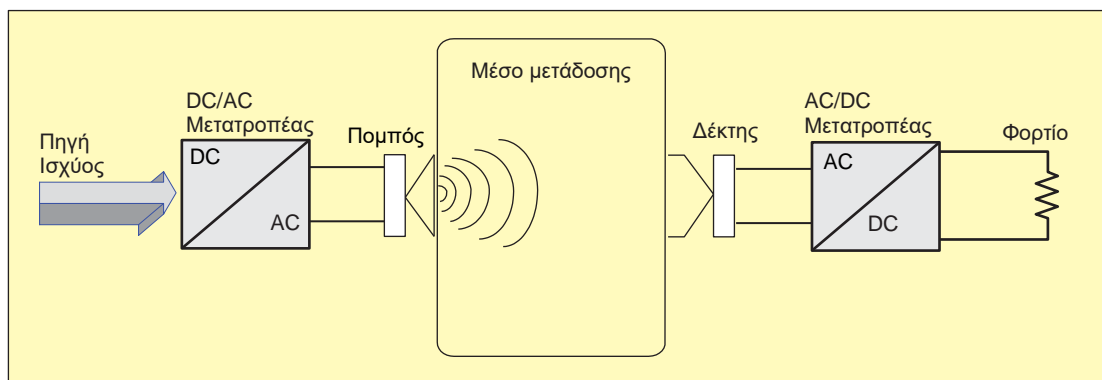
Η ιδέα της ασύρματης μεταφοράς ισχύος είναι γνωστή από την εποχή που ο Ν. Τέσλα πραγματοποιούσε τα πειράματά του στο εργαστήριο του στο Colorado Springs των ΗΠΑ το 1899. Τότε, ο εφευρέτης διεξήγαγε μια σειρά πειραμάτων μελετώντας τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στην ατμόσφαιρα. Έγραψε μία σειρά από άρθρα θέτοντας το πρόβλημα των αυξανόμενων ενεργειακών αναγκών των ανθρώπων και πρότεινε τρόπους άντλησης ενέργειας από το περιβάλλον. Βέβαια, το όνειρο του ήταν ένας κόσμος όπου η διάδοση ενέργειας στον άνθρωπο θα γινόταν ασύρματα και δωρεάν [1].

Περισσότερο από ένα αιώνα αργότερα και ιδιαίτερα την τελευταία δεκαετία, η ασύρματη μεταφορά ισχύος είναι μία τεχνολογική περιοχή που γνωρίζει άνθιση και εξελίσσεται διαρκώς. Παράλληλα, η τεχνολογία υλικών, όπως οι τελευταίες γενεές SiC τρανζίστορ τύπου Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET), καθώς και η πολλά υποσχόμενη GaN γενιά, επιτρέπουν την ελαχιστοποίηση των απωλειών ενέργειας των ηλεκτρονικών μετατροπών ισχύος. Με αυτόν τον τρόπο προτείνονται πλέον συστήματα μετατροπής ισχύος όλο και πιο αποδοτικά, πλησιέστερα στα θεωρητικά όρια του βαθμού απόδοσης. Η αύξηση του βαθμού απόδοσης σε συνδυασμό με ένα αυξανόμενο φάσμα νέων εφαρμογών δημιουργούν ζήτηση και απαιτήσεις από την τεχνολογία ασύρματης μεταφοράς ισχύος.

Οι εφαρμογές της τεχνολογίας ασύρματης μεταφοράς ισχύος εκτείνονται από τον τομέα της αυτοκινητοβιομηχανίας, του διαστήματος, της ρομποτικής και της ιατρικής έως την καθημερινότητα. Παράδειγμα εφαρμογών είναι τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, όπου αναζητούνται λύσεις στην ασύρματη φόρτιση των συσσωρευτών (μπαταριών) τους, είτε για οικιακή χρήση, είτε για σταθμούς φόρτισης σε αυτοκινητοδρόμους. Άλλα παραδείγματα περιλαμβάνουν τη χρήση της ασύρματης μεταφοράς ισχύος για την φόρτιση μπαταριών που βρίσκονται σε μοσχεύματα ασθενών. Στην καθημερινότητα υπάρχουν ήδη συσκευές όπως ασύρματοι φορτιστές κινητών τηλεφώνων, ασύρματοι φορτιστές επιτραπέζιων υπολογιστών, φωτιστικά λαμπών τύπου Light Emitting Diode (LED) που τροφοδοτούνται ασύρματα, ασύρματες τηλεοράσεις, ακόμη και

επαναφορτιζόμενες ασύρματες οδοντόβουρτσες. Οι παραπάνω συσκευές έχουν ανεξαρτητοποιηθεί από την ανάγκη χρήσης καλωδίων, παρέχοντας ευκολίες στον χρήστη τους. Τέλος, εφαρμογές υπάρχουν στη βιομηχανία γενικότερα, όπως αισθητήρες σε πυρηνικούς σταθμούς, μεταφορά ισχύος μέσα σε θαλάμους κενού κ.α. [2].

Η ασύρματη μεταφορά ισχύος είναι ένας γενικότερος όρος σε ό,τι αφορά τον τρόπο μετάδοσης. Μερικές υποκατηγορίες της είναι η μετάδοση μέσω ακουστικών κυμάτων, μέσω φωτός, μέσω ηλεκτρικού πεδίου και μέσω μαγνητικού πεδίου.



Σχήμα 1.1. Η δομή ενός συστήματος ασύρματης μετάδοσης ισχύος [2].

Στο Σχήμα 1.1 φαίνεται η γενική δομή ενός συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος. Ανεξαρτήτως τεχνολογίας μετάδοσης, υπάρχει πάντα μία διάταξη πομπού της ισχύος και μία διάταξη δέκτη αυτής. Τα κύματα ταξιδεύουν στο μέσο μετάδοσης, είτε αυτά είναι ήχος, φως, ηλεκτρικό πεδίο (χωρητική σύζευξη) ή μαγνητικό πεδίο (επαγωγική σύζευξη). Στον Πίνακα 1.1 παρατίθενται οι προαναφερθείσες τεχνολογίες μετάδοσης, καθώς και μερικά βασικά χαρακτηριστικά τους [2].

Πίνακας 1.1. Τεχνολογίες ασύρματης μετάδοσης ισχύος και τα χαρακτηριστικά λειτουργίας τους [2]

<i>Τρόπος μετάδοσης</i>	<i>Συχνότητα λειτουργίας</i>	<i>Ισχύς μετάδοσης (W)</i>	<i>Απόσταση πομπού-δέκτη</i>	<i>Βαθμός Απόδοσης (%)</i>	<i>Ιδιότητες/χαρακτηριστικά</i>
Μετάδοση μέσω ήχου	20-100 kHz	0.01-1000	1-300 mm	1-80	Καλή κατευθυντικότητα εκπεμπόμενου σήματος, καλή απόσταση μετάδοσης, καταλληλότητα όταν δεν επιτρέπονται ηλεκτρομαγνητικά κύματα
Μετάδοση μέσω φωτός	0.7-1.4 GHz	1-100	>1 km	20-30	Μεγάλες αποστάσεις μετάδοσης, μείωση απόδοσης λόγω εκπεμπόμενης θερμότητας
Μετάδοση μέσω χωρητικής σύζευξης	>100 kHz	1-50	0.1-0.5 mm	50-80	Ικανότητα μετάδοσης μέσω μετάλλου, μέτρια απόδοση, χαμηλή εκπομπή ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας
Μετάδοση μέσω επαγωγικής σύζευξης	>20 kHz	1-200000	0.2-2000 mm	>80-90	Υψηλή απόδοση, υψηλή εκπομπή ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας, μικρή απόσταση μετάδοσης, χωρίς ικανότητες εκπομπής μέσω μετάλλου

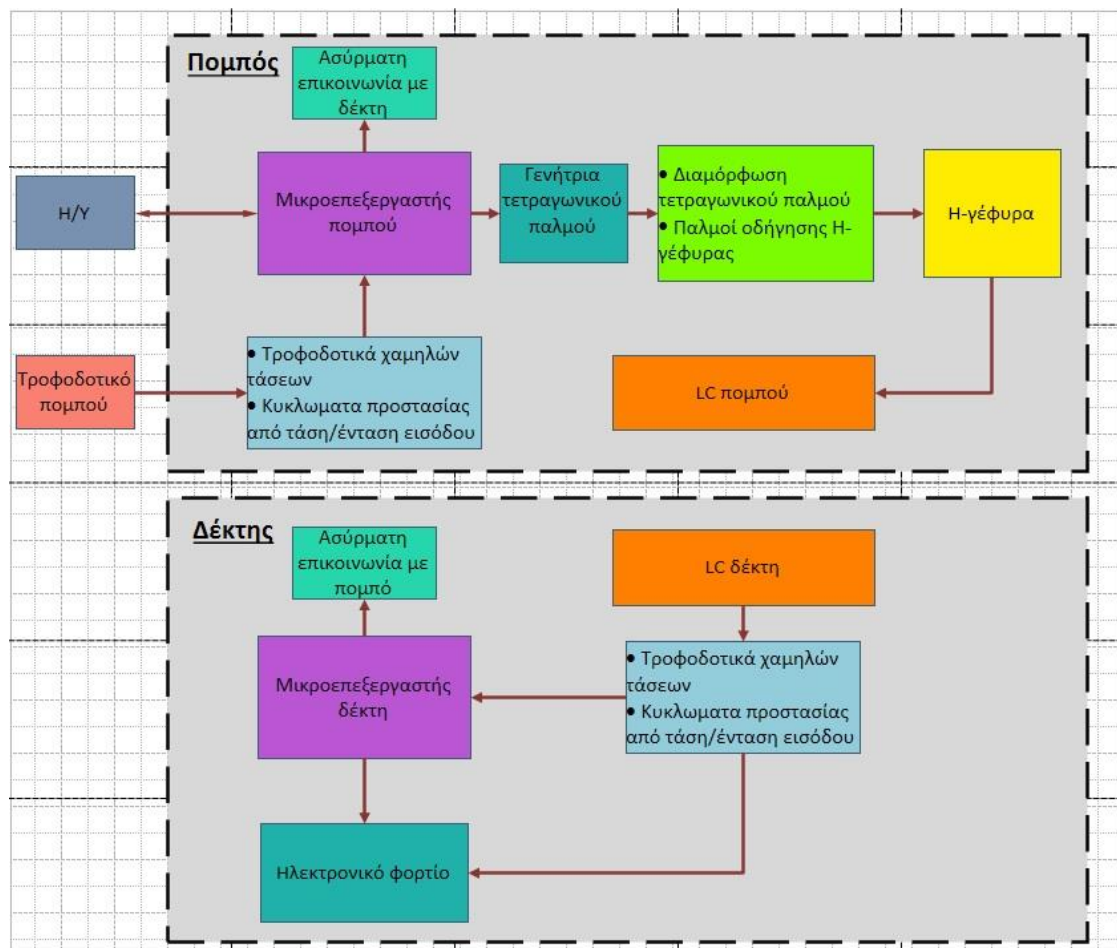
Από τις διάφορες τεχνολογίες μετάδοσης ισχύος που αναφέρονται στον Πίνακα 1.1, η μετάδοση μέσω μαγνητικού πεδίου (επαγωγικής σύζευξης) έχει τον μέγιστο δυνατό θεωρητικό βαθμό απόδοσης. Αυτό το χαρακτηριστικό σε συνδυασμό με τα άλματα στην τεχνολογία υλικών αποτελούν βασικό επιχειρηματικό και επιστημονικό κίνητρο για την περεταίρω ανάπτυξη καινοτόμων συστημάτων τέτοιου τύπου.

Στην συγκεκριμένη τεχνολογία μετάδοσης, η ισχύς μεταφέρεται μέσω του μαγνητικού πεδίου που αναπτύσσει ο πομπός το οποίο επιδρά στον δέκτη. Σε αυτήν την τεχνολογία υπάρχουν δύο βασικά στοιχεία, το πηνίο του πομπού και το πηνίο του δέκτη. Λόγω του μαγνητικού πεδίου του πηνίου του πομπού το οποίο δρα στον δέκτη τα πηνία ονομάζονται συζευγμένα. Ένας εύκολος τρόπος κατανόησης της συμπεριφοράς των δύο πηνίων είναι ο ορισμός του μετασχηματιστή. Μετασχηματιστής είναι η διάταξη εκείνη στην οποία πραγματοποιείται μετάδοση ισχύος μεταξύ δύο κυκλωμάτων, διαμέσου επαγωγικά συζευγμένων πηνίων. Η παραπάνω περιγραφή της εν λόγω τεχνολογίας πληροί τον ορισμό του μετασχηματιστή και όπως θα φανεί στα παρακάτω κεφάλαια, τα πηνία του πομπού και δέκτη μοντελοποιούνται ως ένας μετασχηματιστής. Το μόνο

χαρακτηριστικό που διαφοροποιεί έναν πραγματικό μετασχηματιστή με την εξεταζόμενη περίπτωση είναι ο βαθμός σύζευξης των πηνίων.

1.2 Στόχος της Διπλωματικής Εργασίας

Στην παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιείται η ανάπτυξη ενός συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος μέσω επαγωγικής σύζευξης. Το Σχήμα 1.2 παρουσιάζει τη δομή του συστήματος που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της εργασίας. Συνοπτικά, ο μικροελεγκτής του πομπού στέλνει εντολές στην γεννήτρια τετραγωνικού παλμού κατάλληλης συχνότητας. Ο τετραγωνικός παλμός αποτελεί την είσοδο σε μία δεύτερη κυκλωματική διάταξη η οποία παράγει τις κυματομορφές που οδηγούν τα τέσσερα τρανζίστορ μίας Η-γέφυρας. Η Η-γέφυρα με την σειρά της οδηγεί το LC κύκλωμα του πομπού.



Σχήμα 1.2. Η δομή του συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος που αναπτύχθηκε.

Ο δέκτης περιέχει ένα LC κύκλωμα, ακριβώς ίδιο με αυτό του πομπού, το οποίο ταλαντώνεται υπό την επίδραση του πομπού και παράγει ημιτονοειδή τάση που ανορθώνεται και τροφοδοτεί το φορτίο εξόδου. Βέβαια εδώ υπάρχει και ο δεύτερος μικροελεγκτής του συστήματος ο οποίος έχει ως κύρια εργασία την μέτρηση της τάσης και του ρεύματος του φορτίου εξόδου. Εκτός από την μέτρηση τάσης/ρεύματος, ο δέκτης στέλνει και εντολές στον πομπό μέσω του δικτύου ασύρματης επικοινωνίας.

Πέρα από τις κυκλωματικές διατάξεις και του τρόπου λειτουργίας τους, τίθεται το ερώτημα του τρόπου λειτουργίας συνολικά του συστήματος. Από τη θεωρητική ανάλυση των επόμενων κεφαλαίων προκύπτει πως η συχνότητα λειτουργίας των κυκλωμάτων LC του συστήματος είναι κυρίαρχης σημασίας παράγοντας του τρόπου λειτουργίας του συστήματος. Αποδεικνύεται πως ο τρόπος λειτουργίας ενός συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος, σε συγκεκριμένες συχνότητες λειτουργίας, προσεγγίζεται από την συμπεριφορά μίας πηγής τάσης ή μίας πηγής ρεύματος. Για αυτό και στο σύστημα που κατασκευάστηκε πραγματοποιείται έλεγχος της συχνότητας λειτουργίας. Ακόμη, η τιμή της τάσης/ρεύματος του φορτίου εξόδου εξαρτώνται άμεσα από την ενεργό τάση του κυκλώματος LC του πομπού. Πραγματοποιείται λοιπόν ο έλεγχος της εν λόγω τάσης μέσω της QSW διαμόρφωσης. Υπάρχουν και άλλοι σημαντικοί παράγοντες που επηρεάζουν καθοριστικά το σύστημα, όπως η απόσταση μεταξύ των πηνίων του πομπού και του δέκτη. Η απόσταση του πομπού-δέκτη για παράδειγμα, θέτει όρια στον μέγιστο βαθμό απόδοση του συστήματος που μπορεί να επιτευχθεί, όπως φαίνεται από τα πειραματικά δεδομένα και από την θεωρητική προσέγγιση. Συνοψίζοντας, οι παράμετροι του συστήματος εκτός από αντικείμενα ανάλυσης των επομένων κεφαλαίων είναι και η βάση σχεδιασμού του συστήματος που αναπτύχθηκε.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύχθηκε επίσης ένας αλγόριθμος ο οποίος είναι υπεύθυνος για την εύρεση της συχνότητας στην οποία το σύστημα συμπεριφέρεται σαν ανεξάρτητη πηγή τάσης ως προς το φορτίο εξόδου του δέκτη. Αυτό αποτελεί πρωτοτυπία σε σχέση με τις μεθόδους που αναπτύσσονται στην βιβλιογραφία διότι ο αλγόριθμος βασίζεται σε μετρήσεις που γίνονται σε πραγματικό χρόνο και όχι σε θεωρητική ανάλυση των στοιχείων του κυκλώματος. Ο εν λόγω αλγόριθμος προσεγγίζει την επιθυμητή συχνότητα με απόκλιση μικρότερη του 1%. Ο αλγόριθμος αυτός υλοποιείται στον μικροελεγκτή του δέκτη και λειτουργεί με βάση τις μετρήσεις που γίνονται στο ηλεκτρονικό φορτίο που υπάρχει στο δέκτη. Η γενική ιδέα είναι πως εφαρμόζονται πολλές εναλλακτικές τιμές φορτίου μέσα σε ένα εύρος συχνοτήτων ταλάντωσης των κυκλωμάτων LC του συστήματος. Κάθε εφαρμογή φορτίου προκαλεί κάποια πτώση τάσης σε σχέση με τη μη-εφαρμογή φορτίου. Ο αλγόριθμος καταγράφει αυτές τις διαφορές τάσεων και συγκλίνει σε ένα ολικό ελάχιστο. Η συχνότητα που αντιστοιχεί σε αυτό το ελάχιστο είναι η

συχνότητα λειτουργίας όπου το σύστημα προσεγγίζει την λειτουργία μίας ανεξάρτητης πηγής τάσης.

Κατά την σχεδίαση του συστήματος, βαρύτητα δόθηκε στην ανάπτυξη ενός συστήματος το οποίο δεν θα κατασκευαζόταν για κάποια συγκεκριμένη εφαρμογή. Αντιθέτως με την βοήθεια της γραφικής εφαρμογής που αναπτύχθηκε και με το δίκτυο επικοινωνίας ανάμεσα σε Η/Υ-πομπό-δέκτη, όλες οι χρήσιμες παράμετροι του συστήματος είναι διαθέσιμες στον χρήστη για παρατήρηση αλλά και έλεγχο. Με αυτόν τον τρόπο η κατανόηση του τρόπου λειτουργίας του συστήματος διευκολύνεται σημαντικά μέσω του ελέγχου και εν συνεχεία παρατήρησης των αλληλεπιδράσεων των παραμέτρων σε πραγματικό χρόνο. Λόγω αυτού του γεγονότος, οι δυνατότητες περαιτέρω εξέλιξης του συστήματος είναι αξιοσημείωτες.

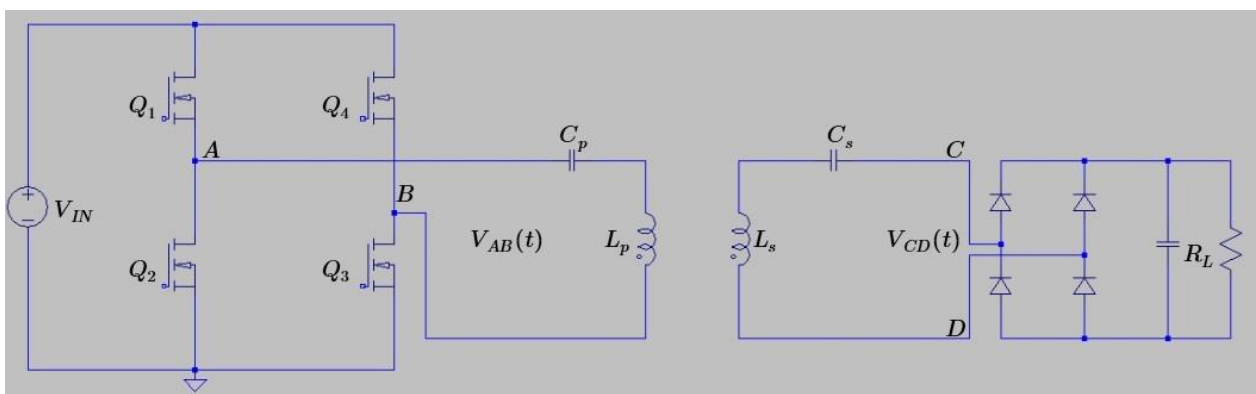
2.

ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΙΣΧΥΟΣ

Σε αυτό το κεφάλαιο πραγματοποιείται η μοντελοποίηση και η θεωρητική ανάλυση όλων των χαρακτηριστικών ενός Wireless Power Transfer (WPT) συστήματος το οποίο βασίζεται στην επαγωγική σύζευξη πηνίων. Αρχικά στην ενότητα 2.1 παρουσιάζονται και συγκρίνονται οι τέσσερις δυνατές τοπολογίες ενός WPT συστήματος. Αφού επιλεγθεί η τοπολογία που χρησιμοποιήθηκε στο σύστημα που αναπτύχθηκε, γίνεται μία εισαγωγή σε βασικές έννοιες, όπως αυτή του συντονισμού. Τέλος πριν την ανάλυση και εξαγωγή των εξισώσεων λειτουργίας της επιλεγθείσας τοπολογίας, παρουσιάζεται το μοντέλο προσέγγισης πρώτης αρμονικής (First Harmonic Approximation - FHA), που χρησιμοποιήθηκε κατά την ανάλυση.

2.1 Τοπολογίες συστημάτων ασύρματης μεταφοράς ισχύος

Στο Σχήμα 2.1 παρουσιάζεται ένα πολύ απλό παράδειγμα της Series-Series (SS) τοπολογίας ενός WPT συστήματος.



Σχήμα 2.1. Παράδειγμα SS τοπολογίας συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος [4].

Το όνομα της τοπολογίας εξάγεται από τον τρόπο σύνδεσης των πηνίων και πυκνωτών του πομπού και του δέκτη. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα από την πλευρά του πομπού τα L_p , C_p είναι συνδεδεμένα σε σειρά. Αντίστοιχα ο τρόπος σύνδεσης των L_s , C_s του δέκτη, χαρακτηρίζουν το δεύτερο γράμμα του ονόματος της τοπολογίας. Παράλληλα, υπάρχουν και άλλες τοπολογίες όπως η Series-Parallel (SP), η Parallel-Series (PS) και η Parallel-Parallel (PP). Στις επόμενες ενότητες θα παρουσιαστεί αναλυτικά η SS τοπολογία η οποία χρησιμοποιήθηκε στο WPT σύστημα που αναπτύχθηκε. Τα γενικά χαρακτηριστικά των παραπάνω τοπολογιών παρατίθενται στον Πίνακα 2.1.

Πίνακας 2.1. Χαρακτηριστικά τοπολογιών συστημάτων ασύρματης μεταφοράς ισχύος [11]				
<i>Χαρακτηριστικό τοπολογίας</i>	<i>SS τοπολογία</i>	<i>SP τοπολογία</i>	<i>PS τοπολογία</i>	<i>PP τοπολογία</i>
Εξάρτηση του πυκνωτή C_p από το φορτίο εξόδου	Όχι	Όχι	Ναι	Ναι
Μέγιστος βαθμός απόδοσης	Υψηλός	Χαμηλότερος	Υψηλός	Χαμηλότερος
Τύπος πηγής διέγερσης πομπού	Πηγή τάσης	Πηγή τάσης	Πηγή υψηλής τάσης ή πηγή ρεύματος	Πηγή υψηλής τάσης ή πηγή ρεύματος

Από τον Πίνακα 2.1 προκύπτει αρχικά πως οι PS και PP τοπολογίες παρουσιάζουν ένα βασικό ελάττωμα, αυτό της εξάρτησης του πυκνωτή C_p από το φορτίο εξόδου. Με άλλα λόγια για να αντισταθμιστεί μία αλλαγή στο φορτίο εξόδου ο εν λόγω πυκνωτής θα πρέπει να αντισταθεί από άλλον διαφορετική χωρητικότητα. Όπως είναι κατανοητό ένα τέτοιο χαρακτηριστικό είναι άκρως ανεπιθύμητο και μη εύκολα αντιμετωπίσιμο. Περιορίστηκε λοιπόν η επιλογή τοπολογίας στο σύστημα του αναπτύχθηκε στις SS και SP τοπολογίες. Από τον ίδιο πίνακα παρατηρείται πως η SS έχει μεγαλύτερο εν δυνάμει βαθμό απόδοσης και με βάση αυτό το χαρακτηριστικό έγινε και η τελική επιλογή. Κατά τα άλλα η επιλογή της SP τοπολογίας δεν παρουσιάζει κάποιο σημαντικό μειονέκτημα αλλά ούτε και κάποιο σημαντικό πλεονέκτημα έναντι της SS τοπολογίας.

2.2 Βασικές έννοιες ενός συστήματος ασύρματης μεταφοράς ισχύος

Είναι βασικό πριν τη θεωρητική ανάλυση και εξαγωγή των εξισώσεων που αφορούν στην SS τοπολογία, να προηγηθεί μία συνοπτική παρουσίαση κάποιων βασικών εννοιών και παραμέτρων

της εν λόγω τοπολογίας. Στην προηγούμενη ενότητα αναφέρθηκε ότι στην SS τοπολογία υπάρχουν δύο κυκλώματα LC, αυτό του πομπού και αυτό του δέκτη. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.1, το οποίο αποτελεί αναφορά της SS τοπολογίας, το κύκλωμα LC του πομπού διεγείρεται από μία Η-γέφυρα. Στη συνέχεια διεγείρεται το κύκλωμα LC του δέκτη το οποίο παραγάγει ημιτονοειδή τάση. Η τελευταία ανορθώνεται και οδηγεί το φορτίο εξόδου R_L .

2.2.1 Ο συντελεστής σύζευξης μεταξύ δύο πηνίων

Αναφέρθηκε ήδη πως τα πηνία είναι συζευγμένα, όπως το πρωτεύον και το δευτερεύον πηνίο ενός πραγματικού μετασχηματιστή (M/Σ). Η διαφορά μεταξύ των πηνίων ενός πραγματικού M/Σ και των L_p , L_s του Σχήματος 2.1 είναι η τιμή του συντελεστή σύζευξης. Ο συντελεστής σύζευξης εκφράζει το ποσοστό του μαγνητικού πεδίου του πομπού/πρωτεύοντος που διεγείρει το πηνίο του δέκτη/δευτερεύοντος ως προς το συνολικό μαγνητικό πεδίο που παράγεται από τον πομπό/πρωτεύον [12]. Είναι κατανοητό πως αν όλες οι μαγνητικές γραμμές του πηνίου του πομπού/πρωτεύοντος διέρχονται από το πηνίο του δέκτη/δευτερεύοντος τότε επιτυγχάνεται τέλεια σύζευξη και ο συντελεστής σύζευξης είναι ίσος με 1. Σε έναν πραγματικό M/Σ η τιμή του συντελεστή σύζευξης συνήθως πλησιάζει το 0.99, αρκετά κοντά στην τιμή 1. Σε ένα WPT σύστημα, ο συντελεστής σύζευξης εξαρτάται από την απόσταση του πομπού-δέκτη καθώς και από την γεωμετρία των πηνίων. Για να δοθεί μία εικόνα, στο σύστημα που αναπτύχθηκε για την συγκεκριμένη γεωμετρία των πηνίων, ο συντελεστής σύζευξης σε 108 mm απόσταση αυτών ήταν ίσος με 0.042. Έτσι στο συγκεκριμένο παράδειγμα μόνο το 4.2% του μαγνητικού πεδίου του πομπού επιδρά στον δέκτη, με το υπόλοιπο 95.8% να μένει αναξιοποίητο.

2.2.2 Το φαινόμενο του συντονισμού

Αν και ο ορισμός του συντελεστής σύζευξης που δόθηκε περιγράφει επακριβώς την έννοια της μαγνητικής σύζευξης δύο πηνίων, δεν παρέχει κάποια ιδιαίτερη πρακτική γνώση. Υπάρχει όμως και μία άλλη οπτική η οποία καταδεικνύει απολύτως το ρόλο του συντελεστή σύζευξης και εισάγει την αναγκαιότητα του φαινομένου του συντονισμού.

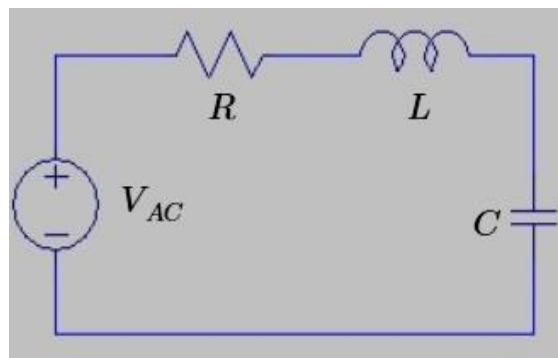
Για έναν M/Σ ισχύει η παρακάτω σχέση [12]:

$$V_s = V_p k n \quad (2.1)$$

όπου V_s και V_p η τάση του δευτερεύοντος και του πρωτεύοντος αντίστοιχα, k ο συντελεστής σύζευξης και n ο λόγος των σπειρών του δευτερεύοντος ως προς το πρωτεύον.

Για την κατανόηση της εξίσωσης (2.1) γίνονται μερικές απλοποιήσεις στο Σχήμα 2.1 και δίδεται ένα πρακτικό παράδειγμα λειτουργίας ενός WPT συστήματος. Πρώτον, η διέγερση του πομπού (H-γέφυρα) θα μπορούσε να αντικατασταθεί από μία ημιτονοειδή πηγή τάσης και δεύτερον αφαιρούνται οι C_p , C_s προς το παρόν από το κύκλωμα. Έτσι, το L_p διεγείρεται από μία ημιτονοειδή τάση V_{AB} κάποιας συχνότητας και η τάση V_{CD} αναπτύσσεται στα άκρα του πηνίου L_s . Χρησιμοποιώντας τιμή του συντελεστή σύζευξης σαν αυτή που αναφέρθηκε στο σύστημα που αναπτύχθηκε και με την υπόθεση πως τα πηνία έχουν ίδια αυτεπαγωγή, αντικαθιστώντας στην εξίσωση (2.1) προκύπτει ότι $V_{CD} = 0.042V_{AB}$. Δηλαδή αν υποτεθεί πως στο σύστημα υπάρχει η ανάγκη για τάση $V_{CD} = 24$ V (χωρίς φορτίο εξόδου) τότε πρέπει $V_{AB} = 571.42$ V. Αμέσως αναδεικνύεται η σημασία του συντελεστή σύζευξης. Σε έναν πραγματικό Μ/Σ με συντελεστή σύζευξης πολύ κοντά στο 1 θα αρκούσε μία ημιτονοειδής πηγή τάσης πλάτους 24 V ενώ στο παράδειγμα που αναφέρθηκε, λόγω του μικρού συντελεστή σύζευξης, απαιτούνται ~571 V. Η απαίτηση για τόσο υψηλές τιμές τάσης παρουσιάζει αρκετές τεχνικές δυσκολίες στην κατασκευή ενός High Voltage (HV) τροφοδοτικού για τον πομπό. Υπάρχει όμως λύση στο πρόβλημα, έτσι ώστε να μην χρειάζονται υψηλές τάσεις τροφοδοσίας. Η λύση βασίζεται στο φαινόμενο του συντονισμού.

Στο Σχήμα 2.2 παρουσιάζεται το κύκλωμα RLC σε σειρά μοντελοποιώντας τα LC κυκλώματα του πομπού και δέκτη στην SS τοπολογία. Η αντίσταση R σε ένα πραγματικό WPT σύστημα αναπαριστά τις απώλειες του πομπού και του δέκτη στα αντίστοιχα κυκλώματα.



Σχήμα 2.2. Κύκλωμα RLC σε σειρά.

Η σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος του Σχήματος 2.2 είναι:

$$Z = R + Z_L + Z_C \quad (2.2)$$

όπου:

$$Z_L = j\omega L = |\omega L| \angle 90^\circ \quad (2.3)$$

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = \left| \frac{1}{\omega C} \right| \angle -90^\circ \quad (2.4)$$

Ο συντονισμός είναι το φαινόμενο όπου η σύνθετη αντίσταση του πηνίου και του πυκνωτή έχουν το ίδιο μέτρο.

Έτσι στον συντονισμό:

$$|\omega L| = \left| \frac{1}{\omega C} \right| \quad (2.5)$$

Από την εξίσωση (2.5) προκύπτει η εξίσωση (2.6):

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.6)$$

όπου f_o η συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος.

Στον συντονισμό τα μέτρα των Z_L , Z_C είναι ίσα όμως η διαφορά φάσης τους παραμένει στις 180° , οπότε ισχύει:

$$Z = R \angle 0^\circ \quad (2.7)$$

Έτσι, στη συχνότητα συντονισμού η σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος παρουσιάζει καθαρά ωμική συμπεριφορά. Αν η πηγή τάσης V_{AC} είναι ένα ημιτονοειδές σήμα με συχνότητα f_o :

$$V_{AC} = |V_{rms}| \angle \varphi^\circ \quad (2.8)$$

τότε από τις εξισώσεις (2.7) και (2.8) το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα RLC είναι ίσο με:

$$I_{AC} = \frac{V}{Z} = \frac{V}{R} \angle \varphi^\circ \quad (2.9)$$

Ένα ποιοτικό χαρακτηριστικό ενός RLC κυκλώματος είναι ο συντελεστής ποιότητας που συμβολίζεται με το λατινικό γράμμα Q . Ο συντελεστής ποιότητας συσχετίζει την μέγιστη ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στα στοιχεία L και C στον συντονισμό σε σχέση με την ενέργεια που καταναλώνεται από την αντίσταση σε κάθε περίοδο ταλάντωσης [13]. Ισχύει για τον συντελεστή ποιότητας ενός κυκλώματος RLC σε σειρά ότι:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{\omega_o CR} \quad (2.10)$$

Ο συντελεστής ποιότητας ονομάζεται και συντελεστής υπέρτασης, με την δεύτερη αυτή ονομασία να προκύπτει από τις εξισώσεις (2.11) και (2.12) που δίνουν την τάση του πηνίου και του πυκνωτή αντίστοιχα υπό την πηγή διέγερσης που θεωρήθηκε ότι εφαρμόζεται.

Η τάση του πηνίου στην συχνότητα συντονισμού είναι:

$$V_L = j\omega_o LI = j\omega_o L \frac{V}{R} \angle \varphi^\circ = \omega_o \frac{V}{(R/L)} \angle (\varphi + 90)^\circ = QV \angle (\varphi + 90)^\circ \quad (2.11)$$

και του πυκνωτή:

$$V_C = I \frac{1}{j\omega_o C} = \frac{V}{R} \frac{1}{j\omega_o C} \angle \varphi^\circ = \frac{V}{\omega_o CR} \angle (\varphi - 90)^\circ = QV \angle (\varphi - 90)^\circ \quad (2.12)$$

Δηλαδή στη συχνότητα συντονισμού το πλάτος της τάσης του πηνίου και του πυκνωτή είναι ίσο με το πλάτος της τάση διέγερσης πολλαπλασιασμένη με τον συντελεστή ποιότητας ή υπέρτασης. Επιστρέφοντας στο πρακτικό παράδειγμα που δόθηκε στην προηγούμενη ενότητα, η ημιτονοειδής πηγή διέγερσης ενός WPT συστήματος με SS τοπολογία δεν χρειάζεται να είναι υψηλής τάσης, αρκεί το σύστημα να λειτουργεί στην συχνότητα συντονισμού. Για το συγκεκριμένο παράδειγμα για να επιτευχθεί τάση 571 V (peak) στο πηνίο του πομπού αρκεί μία πηγή ημιτονοειδούς διέγερσης 24 V(peak) και ένας συντελεστής ποιότητας $Q=23.8$ του κυκλώματος LC του πρωτεύοντος.

