



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Σχεδιασμός και υλοποίηση
προγραμματιζόμενου φορτιστή
συσσωρευτών ισχύος 3kW για χρήση σε
ηλεκτρικό όχημα**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σπυρίδων Α. Γρυπάρης

Δημήτριος Σ. Ματακιάς

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Ιούνιος 2017



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Σχεδιασμός και υλοποίηση
προγραμματιζόμενου φορτιστή
συσσωρευτών ισχύος 3kW για χρήση σε
ηλεκτρικό όχημα**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σπυρίδων Α. Γρυπάρης

Δημήτριος Σ. Ματακιάς

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 14^η Φεβρουαρίου 2017.

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Στέφανος Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

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

Αθήνα, Ιούνιος 2017

.....
Σπυρίδων Α. Γρυπάρης.

.....
Δημήτριος Σ. Ματακιάς
Διπλωματούχοι Ηλεκτρολόγοι Μηχανικοί και Μηχανικοί Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Δημήτριος Σ. Ματακιάς, 2017.
Copyright © Σπυρίδων Α. Γρυπάρης, 2017.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση και κατασκευή ενός προγραμματιζόμενου φορτιστή συσσωρευτών ονομαστικής ισχύος 3kW με δυνατότητα ρύθμισης τάσης εξόδου σε μεγάλο εύρος, ο οποίος προορίζεται να ενσωματωθεί σε ερευνητικό ηλεκτρικό όχημα. Οι πιο σημαντικές σχεδιαστικές απαιτήσεις του φορτιστή είναι η υψηλή αξιοπιστία, η υψηλή απόδοση και η αποφυγή πρόκλησης βλάβης στα στοιχεία των συσσωρευτών. Μεγάλη σημασία επίσης δόθηκε στην ελαχιστοποίηση του αριθμού των ηλεκτρονικών στοιχείων, στη βελτιστοποίηση της τοποθέτησης και διασύνδεσης των στοιχείων στο τυπωμένο κύκλωμα και στην ελαχιστοποίηση του όγκου και του βάρους του συστήματος.

Τα κυκλώματα ισχύος σχεδιάστηκαν μέσω προσομοίωσης με το λογισμικό Spice και διερευνήθηκαν πολλά εναλλακτικά διακοπτικά στοιχεία πριν τη τελική επιλογή. Ως παθητικά διακοπτικά στοιχεία του συστήματος επιλέχθηκαν κατόπιν συγκρίσεως με αντίστοιχα συμβατικά, δίοδοι καρβιδίου του πυριτίου, οι οποίες παρουσιάζουν εξαιρετικά λειτουργικά χαρακτηριστικά, χωρίς να έχουν απαγορευτικό κόστος για την εν λόγω εφαρμογή. Ο έλεγχος του συστήματος υλοποιήθηκε με χρήση σύγχρονου μικροελεγκτή ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP). Ο ψηφιακός ελεγκτής του συστήματος προσομοιώθηκε σε πολλές διαφορετικές λειτουργικές συνθήκες και βηματικά φορτία και παρατηρήθηκε υψηλή ακρίβεια στις συγκρίσεις θεωρητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων. Υλοποιήθηκαν τεχνικές ελέγχου βασισμένες τόσο σε παρακολούθηση τάσεως (voltage mode) όσο και σε παρακολούθηση ρεύματος (current mode). Για το στάδιο απομόνωσης του φορτιστή σχεδιάστηκε κατάλληλη γέφυρα με μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας, για τον οποίο πραγματοποιήθηκε λεπτομερής ανάλυση τόσο των απωλειών όσο και των παραμέτρων που επηρεάζουν τις επιδόσεις του.

Επιπλέον, πραγματοποιήθηκαν εκτενείς μετρήσεις της βηματικής απόκρισης του συστήματος για διάφορες τιμές τάσης και ρεύματος με χρήση ηλεκτρονικού φορτίου. Η έξοδος του φορτιστή μετρήθηκε σε ψηφιακό παλμογράφο και ρυθμίστηκε χρησιμοποιώντας κατάλληλο εργαστηριακό πολύμετρο ακριβείας. Η κατανομή θερμοκρασιών του συστήματος αποτυπώθηκε χρησιμοποιώντας θερμική κάμερα υπό φορτίο σημαντικά μεγαλύτερο του ονομαστικού, με στόχο την πλήρη θερμική του μελέτη και την εύρεση θερμών σημείων. Για τη μελέτη του φορτιστή κατά την τροφοδότηση μη γραμμικών φορτίων χρησιμοποιήθηκε τυπικός συσσωρευτής λιθίου (LiFePO 10Ah / 48V), ο οποίος φορτίστηκε επιτυχώς.