Ένα πραγματικό LC κύκλωμα πάντα μοντελοποιείται σαν ένα RLC κύκλωμα όπου η R αντίσταση αναπαριστά το άθροισμα των παρασιτικών αντιστάσεων των τυλιγμάτων του πηνίου, της εσωτερικής αντίστασης της πηγής διέγερσης και της παρασιτικής αντίστασης (Equivalent Series Resistance - ESR) του πυκνωτή. Ένας μικρός συντελεστής ποιότητας σημαίνει πως η

αντίσταση R έχει μεγάλη τιμή, ενώ ένας υψηλός συντελεστής ποιότητας σημαίνει πως η R έχει μικρή τιμή. Οι παρασιτικές αντιστάσεις είναι ένα ανεπιθύμητο χαρακτηριστικό στην πλειονότητα των εφαρμογών που βασίζονται στον συντονισμό LC κυκλωμάτων, καθώς αναζητείται κατά κανόνα ο υψηλότερος δυνατός συντελεστής ποιότητας.

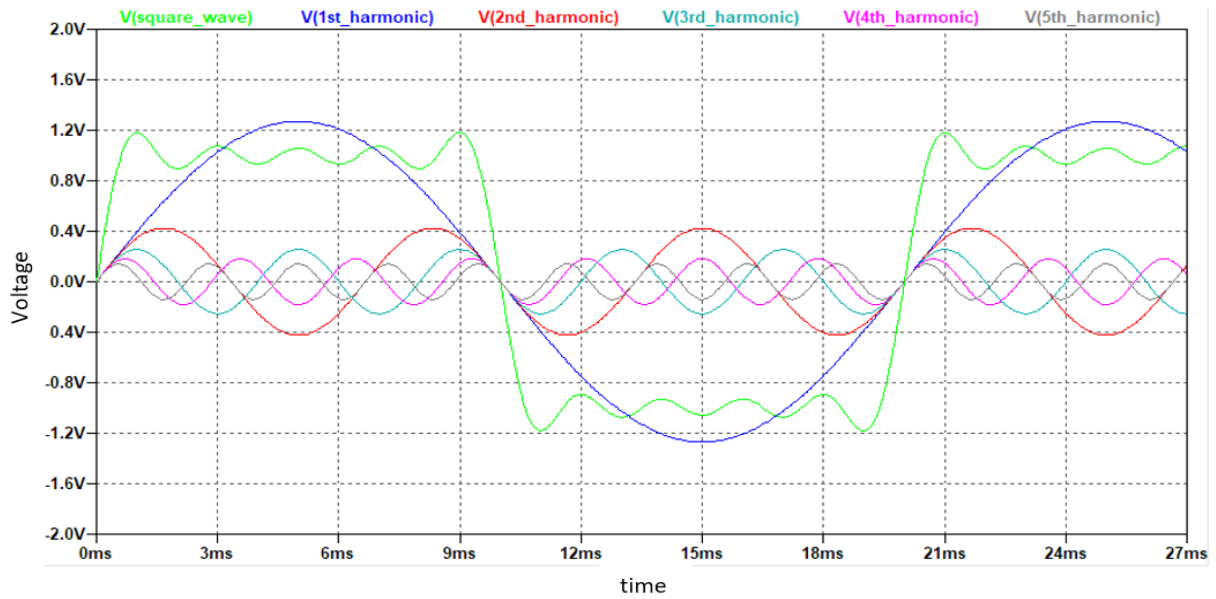
2.3 Προσέγγιση πρώτης αρμονικής

Στο Σχήμα 2.1 ο πομπός του συστήματος διεγείρεται από έναν τετραγωνικό παλμό που δημιουργεί η Η-γέφυρα. Όπως είναι γνωστό από τις σειρές Fourier μία τετραγωνική κυματομορφή κάποιας συχνότητας αποτελείται από ένα ολόκληρο φάσμα ημιτόνων διαφορετικών πλατών και συχνοτήτων. Σε αυτό το γεγονός βασίζεται η ανάλυση που έπεται στις παρακάτω ενότητες. Η ανάλυση στις παρακάτω ενότητες γίνεται με βάση την προσέγγιση πρώτης αρμονικής, FHA [5]. Δηλαδή γίνεται η υπόθεση πως υπάρχει διέγερση από ημιτονοειδή κυματομορφή, συχνότητας ίδιας με αυτή του τετραγωνικού παλμού (1η αρμονική).

Η σειρά Fourier του τετραγωνικού παλμού είναι [5]:

$$f(x) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5..} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\pi x}{W}\right) \quad (2.13)$$

όπου W η διάρκεια του παλμού. Το n παίρνει περιττές τιμές αφού η τετραγωνική κυματομορφή είναι περιττή συνάρτηση. Στο Σχήμα 2.3, παρουσιάζονται οι πρώτες πέντε αρμονικές ενός τετραγωνικού σήματος και το σήμα που προκύπτει από την άθροιση αυτών των αρμονικών [V(square_wave)].



Σχήμα 2.3. Η τετραγωνική κυματομορφή και οι αρμονικές της.

Έτσι, η προσέγγιση της τάσης V_{AB} του Σχήματος 2.1 γίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$V_{AB}^F = \frac{4V_{peak}}{\pi} \sin(\omega t) \quad (2.14)$$

όπου ο εκθέτης F δηλώνει πως πρόκειται για την πρώτη αρμονική. Μία ακόμη χρήσιμη προσέγγιση, είναι αυτή του φορτίου του δέκτη (αντίσταση R_L). Από το Σχήμα 2.1, εκ πρώτης όψεως δεν μπορεί να απαντηθεί απευθείας ποια είναι η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου R_{CD} , πριν την γέφυρα ανόρθωσης. Υπάρχει όμως ένας απλός τρόπος να βρεθεί η R_{CD} αν ληφθεί υπόψη ότι:

$$I_{CD} = \frac{\pi}{2} I_{MAX} \sin(\omega t) \quad (2.15)$$

$$V_{CD}^F = \frac{4V_{MAX}}{\pi} \sin(\omega t) \quad (2.16)$$

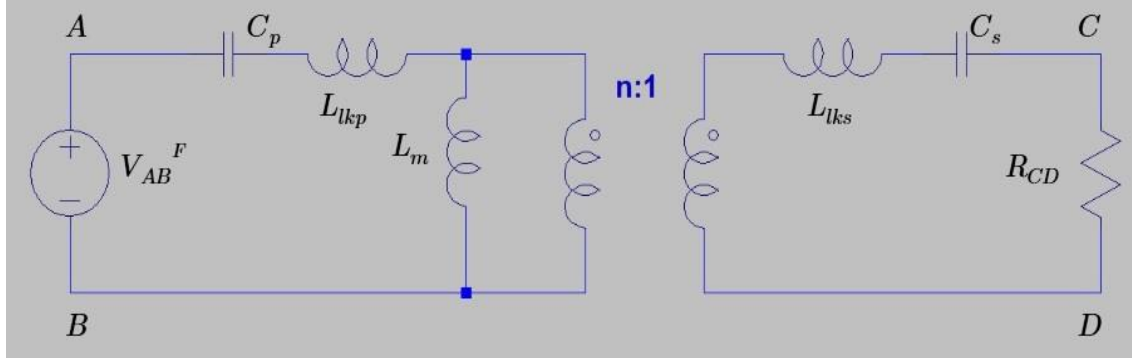
οπότε από τις εξισώσεις (2.15) και (2.16) προκύπτει η (2.17):

$$R_{CD} = \frac{V_{CD}^F}{I_{CD}} = \frac{8V_{MAX}}{\pi^2 I_{MAX}} = \frac{8}{\pi^2} R \quad (2.17)$$

Με βάση την εξίσωση (2.17) μπορεί να αγνοηθεί το κύκλωμα ανόρθωσης και η R_L . Στη θέση τους μπορεί να τοποθετηθεί η R_{CD} .

2.4 Η SS Τοπολογία

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζεται η SS τοπολογία και εξάγονται οι εξισώσεις που διέπουν τις σημαντικές συχνότητες λειτουργίας μίας τέτοιας τοπολογίας WPT συστήματος. Ξεκινώντας με βάση το Σχήμα 2.1 το οποίο παρουσιάζει την SS τοπολογία και με βάση τις παραπάνω προσεγγίσεις ακολουθεί το Σχήμα 2.4.



Σχήμα 2.4. Ισοδύναμο μοντέλο M/Σ ενός WPT συστήματος [4].

Για το ισοδύναμο μοντέλο του M/Σ, που απεικονίζεται στο Σχήμα 2.4, ισχύουν οι παρακάτω εξισώσεις [3]:

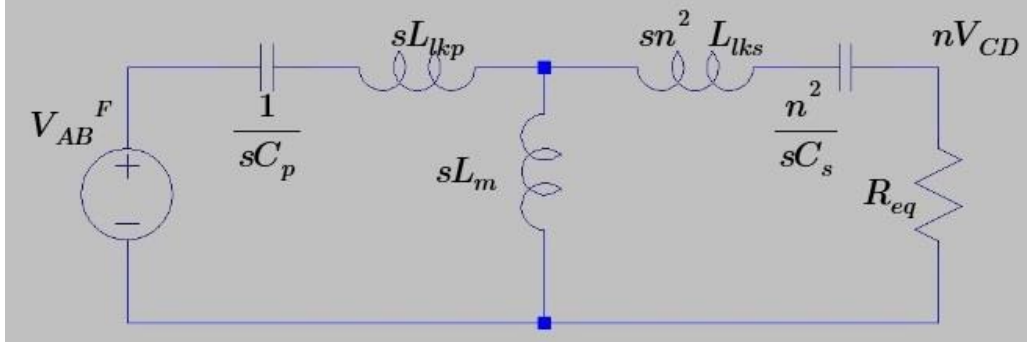
$$L_{lkp} = (1 - k)L_p \quad (2.18)$$

$$L_{lks} = (1 - k)L_s \quad (2.19)$$

$$L_m = kL_p \quad (2.20)$$

$$L_{lkp} = (1 - k)L_p = (1 - k)n^2L_s = n^2L_{lks} \quad (2.21)$$

Για να γίνει πιο εύκολη η ανάλυση παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.5 το T-ισοδύναμο κύκλωμα Laplace του M/Σ .



Σχήμα 2.5. Laplace ισοδύναμο μοντέλο M/Σ ενός WPT συστήματος [4].

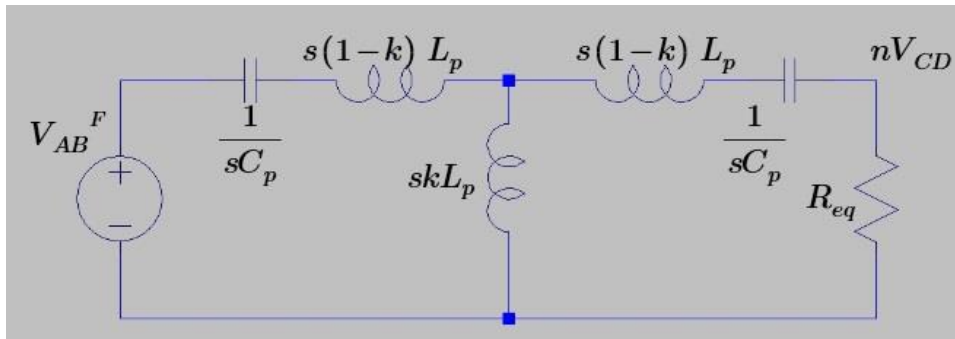
Ένα σημαντικό στοιχείο είναι πως η συχνότητα με την οποία διεγείρεται το κύκλωμα LC του πομπού είναι ίδια με τη συχνότητα του κυκλώματος LC του δέκτη. Με αυτό το στοιχείο και με την εξίσωση (2.22) προκύπτει η παρακάτω εξίσωση:

$$f_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} = \frac{1}{\sqrt{n^2 L_s C_p}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = f_s \quad (2.22)$$

όπου f_p και f_s οι συχνότητες συντονισμού του πομπού και του δέκτη, αντίστοιχα. Προκύπτει λοιπόν πως:

$$C_p = C_s / n^2 \quad (2.23)$$

Με βάση τις εξισώσεις (2.21), (2.22), (2.23) και το Σχήμα 2.5 ακολουθεί το Σχήμα 2.6, όπου φαίνεται το T-ισοδύναμο σε συνθήκες συντονισμού.



Σχήμα 2.6. Laplace ισοδύναμο μοντέλο M/Σ ενός WPT συστήματος σε συντονισμό [4].

Σε αυτό το σημείο θα εξεταστεί η συνολική εμπίδηση του κυκλώματος σε δύο περιπτώσεις:

- Στην περίπτωση όπου $R_{eq} = \infty$ [4]:

$$Z_{IN-OC} = s(1-k)L_p + \frac{1}{sC_p} + skL_p = \frac{s^2L_pC_p + 1}{sC_p} \quad (2.24)$$

- Και στην περίπτωση όπου $R_{eq} = 0$ [4]:

$$\begin{aligned} Z_{IN-SC} &= s(1-k)L_p + \frac{1}{sC_p} + skL_p \parallel (s(s-k)L_p + \frac{1}{sC_p}) \\ &= \frac{[s^2(1-k)L_pC_p + 1][s^2(1+k)L_pC_p + 1]}{sC_p[s^2L_pC_p + 1]} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Η εξίσωση (2.24) έχει έναν πόλο στο μηδέν και δύο συζυγή μιγαδικά μηδενικά στην πρώτη συχνότητα συντονισμού (την ω_{o1}). Η εξίσωση (2.25) έχει δύο ζευγάρια μιγαδικών μηδενικών στις συχνότητες ω_{o2} και ω_{o3} , έναν πόλο στο μηδέν και δύο συζυγή μιγαδικά μηδενικά στην ω_{o1} . Προς στιγμήν αυτές οι συχνότητες εκτός από μηδενικά στις παραπάνω εξισώσεις δεν παρουσιάζουν κάποια εμφανή σημασία. Θαδειχθεί όμως πως οι δύο εκ των τριών είναι χρήσιμες συχνότητες γιατί το κύκλωμα συμπεριφέρεται με ιδιαίτερο τρόπο σ' αυτές.

Συνοψίζοντας [4]:

$$\omega_{o1} = \frac{1}{\sqrt{L_pC_p}} = \frac{1}{\sqrt{L_sC_s}} \quad (2.26)$$

$$\omega_{o2} = \frac{1}{\sqrt{(1-k)L_pC_p}} = \frac{1}{\sqrt{L_{kp}C_p}} = \frac{\omega_{o1}}{\sqrt{1-k}} \quad (2.27)$$

$$\omega_{o3} = \frac{1}{\sqrt{(1+k)L_pC_p}} = \frac{1}{\sqrt{(L_p + L_m)C_p}} = \frac{\omega_{o1}}{\sqrt{1+k}} \quad (2.28)$$

Η συχνότητα ω_{o1} εξαρτάται μόνο από τις τιμές των στοιχείων L_p , C_p που επιλέχθηκαν, ενώ οι άλλες δύο συχνότητες εξαρτώνται και από τον συντελεστή σύζευξης k . Από το Σχήμα 2.6 προκύπτει ότι η συνολική εμπίδηση είναι:

$$Z_{IN} = jX_1 + jX_m \parallel (jX_2 + R_{eq}) = jX_1 + \frac{jX_m(jX_1 + R_{eq})}{jX_m + jX_1 + R_{eq}} \quad (2.29)$$

όπου X_1 η συνολική αντίδραση (reactance) των C_p και L_{kp} , X_2 η συνολική αντίδραση (reactance) των $n^2 C_s$ και $n^2 L_{kp}$, X_m η αντίδραση (reactance) του L_m .

Στη συχνότητα ω_{o1} ισχύει ότι [4]:

$$X_1 = \omega L_{kp} - \frac{1}{\omega C_p} = \omega L_p \left(1 - \frac{\omega_{o1}^2}{\omega^2} - k\right) = -\omega_{o1} k L_p \quad (2.30)$$

και

$$X_m = \omega_{o1} k L_p \quad (2.31)$$

Έτσι, στη συχνότητα ω_{o1} η Z_{IN} γράφεται ως εξής [4]:

$$\begin{aligned} Z_{IN(\omega=\omega_{o1})} &= -j\omega_{o1} k L_p + \frac{j\omega_{o1} k L_p + (-j\omega_{o1} k L_p + R_{eq})}{R_{eq}} \\ &= \frac{\omega_{o1}^2 k^2 L_p^2}{R_{eq}} = \frac{\omega_{o1}^2 L_m^2}{R_{eq}} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Επίσης:

$$\theta_{o1} = \tan^{-1}(0) = 0 \quad (2.33)$$

Εξάγεται λοιπόν το συμπέρασμα πως στη συχνότητα ω_{o1} το κύκλωμα μπορεί να αντικατασταθεί

με μία ωμική αντίσταση με τιμή $\frac{\omega_{o1}^2 L_m^2}{R_{eq}}$.

Στη συχνότητα ω_{o2} ισχύει ότι [4]:

$$X_1 = \omega L_{kp} - \frac{1}{\omega C_p} = \omega L_p \left(1 - \frac{\omega_{o2}^2}{\omega^2}\right) = 0 \quad (2.34)$$

και

$$X_m = \omega_{o2} k L_p \quad (2.35)$$

Έτσι, στη συχνότητα ω_{o2} η εμπέδηση Z_{IN} γράφεται ως εξής [4]:

$$Z_{IN(\omega=\omega_{o2})} = \frac{j\omega_{o2} k L_p R_{eq}}{j\omega_{o2} k L_p + R_{eq}} = \frac{j\omega_{o2} L_m R_{eq}}{j\omega_{o2} L_m + R_{eq}} = sL_m \parallel R_{eq} \quad (2.36)$$

και η γωνία της $Z_{IN(\omega=\omega_{o2})}$ [4]:

$$\theta_{o2} = \tan^{-1}\left(\frac{R_{eq}}{\omega_{o2} k L_p}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{R_{eq}}{\omega_{o2} L_m}\right) \quad (2.37)$$

Στη συχνότητα ω_{o2} η εμπέδηση Z_{IN} παρουσιάζει επαγωγικές ιδιότητες όπως φαίνεται από τις εξισώσεις (2.35) και (2.36). Με άλλα λόγια η κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει το κύκλωμα καθυστερεί σε σχέση με την κυματομορφή της τάση εισόδου του. Επομένως όλα τα τρανζίστορ μπορούν να λειτουργούν σε συνθήκη Zero Voltage Switching (ZVS). Αυτή η ιδιότητα είναι εξαιρετικά σημαντική καθώς μηδενίζει τις απώλειες ισχύος στα τρανζίστορ την στιγμή που ξεκινά η αγωγή τους. Ως επακόλουθο, αυξάνεται ο βαθμός απόδοσης του συστήματος και μειώνονται οι παρασιτικές ηλεκτρομαγνητικές εκπομπές. Πρέπει να σημειωθεί βέβαια ότι όπως προκύπτει από την εξίσωση (2.37), αν η R_{eq} είναι πολύ μικρότερη σε σχέση με την ποσότητα $\omega_{o2} L_m$ τότε η θ_{o2} τείνει στο μηδέν και η ZVS συνθήκη τείνει πλέον να μην ισχύει.

2.5 Περιοχές Λειτουργίας

Από το Σχήμα 2.6 μπορεί να εξαχθεί επίσης η συνάρτηση μεταφοράς της τάσης [4]:

$$G_V = \frac{nV_{CD}}{V_{AB}} = \frac{1}{\sqrt{\left[\frac{1}{k}\left(1 - \frac{1}{\omega_n^2}\right)\right]^2 + \left[Q_L \omega_n \left(\frac{1}{k}\left(1 - \frac{1}{\omega_n^2}\right)^2 - k\right)\right]^2}} \quad (2.38)$$

όπου η συχνότητα ω_n δίνεται από τη σχέση:

$$\omega_n = \frac{\omega}{\omega_{o1}} \quad (2.39)$$

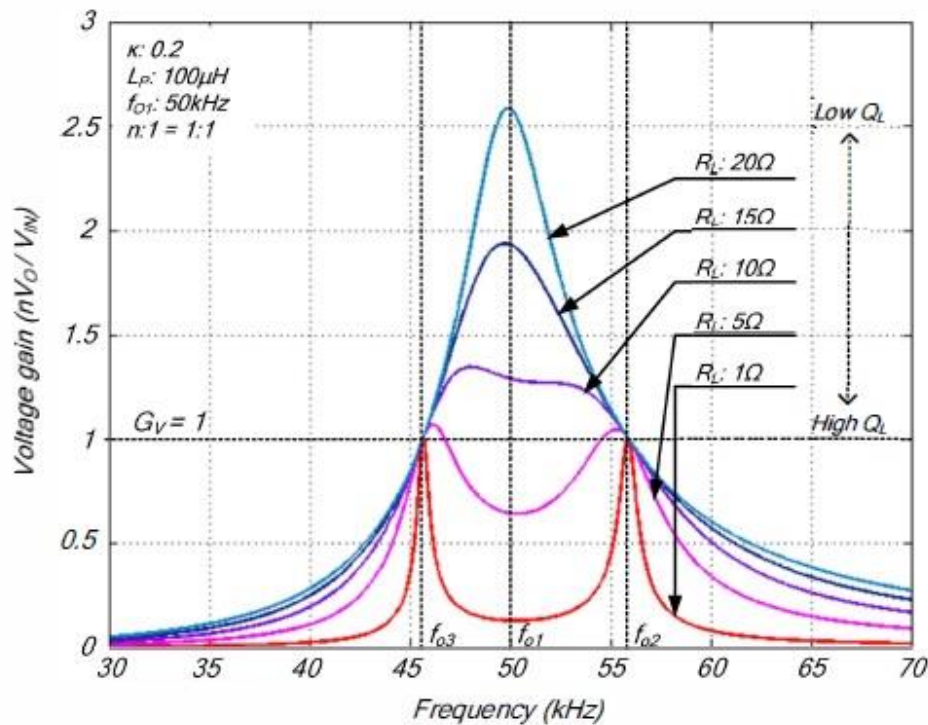
Επομένως, στη συχνότητα ω_{o1} η G_V έχει την μορφή:

$$G_{V(\omega=\omega_{o1})} = \left| \frac{R_{eq}}{-jk\omega_{o1}L_p} \right| = \frac{R_{eq}}{\omega_{o1}L_m} \quad (2.40)$$

Επίσης, στη συχνότητα ω_{o2} η G_V έχει την μορφή:

$$G_{V(\omega=\omega_{o2})} = \left| \frac{jk\omega_{o2}L_pR_{eq}}{jk\omega_{o2}L_pR_{eq}} \right| = 1 \quad (2.41)$$

Συμπερασματικά λοιπόν παρατηρείται πως στη συχνότητα ω_{o2} η συνάρτηση μεταφοράς G_V έχει την σταθερή τιμή 1. Έτσι σε αυτήν την συχνότητα το WPT σύστημα συμπεριφέρεται σαν ανεξάρτητη πηγή τάσης με τάση εξόδου (τάση του φορτίου στον δέκτη) ίδια με την τάση εισόδου (τάση τροφοδοσίας πομπού). Ενδεικτικά δίνεται στο Σχήμα 2.7 η συνάρτηση G_V ενός κυκλώματος WPT σε διαφορετικά φορτία και συχνότητες.



Σχήμα 2.7. Παράδειγμα μεταβολής της G_V για διάφορες τιμές φορτίου εξόδου [4].

Όπως φαίνεται καθαρά στο παραπάνω σχήμα, στη συχνότητα ω_{o2} και στη συχνότητα ω_{o3} , ισχύει ότι $G_V = 1$ ανεξαρτήτως φορτίου εξόδου. Η διαφορά μεταξύ των συχνοτήτων ω_{o2} και ω_{o3}

είναι πως στην τελευταία η συνολική εμπίδηση έχει αρνητική γωνία. Με άλλα λόγια η εμπίδηση συμπεριφέρεται σαν χωρητικό φορτίο και επομένως δεν ισχύουν οι προϋποθέσεις για ZVS. Εκτός από αυτό το μειονέκτημα η συγκεκριμένη συχνότητα δεν παρουσιάζει κάποια άλλα ενδιαφέροντα χαρακτηριστικά σε σχέση με τη συχνότητα ω_{o2} και ως εκ τούτου δεν υπάρχει κάποιο πρακτικό ενδιαφέρον για περεταίρω μελέτη της. Η συχνότητα ω_{o1} όμως παρουσιάζει ενδιαφέροντα χαρακτηριστικά όπως θα φανεί στις επόμενες εξισώσεις της συνάρτησης μεταφοράς της διαγωγιμότητας.

Η συνάρτηση μεταφοράς της διαγωγιμότητας είναι η εξής [4]:

$$G_T = \frac{I_{out}}{V_{AB}} = \frac{j\omega k \sqrt{L_p L_s}}{(j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_2})(j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_1}) + \omega^2 k^2 L_p L_s} \quad (2.42)$$

Όμως αν $\omega = \omega_{o1} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$ από την εξίσωση (2.26), τότε $(j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p}) = 0$, οπότε:

$$|G_{T(\omega=\omega_{o1})}| = \frac{j\omega_{o1} k \sqrt{L_p L_s}}{\omega_{o1}^2 k^2 L_p L_s} = \frac{1}{\omega_{o1} k \sqrt{L_p L_s}} \quad (2.43)$$

Από την εξίσωση (2.43) προκύπτει ότι το ρεύμα εξόδου στην συχνότητα ω_{o1} , για συγκεκριμένη τάση εισόδου και απόστασης πομπού-δέκτη, έχει μία τιμή η οποία δεν εξαρτάται από την αντίσταση φορτίου R_{eq} . Δηλαδή το κύκλωμα συμπεριφέρεται σαν ανεξάρτητη πηγή ρεύματος.

Ακόμη η συνάρτηση μεταφοράς του ρεύματος είναι η εξής [6]:

$$G_I = \frac{1}{\sqrt{[\frac{1}{k}(1 - \frac{1}{\omega_n^2})]^2 + [\frac{1}{kQ_L\omega_n}]^2}} \quad (2.44)$$

όπου Q_L είναι ο συντελεστής ποιότητας του φορτίου εξόδου και ισούται με:

$$Q_L = \frac{\omega L_p}{R_{eq}} \quad (2.45)$$

Στη συχνότητα ω_{o1} η συνάρτηση G_I γράφεται ως εξής:

$$G_{I(\omega=\omega_{o1})} = \left| \frac{j\kappa\omega_{o1}L_p}{R_{eq}} \right| = \kappa Q_L \quad (2.46)$$

και στη συχνότητα ω_{o2} ισχύει ότι:

$$G_{I(\omega=\omega_{o2})} = \left| \frac{j\kappa\omega_{o1}L_p}{R_{eq} + j\kappa\omega_{o1}L_p} \right| = \left| \frac{j \frac{k}{\sqrt{1-k}} Q_L}{1 + j \frac{\kappa}{\sqrt{1-k}} Q_L} \right| \quad (2.47)$$

Έτσι λοιπόν γνωρίζοντας ότι:

$$G_p = G_v G_I \quad (2.48)$$

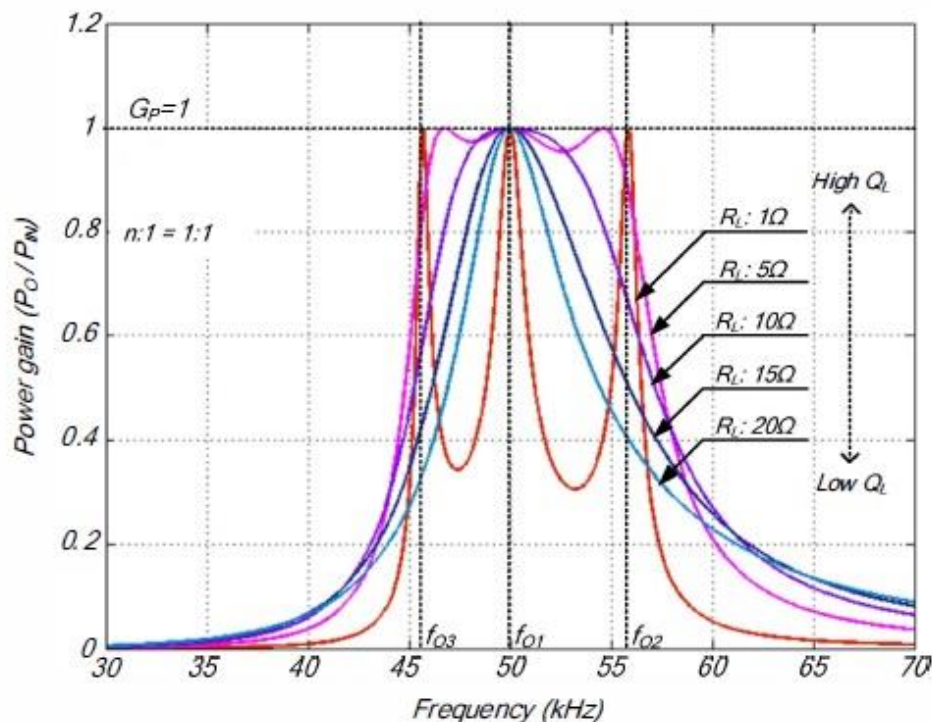
από τις εξισώσεις (2.40), (2.45), (2.46) στην συχνότητα ω_{o1} ισχύει ότι [4]:

$$G_{P(\omega=\omega_{o1})} = \frac{1}{\kappa Q_L} \kappa Q_L = 1 \quad (2.49)$$

Και από τις εξισώσεις (2.41), (2.47) στη συχνότητα ω_{o2} ισχύει ότι [4]:

$$G_{P(\omega=\omega_{o2})} = \left| \frac{j\kappa\omega_{o1}L_p}{R_{eq} + j\kappa\omega_{o1}L_p} \right| * 1 = \left| \frac{j \frac{\kappa}{\sqrt{1-\kappa}} Q_L}{1 + j \frac{\kappa}{\sqrt{1-\kappa}} Q_L} \right| \quad (2.50)$$

Οι απώλειες λοιπόν εκμηδενίζονται όταν $\omega = \omega_{o1}$, καθώς $G_p = 1$ και θεωρητικά η ισχύς εισόδου ισούται με την ισχύς εξόδου. Όταν $\omega = \omega_{o2}$ τότε $G_p < 1$, εκτός αν ο συντελεστής Q_L είναι αρκετά μεγάλος, οπότε $G_p \sim 1$. Στο Σχήμα 2.8 απεικονίζεται η μεταβολή της συνάρτησης G_p ενός WPT συστήματος με τη συχνότητα λειτουργίας και για διαφορετικό φορτίο σε κάθε καμπύλη.



Σχήμα 2.8. Η μεταβολή της συνάρτησης G_p για διάφορα φορτία και συχνότητες [4].

2.6 Απώλειες ισχύος στην Η-γέφυρα

Αν εξαιρεθούν οι απώλειες ισχύος λόγω των αντιστάσεων των πηνίων του πομπού και του δέκτη, υπάρχουν και οι απώλειες στα τρανζίστορ τύπου MOSFET που κατά κανόνα χρησιμοποιούνται σε τέτοιες εφαρμογές. Αυτές οι απώλειες κατηγοριοποιούνται σε δύο τύπους απωλειών, τις απώλειες λόγω αγωγής (conduction losses) και τις απώλειες λόγω μεταγωγής (switching losses).

2.6.1 Απώλειες λόγω μεταγωγής

Στην προηγούμενη ενότητα δείχθηκε πως στη συχνότητα ω_{o2} επιτυγχάνονται οι προϋποθέσεις για λειτουργία σε ZVS, λόγω της επαγωγικής συμπεριφοράς του συστήματος. Στην συχνότητα ω_{o1} το σύστημα παρουσιάζει καθαρά ωμικά χαρακτηριστικά. Αν υποθεθεί πως το σύστημα παρουσιάζει έστω και ελαφρώς επαγωγική συμπεριφορά σε κάποια συχνότητα τότε επιτυγχάνονται οι συνθήκες ZVS και οι απώλειες των τρανζίστορ κατά την μεταγωγή από OFF κατάσταση σε ON θεωρούνται μηδενικές. Παρόλα αυτά σημειώνεται πως από την κατάσταση ON στην κατάσταση OFF υπάρχουν πάντα απώλειες [6].

Ισχύει για τις απώλειες λόγω μεταγωγής από ON σε OFF κατάσταση ότι:

$$P_{sw} = f \frac{I_{IN}^2}{16C_{DS}} t_f^2 \quad (2.51)$$

όπου:

$$I_{IN} = \sqrt{2}i_{in} \sin \theta \quad (2.52)$$

και I_{IN} είναι το ρεύμα που διαρρέει το τρανζίστορ πριν την μετάβαση από ON σε OFF κατάσταση, με θ συμβολίζεται η γωνία του ρεύματος, με t_f συμβολίζεται ο χρόνος της μετάβασης (έως ότου το ρεύμα του τρανζίστορ μηδενιστεί) και C_{DS} είναι η παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ των ακροδεκτών Drain-Source του τρανζίστορ MOSFET.

2.6.2 Απώλειες λόγω αγωγής

Όταν άγει το τρανζίστορ MOSFET οι απώλειες λόγω αγωγής υπολογίζονται εύκολα ως εξής [6]:

$$P_{CL} = i_{in}^2 R_{DS(on)} \quad (2.53)$$

όπου $R_{DS(on)}$ είναι η ωμική αντίσταση που παρουσιάζει το τρανζίστορ στην γραμμική περιοχή.

Από τις εξισώσεις (2.51)-(2.53) υπολογίζονται με ικανοποιητική ακρίβεια οι συνολικές απώλειες ισχύος των τεσσάρων τρανζίστορ MOSFET της Η-γέφυρας σε μία περίοδο.

3.

ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΕΝΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ WPT

Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει μία παρουσίαση των τεχνικών ελέγχου δύο βασικών παραμέτρων ενός συστήματος WPT. Οι παράμετροι αυτές είναι η συχνότητα λειτουργίας και η τάση λειτουργίας του κυκλώματος LC του πομπού. Για τον έλεγχο της συχνότητας παρουσιάζεται η λύση ενός χρονομετρητή και η λύση ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος DDS. Για τον έλεγχο της τάσης παρουσιάζεται η λύση του DC/DC μετατροπέα και η λύση της QSW διαμόρφωσης. Τέλος, οι παραπάνω τεχνικές συγκρίνονται μεταξύ τους και επιλέγεται η τεχνική που χρησιμοποιείται στο σύστημα που αναπτύχθηκε.

3.1 Έλεγχος τάσης

Η πρώτη παράμετρος ελέγχου που θα εξεταστεί είναι ο έλεγχος της τάσης στα άκρα του κυκλώματος LC του πομπού. Από την ανάλυση που έγινε στο Κεφάλαιο 2 προκύπτει πως η τάση εξόδου του δέκτη καθώς και το ρεύμα εξόδου του, όταν λειτουργεί το σύστημα στις συχνότητες ω_{o2} (ως ανεξάρτητη πηγή τάσης) και ω_{o1} (ως ανεξάρτητη πηγή ρεύματος) εξαρτάται από την τάση εισόδου του πομπού. Στην ανάλυση που προηγήθηκε υποτέθηκε ότι το κύκλωμα LC του πομπού, εφόσον διεγείρεται από τετραγωνική κυματομορφή μέσω της FHA, διεγείρεται από την V_{AB}^F .

Από την εξίσωση (2.14) ισχύει πως $V_{AB}^F = \frac{4V_{peak}}{\pi} \sin(\omega t)$. Επομένως ένας τρόπος για να ελεγχθεί το πλάτος της τάσης V_{AB}^F είναι να ελεγχθεί το πλάτος της τάσης V_{peak} η οποία είναι η μέγιστη, κατ' απόλυτη τιμή, τάση του τετραγωνικού παλμού. Δηλαδή για να ελεγχθεί το πλάτος του ημιτόνου που διεγείρει τον πομπό (με βάση την FHA προσέγγιση) αρκεί να ελεγχθεί η τάση V_{IN} που είναι η DC τάση τροφοδοσίας της H-γέφυρας (Σχήμα 2.1).

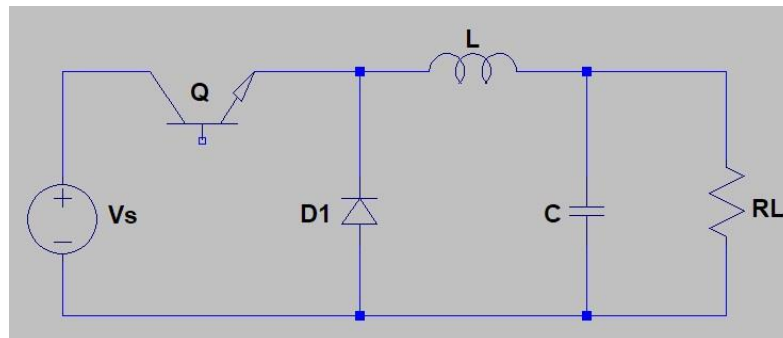
Ένας τρόπος ελέγχου της τάσης V_{IN} είναι με χρήση κάποιου είδους γραμμικού τροφοδοτικού. Όμως λόγω της μικρής απόδοσης του, που είναι της τάξης του 50%, μία τέτοια επιλογή απορρίπτεται. Μία άλλη λύση είναι κάποιου είδους DC/DC μετατροπέας. Ένας τέτοιος μετατροπέας σύγχρονης τεχνολογίας μπορεί να έχει βαθμό απόδοσης $>90\%$. Τέλος, μπορεί να γίνει χρήση της QSW διαμόρφωσης που θα μελετηθεί αναλυτικά και θα συγκριθεί με τους DC/DC μετατροπείς στις επόμενες ενότητες.

3.2 Ο μετατροπέας τύπου Buck

Σε αυτήν την ενότητα θα γίνει μία παρουσίαση του μετατροπέα τύπου Buck [3], μία από τις πιο απλές και διαδομένες τοπολογίες DC/DC μετατροπέων. Πριν γίνει η παρουσίαση του μετατροπέα πρέπει να υπογραμμιστεί πως στο συγκεκριμένο μετατροπέα ισχύει πάντα ότι:

$$V_{IN} \geq V_{OUT} \quad (3.1)$$

Στο Σχήμα 3.1 απεικονίζεται το διάγραμμα του κυκλώματος ενός μετατροπέα τύπου Buck.



Σχήμα 3.1. Ο μετατροπέας τύπου Buck.

Όταν το τρανζίστορ Q άγει, τότε το για το πηνίο ισχύει ότι:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_s - V_{RL} \quad (3.2)$$

όπου i_L το ρεύμα του πηνίου. Αν θεωρηθούν σταθερές οι τάσεις V_s και V_{RL} τότε προκύπτει πως:

$$L(i_L - I_o) = (V_s - V_{RL})t \quad (3.3)$$

όπου I_o το ρεύμα την χρονική στιγμή $t = 0$.

Όταν το τρανζίστορ Q σταματήσει να άγει, τότε αγνοώντας την πτώση τάσης της διόδου το ρεύμα του πηνίου θα μειώνεται με ρυθμό:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_{RL}}{L} \quad (3.4)$$

Γίνεται επίσης η παραδοχή πως η τάση V_{RL} είναι σταθερή και ίση με την μέση τιμή της τάσης της αντίστασης R_L και το ρεύμα του πηνίου, i_L , έχει πάντα θετικό πρόσημο. Συνοπτικά, όταν το τρανζίστορ αρχίζει να άγει το ρεύμα στο πηνίο αυξάνεται γραμμικά και όταν σταματά η αγωγή, το ρεύμα μειώνεται επίσης με σταθερό ρυθμό. Αν το ρεύμα δεν «προλαβαίνει» να μηδενιστεί πριν την έναρξη της επόμενης περιόδου τότε ο μετατροπέας λειτουργεί με συνεχόμενο τρόπο (continuous mode), διαφορετικά, αν το ρεύμα μηδενίζεται πριν την έναρξη της επόμενης περιόδου, τότε ο μετατροπέας λειτουργεί με ασυνεχή τρόπο (discontinuous mode).

3.2.1 Συνεχής τρόπος λειτουργίας

Ο χρόνος για τον οποίο άγει το τρανζίστορ Q ως προς τον χρόνο μίας περιόδου ορίζεται από τον συντελεστή χρήσης (duty cycle):

$$D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{T_{on}}{T} \quad (3.5)$$

όπου T ο χρόνος μίας περιόδου και D ο συντελεστή χρήσης.

Όταν το τρανζίστορ Q άγει για χρόνο DT τότε σύμφωνα με την εξίσωση (3.3) το ρεύμα αυξάνεται κατά $(V_S - V_{RL})DT$. Όταν το τρανζίστορ Q σταματά να άγει, για χρόνο $(1-D)T$, τότε το ρεύμα μειώνεται με ρυθμό $-(1-D)TV_L$. Επειδή όμως το ρεύμα δεν μηδενίζεται αλλά αρχίζει να αυξάνεται ξανά στην επόμενη περίοδο ισχύει ότι [3]:

$$(V_S - V_{RL})DT = V_{RL}(1-D)T \quad (3.6)$$

άρα:

$$V_{RL} = DV_S \quad (3.7)$$

Επομένως για να ελεγχθεί η τάση εξόδου, αρκεί να ελεγχθεί ο συντελεστής χρήσης D . Η AC κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου δίνεται από την εξίσωση (3.8):

$$I_{AC_{pp}} = \frac{(1-D)T}{L} V_L \quad (3.8)$$

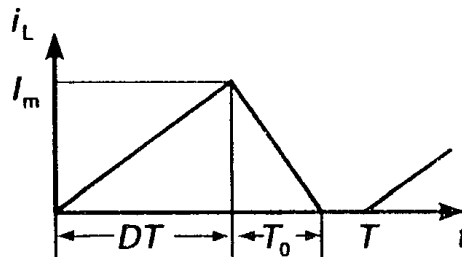
Βεβαίως υπάρχει και το ρεύμα, I_{RL} που διαρρέει το φορτίο εξόδου και αποτελεί την DC συνιστώσα του ρεύματος του πηνίου. Επομένως, η μέγιστη και η ελάχιστη τιμή του συνολικού ρεύματος που διαρρέει το πηνίο είναι:

$$I_L = I_{RL} \pm \frac{I_{AC_{pp}}}{2} \quad (3.9)$$

Από την εξίσωση (3.9) συμπεραίνεται πως αν το ρεύμα I_{RL} μειωθεί περισσότερο από $\frac{I_{AC_{pp}}}{2}$ τότε το ρεύμα στο πηνίο θα μηδενιστεί πριν ολοκληρωθεί το χρονικό διάστημα μίας περιόδου και ο μετατροπέας θα λειτουργεί πλέον με μη-συνεχή τρόπο [3].

3.2.2 Ασυνεχής τρόπος λειτουργίας

Σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας το ρεύμα του πηνίου έχει την μορφή του Σχήματος 3.2.



Σχήμα 3.2. Το ρεύμα I_L κατά την ασυνεχή λειτουργία του μετατροπέα τύπου Buck [3].

Με βάση το Σχήμα 3.2, το ρεύμα του πηνίου αυξάνεται από το μηδέν με τον ρυθμό που δίνεται από την εξίσωση (3.3). Έτσι, το I_m την στιγμή που το τρανζίστορ παύει να άγει έχει τιμή [3]:

$$I_m = \frac{V_S - V_{RL}}{L} DT \quad (3.10)$$

Ο χρόνος T_0 μέχρι να μηδενιστεί το ρεύμα του πηνίου είναι [3]:

$$T_0 = \frac{LI_m}{V_{RL}} = \frac{V_S - V_{RL}}{V_{RL}} \quad (3.11)$$

Το συνολικό φορτίο που μεταφέρεται στον πυκνωτή σε κάθε περίοδο είναι ίσο με το ολοκλήρωμα του ρεύματος στην περίοδο T , το οποίο ισούται με το εμβαδό του τριγώνου του Σχήματος 3.2, με ύψος I_m και βάση $DT + T_0$ [3].

Ισχύει για τη μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου ότι:

$$I_{AVG} = \frac{Q}{T} = \frac{(DT + T_0)I_m}{2T} \quad (3.12)$$

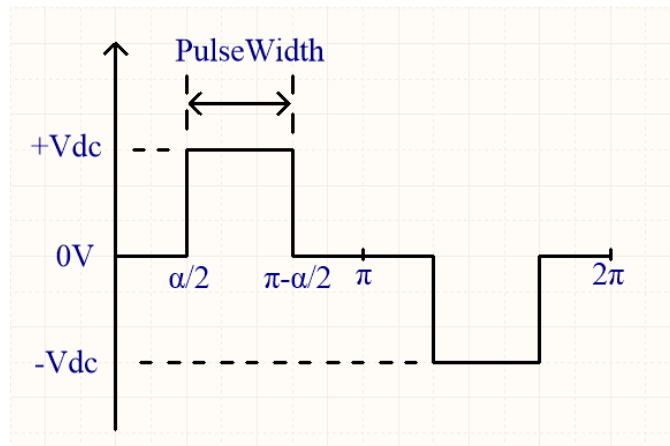
Αντικαθιστώντας την (3.11) στην εξίσωση (3.12) προκύπτει ότι:

$$V_{RL} = \frac{V_S}{1 + (2LI_{AVG}) / (D^2TV_S)} \quad (3.13)$$

Από την εξίσωση (3.13) παρατηρείται λοιπόν πως η τάση του φορτίου εξόδου είναι συνάρτηση του συντελεστή χρήσης αλλά και του ρεύματος του φορτίου. Αυτός είναι ένας από τους βασικούς λόγους που η λειτουργία με συνεχή τρόπο προτιμάται, αφού στην τελευταία η τάση του φορτίου εξαρτάται μόνο από τον συντελεστή χρήσης.

3.3 Η διαμόρφωση Quasi-square wave

Μία απλή τεχνική που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της τάσης εξόδου ενός κυκλώματος Η-γέφυρας, εκτός από τον έλεγχο της τάσης τροφοδοσίας της μέσω κάποιου μετατροπέα DC/DC, είναι ο απευθείας έλεγχος της τάσης μέσω της διαμόρφωσης των παλμοσειρών που την οδηγούν.



Σχήμα 3.3. Η QSW διαμόρφωση [3].

Από το Σχήμα 3.3 φαίνεται η τάση εξόδου ενός κυκλώματος Η- γέφυρας η οποία διεγείρεται από την διαμόρφωση QSW. Η τελευταία βασίζεται σε ένα ‘νεκρό’ χρόνο ‘α’, με $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$, ο οποίος εισάγεται μεταξύ των μεταβάσεων από θετική τάση σε αρνητική του φορτίου εξόδου της Η-γέφυρας. Προσοχή θα πρέπει να δοθεί στην διάκριση με την περίπτωση της PWM διαμόρφωσης στην οποία είτε άγει το ένα ζευγάρι αντιδιαμετρικών τρανζίστορ είτε το άλλο για χρόνο που υπαγορεύει ο συντελεστής χρήσης, αλλά δεν εισάγεται ‘νεκρός’ χρόνος μεταξύ των δύο μεταβάσεων.

Η τριγωνομετρική μορφή των σειρών Fourier για το περιοδικό σήμα της τάσης εξόδου της Η-γέφυρας είναι [13]:

$$V(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (3.14)$$

Η συνάρτηση όμως του Σχήματος 3.3 έχει περιττή συμμετρία και γι’ αυτό [13]:

$$\alpha_o = 0, \alpha_n = 0 \quad (3.15)$$

Επίσης:

$$b_n = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} v_o \sin(n\omega t) d(\omega t), & n = \text{odd} \\ 0, & n = \text{even} \end{cases} \quad (3.16)$$

Έτσι η εξίσωση (3.14) απλοποιείται και ξαναγράφεται ως εξής:

$$V(\omega t) = \sum_{n=\text{odd}}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (3.17)$$

Λύνοντας την εξίσωση (3.16) για τη συνάρτηση της διαμόρφωσης QSW προκύπτει τελικώς πως [13]:

$$V(\omega t) = \sum_{n=\text{odd}}^{\infty} \frac{4V_{dc}}{n\pi} \cos(na) \sin(n\omega t) \quad (3.18)$$

και ισχύει ότι [3]:

$$V_{rms} = V_{dc} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3.19)$$

όπου V_{rms} η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου της Η-γέφυρας. Με βάση τις προηγούμενες ενότητες δείχθηκε ότι για τον έλεγχο του πλάτους της 1^{ης} αρμονικής μίας τάσης εξόδου της Η-γέφυρας, αρκεί η μεταβολή της τιμής της τάσης V_{dc} . Όμως όταν εισαχθεί νεκρός χρόνος μεταξύ των μεταβάσεων των στοιχείων της Η-γέφυρας (Σχήμα 3.3), τότε από την εξίσωση (3.18) προκύπτει πως για $n=1$, δηλαδή για την 1^η αρμονική, η μεταβολή του ‘νεκρού’ χρόνου α αρκεί για να ελεγχθεί το πλάτος του ημιτόνου της τελευταίας.

Η εξίσωση (3.19) συνδέει τον νεκρό χρόνο ‘ α ’ με την ενεργό τιμή της τάσης εξόδου της Η-γέφυρας. Η διαμόρφωση QSW επιλέχθηκε τελικώς για τον έλεγχο του πλάτους της τάσης της 1^{ης} αρμονικής η οποία αναπτύσσεται στο κύκλωμα LC του πομπού στο σύστημα που αναπτύχθηκε. Το πλεονέκτημα της διαμόρφωσης αυτής είναι πως δεν μειώνει τον βαθμό απόδοσης όπως ένας

DC/DC μετατροπέας. Στην περίπτωση του τελευταίου θα ίσχυε ότι $n_{total} = n_{DC/DC} n_{WPT}$ για τον συνολικό βαθμό απόδοσης του συστήματος.

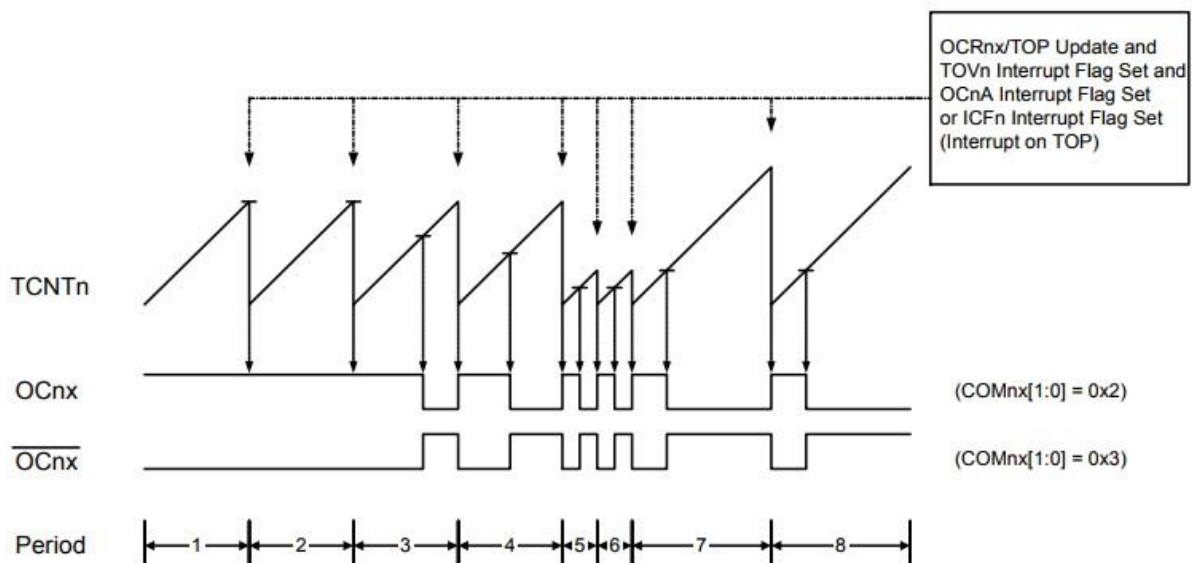
3.4 Έλεγχος συχνότητας

Εφόσον υπάρχει ένα σύστημα WPT με σταθερά πηνία-πυκνωτές στον πομπό και δέκτη, αντίστοιχα, αυτό σημαίνει πως από την εξίσωση (2.26), η συχνότητα ω_{o1} παραμένει σταθερή και οι συχνότητες ω_{o2} , ω_{o3} μεταβάλλονται μόνο από τον συντελεστή σύζευξης k από τις εξισώσεις (2.27) και (2.28).

Για να οδηγηθεί λοιπόν το σύστημα σε αυτές τις περιοχές λειτουργίας χρειάζεται έλεγχος της συχνότητας. Στις παρακάτω δύο ενότητες παρουσιάζονται δύο τεχνικές για τον έλεγχο της συχνότητας:

3.4.1 Χρονομετρητές

Ένας τρόπος για να γίνει έλεγχος της συχνότητας είναι μέσω χρήσης του ενσωματωμένου χρονομετρητή (timer) ενός μικροελεγκτή. Στο Σχήμα 3.4 φαίνεται η λειτουργία του mode-15 [8] ενός εκ των timer ενός ATMEGA324PA μικροελεγκτή. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας (mode-15) είναι κατάλληλος για έλεγχο συχνότητας.



Σχήμα 3.4. Fast PWM – Mode_15 [8].

Το παραπάνω σχήμα ισχύει για όλους τους timers του μικροελεγκτή που αναφέρθηκε και με “n” συμβολίζεται ο αριθμός του κάθε timer. Βασικό χαρακτηριστικό όλων των timers είναι ο αριθμός των bits που υπάρχουν διαθέσιμα. Για παράδειγμα, ο Timer1 του ATMEGA324PA είναι ένας 16-bit timer. Αυτό σημαίνει πως η ελάχιστη τιμή (BOTTOM) του είναι το 0 και η μέγιστη (TOP) το $2^{16} - 1 = 65535$. Η τιμή του timer κάθε χρονική στιγμή αποθηκεύεται στον καταχωρητή *TCNTn*. Η τιμή του *TCNTn* αυξάνεται σε κάθε ακμή του ρολογιού του timer. Όταν φτάσει στην μέγιστη τιμή τότε (στο mode-15) ο καταχωρητής *TCNTn* μηδενίζεται στην επόμενη ακμή του ρολογιού. Η συχνότητα με την οποία λειτουργεί το ρολόι του timer είναι ίδια με αυτή του κεντρικού ρολογιού (master clock) του μικροελεγκτή ή υποδιαίρεση της. Στο Σχήμα 3.5 παρουσιάζονται οι επιλογές που υπάρχουν για τη συχνότητα του ρολογιού.

CA02	CA01	CS00	Description
0	0	0	No clock source (Timer/Counter stopped).
0	0	1	$clk_{I/O}/1$ (No prescaling)
0	1	0	$clk_{I/O}/8$ (From prescaler)
0	1	1	$clk_{I/O}/64$ (From prescaler)
1	0	0	$clk_{I/O}/256$ (From prescaler)
1	0	1	$clk_{I/O}/1024$ (From prescaler)
1	1	0	External clock source on T0 pin. Clock on falling edge.
1	1	1	External clock source on T0 pin. Clock on rising edge.

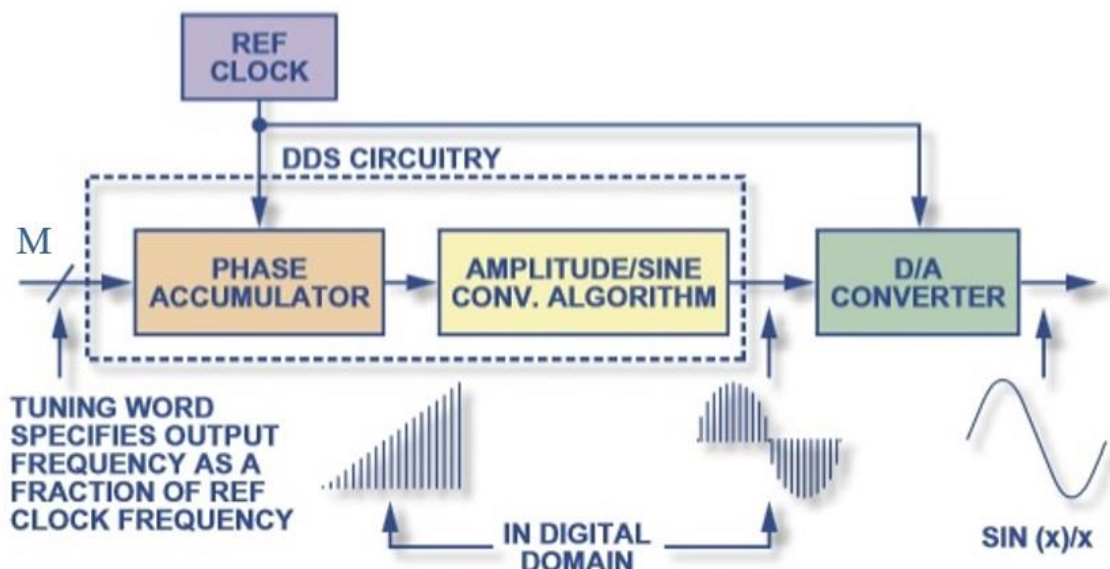
Σχήμα 3.5. Clock prescalers του ATMEGA324PA [8].

Τα *CAnx* bits του καταχωρητή *TCCRnB* καθορίζουν την ταχύτητα του ρολογιού όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.5. Ένας timer απαριθμεί περιόδους ρολογιού μέχρι κάποιο όριο, το οποίο καθορίζεται από το mode λειτουργίας. Δηλαδή στο mode-15 (όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4) ο timer μπορεί να μετρά μέχρι την τιμή του καταχωρητή *OCRn*. Υπάρχουν επίσης δύο pins (ακροδέκτες του ολοκληρωμένου), τα *OCnA* και *OCnB* τα οποία αποτελούν και την έξοδο του timer και μεταβαίνουν από λογικό ‘0’ σε ‘1’ και αντίστροφα ανάλογα με την τιμή του timer. Συγκεκριμένα, τα *OCnA* και *OCnB* αλλάζουν τιμή όταν ο timer έχει ελάχιστη τιμή (BOTTOM) και όταν έχει την τιμή του καταχωρητή *OCRn*. Το ποια από τις δύο εξόδους θα μεταβεί από ‘0’ σε ‘1’ σε κάποια από τις δύο καταστάσεις, εξαρτάται από τα bits *COMnx* του καταχωρητή

$TCCRnA$ (για τον ATMEGA324PA). Τέλος η τιμή του καταχωρητή $OCRn$ καθορίζει τη συχνότητα της τετραγωνικής κυματομορφής εξόδου.

3.4.2 Απευθείας ψηφιακή σύνθεση σήματος

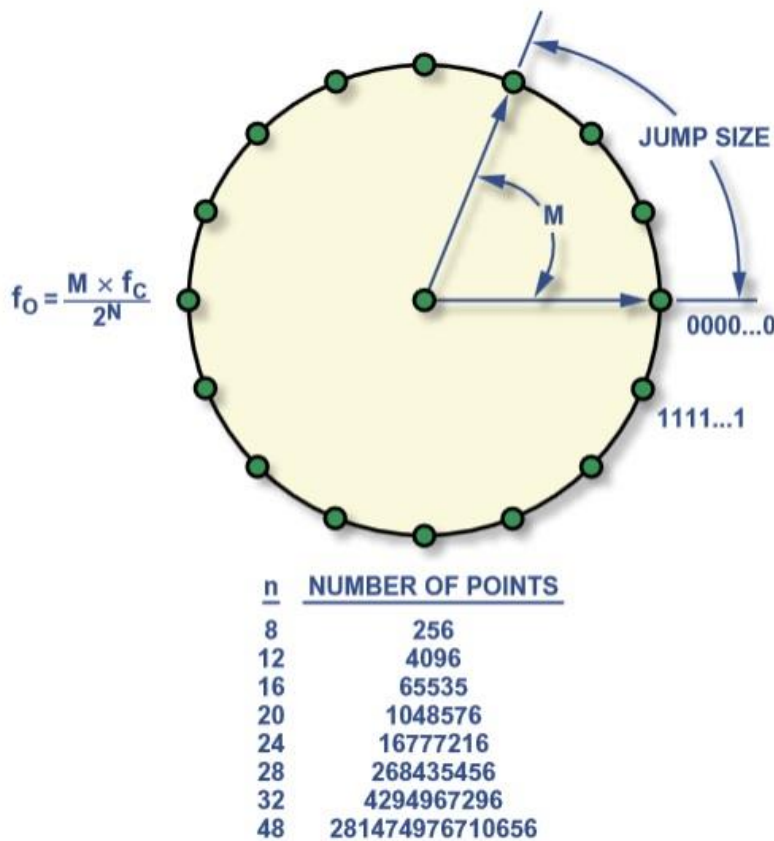
Η μέθοδος της απευθείας ψηφιακής σύνθεσης (Direct Digital Synthesis - DDS) ενός σήματος, είναι μία μέθοδος για την παραγωγή κυματομορφών μεταβαλλόμενης συχνότητας. Η φυσική έξοδος ενός συστήματος DDS είναι η ημιτονική κυματομορφή, η οποία εύκολα μπορεί να μετατραπεί σε τετραγωνική. Ένα σύστημα DDS έχει αρκετά πλεονεκτήματα, με το χαρακτηριστικό που ξεχωρίζει να είναι η ακρίβεια με την οποία ελέγχεται η συχνότητα εξόδου. Παρακάτω ακολουθεί μία σύντομη περιγραφή του τρόπου λειτουργίας ενός συστήματος DDS.



Σχήμα 3.6. Βασικά υποσυστήματα μίας διάταξης DDS [9].

Σύμφωνα με το Σχήμα 3.6, η συχνότητα εξόδου καθορίζεται μέσω της ψηφιακής λέξης εισόδου M . Με βάση αυτή, ο συσσωρευτής φάσης (phase accumulator) επιλέγει διευθύνσεις θέσεων ενός πίνακα (μία σε κάθε περίοδο του ρολογιού του συστήματος) όπου βρίσκονται προ-αποθηκευμένες ψηφιακές τιμές των σημείων του ημιτόνου μίας περιόδου. Στη συνέχεια, η επιλεγθείσα κάθε φορά ψηφιακή τιμή του σημείου του ημιτόνου εισάγεται σε έναν μετατροπέα D/A, ο οποίος παράγει την αντίστοιχη αναλογική τιμή του σημείου του ημιτόνου. Με αυτόν τον

τρόπο, σε κάθε περίοδο του ρολογιού του συστήματος παράγεται η αναλογική τάση που αντιστοιχίζεται στο σημείο του ημιτόνου στο οποίο βρίσκεται ο συσσωρευτής φάσης. Στο Σχήμα 3.6 παρατηρείται πως η έξοδος του μετατροπέα D/A δεν είναι αμιγώς ημιτονοειδής, αλλά της μορφής $\frac{\sin x}{x}$. Με χρήση ενός κατάλληλης συχνότητας αποκοπής, χαμηλοπερατού, antialiasing φίλτρου με είσοδο το σήμα εξόδου του μετατροπέα D/A, παράγεται αμιγώς ημιτονοειδής κυματομορφή [9].



Σχήμα 3.7. Επεξηγηματικό διάγραμμα της λειτουργίας ενός “Phase Accumulator” συστήματος DDS [9].

Στο Σχήμα 3.7 δίνεται ένα επεξηγηματικό διάγραμμα της λειτουργίας ενός συσσωρευτή φάσης. Ο κύκλος αποτελείται από σημεία-τιμές οι οποίες αντιπροσωπεύουν τιμές φάσης από 0° έως 360° . Σε κάθε κύκλο ρολογιού του συστήματος, ένας μετρητής αυξάνει την τιμή του (ή αλλιώς μετακινείται σε ένα σημείο του κύκλου) με βήμα M, όπου M η ψηφιακή λέξη που δίδεται ως

είσοδος στο σύστημα που αναφέρθηκε προηγουμένως. Ο αριθμός των σημείων του κύκλου ορίζει και την ανάλυση (N-bits) του συσσωρευτή φάσης [9]. Από τα παραπάνω, προκύπτει η εξής σχέση:

$$f_{out} = \frac{Mf_{system}}{2^N} \quad (3.20)$$

όπου f_{out} η συχνότητα της κυματομορφής εξόδου (μετά τον μετατροπέα D/A) και f_{system} η συχνότητα του ρολογιού του DDS συστήματος.

3.5 Σύγκριση χρονομετρητή-DDS

Στο σύστημα που αναπτύχθηκε, επιλέχθηκε η λύση μίας διάταξης DDS για τον έλεγχο της συχνότητας, καθώς η λύση ενός timer δεν έχει καλή διακριτική ικανότητα (resolution) συχνότητας σε περιοχές γύρω από τα $400kHz$ όπου λειτουργεί το σύστημα. Ενώ ένα σύστημα DDS έχει διακριτική ικανότητα κάτω του $1Hz$ σε όλο το εύρος συχνοτήτων, ένας timer, όπως θα δειχθεί παρακάτω, δεν έχει σταθερή διακριτική ικανότητα στο φάσμα των συχνοτήτων που μπορεί να λειτουργήσει.

Από την παρουσίαση που έγινε στην ενότητα 3.4.1 εύκολα μπορεί να γραφτεί η παρακάτω σχέση:

$$\Delta f = \frac{f_{max}}{Ticks} - \frac{f_{max}}{Ticks + 1} \quad (3.21)$$

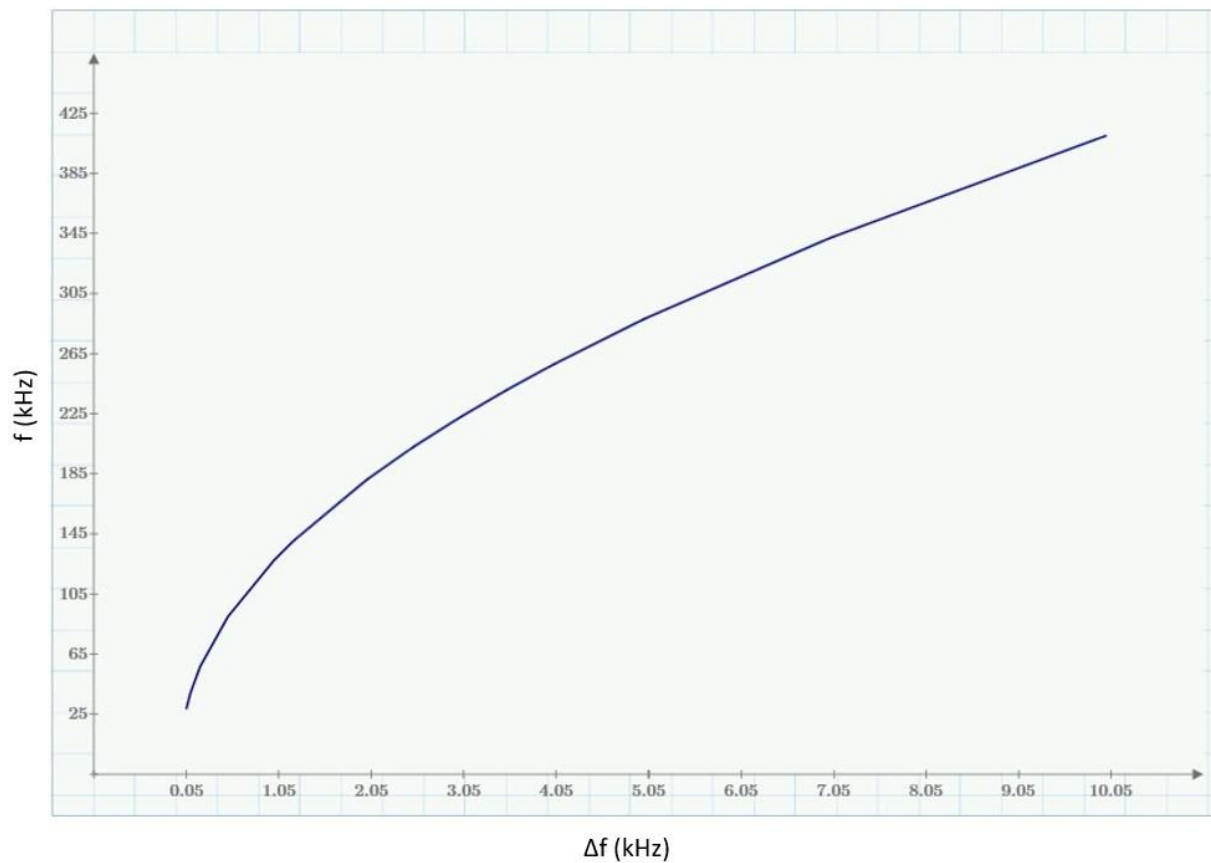
όπου Δf είναι η διαφορά μεταξύ δύο γειτονικών συχνοτήτων, f_{max} η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας του χρονομετρητή και $Ticks$ η τιμή του μετρητή σε μία χρονική στιγμή. Από την παραπάνω εξίσωση προκύπτει ότι:

$$Ticks = -1 + \frac{\sqrt{\frac{4f_{max}}{\Delta f} + 1}}{2} \quad (3.22)$$

Επίσης ισχύει ότι:

$$f = \frac{f_{max}}{Ticks} \quad (3.23)$$

Επομένως αν το Δf λαμβάνει τιμές από $50Hz$ έως $10kHz$ και $f_{max} = 16MHz$, οι αντίστοιχες συχνότητες που παράγονται σύμφωνα με τις εξισώσεις (3.22) και (3.23) φαίνονται στο Σχήμα 3.8 που ακολουθεί.



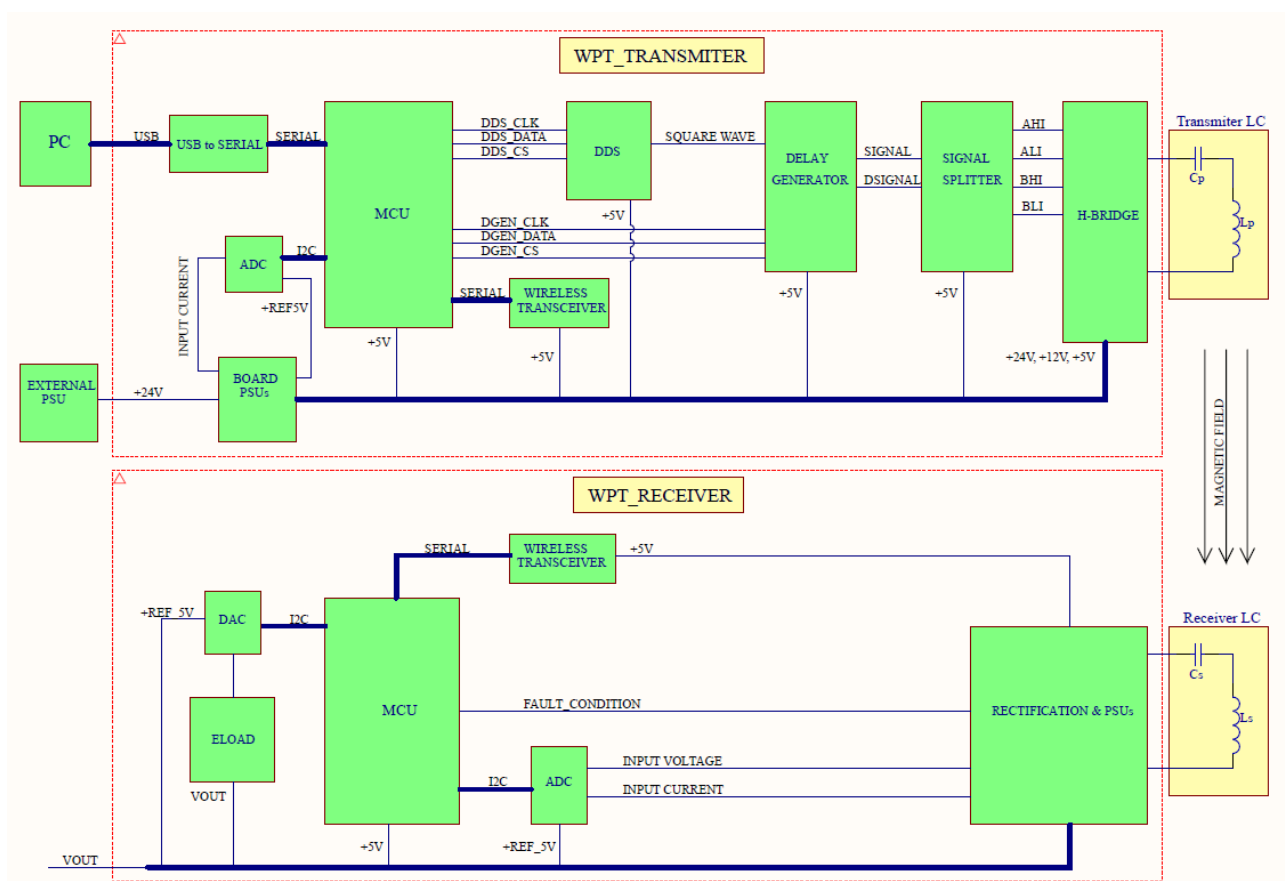
Σχήμα 3.8. Διακριτική ικανότητα (resolution) ενός timer συναρτήσει της συχνότητας.

Είναι φανερό λοιπόν από το παραπάνω σχήμα ότι σε συχνότητες λειτουργίας κοντά στα 400kHz η διακριτική ικανότητα (resolution) κυμαίνεται περί τα 10kHz , αριθμός χιλιάδες φορές μεγαλύτερος από τον επιθυμητό. Έτσι, για την υλοποίηση του συστήματος που αναπτύχθηκε στην παρούσα εργασία, προκρίθηκε η εφαρμογή της τεχνικής DDS.