Για τη διασύνδεση του φορτιστή στον Η/Υ με στόχο τον προγραμματισμό του αναπτύχθηκε κατάλληλο λογισμικό και αντίστοιχο πρωτόκολλο επικοινωνίας. Η διαδικασία προγραμματισμού του φορτιστή υλοποιήθηκε με στόχο την εξασφάλιση ασφαλούς μεταφοράς δεδομένων. Διερευνήθηκε και αντιμετωπίστηκε επιτυχώς το ενδεχόμενο ύπαρξης σφαλμάτων και αποσύνδεσης της τροφοδοσίας του φορτιστή κατά το προγραμματισμό του.

Λέξεις – Κλειδιά: Κυκλώματα ισχύος, προσομοίωση Simulink, προγραμματιζόμενος φορτιστής συσσωρευτών, ψηφιακός έλεγχος, μικροελεγκτής επεξεργασίας σήματος (DSP), σχεδίαση τυπωμένου κυκλώματος (PCB), μετασχηματιστής υψηλής συχνότητας, δίοδοι καρβιδίου του πυριτίου (SiC), ηλεκτρονικό φορτίο, βηματική απόκριση, μετατροπέας συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση (DC – DC converter), υψηλή απόδοση.

Abstract

The scope of the current thesis is the design and implementation of a programmable battery charger of 3kW nominal power, enabling adjustment of its output voltage over a large voltage range. The charger is intended for an experimental electrical vehicle. Most important design considerations were high reliability, high efficiency and avoiding damages of battery cells during repeated chargings. Special attention was paid to keep the design as simple as possible, to avoid unnecessary cost in parts, to optimize component placement as well as routing in the printed circuit board and to minimize the volume and weight of the final assembly.

The power electronics circuits were designed, by using simulations in terms of Spice software. Many alternative switching components have been investigated before concluding to the final selection. Silicon Carbide diodes were also implemented in the design following a comparison to other alternative components due to their superior operating characteristics at the expense of acceptable additional cost for the considered application. Digital control was implemented using a modern (digital signal processor) microcontroller. The digital controller was tested through simulations involving various operating conditions and step load variations. The simulation results were in very good agreement with the respective experimental measurements in all cases considered. Both voltage mode control and current mode control strategies were implemented. A full bridge using a high frequency transformer was adopted for the second isolation stage of the charger. A detailed analysis was performed in order to evaluate the transformer power losses and the parameters affecting its performance.

Extensive measurements of the system step response were registered under various voltage and current values using an electronic load. The charger output was measured by using a digital oscilloscope and has been calibrated by using a convenient Lab precision multimeter. Thermal images were registered by using a thermal camera under loadings significantly higher than the nominal one in order to further stress the components and identify the maximum operating temperatures and hotspots. Tests for highly non – linear loads were performed by using a typical Lithium battery (LiFePO 10Ah / 48V), which was charged successfully.

Special software and communication protocol were developed for the connection of the charger to the computer in order to program it. The top priority of the charger programming process was ensuring the integrity of data being transferred. The incidence of communication errors and power interruptions during the programming process was investigated and successfully treated.

Keywords: Power electronic circuits, simulation, programmable battery charger, digital control, digital signal processor (DSP), printed circuit board(PCB), high frequency transformer, silicon carbide diodes (SiC), electronic load, step response, DC – DC converter, high efficiency.

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Ευχαριστούμε θερμά τον επιβλέποντα Καθηγητή της διπλωματικής εργασίας κ. Αντώνιο Κλαδά για την εξαιρετική συνεργασία και την υποστήριξη του καθ' όλη τη διάρκεια της εργασίας.

Ευχαριστούμε ιδιαίτερω τον υπεύθυνο διδάκτορα κ. Σωτήριο Κοκόση για τις πολύτιμες υποδείξεις και συμβουλές του κατά τη σχεδίαση και κατασκευή του συστήματος καθώς και για τη βοήθεια του στο εργαστήριο.

Ακόμη ευχαριστούμε τον κ. Παναγιώτη Ζάννη, Ε.Τ.Ε.Π του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, για την τεχνική υποστήριξη στο εργαστήριο και άριστη συνεργασία.