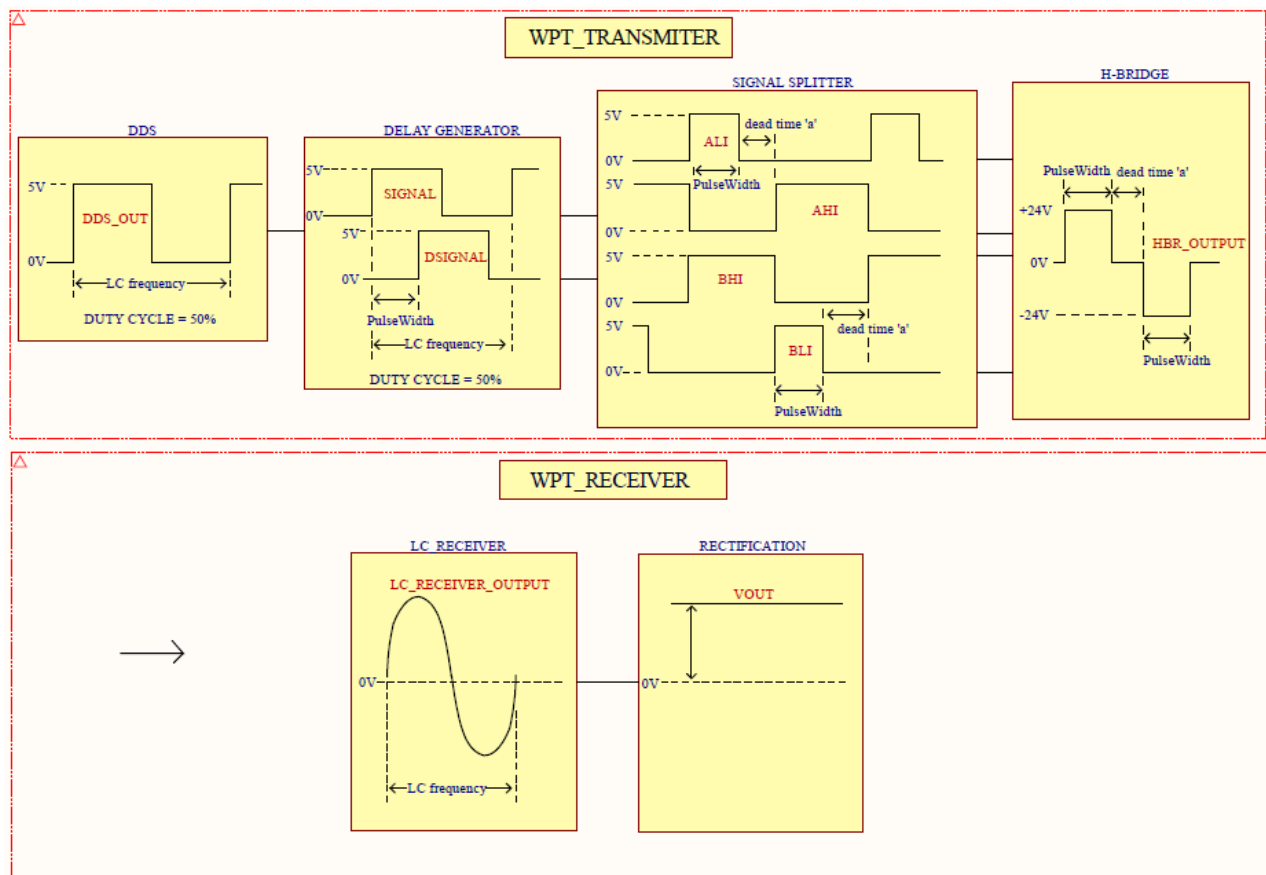
4.

ΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΠΟΥ ΑΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ

Το γενικό διάγραμμα με τα υποσυστήματα του πειραματικού προτύπου που αναπτύχθηκε φαίνεται στο Σχήμα 4.1. Το Σχήμα 4.2 παρουσιάζει περισσότερες λεπτομέρειες ως προς τις κυματομορφές που παράγονται από τα υποσυστήματα του πομπού και του δέκτη.



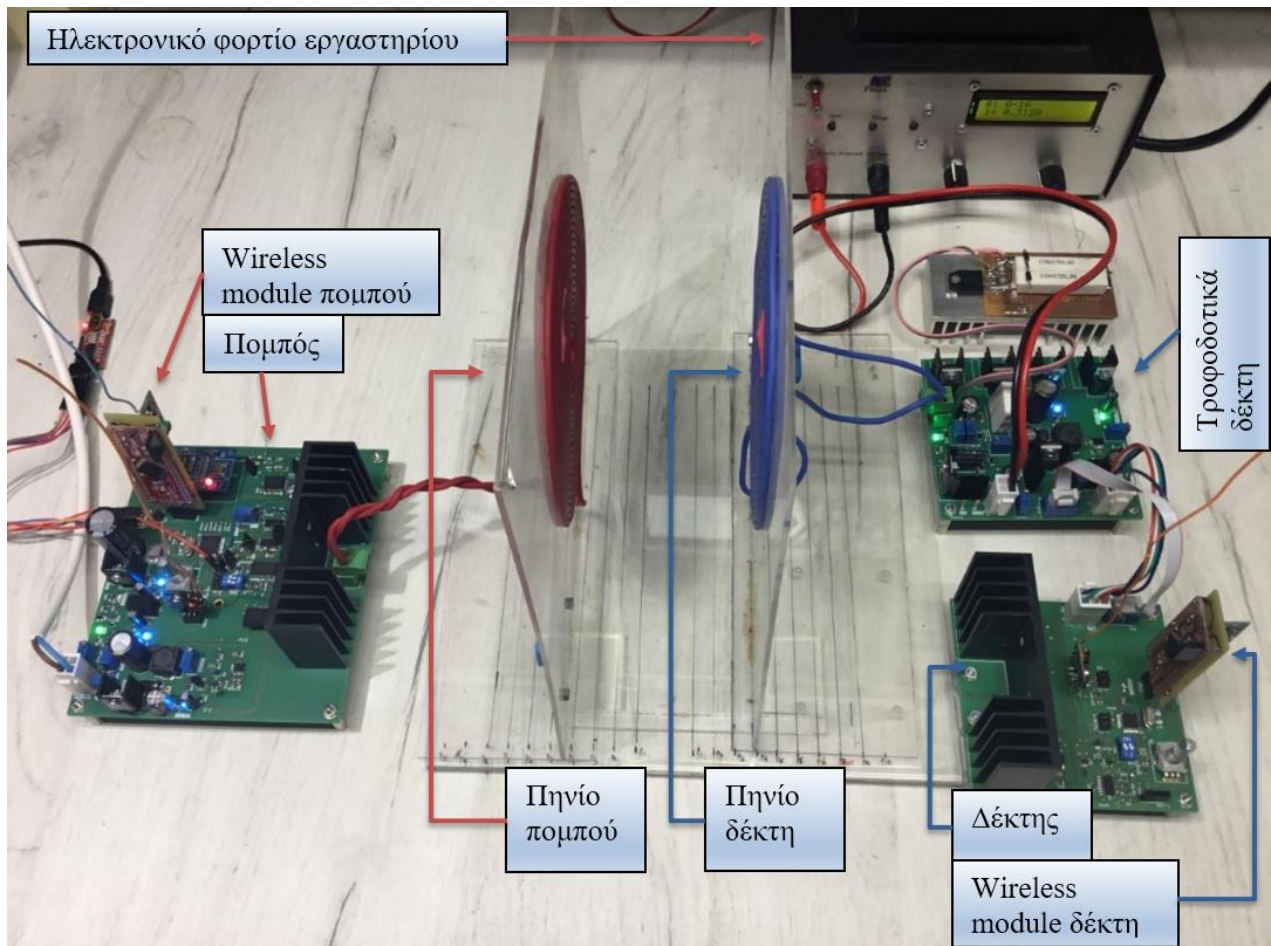
Σχήμα 4.1. Γενικό διάγραμμα των υποσυστημάτων του συστήματος που αναπτύχθηκε.



Σχήμα 4.2.Κυματομορφές εξόδου των υποσυστημάτων του συστήματος.

Το σύστημα που αναπτύχθηκε στην παρούσα εργασία (Σχήμα 4.3) μπορεί να λειτουργήσει σε ένα φάσμα συχνοτήτων που εκτείνεται από 1Hz έως 1MHz με βήμα 1Hz σε όλο το φάσμα συχνοτήτων. Η τάση του πομπού ελέγχεται μέσω της διαμόρφωσης QSW. Επίσης υπάρχει αμφίδρομη επικοινωνία (ασύρματη) ανάμεσα σε πομπό και δέκτη με χρήση ενός απλού πρωτόκολλου που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της εργασίας και βασίζεται στην ανίχνευση λαθών με checksum. Ακόμη υπάρχει αμφίδρομη επικοινωνία (ενσύρματη) ανάμεσα στον πομπό και σε H/Y με χρήση του πρωτοκόλλου Modbus. Η επικοινωνία με H/Y γίνεται μέσω της γραφικής εφαρμογής που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της εργασίας. Η τελευταία επιτρέπει τον πλήρη έλεγχο όλων των διαθέσιμων παραμέτρων του συστήματος, καθώς επίσης καταγράφει και αναλύει όλα τα δεδομένα του WPT συστήματος. Έμφαση δόθηκε στην υλοποίηση ενός συστήματος που επιτρέπει μεγάλο βαθμό ελευθερίας ως προς την τελική χρήση. Όλες οι παράμετροι είναι διαθέσιμες στον χρήστη της γραφική εφαρμογής αν και υπάρχουν υλοποιημένες σε firmware συγκεκριμένες λειτουργίες, όπως η εύρεση της συχνότητας ω_{o2} .

Στις παρακάτω ενότητες θα παρουσιαστούν τα σχηματικά διαγράμματα των κυκλωμάτων του πομπού και του δέκτη του συστήματος που αναπτύχθηκε και θα παρουσιαστούν οι λειτουργίες της γραφικής εφαρμογής.



Σχήμα 4.3. Το σύστημα WPT που αναπτύχθηκε.

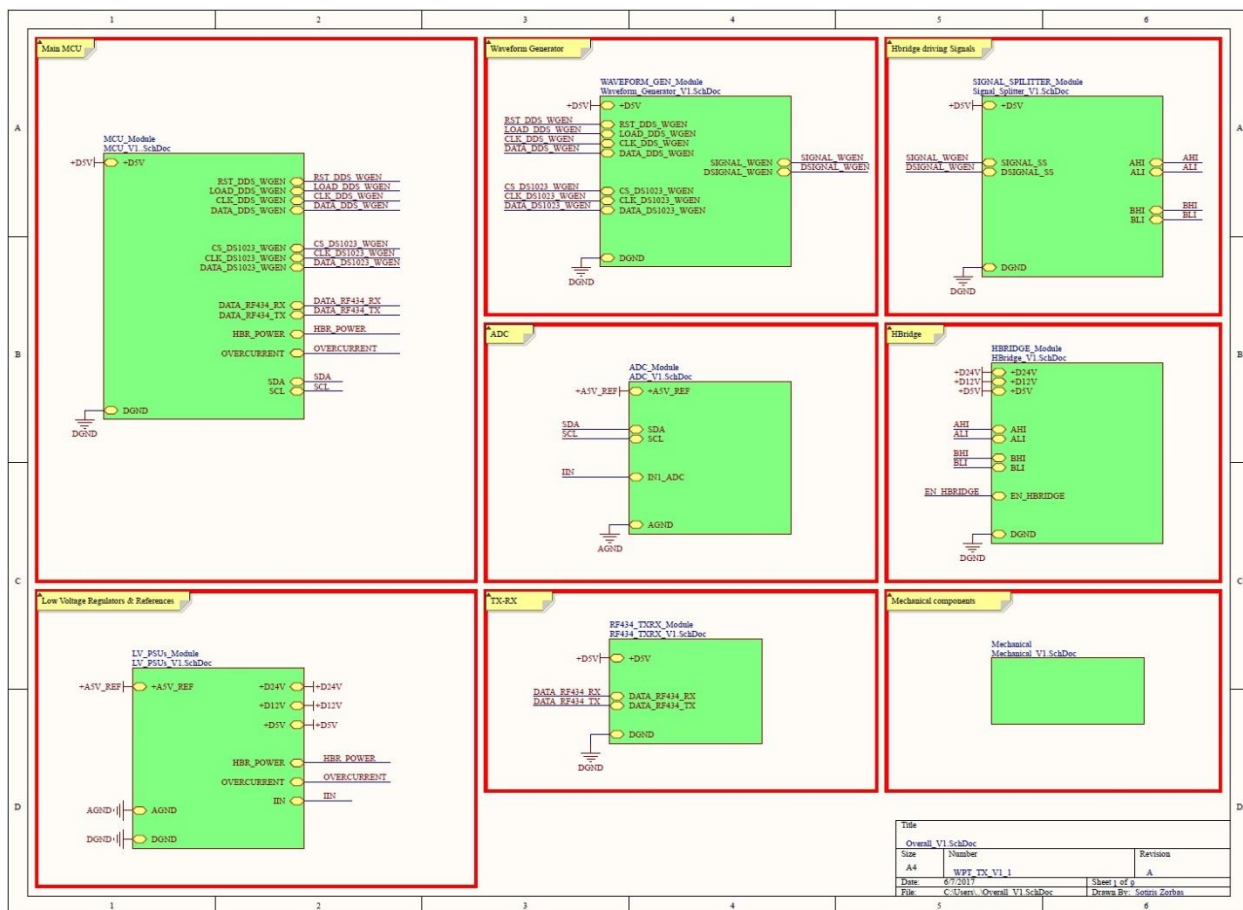
4.1 Περιγραφή υποσυστημάτων

Το σύστημα αποτελείται κυρίως από δύο μεγάλα υποσυστήματα. Το ένα είναι το υποσύστημα του πομπού και το άλλο είναι το υποσύστημα του δέκτη. Ο πομπός, συνοπτικά (Σχήμα 4.1), περιέχει ένα AVR-8bit μικροελεγκτή (ATMEGA324PA) που ελέγχει όλα τα υποσυστήματα του πομπού. Επίσης ο μικροελεγκτής επικοινωνεί με το λογισμικό του υπολογιστή μέσω USB θύρας. Ο μικροελεγκτής στέλνει εντολές στο DDS που είναι και η πηγή τετραγωνικού παλμού κατάλληλης συχνότητας. Ο τετραγωνικός παλμός αποτελεί την είσοδο σε μία γεννήτρια κυματομορφών η οποία παράγει τις κυματομορφές που οδηγούν τα τέσσερα τρανζίστορ MOSFET της Η-γέφυρας. Η γέφυρα με την σειρά της οδηγεί το LC κύκλωμα του πομπού.

Ο δέκτης περιέχει ένα LC κύκλωμα, ακριβώς ίδιο με αυτό του πομπού, το οποίο ταλαντώνεται υπό την επίδραση του πομπού και παράγει ημιτονοειδή κυματομορφή που ανορθώνεται και τροφοδοτεί το φορτίο εξόδου. Βέβαια εδώ υπάρχει και ο δεύτερος μικροελεγκτής του συστήματος ο οποίος έχει ως κύρια εργασία τη μέτρηση της τάσης και του ρεύματος του φορτίου εξόδου. Πέρα από την μέτρηση τάσεων/ρεύματων ο δέκτης δίνει και εντολές στον πομπό. Οι εντολές αυτές μεταδίδονται μέσα από ασύρματη ζεύξη επικοινωνίας η οποία είναι αμφίδρομη και υλοποιείται στις πλακέτες του πομπού και του δέκτη.

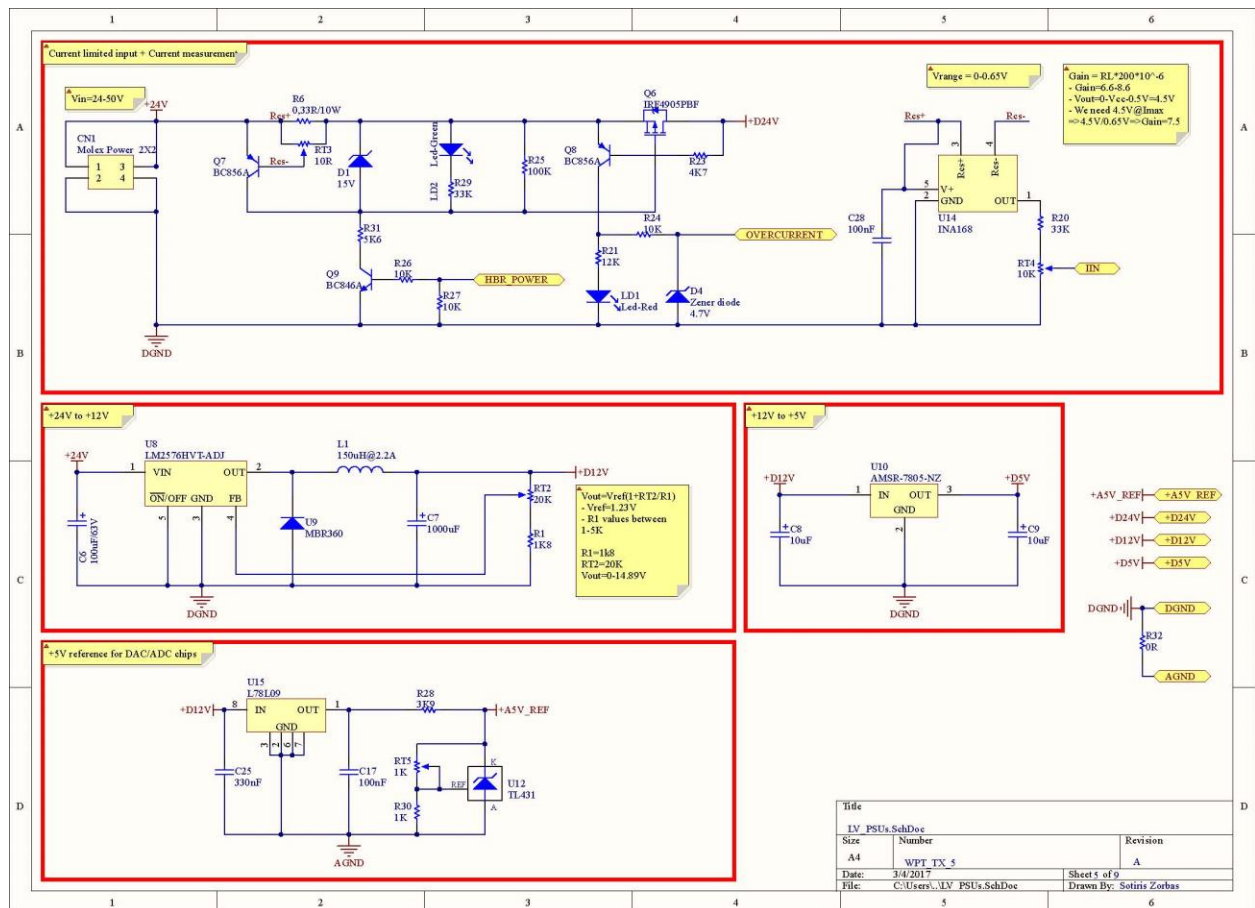
4.1.1 Περιγραφή του πομπού

Ο πομπός αποτελείται από διάφορα υποσυστήματα (modules). Στο Σχήμα 4.4 φαίνονται οι διασυνδέσεις μεταξύ των υποσυστημάτων του πομπού. Κάθε υποσύστημα περικλείεται από ένα κόκκινο παραλληλόγραμμο που το οριοθετεί έναντι των άλλων υποσυστημάτων. Κάθε πράσινο παραλληλόγραμμο, υποδηλώνει στο σχεδιαστικό πρόγραμμα, Altium Designer που χρησιμοποιήθηκε, ένα υποσύστημα (ιεραρχική σχεδίαση). Το όνομα του κάθε υποσυστήματος αναγράφεται πάνω από το πράσινο παραλληλόγραμμο. Επίσης ένα σύντομο σχόλιο επεξηγηματικό της λειτουργίας κάθε υποσυστήματος βρίσκεται σε κάθε κίτρινη περιοχή.



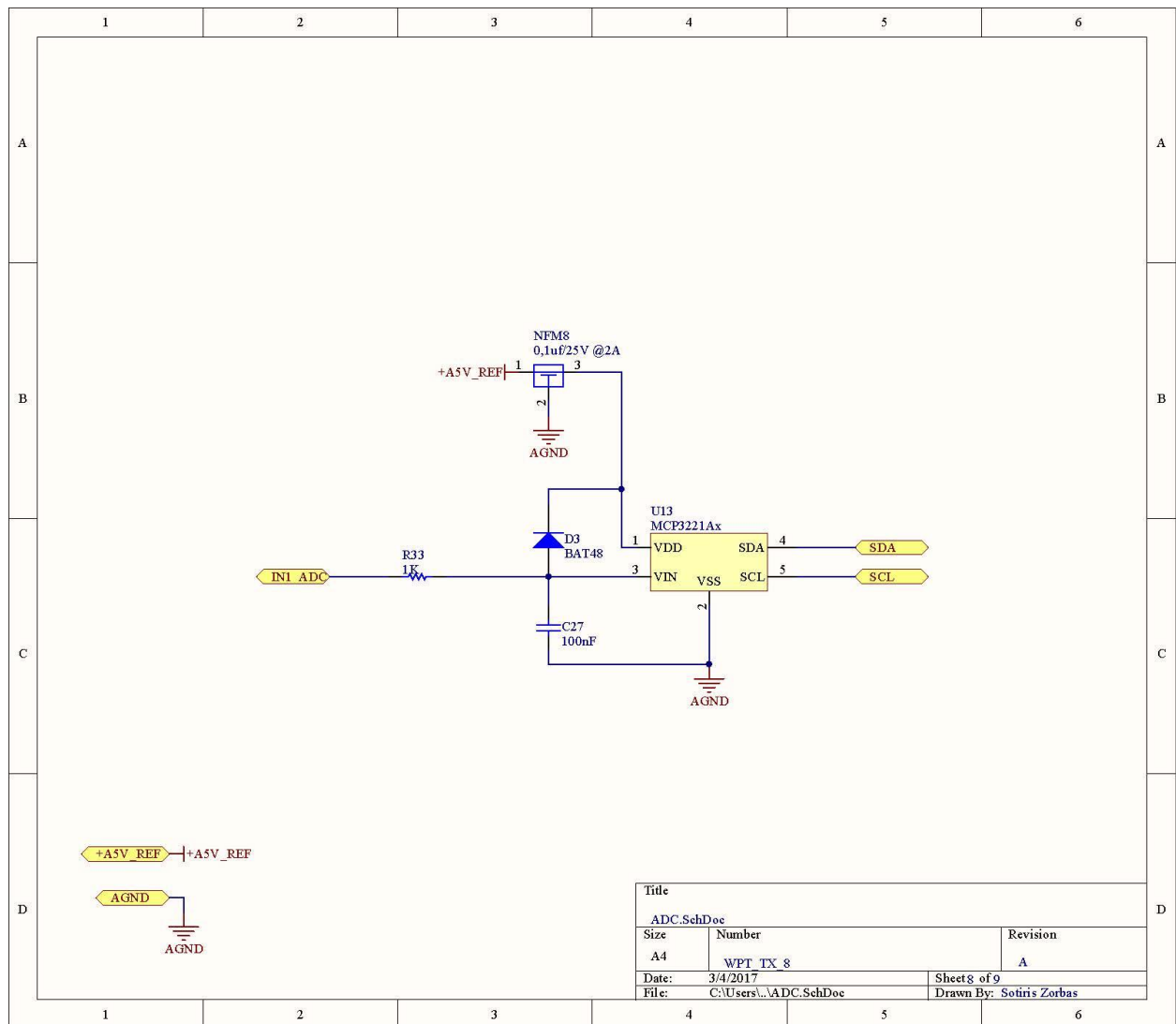
Σχήμα 4.4. Τα υποσυστήματα του πομπού

Παρακάτω παρουσιάζεται η λειτουργία του κάθε υποσυστήματος. Αρχικά θα παρουσιαστεί το υποσύστημα LV_PSVs_Module, του Σχήματος 4.5, το οποίο παράγει όλες τις τάσεις που χρειάζονται τα άλλα υποσυστήματα του πομπού και επιτελεί μερικές ακόμη εργασίες.



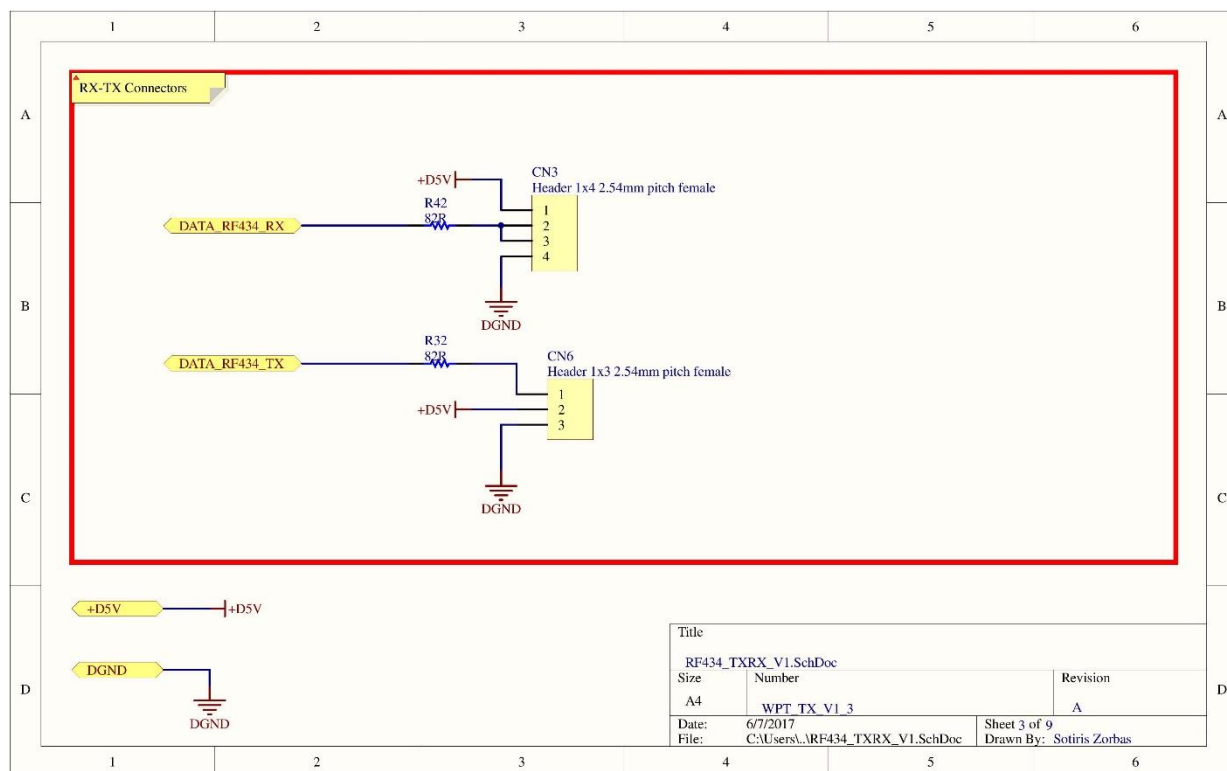
Σχήμα 4.5. Το υποσύστημα LV_PSUs_Module.

Στο επάνω μέρος του Σχήματος 4.5, τροφοδοτείται με ισχύς η πλακέτα του πομπού μέσω του συνδέσμου CN1. Ακολουθεί ένα κύκλωμα που μηδενίζει ή όχι την τάση +D24V ανάλογα αν έχουμε συνθήκη υπερβολικού ρεύματος ή ο μικροελεγκτής στείλει σήμα διακοπής. Από το Σχήμα 4.4 φαίνεται πως η τάση +D24V τροφοδοτεί την Η-γέφυρα μόνο, οπότε μηδενίζοντας την τάση αυτή αποκόπτεται η τροφοδοσία της Η-γέφυρας μόνο. Τα υπόλοιπα συστήματα εξακολουθούν να λειτουργούν κανονικά. Ακόμη δύο DC/DC μετατροπείς παράγουν τις τάσεις +D5V και +D12V. Υπάρχει επίσης το ολοκληρωμένο TL431 που παράγει την τάση αναφοράς +A5V_REF, αποκλειστικά για τα ευαίσθητα αναλογικά κυκλώματα του πομπού. Τέλος το ολοκληρωμένο INA168, που είναι ουσιαστικά ένας διαφορικός ενισχυτής, μετρά την τάση στα άκρα της R6. Δηλαδή υπάρχει η πληροφορία του ρεύματος της R6 και κατά συνέπεια του ρεύματος εισόδου στην Η-γέφυρα.



Σχήμα 4.6. Το υποσύστημα ADC_Module.

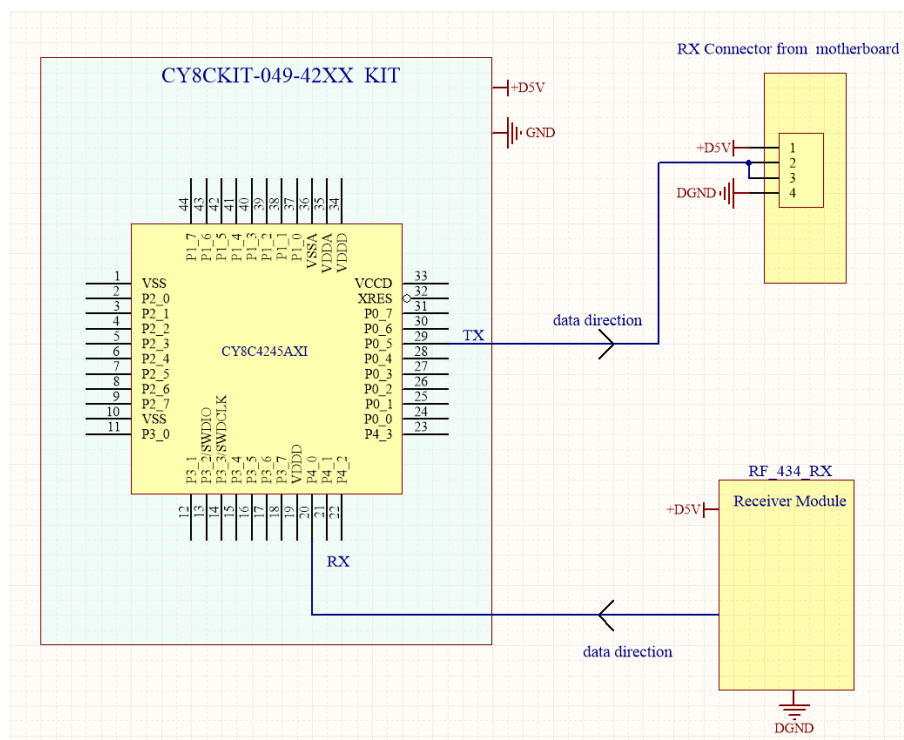
Στο Σχήμα 4.6 φαίνεται ο 12bit Analog to Digital Converter (ADC) που επιλέχθηκε. Τροφοδοτείται από την τάση +A5V_REF, η οποία φιλτράρεται μέσω του πυκνωτή NFM8 (ένας τύπος κεραμικού πυκνωτή με πολύ μικρή παρασιτική αυτεπαγωγή). Η αντίσταση R33 και η διάοδος D3 προστατεύουν την είσοδο του ADC από υπέρταση και το δίκτυο R33-C27 (χαμηλοπερατό φίλτρο) αποκόπτει υψηλές συχνότητες. Τέλος επισημαίνεται πως ο εν λόγω ADC επικοινωνεί με τον μικροελεγκτή μέσω του I2C πρωτοκόλλου.



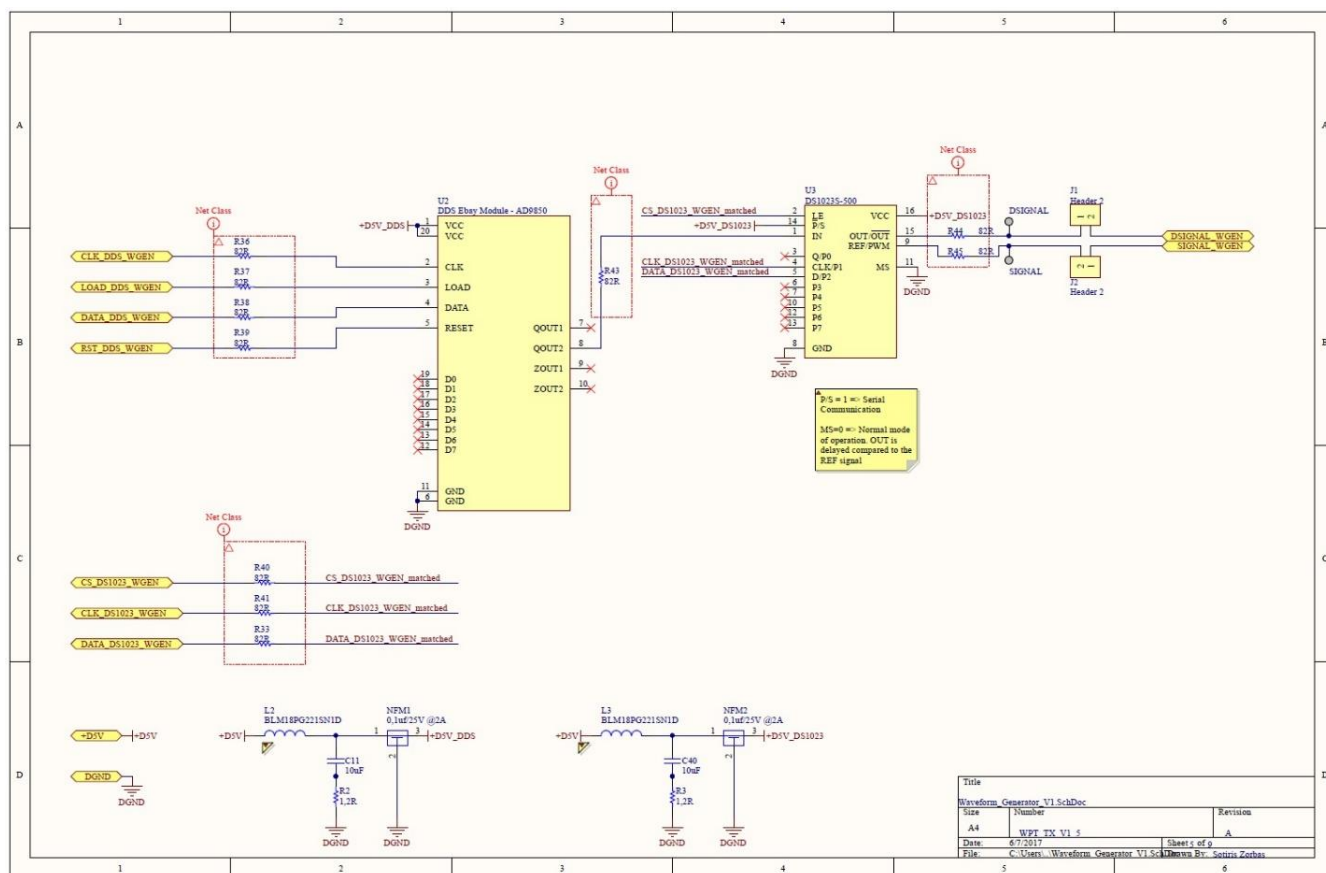
Σχήμα 4.7. Το υποσύστημα RF434_TXRX Module.

Στο Σχήμα 4.7 υπάρχουν δύο σύνδεσμοι (CN3, CN4) στους οποίους συνδέονται οι δύο πλακέτες RF-434_TX (FS100A) και RF_434_RX (XY-MK-5V) που αγοράστηκαν έτοιμες. Η πλακέτα RF-434_TX είναι ο πομπός (της ασύρματης επικοινωνίας) και η πλακέτα RF-434_RX ο δέκτης (της ασύρματης επικοινωνίας). Αυτό το ζευγάρι πλακετών υπάρχει και στο δέκτη και με αυτό τον τρόπο υλοποιείται η αμφίδρομη επικοινωνία μεταξύ πομπού και δέκτη. Οι παραπάνω πλακέτες είναι κατασκευασμένες με απλές διακριτές (discrete) κυκλωματικές διατάξεις και δεν γίνεται χρήση κάποιου ολοκληρωμένου κυκλώματος. Επικοινωνούν με βάση την AM διαμόρφωση στα 434MHz και μπορούν να επικοινωνούν μεταξύ τους, σύμφωνα με τον κατασκευαστή, σε αποστάσεις 20-200m δεδομένα με ταχύτητες των 4KB/s . Στην πράξη βέβαια αποδείχθηκε πως αξιόπιστη επικοινωνία επιτυγχάνεται με ρυθμούς 1200 baud ή 150Byte/s , σε απόσταση περίπου μισού μέτρου. Η λειτουργία τους είναι απλή, καθώς όταν η είσοδος του πομπού μεταβαίνει από 0 V σε 5 V ο δέκτης μεταβαίνει από 5 V σε 0 V. Με αυτόν τον τρόπο γίνεται η μετάδοση ενός bit δεδομένων. Τέλος οι αντιστάσεις R32 και R42 χρησιμοποιούνται για τον τερματισμό της κάθε γραμμής, ώστε να μην υπάρχουν ανακλάσεις (reflections) που θα οδηγούσαν σε ανεπιθύμητες υπερτάσεις και ταλαντώσεις.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί πως η πλακέτα του ασύρματου δέκτη (RF_434_RX) δεν συνδέθηκε απευθείας στον σύνδεσμο CN3 στο τελικό σύστημα. Στο Σχήμα 4.8 φαίνεται πως η πλακέτα του ασύρματου δέκτη (RF_434_RX) συνδέθηκε στην αναπτυξιακή πλακέτα CY8CKIT-049-42XX, στην οποία υπάρχει μόνο ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, ο μικροελεγκτής CY8C4245AXI της εταιρίας Cypress. Ο συγκεκριμένος μικροελεγκτής συνδέεται σειριακά με τον ασύρματο δέκτη και σειριακά με το σύστημα της κεντρικής πλακέτας του πομπού ασύρματης μεταφοράς ισχύος. Ο μικροελεγκτής CY8C4245AXI εκτελεί μία μόνο λειτουργία. Δέχεται δεδομένα από την πλακέτα του ασύρματου δέκτη και ελέγχει αν τα δεδομένα είναι πακέτα πληροφορίας ή απλώς τυχαία bits. Αν πρόκειται για πακέτα πληροφορίας τα αναμεταδίδει στον πομπό ασύρματης μεταφοράς ισχύος χωρίς να τα επεξεργαστεί, αλλιώς τα απορρίπτει. Με αυτόν τον τρόπο στον κεντρικό μικροελεγκτή δεν φτάνουν ποτέ τυχαία bits ή πακέτα δεδομένων που έχουν αλλοιωθεί από θόρυβο. Ο βασικός λόγος παρεμβολής αυτού του επιπλέον μικροελεγκτή, είναι για την εξάλειψη της άσκοπη χρήσης πόρων του κεντρικού μικροελεγκτή. Παρατηρήθηκε πως χωρίς αυτό το επιπλέον κύκλωμα ο κεντρικός μικροελεγκτής δεν μπορούσε να λάβει και να στείλει δεδομένα εγκαίρως από και προς τον H/Y, με αποτέλεσμα να χάνεται η επικοινωνία με την γραφική εφαρμογή. Τέλος, η συγκεκριμένη κυκλωματική διάταξη (αναπτυξιακή πλακέτα) χρησιμοποιήθηκε και στην πλακέτα του δέκτη για τους ίδιους λόγους.

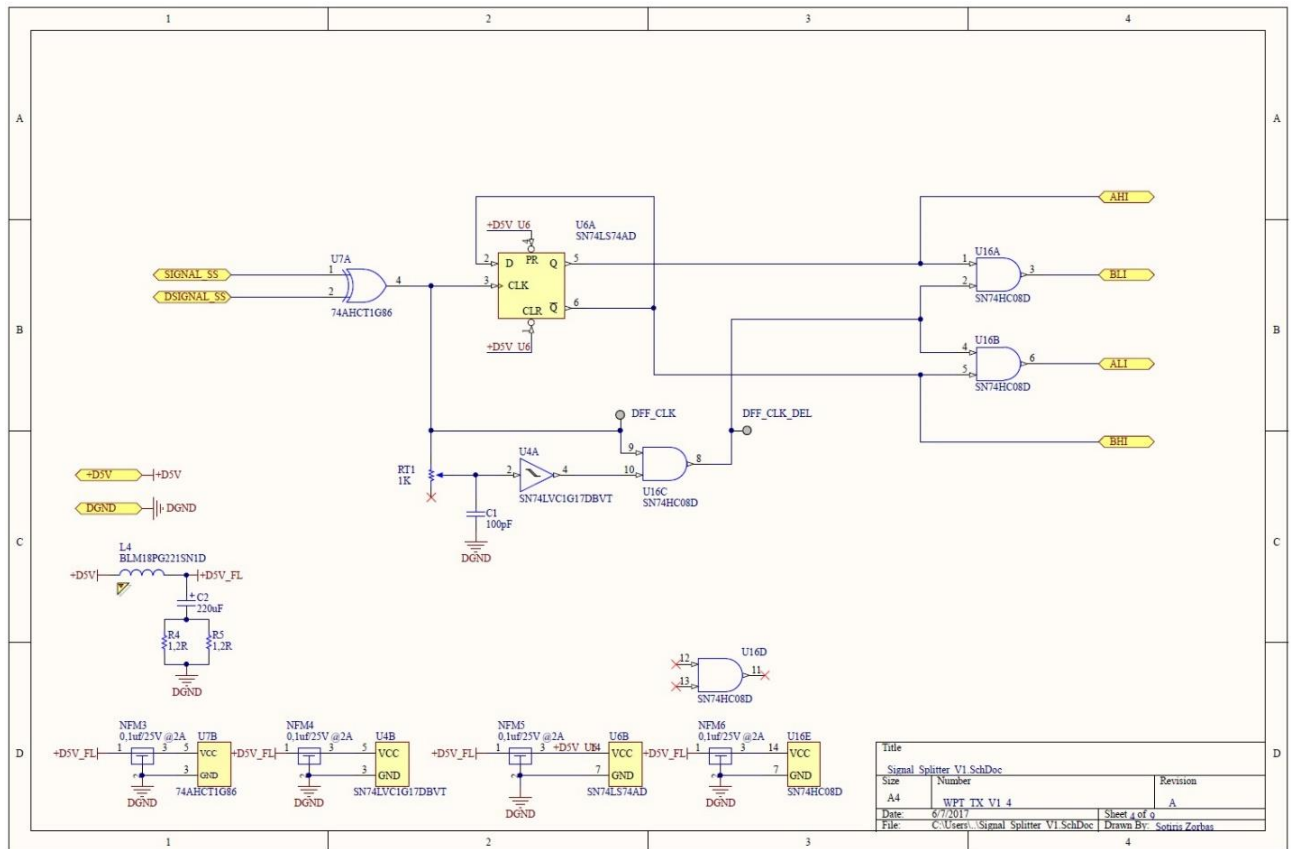


Σχήμα 4.8. Η σύνδεση της αναπτυξιακή πλακέτας CY8CKIT-049-42XX στο σύστημα.



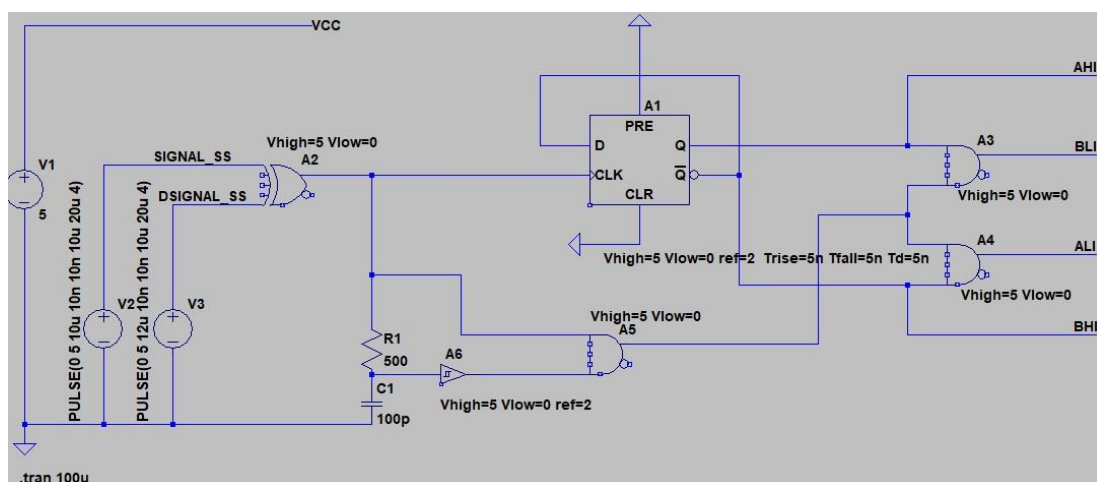
Σχήμα 4.9. Το υποσύστημα Waveform_Generator_Module.

Στο παραπάνω Σχήμα 4.9, παράγονται ως έξοδοι δύο σήματα, τα DSIGNAL_WGEN, SIGNAL_WGEN. Αυτά τα σήματα έχουν την ίδια συχνότητα αλλά το ένα είναι μετατοπισμένο σε σχέση με το άλλο, υπάρχει δηλαδή μία καθορισμένη διαφορά φάσης μεταξύ τους. Αρχικά το DDS παράγει έναν τετραγωνικό παλμό με 50% duty cycle συχνότητας, η οποία ορίζεται από τον μικροελεγκτή του πομπού. Στη συνέχεια, αυτό το σήμα εισέρχεται ως είσοδος στο ολοκληρωμένο κύκλωμα DS1023 το οποίο παράγει τα δύο σήματα εξόδου που προαναφέρθηκαν. Το ολοκληρωμένο κύκλωμα DS1023 παράγει κάποια ορισμένη καθυστέρηση. Ο χρήστης επιλέγει ανάμεσα σε 256 διαδοχικές τιμές καθυστέρησης. Κάθε τιμή καθυστέρησης διαφέρει από τις δύο πλησιέστερες σε αυτήν τιμές κατά 5ns. Δηλαδή ο χρήστης επιλέγει μία καθυστέρηση των 5-1280ns από τις 256 δυνατές τιμές καθυστέρησης. Τέλος όλες οι αντιστάσεις τιμής 82Ω υπάρχουν για τον τερματισμό της κάθε γραμμής.

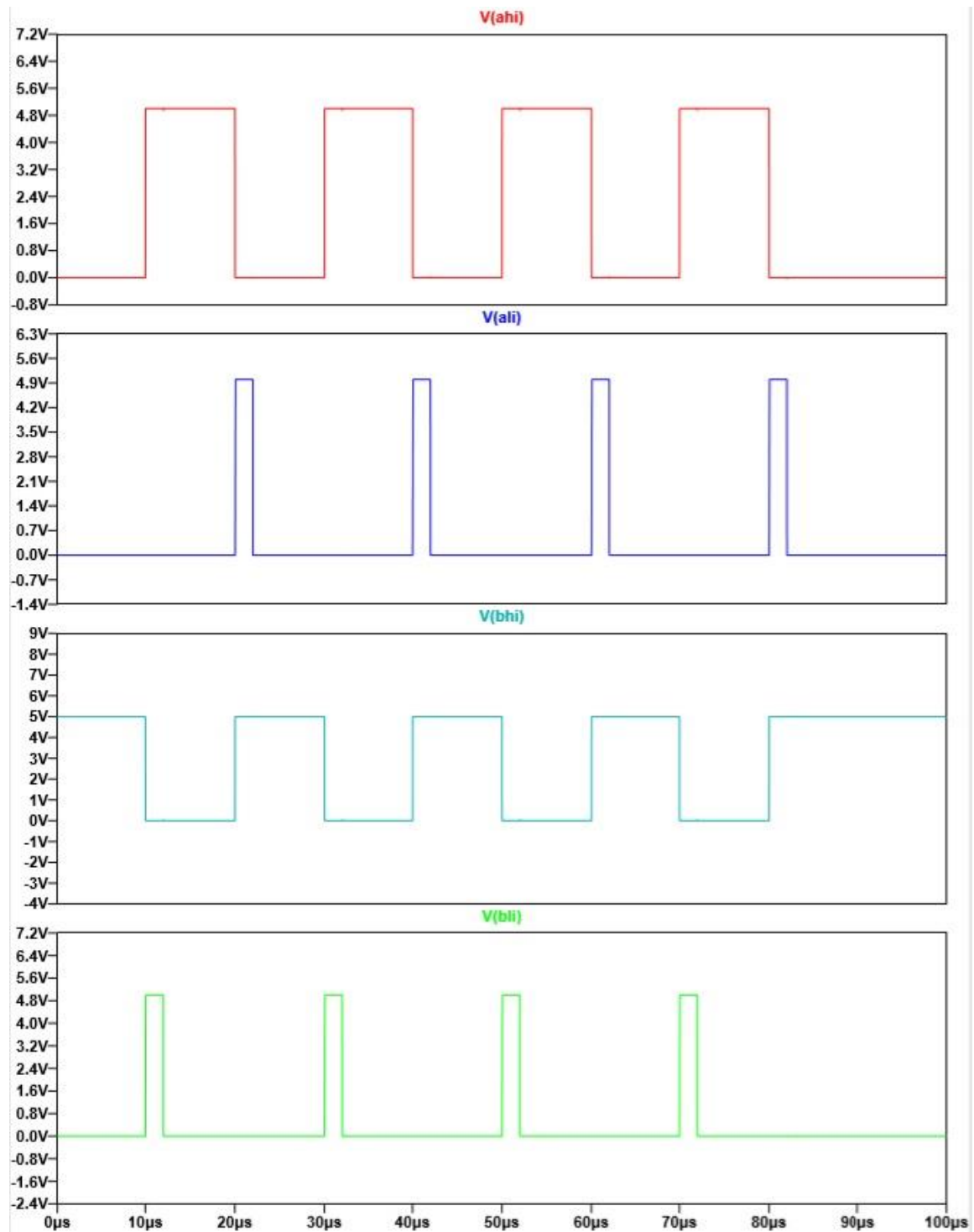


Σχήμα 4.10. Το υποσύστημα *SIGNAL_SPLITTER_Module*.

Στο Σχήμα 4.10 εισέρχονται τα 2 σήματα που παρήχθησαν στο Σχήμα 4.7, στις δύο εισόδους της XOR πύλης (U7A) και τελικώς παράγονται τα τέσσερα σήματα που οδηγούν της Η-γέφυρα. Για να γίνει εύκολη η κατανόηση της λειτουργία αυτού του κυκλώματος ακολουθεί η προσομοίωση του στο LTSpice στο Σχήμα 4.11.



Σχήμα 4.11. Κύκλωμα προσομοίωσης του *SIGNAL_SPLITTER_Module*.

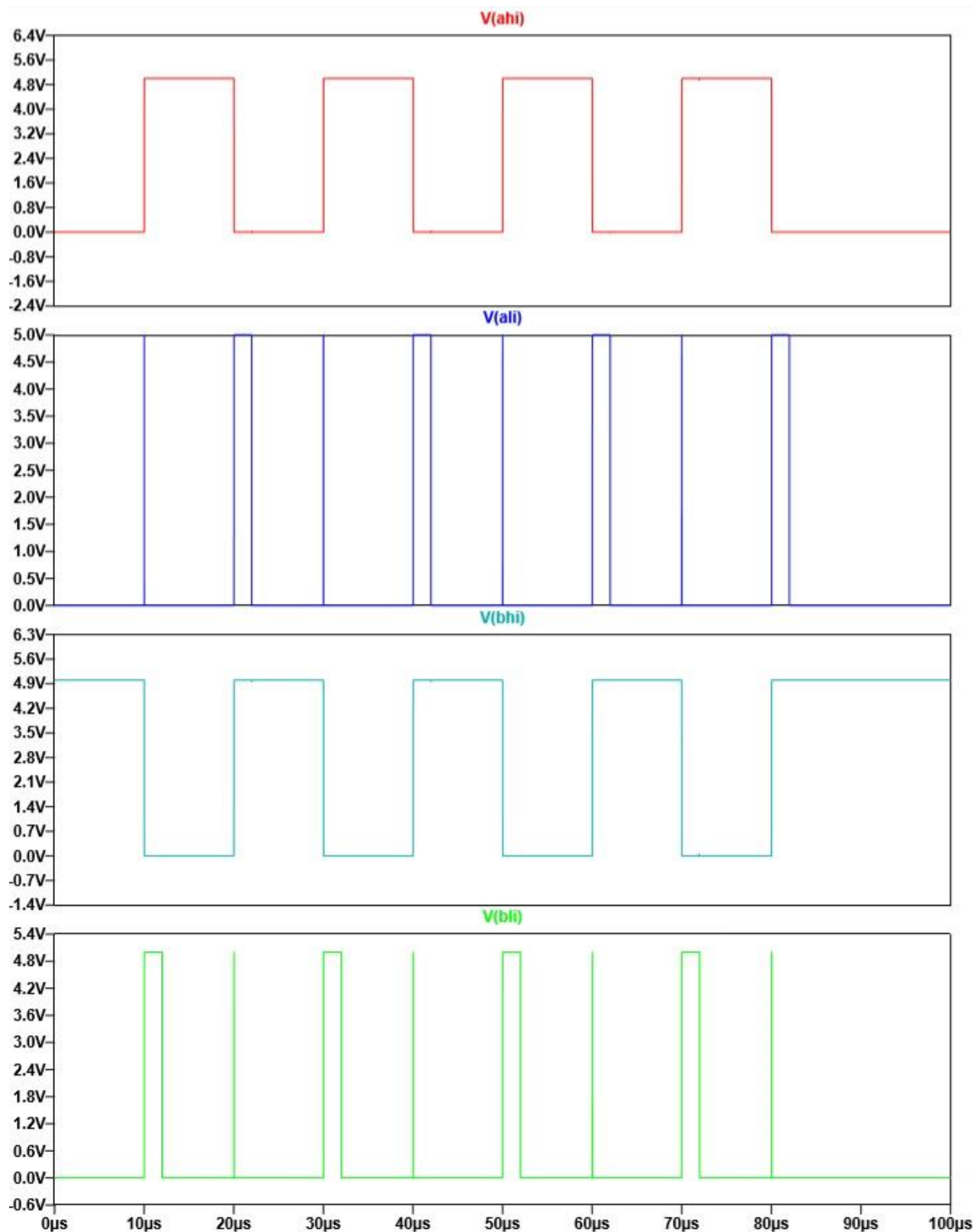


Σχήμα 4.12. Κυματομορφές προσομοίωσης του `SIGNAL_SPLITTER_Module`.

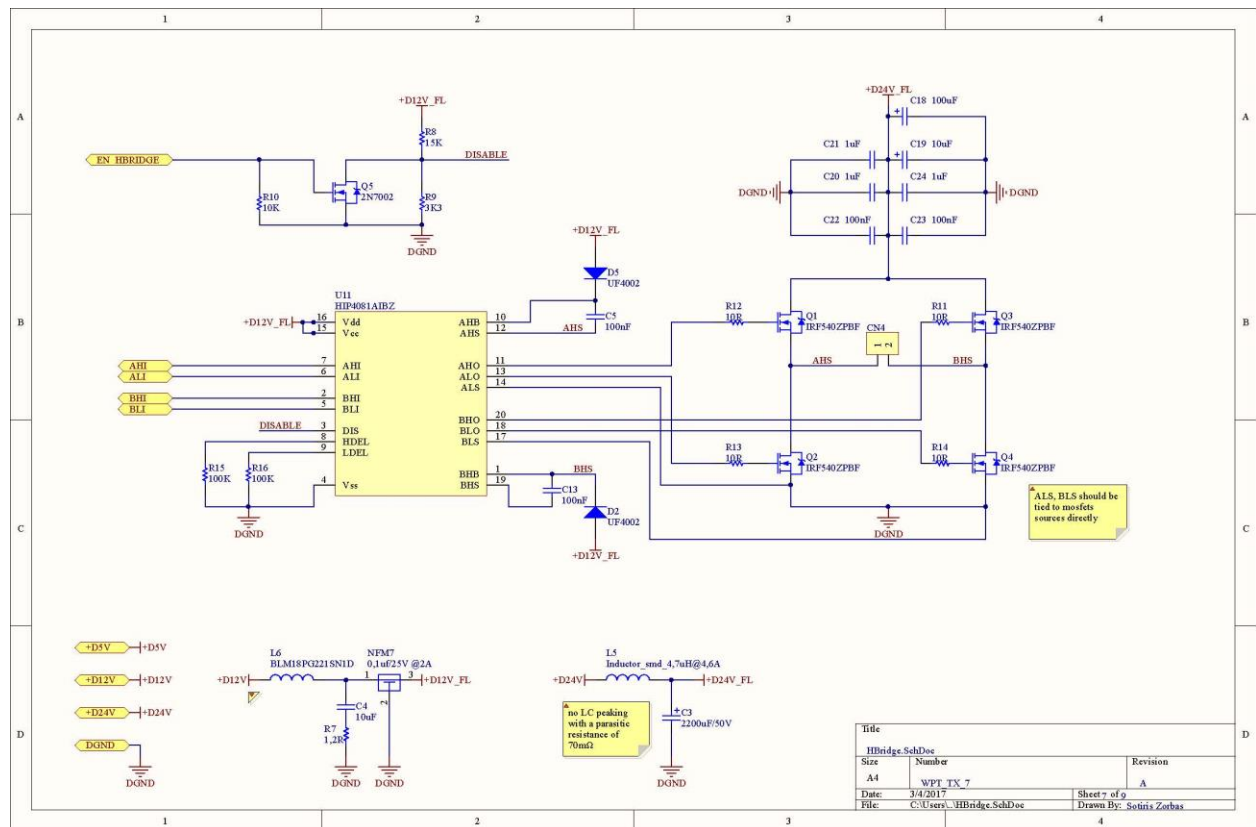
Τα σήματα που οδηγούν την Η-γέφυρα αντιστοιχίζονται ως εξής:

- AHI (A leg – High side Input) – (Q1 στο Σχήμα 4.14)
- ALI (A leg – Low side Input) – (Q2 στο Σχήμα 4.14)
- BHI (B leg – High side Input) – (Q3 στο Σχήμα 4.14)
- BLI (B leg – Low side Input) – (Q4 στο Σχήμα 4.14)

Στο Σχήμα 4.12 παρουσιάζονται οι κυματομορφές που προκύπτουν για είσοδο δύο σημάτων με διαφορά φάσης μεταξύ τους ($signal_{ss} - dsignal_{ss}$). Η διαφορά φάσης της εισόδου μεταφράζεται σε νεκρό χρόνο μεταξύ των δύο τελικών καταστάσεων της γέφυρας. Η διαφορά φάσης εισάγει δηλαδή την καθυστέρηση της μετάβασης της τάσης του φορτίου από +24V σε -24V και αντιστρόφως. Έτσι υλοποιείται η διαμόρφωση QSW. Σημειώνεται εδώ πως το ποτενσιόμετρο RT1 του Σχήματος 4.10 (ή η αντίσταση R1 στο LTspice) έχει διπλή λειτουργικότητα. Η πρώτη είναι να κρατά τις εξόδους μηδενικές έως ότου φτάσουν στη μόνιμη κατάσταση τους οι εξόδοι Q, Q' του D Flip Flop (DFF). Αν αφαιρεθεί το ποτενσιόμετρο τότε παρατηρείται λανθασμένη ενεργοποίηση της Η-γέφυρας από έναν πολύ μικρής διάρκειας παλμό (Σχήμα 4.13). Αυτό συμβαίνει λόγω του γεγονότος πως η έξοδος είναι συνάρτηση του ρολογιού CLK και των εξόδων Q-Q' και για χρόνο μέχρι το DFF να κατασταλάξει στις νέες τιμές εξόδου, οι εξόδοι του κυκλώματος θα ήταν συναρτήσεις του CLK και των προηγούμενων τιμών των Q-Q'. Η δεύτερη λειτουργία είναι πως ανάλογα με την τιμή του ποτενσιόμετρου, εισέρχεται και ένας νεκρός χρόνος μεταξύ των AHI - ALI και BHI - BLI. Ο χρόνος αυτός είναι χρήσιμος γιατί αποτρέπει την ταυτόχρονη αγωγή των Q1-Q2 ή Q3-Q4 του Σχήματος 4.14 και είναι απαραίτητη συνθήκη (αλλά όχι και ικανή) για ZVS λειτουργία.



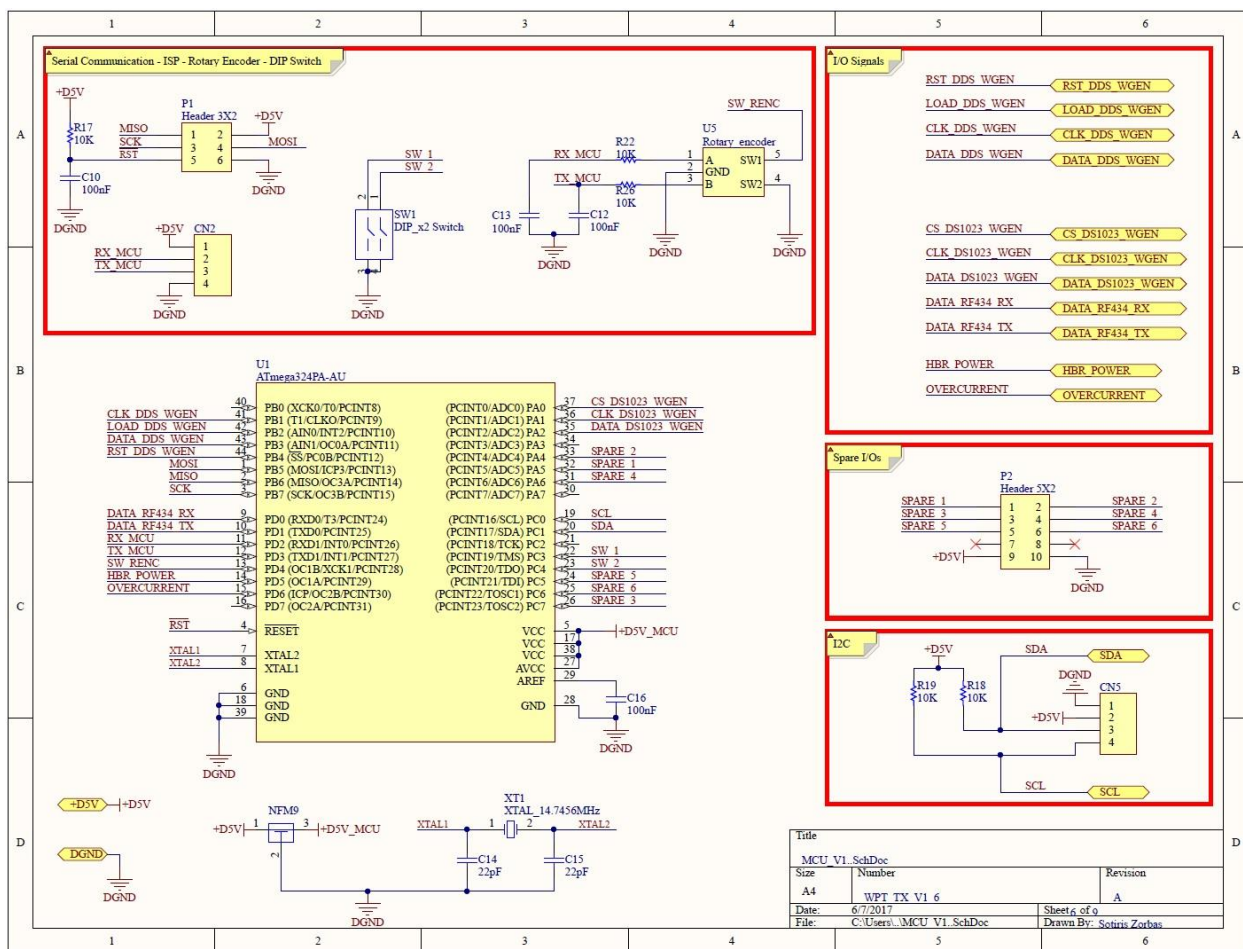
Σχήμα 4.13. Παράδειγμα λανθασμένης ενεργοποίησης της γέφυρας.



Σχήμα 4.14. Το υποσύστημα HBRIDGE_Module.

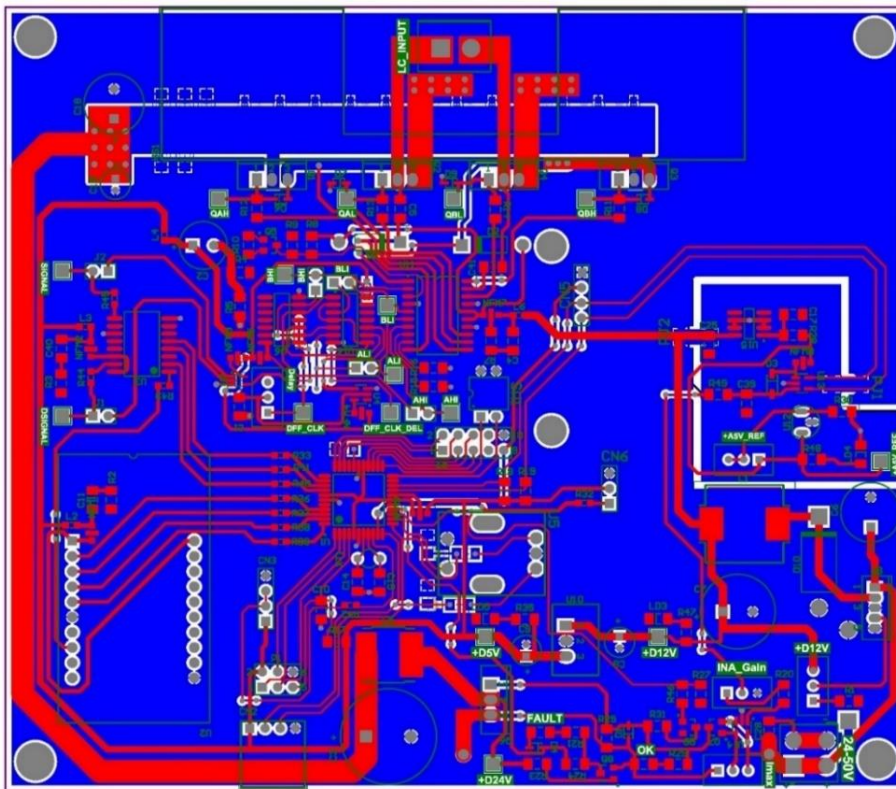
Στο Σχήμα 4.14 παρουσιάζεται η H-γέφυρα και το κύκλωμα οδήγησής της. Το ολοκληρωμένο κύκλωμα HIP4081 είναι ο οδηγός των τεσσάρων MOSFET. Μπορεί να παρέχει έως και 2.5 A για την φόρτιση της συνολικής χωρητικότητας εισόδου κάθε MOSFET. Τα σήματα εισόδου AHI, ALI, BHI, BLI ενεργοποιούν το καθένα από ένα τρανζίστορ χωρίς ωστόσο να επιτρέπεται από τον HIP4081 η ταυτόχρονη αγωγή των Q1-Q2 ή των Q3-Q4 ως δικλίδα ασφαλείας για την αποτροπή βραχυκυκλώματος. Επίσης οι αντιστάσεις R15-R16 ρυθμίζουν έναν επιπλέον (εκτός αυτού που υπάρχει ήδη, από το ποτενσιόμετρο RT1 του Σχήματος 4.10) «νεκρό» χρόνο που διαρκεί κάποιες δεκάδες ns. Στον σύνδεσμο CN4 συνδέεται το κύκλωμα LC του πομπού. Το παραπάνω κύκλωμα υλοποιήθηκε με ιδιαίτερη μέριμνα ως προς τα φίλτρα της H-γέφυρας. Αρχικά υπάρχει το χαμηλοπερατό κύκλωμα LC το οποίο αποτελείται από τα L5, C3. Έπειτα παρεμβάλλεται μία συστοιχία από πυκνωτές, τοποθετημένοι στην πλακέτα σε όσο το δυνατό πλησιέστερη απόσταση από τα τρανζίστορ της H-γέφυρας. Στόχος είναι η συνολική σύνθετη μιγαδική αντίσταση που προκύπτει από το καλώδιο τροφοδοσίας του πομπού, το κύκλωμα LC που αναφέρθηκε, καθώς και από τις γραμμές χαλκού μέχρι τον ακροδέκτη Drain των Q1 και Q3, να έχει τιμή κάτω από 0.2Ω σε ένα εύρος συχνοτήτων έως την τιμή των 5MHz . Βεβαίως η σχεδίαση των γραμμών της πλακέτας (layout) είναι εξαιρετικά σημαντική παράμετρος για την

επίτευξη αυτού του στόχου. Τα μήκη των γραμμών, καθώς και τα πλάτη τους, επηρεάζουν σημαντικά τις παρασιτικές αυτεπαγωγές. Στόχος του φίλτρου, αλλά κυρίως των πυκνωτών, είναι να περιορίσουν την επίδραση των παρασιτικών αυτεπαγωγών στην σύνθετη μιγαδική αντίσταση ολόκληρης της γραμμής τροφοδοσίας της Η-γέφυρας. Η μέριμνα που δόθηκε για αυτό το απλό Power Distribution Network (PDN) οφείλεται στο γεγονός πως η κυματομορφή του ρεύματος της Η-γέφυρας αποτελείται από απότομες μεταβάσεις μεγάλων τιμών ρεύματος. Έτσι, η μικρή σύνθετη μιγαδική αντίσταση η οποία κρατείται σταθερή σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων εγγυάται πως η τροφοδοσία της Η-γέφυρας θα ανταποκριθεί στις απαιτήσεις ρεύματος της τελευταίας. Δηλαδή η πτώση της τιμής της τάσης της γραμμής τροφοδοσίας θα είναι αμελητέα.

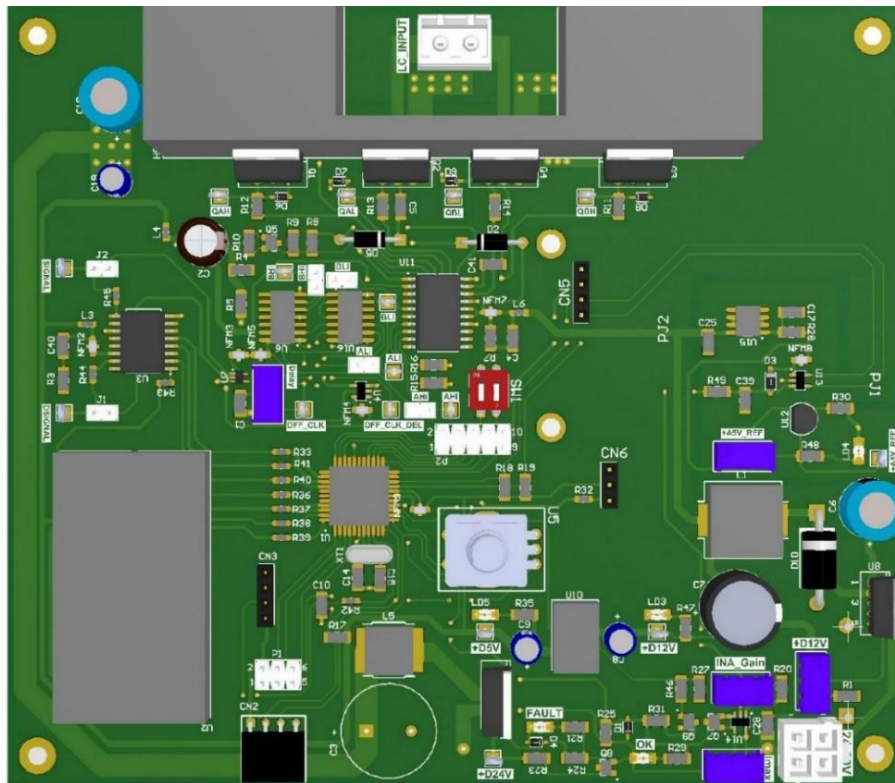


Σχήμα 4.15. Το υποσύστημα MCU_Module.

Στο Σχήμα 4.15 παρουσιάζεται ο ATMEGA324PA μικροελεγκτής της πλακέτας του πομπού, καθώς και κάποια άλλα περιφερειακά κυκλώματα που το συνοδεύουν. Στο Σχήμα 4.16 φαίνεται το τελικό layout (χωροθέτηση των διασυνδέσεων) της πλακέτας του πομπού και στο Σχήμα 4.17 η θέσεις των εξαρτημάτων στην πλακέτα του δέκτη. Με κόκκινο χρώμα απεικονίζεται το top layer (πάνω επιφάνεια χαλκού) και με μπλε το bottom layer (κάτω επιφάνεια χαλκού) που χρησιμεύει ως ground plane (επιφάνεια γείωσης). Οι γραμμές σήματος στο bottom layer έχουν περιοριστεί στο ελάχιστο, όπου δεν ήταν δυνατό να βρεθεί εναλλακτική διαδρομή. Ειδική προσοχή δόθηκε στη σχεδίαση των γραμμών-συνδέσεων της Η-γέφυρας, όπως φαίνεται στο επάνω τμήμα της πλακέτας.