Περιεχόμενα

Περιεχόμενα	ii
1. Εισαγωγή.....	1
1.1. Σκοπός της διπλωματικής εργασίας.....	1
1.2. Διάρθρωση της εργασίας	2
2. Φόρτιση και συσσωρευτές	4
2.1. Ιστορία των συσσωρευτών	4
2.1.1. Βολταϊκή στήλη	4
2.1.2. Συσσωρευτής Daniel	4
2.1.3. Συσσωρευτής μόλυβδου – οξέος.....	5
2.1.4. Συσσωρευτής νικελίου – καδμίου	5
2.2. Τεχνολογική Εξέλιξη Συστημάτων Συσσωρευτών.....	5
2.3. Είδη Συσσωρευτών.....	6
2.3.1. Συσσωρευτές Μολύβδου-Οξέος (lead-acid)	6
2.3.2. Συσσωρευτές Νικελίου-Καδμίου (NiCd).....	7
2.3.3. Συσσωρευτές Νικελίου-Υδριδίου Μετάλλου (NiMH).....	8
2.3.4. Συσσωρευτές Νικελίου-Σιδήρου (NiFe)	8
2.3.5. Συσσωρευτές Λιθίου	9
2.4. Συνοπτική σύγκριση πυκνότητας ενέργειας – ισχύος.....	10
2.5. Φόρτιση Συσσωρευτών.....	11
2.5.1. Κατάσταση Φόρτισης Συσσωρευτή (State of Charge – SOC)	11
2.5.2. Κατάσταση Υγείας Συσσωρευτή (State of Health – SOH)	11
2.5.3. Ρυθμός Φόρτισης (Charging Rate).....	11
2.5.4. Υστέρηση φόρτισης	13
2.5.5. Σύστημα Διαχείρισης Συσσωρευτών (BMS).....	14
2.5.6. Μέθοδοι Φόρτισης	15
2.5.7. Συνθήκες Τερματισμού Φόρτισης.....	16
2.5.8. Φόρτιση Πολλαπλών Σταδίων	17
2.6. Είδη Συστημάτων Φόρτισης Ηλεκτρικών Οχημάτων.....	17
2.6.1. Κατηγορίες συστημάτων φόρτισης	17
2.7. Είδη Μετατροπέων Ισχύος σε Φορτιστές Ηλεκτρικών οχημάτων.....	20
2.8. Συνήθεις τοπολογίες μετατροπέων ισχύος DC/DC	21
2.8.1. Μη απομονωμένοι μετατροπείς (non-isolated converters).....	21
2.8.2. Απομονωμένοι μετατροπείς (isolated converters).....	24
3. Προδιαγραφές φορτιστή και απαιτήσεις	28
3.1. Επιλογή τοπολογίας φορτιστή και απαιτήσεις.....	28
3.2. Προδιαγραφές των σταδίων ισχύος του φορτιστή	29
3.2.1. Προδιαγραφές μετατροπέα υποβιβασμού	29
3.2.2. Προδιαγραφές μετατροπέα απομόνωσης	29
3.2.3. Προδιαγραφές προτεινόμενου σταδίου διόρθωσης συντελεστή ισχύος.....	29
4. Ανάλυση και σχεδίαση κυκλώματος ισχύος φορτιστή.....	30
4.1. Ανάλυση κυκλώματος ισχύος μετατροπέα υποβιβασμού DC/DC.....	30