Σχήμα 4.16. Το τελικό layout της πλακέτας του πομπού.



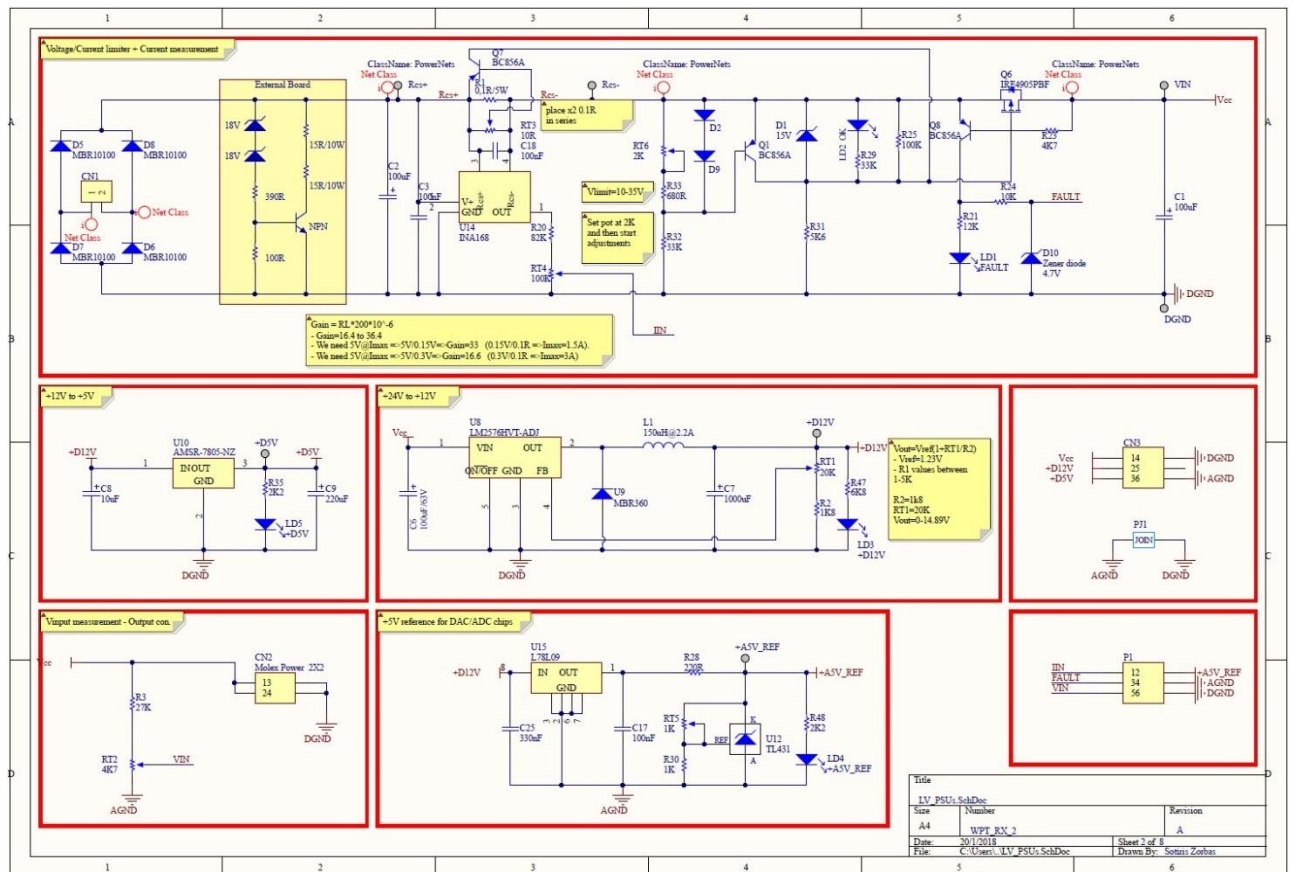
Σχήμα 4.17. Η θέση των εξαρτημάτων επάνω στην πλακέτα του πομπού.

4.2 Περιγραφή του δέκτη

Ο δέκτης αποτελείται από δύο πλακέτες. Η πρώτη περιέχει ό,τι σχετίζεται με τάσεις τροφοδοσίας, προστασία από υπερτάσεις και μέγιστα ρεύματα. Επίσης δημιουργούνται και τα σήματα αναφοράς για τα ευαίσθητα αναλογικά κυκλώματα της δεύτερης πλακέτας. Η δεύτερη πλακέτα περιέχει όλα τα υπόλοιπα υποσυστήματα του δέκτη.

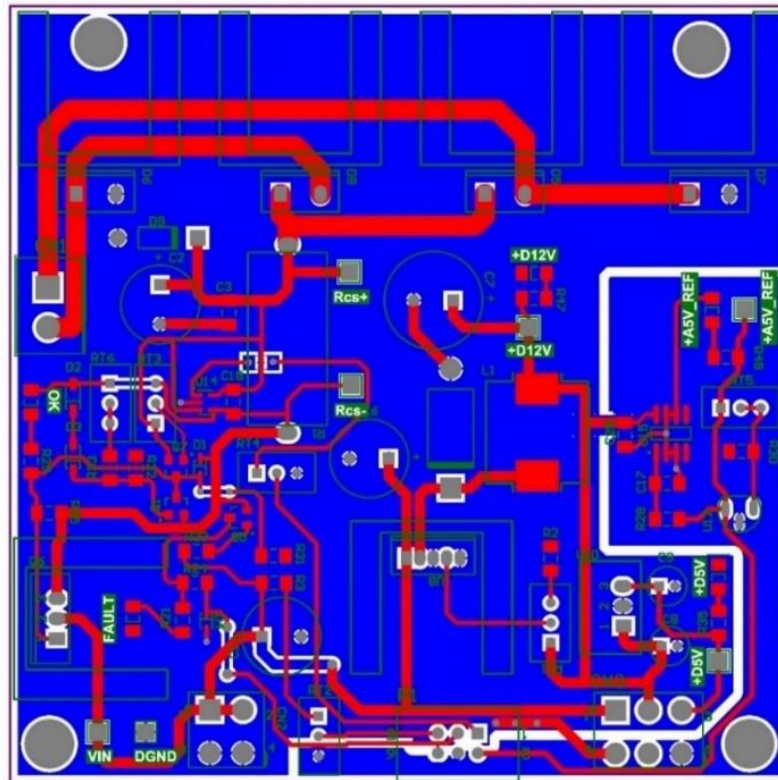
4.2.1 Πλακέτα τροφοδοσιών δέκτη

Στα τρία παρακάτω σχήματα (Σχήμα 4.18, 4.19, 4.20) απεικονίζονται τα σχηματικά διαγράμματα και τα 2D/3D μοντέλα της πρώτης πλακέτας.

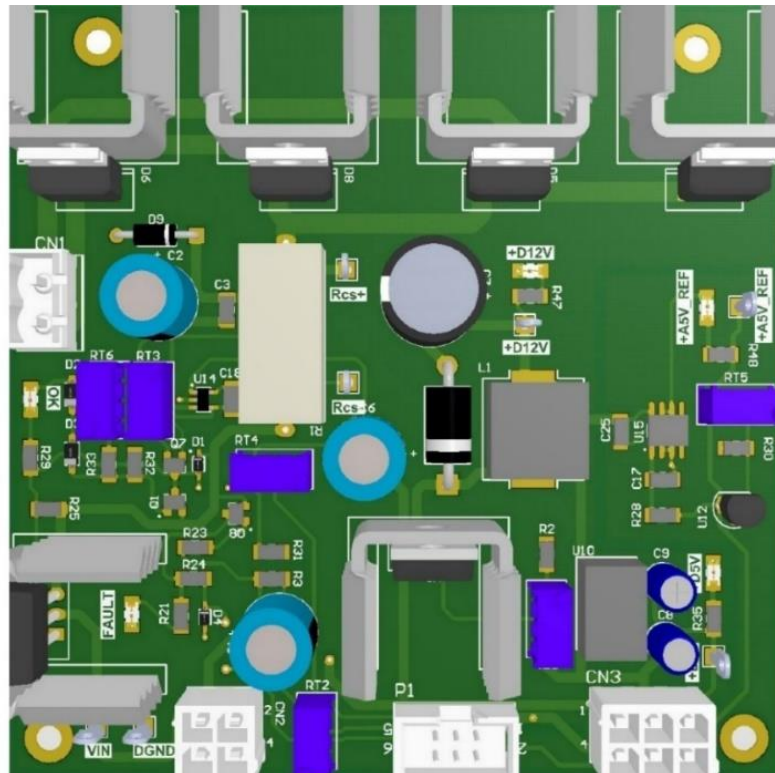


Σχήμα 4.18. Το υποσύστημα LV_PSU's_Module.

Στο Σχήμα 4.18 παρουσιάζεται το μοναδικό σχηματικό διάγραμμα αυτής της πλακέτας. Στο μεγαλύτερο κόκκινο ορθογώνιο ανορθώνεται το εναλλασσόμενο σήμα του κυκλώματος LC του δέκτη που συνδέεται με την πλακέτα μέσω του CN1. Εν συνεχεία υπάρχει ένα κύκλωμα το οποίο προστατεύει το φορτίο εξόδου από υπερτάσεις/μέγιστα ρεύματα. Επίσης υπάρχει και το σήμα FAULT το οποίο σηματοδοτεί αυτές τις περιπτώσεις στον μικροελεγκτή. Στα παρακάτω πλαίσια υπάρχουν δύο DC/DC μετατροπείς για παραγωγή των τάσεων D5V, D12V και ένα κύκλωμα με το TL431 για να παραχθεί η A5V τάση αναφοράς του ADC. Ακολουθούν τα Σχήματα 4.19 και 4.20 όπου φαίνεται το τελικό layout της πλακέτας τροφοδοσιών του δέκτη και η θέση των εξαρτημάτων επάνω στην πλακέτα του.



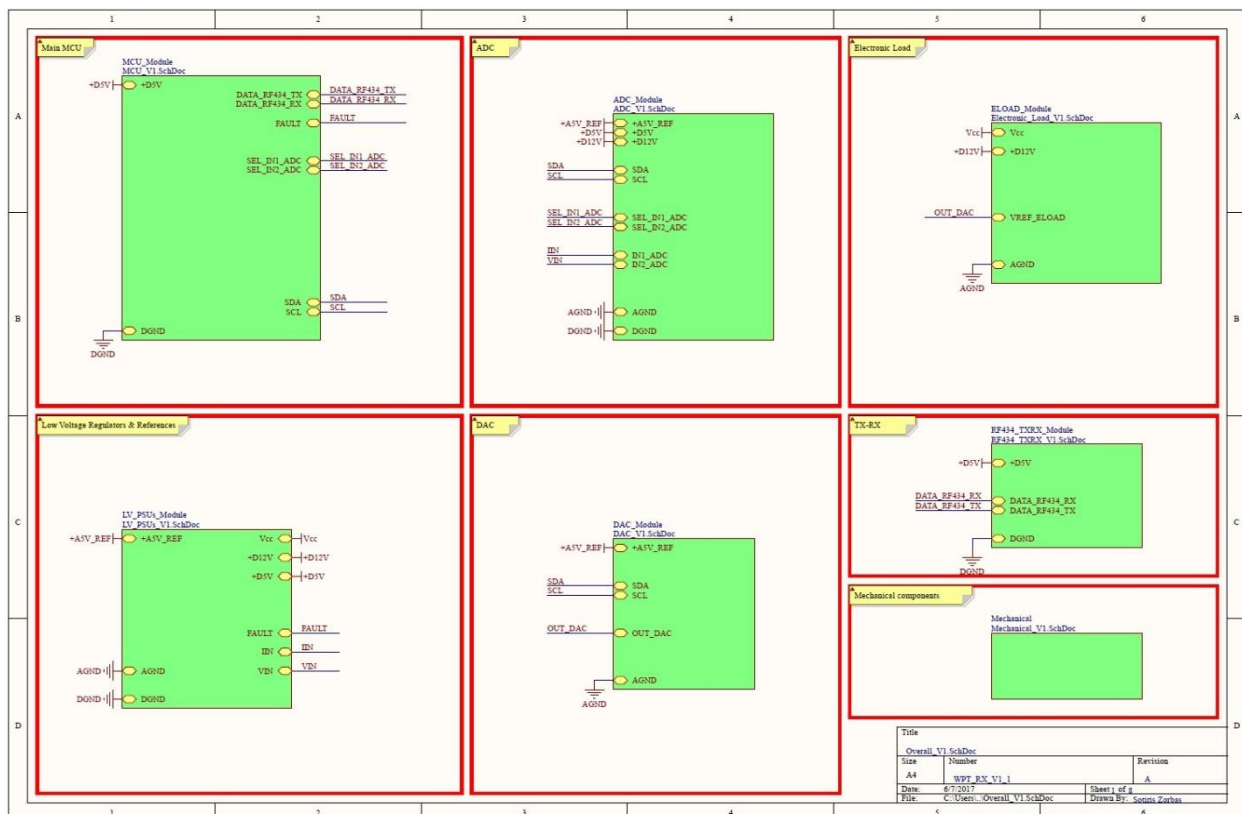
Σχήμα 4.19. Το τελικό layout της πλακέτας τροφοδοσιών του δέκτη.



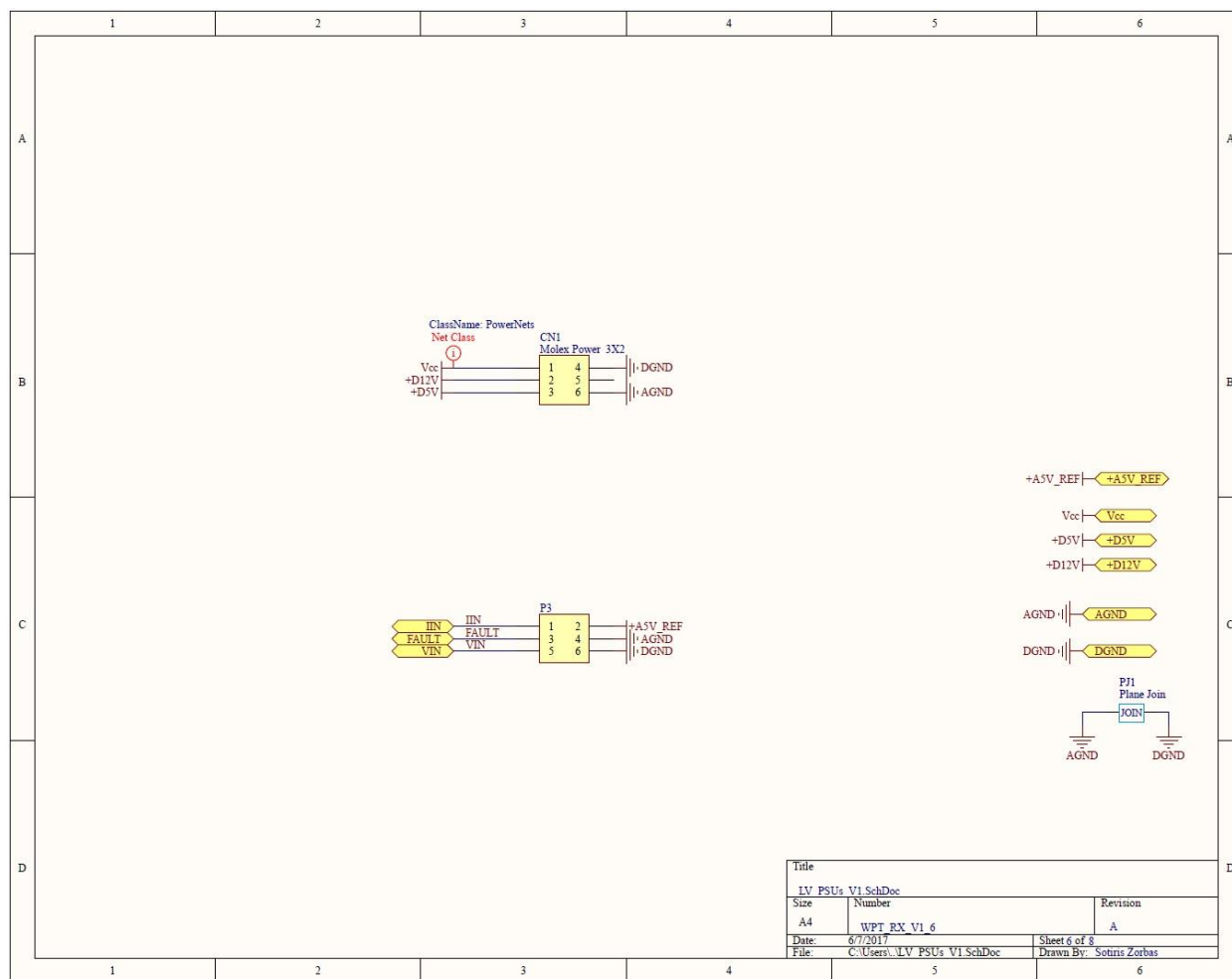
Σχήμα 4.20. Η θέση των εξαρτημάτων επάνω στην πλακέτα τροφοδοσιών του δέκτη.

4.2.2 Πλακέτα δέκτη

Το Σχήμα 4.21 παρουσιάζεται το ανώτερο ιεραρχικά σχηματικό διάγραμμα και περιλαμβάνει όλα τα υποσυστήματα του δέκτη. Εδώ υπάρχουν οι σύνδεσμοι για τις τροφοδοσίες/σήματα από την άλλη πλακέτα του δέκτη (Σχήμα 4.22), ένας μετατροπέας ADC, ένας Digital to Analog Converter (DAC), ένα ηλεκτρονικό φορτίο, οι σύνδεσμοι για τις RF434 πλακέτες επικοινωνίας και ο μικροελεγκτής του δέκτη.



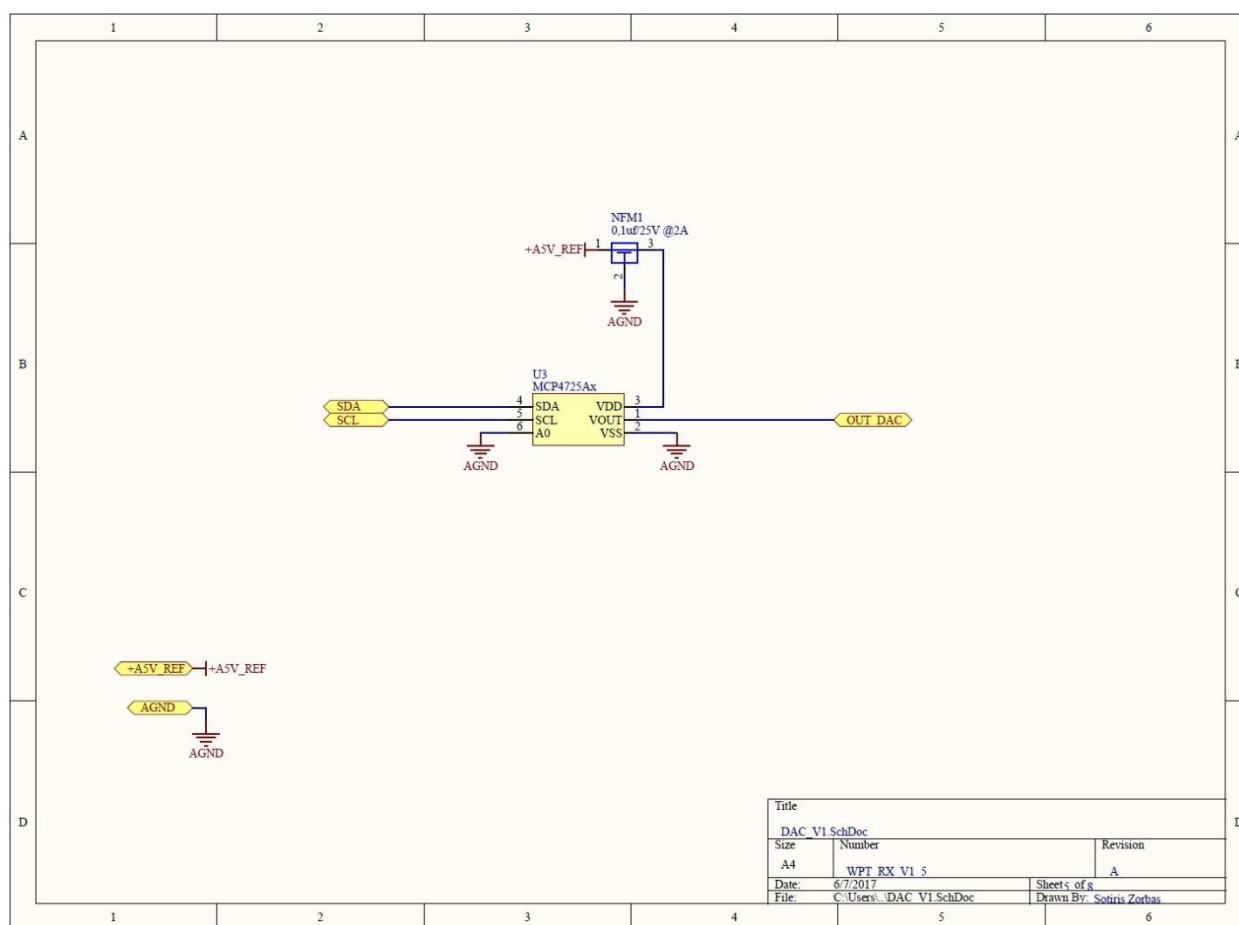
Σχήμα 4.21. Τα υποσυστήματα του δέκτη.



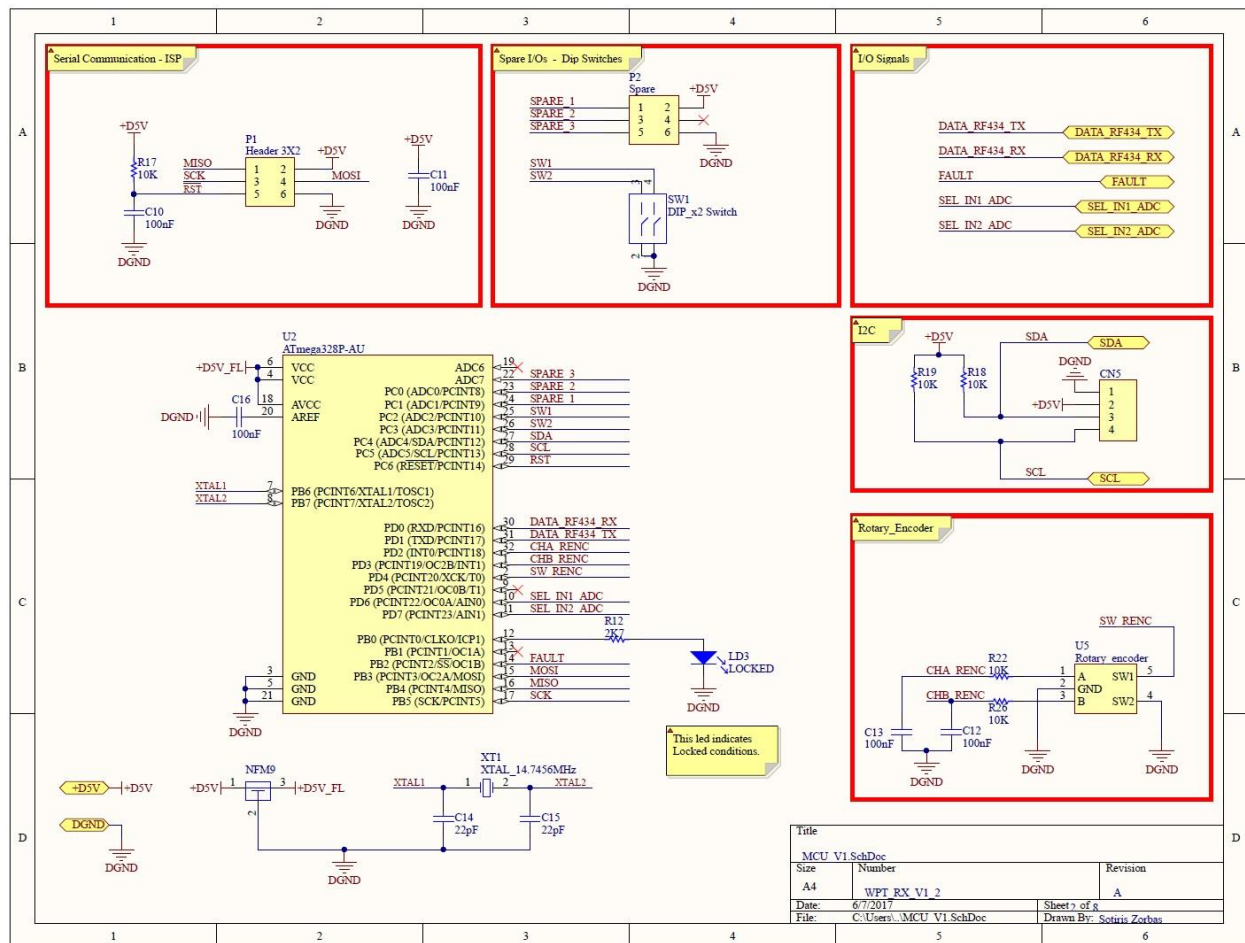
Σχήμα 4.22. Power/signal connectors.

Σχήμα 4.23. Το υποσύστημα *ADC_Module*.

Στο Σχήμα 4.23 υπάρχει ένας αναλογικός διακόπτης από τον οποίο επιλέγεται μια εκ των δύο εισόδων ως είσοδος στον 12bit ADC (MCP3221). Η μία τάση εισόδου αντιπροσωπεύει το ρεύμα του φορτίου εξόδου και η άλλη τάση την τάση του φορτίου εξόδου. Η επικοινωνία του ADC με τον μικροελεγκτή της πλακέτας γίνεται με το I2C (ή αλλιώς TWI) πρωτόκολλο.

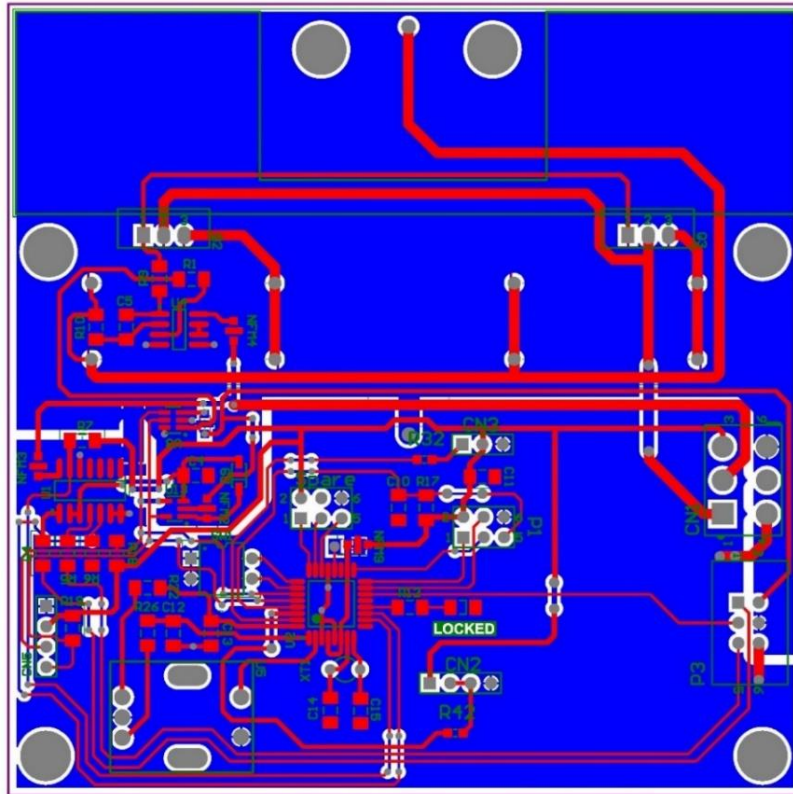


Σχήμα 4.24. Το υποσύστημα DAC_Module.

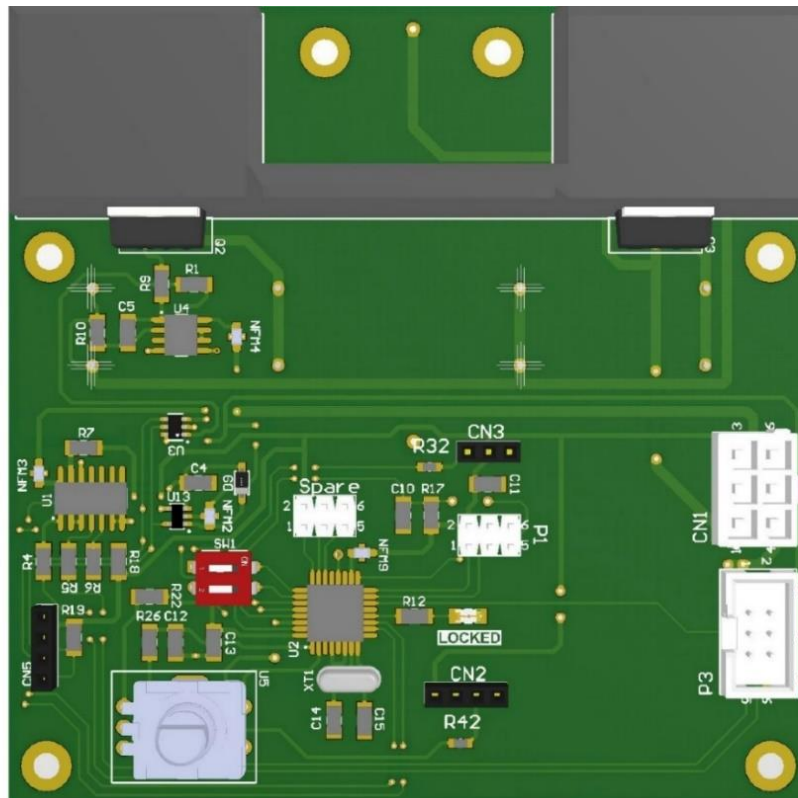


Σχήμα 4.26. Το υποσύστημα MCU_Module.

Το τελευταίο σχηματικό διάγραμμα της πλακέτας του δέκτη είναι το κύκλωμα του Σχήματος 4.26 όπου φαίνεται ο μικροελεγκτής ATMEGA328P. Τον περιστοιχίζουν διάφοροι σύνδεσμοι και ένας rotary encoder, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε στο στάδιο της αποσφαλμάτωσης και των πειραμάτων. Τέλος υπάρχει και ένα LED ("LD3") το οποίο υποδεικνύει πως το σύστημα εκτελεί τον αλγόριθμο που περιγράφεται στην ενότητα 4.3. Ποιο συγκεκριμένα, όταν ο αλγόριθμος βρίσκεται σε εξέλιξη το LED παραμένει σβηστό. Όταν όμως ο αλγόριθμος συγκλίνει το LED φωτοβολεί. Ακολουθούν τα Σχήματα 4.27 και 4.28 όπου φαίνεται το τελικό layout της πλακέτας του δέκτη και η θέση των εξαρτημάτων επάνω στην πλακέτα του.



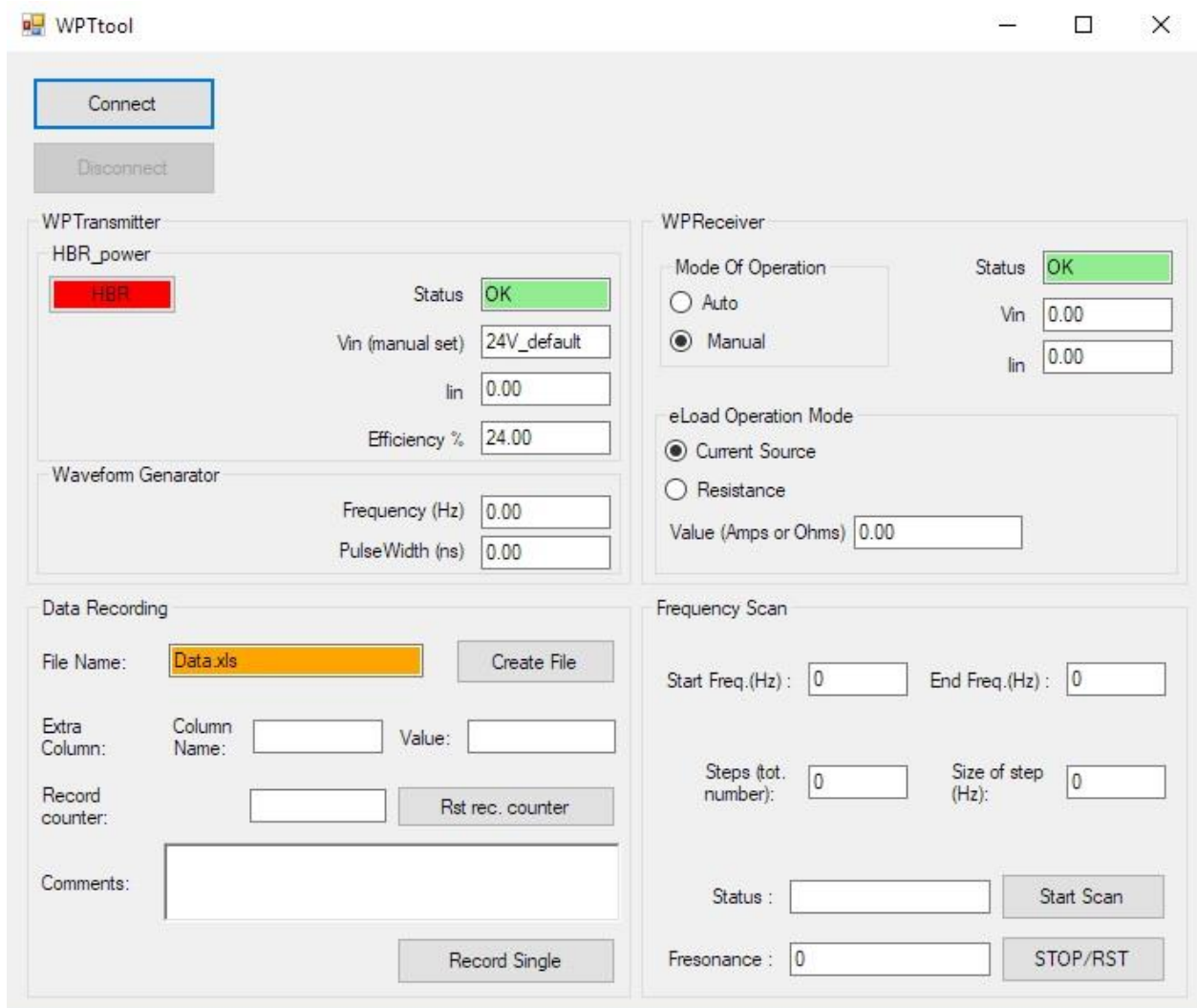
Σχήμα 4.27. Το τελικό layout της πλακέτας του δέκτη .



Σχήμα 4.28. Η θέση των εξαρτημάτων επάνω στην πλακέτα του δέκτη.

4.3 Η γραφική εφαρμογή

Η γραφική εφαρμογή που αναπτύχθηκε, δημιουργήθηκε για να καταγράφει τις παραμέτρους λειτουργίας του συστήματος του πομπού και του δέκτη, καθώς και για να ελέγχει τα δύο υποσυστήματα. Από το Σχήμα 4.29 φαίνεται ο διαχωρισμός των παραμέτρων σε αυτές του πομπού (“WPTrasmitter”) και του δέκτη (“WPReceiver”). Επίσης υπάρχει το πλαίσιο καταγραφής δεδομένων (“Data Recording”) και το πλαίσιο ανίχνευσης (“Frequency Scan”) της συχνότητας ω_{o2} .



Σχήμα 4.29. Η γραφική εφαρμογή που αναπτύχθηκε.

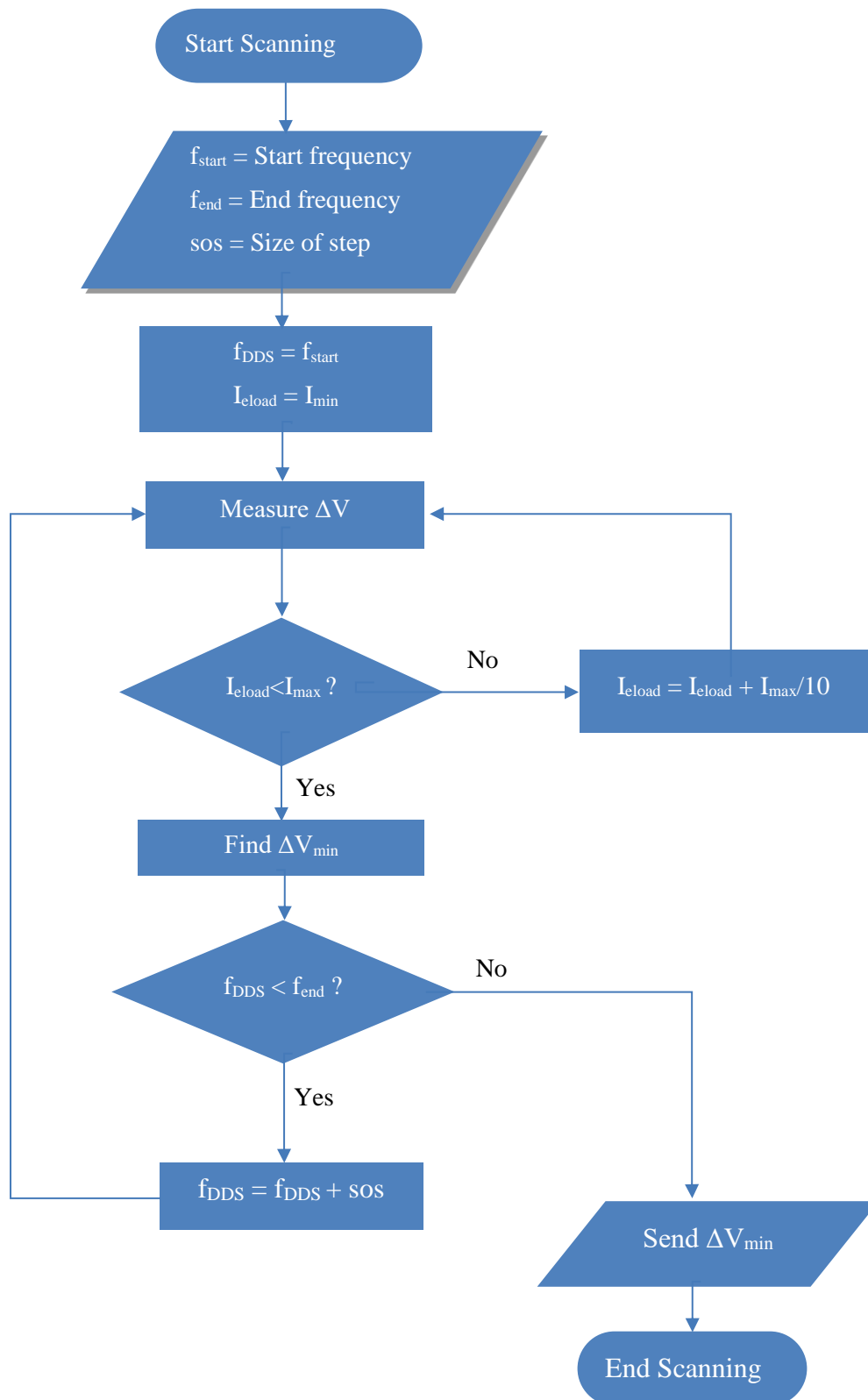
Στο πλαίσιο του πομπού (“WPTrasmitter”) αρχικά υπάρχει ένα κουμπί (button) το οποίο λειτουργεί σαν διακόπτης ισχύος της Η-γέφυρας (HBR). Από δίπλα υπάρχει το πεδίο με όνομα “Status” στο οποίο υπάρχει η ένδειξη “OK” όταν δεν ενεργοποιείται η λανθάνουσα κατάσταση,

δηλαδή σε περιπτώσεις υπερβολικού ρεύματος/τάσης στην Η-γέφυρα. Επίσης, μετριέται το ρεύμα που διαρρέει το σύστημα του πομπού (“In”), καθώς και η συνολική απόδοση μεταξύ πομπού και δέκτη (“Efficiency %”), όπου για τον υπολογισμό της τελευταίας λαμβάνονται υπόψη τα ρεύματα που διαρρέουν και οι τάσεις που αναπτύσσονται σε πομπό και δέκτη. Τέλος, μέσα στο πλαίσιο (“Waveform Generator”) υπάρχουν δύο πεδία, τα “Frequency (Hz)” και “PulseWidth (ns)”. Από τα πλαίσια αυτά, όπως τα ονόματα τους υποδηλώνουν, στέλνονται η συχνότητα λειτουργίας καθώς και το εύρος του παλμού που οδηγεί τελικώς το LC κύκλωμα του πομπού. Το εύρος του παλμού είναι η παράμετρος της QSW διαμόρφωσης βάσει της οποίας πραγματοποιείται ο έλεγχος της τιμής της τάσης της 1^{ης} αρμονικής με βάση την ανάλυση που προηγήθηκε στην ενότητα 3.3.

Στο πλαίσιο του δέκτη (“WPreceiver”) αρχικά συλλέγονται δεδομένα για την κατάσταση (“Status”), την ανορθωμένη τάση (“Vin”) του φορτίου εξόδου και το συνολικό ρεύμα (“In”) που τον διαρρέει. Δίπλα σε αυτά τα πεδία υπάρχει το πλαίσιο με όνομα “Mode Of Operation” μέσα στο οποίο δηλώνεται αν ο δέκτης θα ελέγχει αυτόνομα τον πομπό (“Auto” mode) ή αν ο πομπός και δέκτης ελέγχονται αποκλειστικά από τον Η/Υ (“Manual” mode). Επίσης υπάρχει το πλαίσιο “eload Operation Mode” στο οποίο υλοποιήθηκε μόνο η επιλογή “Current”. Ουσιαστικά πρόκειται για το ηλεκτρονικό φορτίο του δέκτη το οποίο λειτουργεί ως ανεξάρτητη πηγή ρεύματος με τιμή ρεύματος την τιμή του πεδίου “value” σε Ampere.

Στο πλαίσιο “Frequency Scan” γίνεται, όπως προαναφέρθηκε, η ανίχνευση της συχνότητας ω_{o2} του συστήματος. Στα πεδία μέσα στο πλαίσιο δίδονται οι παράμετροι οι οποίες στέλνονται στον πομπό και αναμεταδίδονται στο δέκτη. Στη συνέχεια, ο δέκτης υλοποιεί έναν αλγόριθμο ο οποίος ξεκινά από κάποια συχνότητα (“Start Freq.”) και τελειώνει στην συχνότητα (“End Freq.”) με βήμα (“Size of step”). Μόλις πατηθεί το κουμπί “Start Scan” οι παραπάνω παράμετροι στέλνονται πρώτα στον πομπό και αμέσως αναμεταδίδονται στον δέκτη. Ο δέκτης τότε ξεκινά να υλοποιεί έναν συγκεκριμένο αλγόριθμο, του οποίου το διάγραμμα ροής δίνεται από το Σχήμα 4.30. Συνοπτικά, ο δέκτης στέλνει εντολές στον πομπό μεταβάλλοντας την αρχική συχνότητα με συγκεκριμένο βήμα έως την τελική συχνότητα. Σε κάθε ενδιαμέση συχνότητα ο δέκτης εφαρμόζει διάφορα φορτία, μέσω του ηλεκτρονικού φορτίου και αποθηκεύει την ελάχιστη μεταβολή της τάσης του εκάστοτε φορτίου. Σκοπός στο τέλος του αλγορίθμου είναι να προσεγγίσει τη συχνότητα στην οποία υπήρξε η μικρότερη μεταβολή της τάσης αυτής. Αυτή λοιπόν η συχνότητα εμφανίζεται στο πεδίο (“Fresonance”) και είναι η ω_{o2} κατά την οποία ο δέκτης συμπεριφέρεται, ιδανικά, σαν ανεξάρτητη πηγή τάσης και η μεταβολή της τάσης εξόδου του δέκτη είναι η ελάχιστη δυνατή. Τέλος, στο πλαίσιο (“Data Recording”) γίνεται καταγραφή σε ένα φύλο excel όλων των

χρήσιμων παραμέτρων του συστήματος για τη χρονική στιγμή που έχει πατηθεί το κουμπί “Record Single”.



Σχήμα 4.30. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου εύρεσης της συχνότητας ω_{02} .

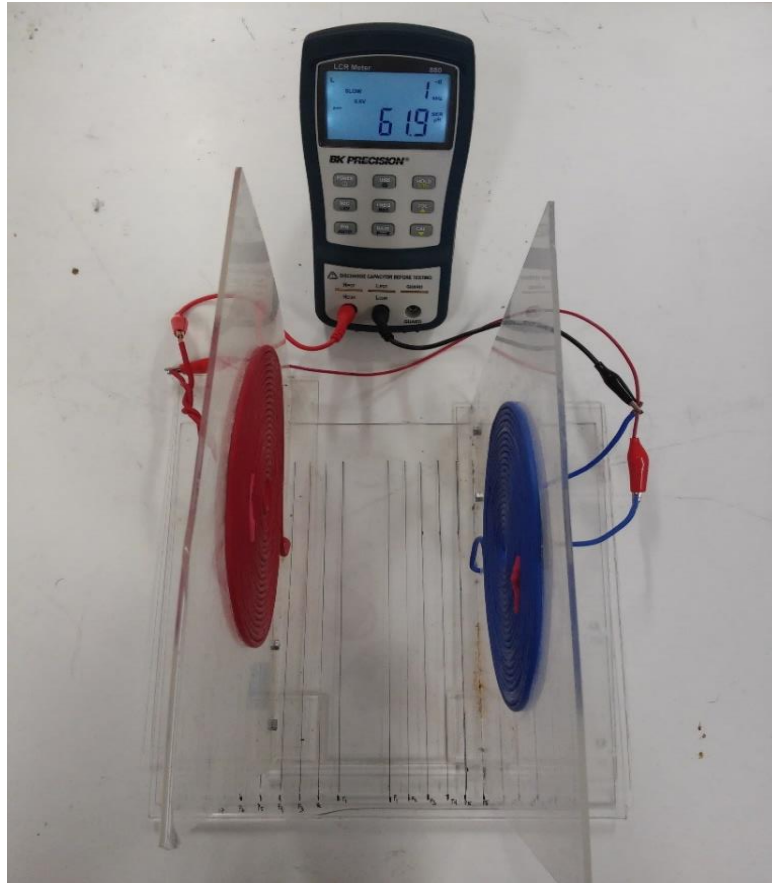
5.

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν τα πειραματικά αποτελέσματα που εξήχθησαν από το σύστημα που αναπτύχθηκε. Αρχικά παρουσιάζονται οι μετρήσεις των τιμών των L , C στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν. Εν συνεχεία παρουσιάζεται η λειτουργία του συστήματος στις συχνότητες ω_{o1} και ω_{o2} . Η συχνότητα ω_{o3} δεν μελετήθηκε καθώς δεν παρουσιάζει κανένα πλεονέκτημα σε σχέση με την ω_{o2} , όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 2. Ακόμη πραγματοποιείται φόρτιση μπαταρίας μολύβδου-οξέος κάνοντας χρήση της συμπεριφοράς του συστήματος στις συχνότητες ω_{o1} και ω_{o2} . Επιπροσθέτως, παρατίθενται οι κυματομορφές των σημάτων που οδηγούν την Η-γέφυρα του πομπού καθώς και τα σήματα εξόδου της. Τέλος, αναφορά γίνεται στον βαθμό απόδοσης του συστήματος.

5.1 Μετρήσεις των L , C στοιχείων του συστήματος

Σε αυτήν την ενότητα θα παρουσιαστούν οι μετρήσεις που έγιναν με ένα LCR meter υψηλής ακρίβειας για τον προσδιορισμό των αυτεπαγωγών και χωρητικοτήτων των πηνίων και πυκνωτών που αποτελούν τα LC κυκλώματα του πομπού και του δέκτη. Μετρήθηκαν επίσης με την μέθοδο του Miller [12] η αμοιβαία επαγωγή M (Σχήμα 5.1) και έτσι υπολογίστηκε και ο συντελεστής σύζευξης k για 4 διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ των πηνίων του πομπού και του δέκτη. Το LCR meter που χρησιμοποιήθηκε είναι το BK880 με ακρίβεια 0.1%.



Σχήμα 5.1. Μέτρηση της αμοιβαίας επαγωγής M .

Τα πηνία κατασκευάστηκαν επάνω σε δύο επίπεδα τμήματα plexiglass όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1. Η μορφή τους αυτή επιλέχθηκε κυρίως λόγω της καλής κατευθυντικότητας των μαγνητικών γραμμών και με βάση την [14], έγινε ο υπολογισμός των σπειρών. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκε πολύκλωνο καλώδιο χαλκού διατομής 1.5mm^2 . Επίσης το περίβλημα του καλωδίου που χρησιμοποιήθηκε είναι από σιλικόνη για λόγους ευκαμψίας. Η περιέλιξη ξεκίνησε από τον μικρότερο ομόκεντρο κύκλο (στο κέντρο του πηνίου) προς τα έξω, σταδιακά. Το καλώδιο κολλήθηκε στο plexiglass με κόλλα στιγμής κατά την διαδικασία της περιέλιξης. Στόχος είναι η τιμή της αυτεπαγωγής των πηνίων να είναι όσο το δυνατόν ίδια και με τιμή περίπου τα $30\mu\text{H}$.

Οι πυκνωτές που επιλέχθηκαν για το κύκλωμα LC του πομπού-δέκτη είναι τύπου πολυπροπυλενίου, της σειράς KP1836 της Vishay, με χωρητικότητα $6200\text{pF} \pm 10\%$ με μέγιστη τάση τα 1500V . Η μέγιστη τάση του πυκνωτή είναι μία σημαντική παράμετρος που λαμβάνεται υπόψη, καθώς σε συνθήκες συντονισμού η τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του πυκνωτή (και στα άκρα του πηνίου), ξεπερνά τα 1000V_{peak} και είναι ανάλογη του συντελεστή ποιότητας του κυκλώματος RLC όπως αναλύθηκε στην ενότητα 2.2. Ακόμη, αυτού του τύπου οι πυκνωτές

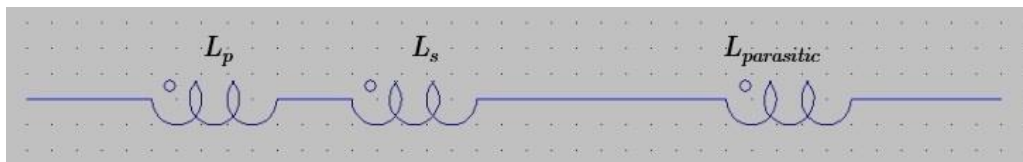
παρουσιάζουν εξαιρετική σταθερότητα ως προς την χωρητικότητα τους σε σχέση με τη θερμοκρασία και το ρεύμα που τους διαρρέει. Τέλος, η τιμή της ESR τους είναι μικρή.

Ο Πίνακας 5.1 παρουσιάζει τις αυτεπαγωγές και τις χωρητικότητες των L, C του πομπού-δέκτη, που μετρήθηκαν με το LCR meter, στο σύστημα που αναπτύχθηκε.

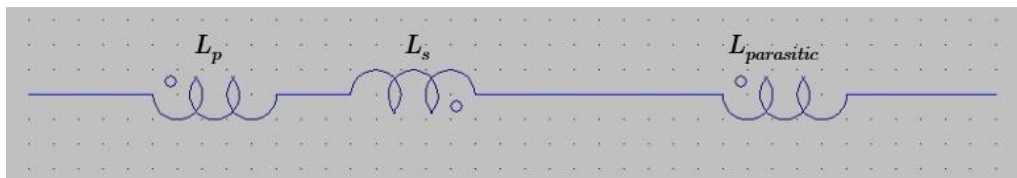
Πίνακας 5.1. Οι τιμές των στοιχείων L_p, L_s, C_p, C_s σε συχνότητα 100 kHz	
L_p	28.700 μH
L_s	28.778 μH
C_p	5702 pF
C_s	5861 pF

όπου ο δείκτης p αναφέρεται στον πομπό και ο δείκτης s στον δέκτη.

Από την μέθοδο του Miller, ανάλογα τον τρόπο σύνδεσης των πηνίων του πομπού και του δέκτη (Σχήμα 5.2 και 5.3) προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις.



Σχήμα 5.2. 1^{ος} τρόπος σύνδεσης των πηνίων.



Σχήμα 5.3. 2^{ος} τρόπος σύνδεσης των πηνίων.

$$L_{TOT_1} = L_p + L_s - 2M + L_{parasitic} \quad (5.1)$$

$$L_{TOT_2} = L_p + L_s + 2M + L_{parasitic} \quad (5.2)$$

Λύνοντας το σύστημα των εξισώσεων (5.1), (5.2) προκύπτει ότι:

$$M = \frac{L_{TOT_1} - L_{TOT_2}}{4} \quad (5.3)$$

Επίσης, είναι γνωστή η σχέση:

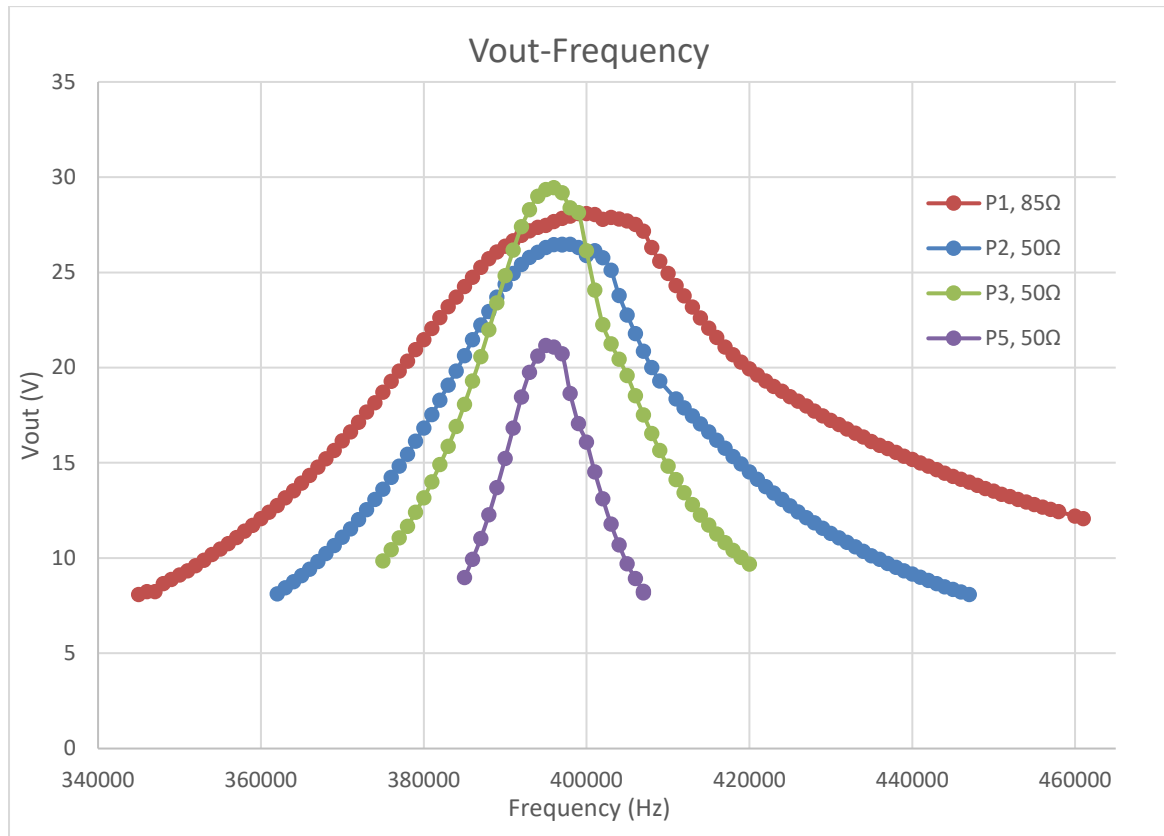
$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (5.4)$$

Με βάση τα παραπάνω προκύπτει ο συγκεντρωτικός Πίνακας 5.2 με τις μετρήσεις των k και M μεγεθών σε διάφορες αποστάσεις μεταξύ των πηνίων.

Πίνακας 5.2. Συντελεστής σύζευξης σε διάφορες αποστάσεις πομπού-δέκτη			
<i>Όνομα Θέσης</i>	<i>Απόσταση πηνίων (mm)</i>	<i>M (μH)</i>	<i>k</i>
P1	26	7.20	0.251
P2	47	4.22	0.148
P3	67	2.66	0.093
P5	108	1.21	0.042

5.2 Λειτουργία στην συχνότητα ω_{01}

Από το Κεφάλαιο 2, όπου έγινε και η παρουσίαση της SS τοπολογίας, αναφέρθηκαν οι συχνότητες που παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον. Η μία από αυτές είναι η συχνότητα ω_{01} , η οποία δίδεται από την εξίσωση (2.26). Από την εξίσωση (2.26), διαπιστώνεται πως η συχνότητα ω_{01} εξαρτάται από τα στοιχεία L,C του κυκλώματος και δεν εξαρτάται από την απόσταση του πομπού και του δέκτη. Λόγω του γεγονότος πως πρόκειται για τη συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος, η τάση εξόδου του δέκτη είναι μέγιστη σε αυτήν την συχνότητα, όπως δείχθηκε στο Κεφάλαιο 2.



Σχήμα 5.4. Η τάση εξόδου σε διαφορετικές θέσεις και με παρόμοια φορτία.

Στο Σχήμα 5.4 οι μετρήσεις έγιναν σε κάθε περίπτωση (απόσταση) με βήμα 1KHz . Διαπιστώνεται ότι η συχνότητα συντονισμού ω_{o1} παραμένει πρακτικά η ίδια στις P2, P3, P5 θέσεις, όπως και θα έπρεπε, καθώς η συχνότητα αυτή δεν εξαρτάται από την απόσταση των πηνίων (δηλαδή από τον συντελεστή k). Στη θέση P1 παρατηρείται μία μικρή απόκλιση της συχνότητας συντονισμού.

Από τον Πίνακα 5.1 και την εξίσωση (2.26) προκύπτει πως η αναμενόμενη συχνότητα f_{o1} είναι:

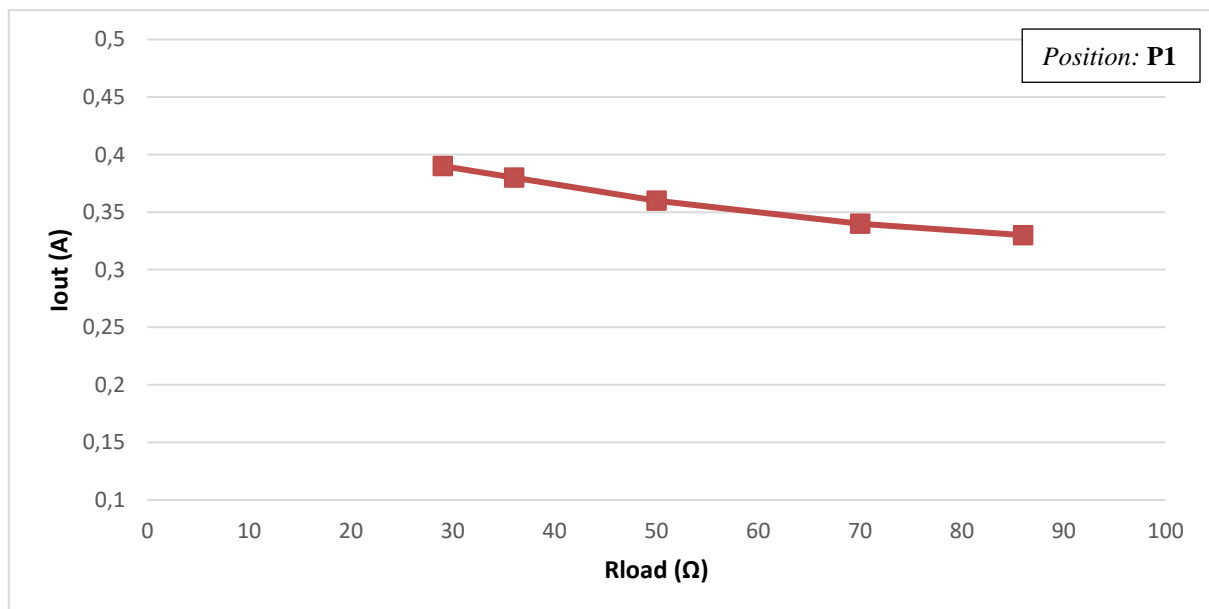
$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \approx 398\text{KHz} \quad (5.5)$$

Από τα πειραματικά δεδομένα, οι συχνότητες συντονισμού f_{o1} βρέθηκαν από την μέγιστη τάση του φορτίου εξόδου του δέκτη για κάθε σχετική απόσταση πομπού δέκτη (θέσεις P1-P5).

Πίνακας 5.3. Σύγκριση πραγματικής-αναμενόμενης τιμής της f_{o1}			
<i>Όνομα θέσης/καμπύλης</i>	<i>Πραγματική τιμή της f_{o1} (kHz)</i>	<i>Αναμενόμενη τιμή της f_{o1} (kHz)</i>	<i>Απόκλιση από την αναμενόμενη τιμή της f_{o1}</i>
P1	399	398	+0.25%
P2	397	398	-0.25%
P3	397	398	-0.25%
P5	396	398	-0.5%

Στον Πίνακα 5.3 οι αποκλίσεις μεταξύ των θεωρητικών (αναμενόμενων) και των πειραματικών συχνοτήτων είναι μικρότερες από $\pm 0.5\%$.

Όπως δείχθηκε στο Κεφάλαιο 2, στη συχνότητα ω_{o1} το σύστημα συμπεριφέρεται ως ανεξάρτητη πηγή ρεύματος, όσον αφορά στο φορτίο εξόδου. Στο Σχήμα 5.5 το σύστημα λειτουργεί στη συχνότητα συντονισμού και βρίσκεται στη θέση P1. Όπως φαίνεται στο σχήμα, το ρεύμα μεταβάλλεται κατά περίπου 15% (μέγιστη μεταβολή) για διάφορες τιμές ωμικού φορτίου εξόδου αποδεικνύοντας έτσι την αναμενόμενη συμπεριφορά του συστήματος στην συγκεκριμένη αυτή συχνότητα.



Σχήμα 5.5. Το ρεύμα εξόδου στη θέση P1 για διάφορες τιμές φορτίου.

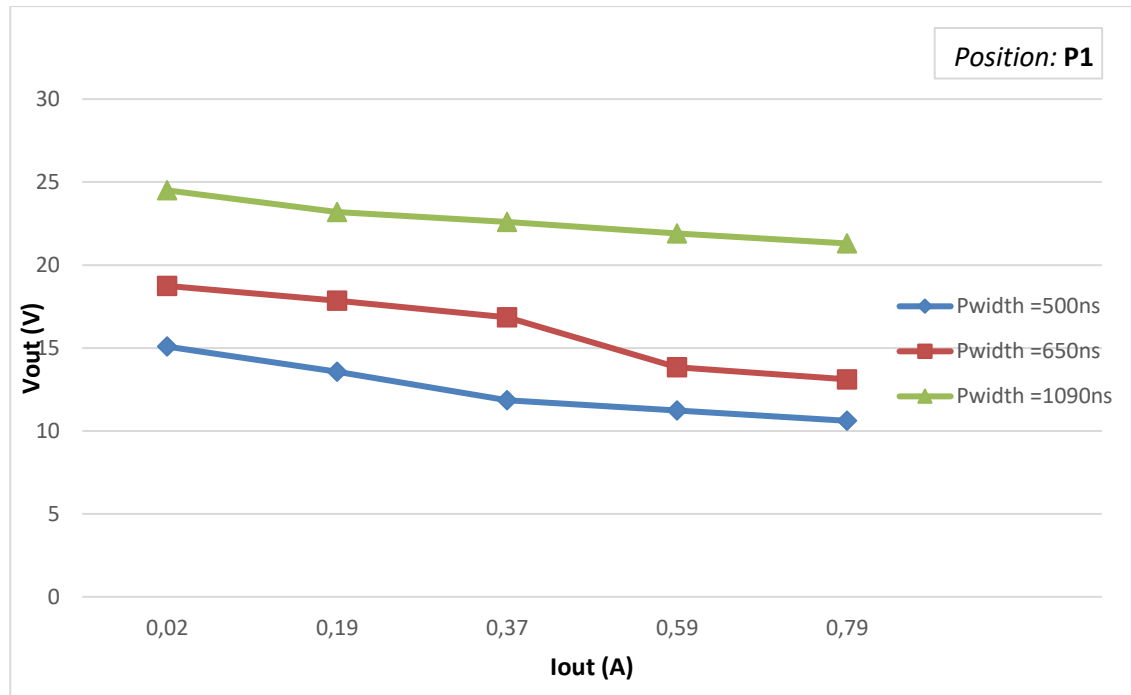
Οι μεταβολές του ρεύματος υπό την επίδραση των διαφόρων τιμών φορτίου οφείλονται κυρίως στις παρασιτικές αντιστάσεις των τυλιγμάτων των πηνίων.

5.3 Λειτουργία στη συχνότητα ω_{o2}

Η εύρεση της συχνότητας ω_{o2} έγινε με τη χρήση του αλγορίθμου που αναπτύχθηκε και υλοποιήθηκε στο firmware του μικροελεγκτή του δέκτη, όπως περιγράφεται στην ενότητα 4.3. Στον Πίνακα 5.4 φαίνονται τα αποτελέσματα του αλγορίθμου εύρεσης της συχνότητας f_{o2} σε διάφορες θέσεις του δέκτη και συγκρίνονται με τις θεωρητικές συχνότητες που υπολογίστηκαν χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.27) και τις τιμές των πηνίων-πυκνωτών που μετρήθηκαν και αποτυπώνονται στον Πίνακα 5.1.

Πίνακας 5.4. Σύγκριση πραγματικής-αναμενόμενης τιμής της συχνότητας f_{o2}			
<i>Όνομα θέσης/καμπύλης</i>	<i>Πραγματική τιμή της f_{o2} (kHz)</i>	<i>Αναμενόμενη τιμή της f_{o2} (kHz)</i>	<i>Απόκλιση από την αναμενόμενη τιμή της f_{o2}</i>
P1	452.200	454.479	-0.5%
P2	427.170	426.007	+0.27%
P3	414.510	413.045	+0.35%
P5	405.110	401.982	+0.77%

Παρατηρείται ελάχιστη απόκλιση σε όλες τις σχετικές θέσεις μεταξύ πομπού και δέκτη, η οποία είναι μικρότερη από $\pm 1\%$. Οι αποκλίσεις οφείλονται σχεδόν αποκλειστικά στις τιμές των στοιχείων L, C του πομπού και δέκτη. Η επαγωγή ενός πηνίου, καθώς και η χωρητικότητα ενός πυκνωτή υπόκεινται σε μικρές μεταβολές ως προς την αλλαγή της συχνότητας και ως προς το ρεύμα που τα διαρρέει, την θερμοκρασία κλπ. Πρέπει να ληφθεί υπόψη ότι οι μετρήσεις με το LCR meter έγιναν στη συχνότητα των 100kHz και όχι στην περιοχή συχνοτήτων του Πίνακα 5.4.



Σχήμα 5.6. Η τάση εξόδου στη θέση P1 για διάφορες τιμές φορτίου εξόδου.

Στο Σχήμα 5.6 απεικονίζονται τρεις διαφορετικές καμπύλες που παρήχθησαν από τρεις διαφορετικές τάσεις εισόδου (μέσω της μεταβολή του εύρους του παλμού της διαμόρφωσης QSW από την γραφική εφαρμογή). Από το σχήμα αυτό φαίνεται η συμπεριφορά του συστήματος ως μία μη-ιδανική πηγή τάσης, καθώς πρακτικά υπάρχει και μία διακύμανση ~13% για την πράσινη καμπύλη και ~29% για τις άλλες δύο. Οι διακυμάνσεις αυτές δεν προβλέπονται από το θεωρητικό μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε καθώς δεν ελήφθησαν υπόψιν οι παρασιτικές αντιστάσεις του κυκλώματος. Οι παρασιτικές αντιστάσεις μπορούν να αντικατασταθούν από μία ισοδύναμη εσωτερική αντίσταση.

Σε αυτό το σημείο, ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι τάσεις των τριών καμπυλών (Σχήμα 5.6) υπό σχεδόν μηδενικό φορτίο, όπου οι παρασιτικές αντιστάσεις δεν επηρεάζουν το σύστημα. Στην

ενότητα 3.3 όπου μελετήθηκε η διαμόρφωση QWS, δείχθηκε ότι $V_{rms} = V_{dc} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$.

Όμως, παρατηρείται ότι:

$$\pi - \alpha = PulseWidth \quad (5.6)$$

όπου *PulseWidth* είναι η παράμετρος της γραφική εφαρμογής που αποτελεί το εύρος του παλμού εξόδου της Η-γέφυρας. Επίσης, ισχύει ότι $G_{V(\omega=\omega_{o2})} = 1$.

Στον Πίνακα 5.5 γίνεται σύγκριση των τάσεων εξόδου της Η-γέφυρας (V_{rms}) και των τάσεων εξόδου του δέκτη (V_{out}) οι οποίες θεωρητικά πρέπει να είναι ίδιες ($G_{V(\omega=\omega_{o2})}=1$) σε καθεμία από τις τρεις παραπάνω περιπτώσεις. Επίσης, προστέθηκε μία ακόμη μέτρηση (Pulse Width = 300 ns) για την οποία όμως δεν δύναται να εξαχθεί η αντίστοιχη καμπύλη, καθώς όσο ανεβαίνει το ρεύμα εξόδου η τάση μειώνεται κάτω από τα 8 V που είναι και η ελάχιστη τάση λειτουργίας των κυκλωμάτων του δέκτη. Οι Πίνακες 5.6 και 5.5 έγιναν με βάση τη θεωρητική συχνότητα f_{o2} , καθώς και αυτή που βρήκε ο αλγόριθμος του δέκτη (πειραματική συχνότητα), αντίστοιχα.

Πίνακας 5.5. Σύγκριση τάσης εξόδου της Η-γέφυρας με την τάση εξόδου του δέκτη στη συχνότητα $f_{o2} = 452200$ Hz (πειραματική συχνότητα)				
<i>Pulse Width (ns)</i>	<i>Τάση εισόδου του πομπού, V_{dc} (V)</i>	<i>Τάση εξόδου της Η-γέφυρας, V_{rms} (V)</i>	<i>Τάση εξόδου του δέκτη, V_{out} (V)</i>	<i>Απόκλιση της τάσης εξόδου της Η-γέφυρας από την τάση εξόδου του δέκτη</i>
300	24	12.5	9.26	-26%
500	24	16.1	15.08	-6.4%
650	24	18.39	18.74	+1.9%
1090	24	23.82	24.5	+2.8%

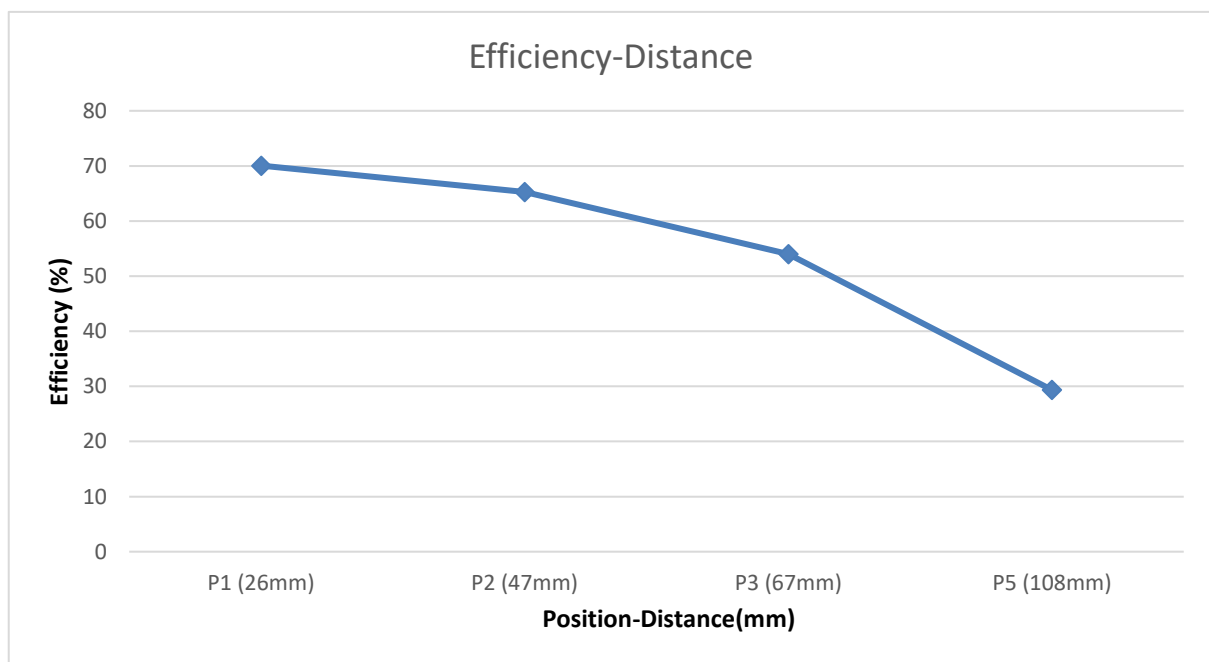
Πίνακας 5.6. Σύγκριση τάσης εξόδου της Η-γέφυρας με την τάση εξόδου του δέκτη στη συχνότητα $f_{o2} = 454749$ Hz (θεωρητική συχνότητα)				
<i>Pulse Width (ns)</i>	<i>Τάση εισόδου του πομπού, V_{dc} (V)</i>	<i>Τάση εξόδου της Η-γέφυρας, V_{rms} (V)</i>	<i>Τάση εξόδου του δέκτη, V_{out} (V)</i>	<i>Απόκλιση της τάσης εξόδου της Η-γέφυρας από την τάση εξόδου του δέκτη</i>
300	24	12.53	9.09	-27%
500	24	16.17	15.08	-6.7%
650	24	18.44	18.74	+1.62%
1090	24	23.88	23.94	+0.25%

Και οι δύο πίνακες δίνουν σχεδόν ίδιες αποκλίσεις με εξαίρεση τον πίνακα της θεωρητικής συχνότητας όπου Pulse Width = 1090 ns και η απόκλιση είναι 0.25%. Σημειώνεται επίσης πως όσο

μικραίνει το εύρος του παλμού τόσο αυξάνεται η απόκλιση ανάμεσα στην αναμενόμενη τιμή τάσης και της πραγματικής τάσης φορτίου του δέκτη.