4.1.1.	Ανάλυση μόνιμης κατάστασης σε συνεχές ρεύμα πηνίου	30
4.1.2.	Ανάλυση μόνιμης κατάστασης σε ασυνεχές ρεύμα πηνίου	33
4.1.3.	Κρίσιμη αυτεπαγωγή πηνίου	36
4.1.4.	Κυμάτωση τάσης εισόδου	37
4.1.5.	Κυμάτωση τάσης εξόδου	39
4.1.6.	Ενεργός τιμή ρεύματος πυκνωτή εισόδου	40
4.1.7.	Ενεργός τιμή ρεύματος πυκνωτή εξόδου	42
4.2.	Υπολογισμός και επιλογή εξαρτημάτων μετατροπέα υποβιβασμού	42
4.2.1.	Επιλογή πηνίου και υπολογισμός απωλειών	42
4.2.2.	Επιλογή πυκνωτών και υπολογισμός απωλειών	49
4.3.	Ανάλυση κυκλώματος ισχύος απομονωμένου μετατροπέα DC/DC πλήρους γέφυρας	54
4.3.1.	Ανάλυση μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας	56
4.4.	Υπολογισμός και επιλογή εξαρτημάτων μετατροπέα απομόνωσης	70
4.4.1.	Επιλογή μετασχηματιστή και υπολογισμός απωλειών	70
4.4.2.	Επιλογή πηνίου και υπολογισμός απωλειών	78
4.4.3.	Επιλογή πυκνωτών και υπολογισμός απωλειών	83
4.5.	Επιλογή διακοπτικών στοιχείων	85
4.5.1.	Επιλογή Mosfet ισχύος	85
4.5.2.	Επιλογή της ΔΙΟΔΟΥ ισχύος	87
4.6.	Κύκλωμα απόσβεσης υψίσυχνων ταλαντώσεων (Snubber)	88
4.7.	Σύντομη αναφορά για τη διόρθωση του συντελεστή ισχύος	91
5.	Έλεγχος κυκλώματος ισχύος	93
5.1.	Έλεγχος Συστήματος	93
5.1.1.	Ευστάθεια Συστήματος	93
5.1.2.	Συστήματα Ελέγχου Ανοικτού και Κλειστού Βρόχου	94
5.1.3.	Περιγραφή διαδικασίας ανάλυσης και σχεδίασης ελεγκτή	95
5.1.4.	Διάκριση όρων ελεγκτή και αντισταθμιστή	95
5.2.	Παράμετροι Επίδοσης Αντισταθμιστή	96
5.2.1.	Περιθώριο κέρδους και περιθώριο φάσης	96
5.2.2.	Εύρος ζώνης συχνοτήτων (BW)	96
5.2.3.	Ρυθμός αποκοπής (Cutoff Rate)	96
5.2.4.	Υπερύψωση/βύθιση (overshoot/undershoot) εξόδου	96
5.2.5.	Χρόνος αποκατάστασης, Χρόνος Ανόδου και Χρόνος Καθυστέρησης	97
5.2.6.	Συντελεστής απόσβεσης	97
5.2.7.	Σχετική ευστάθεια	97
5.3.	Προδιαγραφές ελέγχου	97
5.4.	Αντιστάθμιση συστήματος	97
5.4.1.	Είδη Αντιστάθμισης	98
5.5.	Κατηγορίες Αντισταθμιστών	99
5.5.1.	Αντισταθμιστές Προήγησης Φάσης και Καθυστέρησης Φάσης	99
5.5.2.	Αντισταθμιστής Προήγησης – Καθυστέρησης Φάσης	99
5.5.3.	Ολοκληρωτικός Αντισταθμιστής (Τύπου I)	100
5.5.4.	Αντισταθμιστής 2p2z (Τύπου II)	100

5.5.5.	Αντισταθμιστής 3r3z (Τύπου III)	100
5.6.	Ψηφιακός και Αναλογικός Έλεγχος.....	100
5.6.1.	Αναλογικός Έλεγχος	101
5.6.2.	Ψηφιακός Έλεγχος	101
5.7.	Υπολογισμός συνάρτησης μεταφοράς ανοικτού βρόχου μετατροπέα τύπου Buck	102
5.7.1.	Μεθοδολογία μοντελοποίησης ασθενούς σήματος	102
5.7.2.	Μοντέλο ασθενούς σήματος μετατροπέα Buck, σε λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου (CCM) ..	103
5.7.3.	Μοντέλο ασθενούς σήματος μετατροπέα Buck, με ασυνεχές ρεύμα πηνίου (DCM).....	106
5.8.	Κυκλώματα ανάδρασης ελέγχου	109
5.8.1.	Ανάδραση Ρεύματος.....	109
5.8.2.	Ανάδραση Τάσης.....	112
5.9.	Υπολογισμός συναρτήσεων μεταφοράς συστήματος ρεύματος και τάσης εξόδου ανοικτού βρόχου	114
5.10.	Μετασχηματισμός συστήματος από συνεχές στο διακριτό χρόνο	115
5.11.	Υλοποίηση Εξίσωσης Διαφορών Αντισταθμιστή	117
5.12.	Επίδραση θορύβου στον έλεγχο του συστήματος	118
5.13.	Σφάλμα Κβαντισμού Ψηφιακού Αντισταθμιστή.....	119
5.13.1.	Σφάλμα Κβαντισμού Εισόδου	119
5.13.2.	Σφάλμα Κβαντισμού Εξόδου	120
5.13.3.	Επίδραση Σφάλματος Κβαντισμού στη Μόνιμη Κατάσταση	120
5.14.	Προσαρμογή Συντελεστών Ψηφιακού Αντισταθμιστή (Gain Scheduling).....	121
5.15.	Περιορισμός Ρεύματος και Τάσης.....	122
5.16.	Έλεγχος Current Mode	124
5.16.1.	Περιορισμός ρεύματος και τάσης σε έλεγχο current mode με χρήση τριών ανεξάρτητων ελεγκτών 125	
5.16.2.	Περιορισμός ρεύματος και τάσης σε έλεγχο current mode με χρήση δύο ανεξάρτητων ελεγκτών	125
5.17.	Συμπεράσματα.....	126
6.	Βοηθητικά κυκλώματα ελέγχου και προστασίες.....	128
6.1.	Αισθητήρες συστήματος.....	128
6.1.1.	Αισθητήρες Θερμοκρασίας	128
6.1.2.	Αναλογικός Συγκριτής Μικροελεγκτή	131
6.1.3.	Μετασχηματιστής Ρεύματος	131
6.2.	Προστασίες	132
6.2.1.	Προστασία υπερθέρμανσης.....	132
6.2.2.	Προστασία υπέρτασης.....	133
6.2.3.	Προστασία υπερέντασης	133
7.	Σχεδίαση λογισμικού	135
7.1.	Διαδικασία Προγραμματισμού Φορτιστή	135
7.2.	Διεπαφή χρήστη.....	136
7.2.1.	Πρόγραμμα Διεπαφής Χρήστη.....	136
7.2.2.	Καταγραφή Μετρήσεων.....	137
7.3.	Σειριακή επικοινωνία συστήματος	138
7.3.1.	Ενσωματωμένα Συστήματα και Επικοινωνία.....	138
7.3.2.	Πρωτόκολλα Επικοινωνίας Ενσωματωμένων Συστημάτων.....	139