5.4 Ο βαθμός απόδοσης του συστήματος

Σε κάθε απόσταση πομπού και δέκτη υπάρχει κάποιο άνω όριο στον βαθμό απόδοσης που εξαρτάται αποκλειστικά από την απόσταση των δύο. Το μέγιστο αυτό όριο στον βαθμό απόδοσης, προσεγγίζεται μόνο όταν υπάρχει το κατάλληλο φορτίο στον δέκτη, για την συγκεκριμένη απόσταση. Στο Σχήμα 5.7 παρουσιάζονται οι μετρήσεις του μέγιστου βαθμού απόδοσης του συστήματος σε διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Για την εύρεση του μέγιστου βαθμού απόδοσης σε κάθε απόσταση μεταξύ πομπού-δέκτη εφαρμόστηκαν πειραματικά διάφορα φορτία μέχρι την εύρεση του καταλλήλου. Πρέπει να σημειωθεί πως για τη μέτρηση της απόδοσης λαμβάνεται υπόψη η ισχύς εισόδου στον πομπό και η ισχύς εξόδου στον δέκτη (στην οποία συμπεριλαμβάνεται και η κατανάλωση ισχύος των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων ελέγχου του δέκτη).



Σχήμα 5.7. Ο μέγιστος βαθμός απόδοσης σε διαφορετικές αποστάσεις πομπού-δέκτη.

Παρατηρείται ότι ο μέγιστος βαθμός απόδοσης του συστήματος μειώνεται καθώς απομακρύνεται ο πομπός από τον δέκτη.

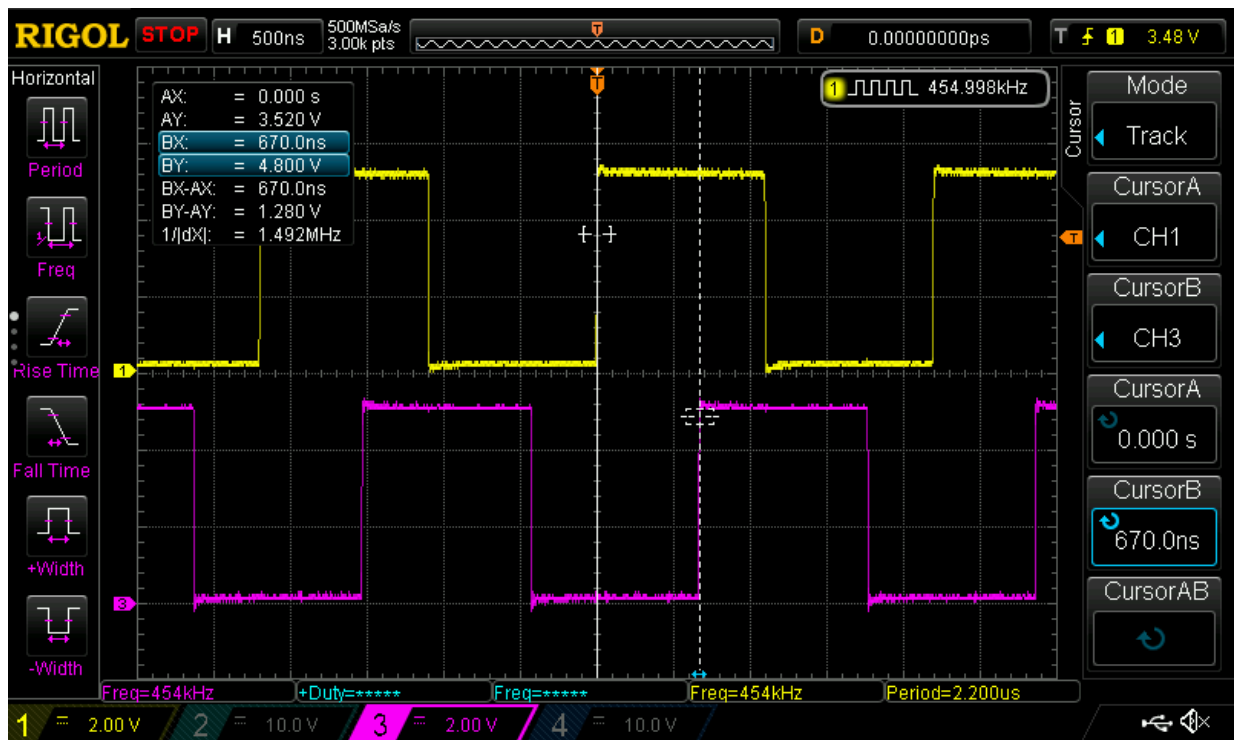
Ακολουθεί η εξίσωση (5.7) που δίνει τον θεωρητικό μέγιστο δυνατό βαθμό απόδοσης [10]:

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_p Q_s}}} \quad (5.7)$$

Από την εξίσωση (5.7) συμπεραίνεται ότι ο μέγιστος βαθμός απόδοσης του συστήματος εξαρτάται από τον συντελεστή ποιότητας των πηνίων του πομπού και δέκτη, καθώς επίσης και από τον συντελεστή σύζευξης. Η μόνη παράμετρος που μεταβάλλεται αλλάζοντας την απόσταση, είναι ο συντελεστής σύζευξης. Έτσι καθώς ο δέκτης απομακρύνεται από τον πομπό, ο συντελεστής σύζευξης k μειώνεται και επομένως και ο μέγιστος βαθμός απόδοσης μειώνεται.

5.5 Σήματα οδήγησης και εξόδου της Η-γέφυρας

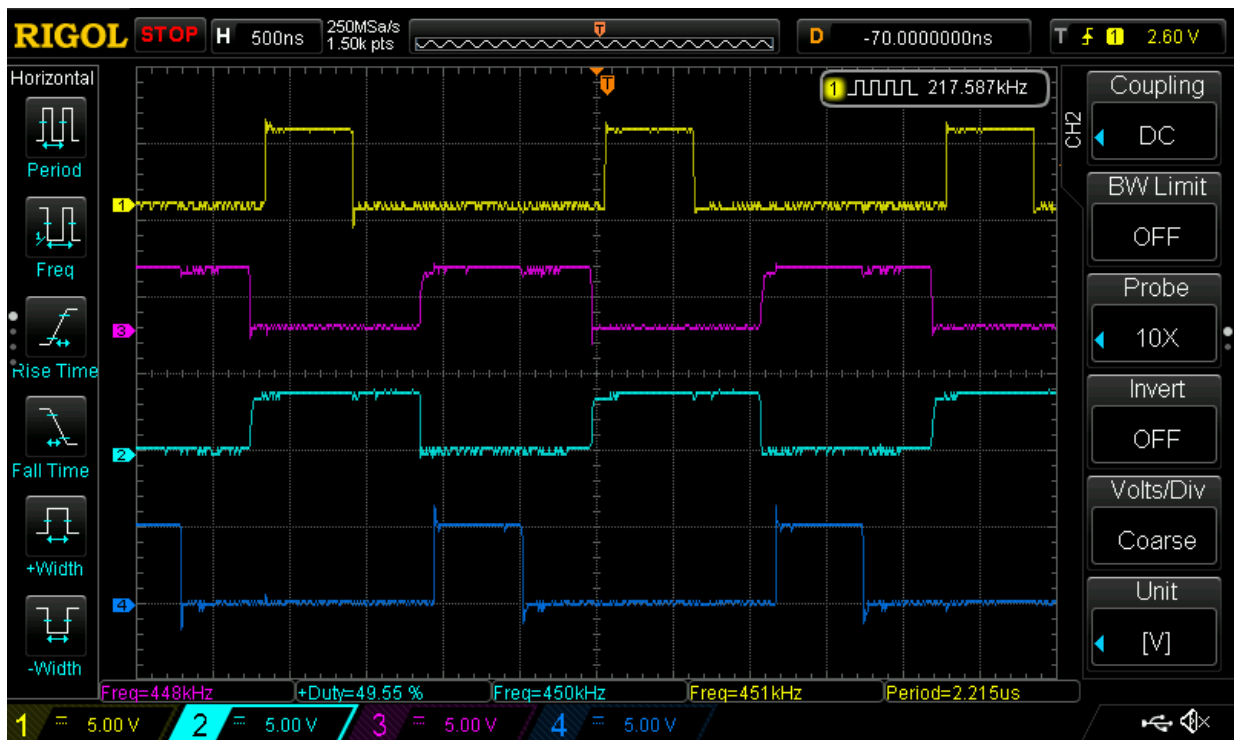
Σε αυτή την ενότητα επιβεβαιώνονται οι αναμενόμενες κυματομορφές των σημάτων οδήγησης της Η-γέφυρας, καθώς και το σήμα εξόδου της (που διεγείρει το κύκλωμα LC του πομπού). Αρχικά, στο Σχήμα 5.8 παρουσιάζονται τα δύο σήματα εξόδου (“`SIGNAL_WGEN`”, “`DSIGNAL_WGEN`”) του `Waveform_Generator_Module` (Σχήμα 4.9) που έχουν υποστεί συγκεκριμένη καθυστέρηση. Η καθυστέρηση που παρατηρείται συμπίπτει με το εύρος (`PulseWidth`) του παλμού εξόδου της Η-γέφυρας που έχει επιλεγεί. Αυτό συμβαίνει διότι επιλέγοντας ο χρήστης ένα επιθυμητό εύρος παλμού x (ns), μέσω της γραφικής εφαρμογής, ουσιαστικά δίνει εντολή στο ολοκληρωμένο κύκλωμα DS1023 (βλέπε Σχήμα 4.9) να εισάγει x καθυστέρηση στα εν λόγω σήματα. Συγκεκριμένα, από την εφαρμογή στον Η/Υ επιλέχθηκε πλάτος παλμού, `PulseWidth=670ns` (βλέπε Σχήμα 5.8). Επομένως, το ολοκληρωμένο κύκλωμα DS1023 λαμβάνει την εντολή να καθυστερήσει τα δύο σήματα κατά 670 ns. Στην συνέχεια τα δύο σήματα εισάγονται στο `Signal_Splitter_Module` (βλέπε Σχήμα 4.10) όπου παράγονται τα σήματα οδήγησης της Η-γέφυρας (Σχήμα 5.9) και προκύπτει τελικώς η QSW κυματομορφή με εύρος παλμού 670ns (Σχήμα 5.10).



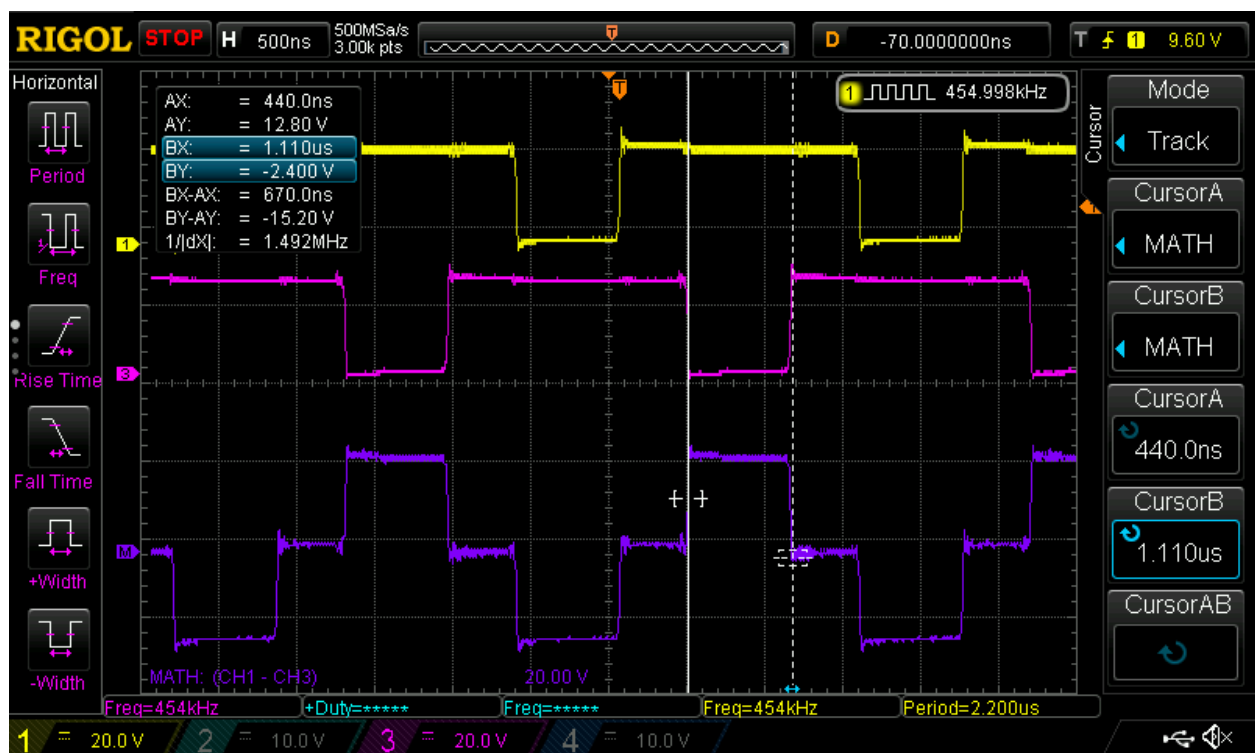
Σχήμα 5.8. Σήματα εξόδου του Waveform_Generator_Module.

Ακολουθεί το Σχήμα 5.9 όπου φαίνονται τα σήματα οδήγησης της Η-γέφυρας με:

- ALI (A leg – Low side Input) – Κίτρινο σήμα (Channel_1),
- AHI (A leg – High side Input) – Ροζ σήμα (Channel_3),
- BHI (B leg – High side Input) – Θαλασσί σήμα (Channel_2),
- BLI (B leg – Low side Input) – Μπλε σήμα (Channel_4).



Σχήμα 5.9. Σήματα εξόδου του Waveform_Generator_Module.



Σχήμα 5.10. Σήματα εξόδου της H-γέφυρας.

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 5.8, η τιμή καθυστέρησης των σημάτων “**SIGNAL_WGEN**”, “**DSIGNAL_WGEN**” συμπίπτει ακριβώς με το εύρος του παλμού που επιλέχθηκε (BX-AX), όπως ήταν αναμενόμενο. Στο Σχήμα 5.10 παρουσιάζεται η κυματομορφή εξόδου της Η-γέφυρας. Το κίτρινο και το ροζ σήμα είναι οι δύο εξοδοί της γέφυρας στις οποίες συνδέεται το κύκλωμα LC του πομπού. Τα δύο αυτά κανάλια του παλμογράφου λαμβάνουν μετρήσεις ως προς τη γείωση. Έτσι, η πραγματική τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του κυκλώματος LC του πομπού προκύπτει από την αφαίρεση των τάσεων των δύο καναλιών. Προκύπτει λοιπόν η μωβ κυματομορφή (Ch1-Ch2). Η κυματομορφή αυτή είναι ίδια με αυτή του Σχήματος 3.3, επιβεβαιώνοντας έτσι την ορθή λειτουργία της Η-γέφυρας. Στο Σχήμα 5.10 φαίνεται ότι όντως το εύρος του παλμού διαμόρφωσης ισούται με 670ns (BX-AX) όπως και επιλέχθηκε στην γραφική εφαρμογή.

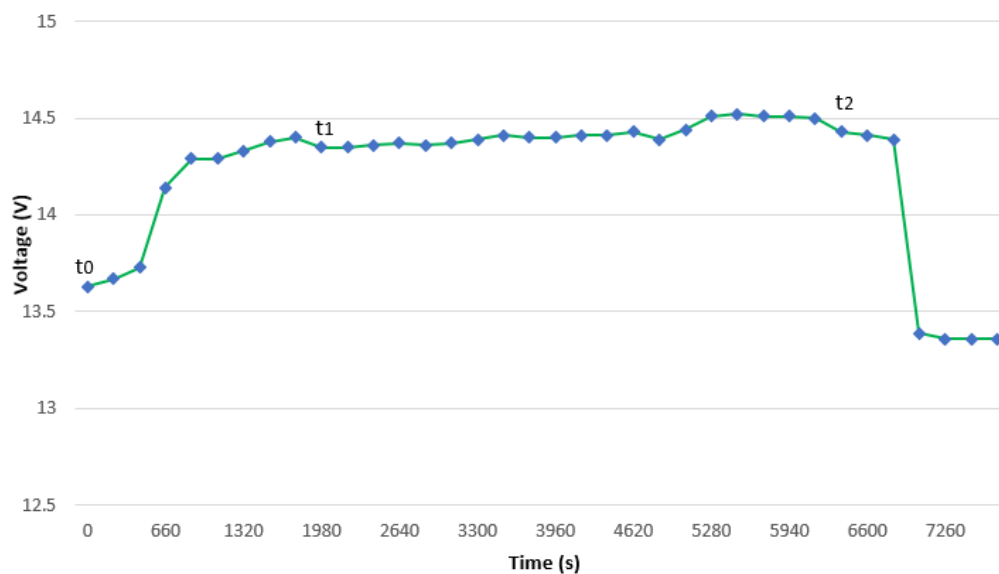
5.6 Φόρτιση μπαταρίας μολύβδου-οξέος

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζεται η φόρτιση μίας μπαταρίας μολύβδου-οξέος, χωρητικότητας 3 Ah μέσω του δέκτη του WPT συστήματος που αναπτύχθηκε. Για τη σωστή φόρτιση μίας τέτοιου τύπου μπαταρίας απαιτούνται τρία στάδια φόρτισης. Στο πρώτο στάδιο η μπαταρία φορτίζεται με ρεύμα σταθερής τιμής ~200 mA. Όταν η τάση της μπαταρίας ανέλθει στα 14.4 V τότε ο φορτιστής περνά στο δεύτερο στάδιο φόρτισης. Σε αυτό το στάδιο, η μπαταρία φορτίζεται με σταθερή τάση ίση με 14.4 V. Όταν το ρεύμα που την διαρρέει γίνει περίπου ίσο με 70mA (~2.5% της ονομαστικής τιμής των 3 Ah) τότε πραγματοποιείται η μετάβαση στο τρίτο στάδιο φόρτισης. Σε αυτό το στάδιο, το οποίο ονομάζεται και στάδιο συντήρησης, η μπαταρία φορτίζεται με σταθερή τάση 13.4 V για απεριόριστο χρόνο.

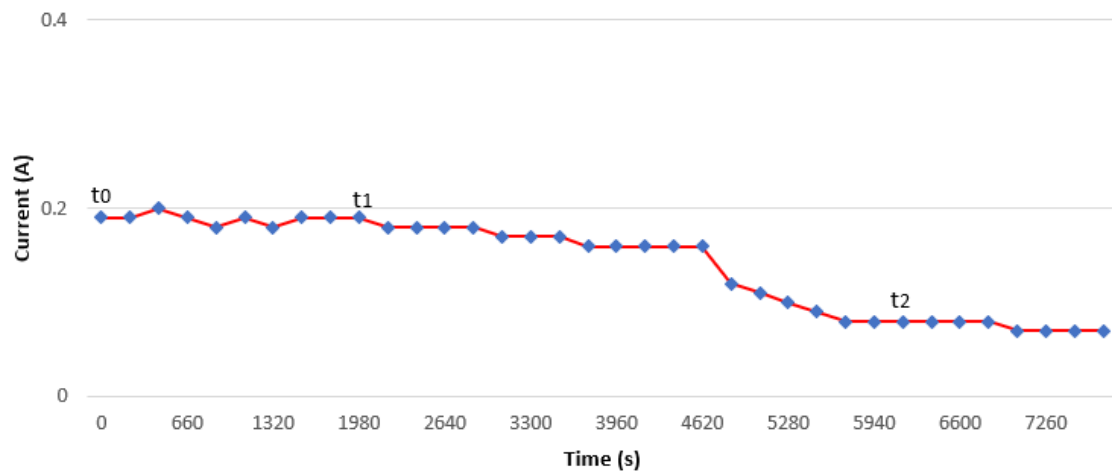
Στο Σχήμα 5.11 φαίνεται το διάγραμμα της τάσης της μπαταρίας και στο Σχήμα 5.12 το διάγραμμα του ρεύματος αυτής, ως προς τον χρόνο. Οι χρονικές στιγμές t_0 , t_1 , t_2 σηματοδοτούν την έναρξη των αντίστοιχων (με βάση τον δείκτη κάθε χρόνου) σταδίων φόρτισης. Η λειτουργία του φορτιστή ως ανεξάρτητη πηγή ρεύματος και τάσης που απαιτείται για τη διαδικασία φόρτισης που προαναφέρθηκε, επιτυγχάνεται μέσω των δύο συχνοτήτων λειτουργίας του WPT συστήματος. Συγκεκριμένα στην συχνότητα ω_{o1} το WPT σύστημα λειτουργεί σαν πηγή ρεύματος, ενώ στην ω_{o2} σαν πηγή τάσης. Στον Πίνακα 5.7 που ακολουθεί παρουσιάζονται οι παράμετροι του συστήματος για κάθε στάδιο φόρτισης της μπαταρίας.

Από τα διαγράμματα αυτά διαπιστώνεται πως ένα WPT σύστημα σαν αυτό που αναπτύχθηκε, ενδείκνυται για την φόρτιση μπαταριών, καθώς υπάρχει η επιλογή της λειτουργίας του ως πηγή τάσης ή ρεύματος, αντίστοιχα, ανάλογα με τη συχνότητα λειτουργίας του.

Πίνακας 5.7. Στάδια φόρτισης και παράμετροι λειτουργίας του συστήματος WPT						
Στάδιο φόρτισης	Λειτουργία	Θέση-απόσταση πομπού-δέκτη	Συχνότητα λειτουργίας (kHz)	Pulse Width (ns)	Τάση μπαταρίας (V)	Ρεύμα μπαταρίας (A)
t ₀	Πηγή ρεύματος	P2(47mm)	397.000	315	13.5-14.4	0.2
t ₁	Πηγή τάσης	P2(47mm)	427.170	600	14.4	0.2-0.07
t ₂	Πηγή τάσης	P2(47mm)	427.170	550	13.4	0.07-0.05



Σχήμα 5.11. Η τάση φόρτισης της μπαταρίας ως προς τον χρόνο.



Σχήμα 5.12. Το ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας ως προς τον χρόνο.

6.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Τα τελευταία χρόνια παράλληλα με την στροφή προς τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα που πραγματοποιείται από την αυτοκινητοβιομηχανία, επενδύονται κεφάλαια για την έρευνα και την ανάπτυξη των WPT συστημάτων. Φυσικά η πρόοδος της τεχνολογίας υλικών, όπως οι τελευταίες γενεές τρανζίστορ τύπου SiC και η πολλά υποσχόμενη GaN, είναι καταλύτες στην επίτευξη καλύτερων και πιο ενεργειακά αποδοτικών WPT συστημάτων.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάστηκε αρχικώς η θεωρητική ανάλυση της SS τοπολογίας η οποία και χρησιμοποιήθηκε. Στην συνέχεια παρουσιάστηκαν μέθοδοι για τον έλεγχο των βασικών παραμέτρων του συστήματος. Επιλέχθηκε η λύση ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος DDS, το οποίο παράγει τη συχνότητα με την οποία ταλαντώνονται τα L, C στοιχεία του πομπού-δέκτη, λόγω της εξαιρετική διακριτική ικανότητας (resolution) που έχει. Γίνεται λοιπόν δυνατή η επιλογή συχνοτήτων με βήμα 1Hz σε όλο το φάσμα συχνοτήτων. Ο ακριβής έλεγχος της συχνότητας αποτελεί σημαντικό πλεονέκτημα, καθώς όσο αυξάνεται η απόσταση πομπού-δέκτη, παρατηρείται από την θεωρητική ανάλυση και τα πειραματικά αποτελέσματα, πως αυξάνονται οι απαιτήσεις για ακριβή έλεγχο της συχνότητας. Συγκεκριμένα, όσο απομακρύνεται ο δέκτης από τον πομπό τόσο στενεύει το χρήσιμο φάσμα συχνοτήτων, με την έννοια πως εκτός αυτού του φάσματος το σύστημα έχει τον ελάχιστο βαθμό απόδοσης, άρα σε καμία περίπτωση δεν θα ήταν χρήσιμη η λειτουργία του σε αυτές τις συχνότητες. Γι' αυτό το λόγο, η αυξημένη διακριτική ικανότητα είναι προϋπόθεση για τη σωστή λειτουργία του συστήματος στις μεγαλύτερες αποστάσεις πομπού-δέκτη.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να σημειωθεί πως όλες οι μετρήσεις και τα πειραματικά αποτελέσματα πραγματοποιήθηκαν με το σύστημα να λειτουργεί σε δύο συχνότητες, τις ω_{o1} και ω_{o2} . Ο λόγος που καθιστά σημαντικές αυτές τις δύο συχνότητες είναι πως το σύστημα σε αυτές τις συχνότητες λειτουργίας συμπεριφέρεται με ιδιαίτερο τρόπο. Στη συχνότητα ω_{o1} συμπεριφέρεται σαν ανεξάρτητη πηγή τάσης και στη συχνότητα ω_{o2} σαν ανεξάρτητη πηγή ρεύματος. Ακόμη η διαμόρφωση QWS που επιλέχθηκε δίνει την δυνατότητα ελέγχου του

ρεύματος ή της τάσης του φορτίου εξόδου του δέκτη, ανάλογα αν το σύστημα λειτουργεί στην συχνότητα ω_{o1} ή στην ω_{o2} , αντίστοιχα. Σημειώνεται πως με την τεχνική αυτή δεν μειώνεται ο βαθμός απόδοσης του συστήματος WPT, πράγμα που θα συνέβαινε με τη επιλογή της λύσης ενός DC/DC μετατροπέα. Για τον έλεγχο των όλων των παραμέτρων του συστήματος, αναπτύχθηκε μία γραφική εφαρμογή σε H/Y η οποία επικοινωνεί με το Modbus πρωτόκολλο με τον πομπού και μέσω του τελευταίου και με τον δέκτη στέλνοντας εντολές και συλλέγοντας δεδομένα από αυτούς. Επικοινωνία αμφίδρομη υπάρχει και μεταξύ του πομπού και δέκτη με τη χρήση ασύρματων modules τα οποία κάνουν χρήση σειριακής επικοινωνίας που παρέχεται από τους μικροελεγκτές που χρησιμοποιήθηκαν.

Επίσης, στο πλαίσιο αυτής της διπλωματικής εργασίας, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε πειραματικό πρωτότυπο σύστημα WPT. Έγιναν μετρήσεις των L, C στοιχείων του πομπού και του δέκτη με ένα LCR όργανο ακριβείας. Ακόμη, μετρήθηκε η αμοιβαία επαγωγή χρησιμοποιώντας την μέθοδο του Miller και υπολογίστηκε ο συντελεστής σύζευξης για διάφορες θέσεις-αποστάσεις πομπού και δέκτη. Με τη γνώση των παραπάνω υπολογίστηκαν οι θεωρητικές συχνότητες ω_{o1} και ω_{o2} . Η πειραματική συχνότητα συντονισμού του συστήματος, δηλαδή η ω_{o1} , βρέθηκε από τα διαγράμματα της τάσης εξόδου σε σχέση με τη συχνότητα σε κάθε απόσταση, υπό κάποιο ωμικό φορτίο. Η μεγιστοποίηση της τάσης σε κάποια συχνότητα υποδεικνύει πως το σύστημα βρίσκεται στον συντονισμό. Η συχνότητα ω_{o2} βρέθηκε πειραματικά από αλγόριθμο που εκτελεί ο δέκτης. Έχοντας βρει τις πειραματικές συχνότητες ω_{o1} και ω_{o2} σε κάθε απόσταση πραγματοποιήθηκε η σύγκριση με τις τιμές των συχνοτήτων ω_{o1} και ω_{o2} που υπολογίστηκαν με θεωρητικό τρόπο. Οι αποκλίσεις μεταξύ πειραματικής και θεωρητική τιμής για τη συχνότητα ω_{o1} κυμαίνονται στο $\pm 0.5\%$ και για την συχνότητα ω_{o2} στο $\pm 1\%$. Μετρήθηκε ακόμη ο μέγιστος βαθμός απόδοσης του συστήματος σε διάφορες θέσεις, με τον μεγαλύτερο βαθμό απόδοσης να κυμαίνεται στο 75% σε απόσταση 26mm μεταξύ του πομπού και δέκτη. Σημειώνεται πως ο βαθμός απόδοσης σε ένα WPT σύστημα είναι συνάρτηση της απόστασης του πομπού-δέκτη, των παρασιτικών στοιχείων των εξαρτημάτων του κυκλώματος, αλλά και του φορτίου εξόδου. Η απόσταση του πομπού δέκτη σε συνδυασμό με τα παρασιτικά στοιχεία των εξαρτημάτων του συστήματος καθορίζουν ένα άνω όριο στην απόδοση. Συνεπώς η επίτευξη του μέγιστου βαθμού απόδοσης σε μία καθορισμένη σχετική απόσταση πομπού-δέκτη, εξαρτάται από την κατάλληλη επιλογή του φορτίου εξόδου. Τέλος πραγματοποιήθηκε φόρτιση μίας μπαταρίας μολύβδου-οξέος αξιοποιώντας τις δύο περιοχές λειτουργίας που μελετήθηκαν.

Μελλοντικά, θα μπορούσε να γίνει στόχευση ως προς τον βαθμό απόδοσης του συστήματος. Ο μέγιστος βαθμός απόδοσης θα μπορούσε να αυξηθεί μειώνοντας τις παρασιτικές αντιστάσεις των πηνίων, δηλαδή μεγιστοποιώντας τους συντελεστές ποιότητας των πηνίων πομπού και δέκτη. Θα μπορούσαν ακόμη να υλοποιηθούν αλγόριθμοι maximum power tracking (MPT), καθώς ο δέκτης αλλάζει θέση ως προς τον πομπό, με αλλαγή της συχνότητας λειτουργίας και του εύρους του τετραγωνικού παλμού (pulseWidth) της διαμόρφωσης QSW σε πραγματικό χρόνο. Επίσης, η γραφική εφαρμογή, παρέχει δυνατότητες περαιτέρω επεξεργασίας όλων των διαθέσιμων δεδομένων. Σημείο που χρήζει αναβάθμισης είναι η ταχύτητα με την οποία επικοινωνεί ο πομπός και ο δέκτης, καθώς είναι δυνατό να παρεμποδιστεί η ανάπτυξη αλγορίθμων, οι οποίοι θα στηρίζονται στη γρήγορη μετάδοση εντολών μεταξύ πομπού-δέκτη. Ένας τέτοιου τύπου αλγόριθμος είναι ο αλγόριθμος που υλοποιήθηκε στο υπάρχον σύστημα, ο οποίος ανιχνεύει σε μερικά λεπτά την συχνότητα ω_{o2} . Ο λόγος της καθυστέρησης μερικών λεπτών έγκειται στην αργή επικοινωνία μεταξύ πομπού-δέκτη. Μία γρήγορη επικοινωνία μεταξύ πομπού-δέκτη θα επέτρεπε την σύγκλιση του αλγορίθμου σε πολύ μικρότερο χρονικό διάστημα. Κατά συνέπεια, εφόσον το σύστημα θα ανίχνευε την συχνότητα ω_{o2} σε χρόνο δευτερολέπτων, ένας tracking αλγόριθμος της συχνότητας ω_{o2} είναι υλοποιήσιμος. Ένας τέτοιος αλγόριθμος θα επέτρεπε στο σύστημα να αυτορυθμίζεται, σε χρόνο δευτερολέπτων, ώστε το σύστημα να λειτουργεί στην συχνότητα ω_{o2} (σαν πηγή τάσης). Η εν λόγω συχνότητα αλλάζει μόνο όταν μεταβάλλεται η σχετική θέση πομπού-δέκτη. Συνοπτικά λοιπόν, ο προτεινόμενος αλγόριθμος εκτελείται κάθε φορά που δέκτης μετακινείται, συγκλίνει στην επιδιωκόμενη συχνότητα λειτουργίας και ρυθμίζει κατάλληλα την συχνότητα λειτουργίας του συστήματος.

7.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Γιώργος Στάμκος, “Ο Θαυμαστός Κόσμος του Τέσλα”, Εκδόσεις Άγνωστο, 2004.
- [2] Marian P. Kazmierkowski, Artur J. Moradewicz, “Unplugged But Connected: Review of Contactless Energy Transfer Systems”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 6, no. 4, pp. 47-55, Dec. 2012.
- [3] J.N. Ross, “The Essence of Power Electronics”, Pearson P T R, 1st edition, December 1996.
- [4] Shin-Young Cho, Il-Oun Lee, SangCheol Moon, “Series-series compensated wireless power transfer at two different resonant frequencies”, *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, pp. 1052-1058, 2013.
- [5] Silvio De Simone, “LLC resonant half-bridge converter design guideline”, AN2450 Application Note, STMicroelectronics, March 2014, pp. 1-7.
- [6] Wei Zhang, Siu-Chung Wong, Chi K. Tse, “Load-Independent Duality of Current and Voltage Outputs of a Series- or Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Converter With Optimized Efficiency”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 137-146, March 2015.
- [7] Wei Zhang, Siu-Chung Wong, Chi K. Tse, “Design for Efficiency Optimization and Voltage Controllability of Series-Series Compensated Inductive Power Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 191-200, Jan. 2014.
- [8] “ATMEGA324P/V”, Datasheet Complete, ATMEL, August 2016, pp.152-186.
- [9] Eva Murphy, Colm Slattery, “All about Direct Digital Synthesis”, Analog Devices, 2004, <http://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-38/number-3/articles/all-about-direct-digital-synthesis.pdf>
- [10] Hiroya Takanashi, Yukiya Sato, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe, Tomio Yasuda, “A large air gap 3 kW wireless power transfer system for electric vehicles”, *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 269-274, 2012.

- [11] Chwei-Sen Wang, Oskar H. Stielau, Grant A. Covic, “Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 5, pp 1308-1314, Oct. 2005.
- [12] Charles K. Alexander, Matthew N.O. Sadiku, “Fundamentals of Electric Circuits”, McGraw-Hill, 4th Edition, 2008.
- [13] Νικόλαος Η. Παπαμάρκος, “Ανάλυση Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων”, Εκδόσεις Β. Γκιούρδας, Β’ τόμος, 2005.
- [14] Wei Zhang, Siu-Chung Wong, Chi K. Tse, “Design for Efficiency Optimization and Voltage Controllability of Series–Series Compensated Inductive Power Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 191-200, Jan. 2014.