7.3.3.	Παράλληλη – Σειριακή Μεταφορά δεδομένων	139
7.3.4.	Σύγχρονη – Ασύγχρονη Μετάδοση Πληροφορίας	140
7.3.5.	Πρωτόκολλο Σειριακής Επικοινωνίας UART.....	140
7.3.6.	Μετατροπέας UART σε USB.....	140
7.3.7.	Ρυθμός Μετάδοσης Δεδομένων (Baud Rate)	141
7.3.8.	Συγχρονισμός UART	141
7.3.9.	Έλεγχος Ροής Δεδομένων Υλικού – Hardware Flow Control.....	142
7.3.10.	Οργάνωση Ροής Δεδομένων UART σε πακέτα	142
7.3.11.	Κυκλικός Έλεγχος Πλεονασμού – Cyclic Redundancy Check (CRC)	144
7.3.12.	Κυκλική Ενδιάμεση Μνήμη.....	144
7.3.13.	Απόκριση και ταχύτητα μεταξύ υπολογιστή – μικροελεγκτή.....	146
7.4.	Μνήμη EEPROM	146
7.4.1.	Αλγόριθμος ανάγνωσης με επαλήθευση	147
7.4.2.	Αλγόριθμος εγγραφής με επαλήθευση	147
7.4.3.	Απώλεια Τροφοδοσίας Κατά την Εγγραφή.....	148
8.	Μετρήσεις και προσομοιώσεις συστήματος	149
8.1.	Θερμική Ανάλυση	149
8.1.1.	Προσεγγιστική εκτίμηση θερμοκρασίας επαφής Mosfet	150
8.1.2.	Προσεγγιστική εκτίμηση θερμοκρασίας επαφής διόδου	151
8.2.	Θεωρητικός Υπολογισμός Ευστάθειας με χρήση Matlab.....	151
8.3.	Εξομοίωση Συστήματος με χρήση Simulink	153
8.4.	Μετρήσεις κυκλώματος ισχύος μετατροπέα Buck	156
8.4.1.	Μέτρηση κυμάτωσης πυκνωτών	156
8.4.2.	Μέτρηση κυμάτωσης ρεύματος πηνίου.....	156
8.4.3.	Μέτρηση χρόνου ανόδου τάσης διακοπτικών στοιχείων	157
8.5.	Πειραματικές Μετρήσεις Βηματικής Απόκρισης Τάσης Εξόδου και Ρεύματος Πηνίου.....	157
8.6.	Θεωρητική εκτίμηση απόδοσης.....	161
8.6.1.	Απόδοση συστήματος	161
8.6.2.	Θεωρητική εκτίμηση απόδοσης μετατροπέα Buck	161
8.6.3.	Θεωρητική εκτίμηση απόδοσης σταδίου απομόνωσης σε σειρά με το μετατροπέα Buck.....	165
9.	Συμπεράσματα	167
9.1.	Θέματα για περαιτέρω διερεύνηση.....	168
9.1.1.	Φίλτρα εισόδου και εξόδου	168
9.1.2.	Προσθήκη σταδίου διόρθωσης συντελεστή ισχύος (Power Factor Correction).....	168
9.1.3.	Μετατροπή σταδίου απομόνωσης (χρήστη Phase Shifted Full Bridge).....	168
9.1.4.	Χρήση μικροελεγκτή με δυνατότητα εκτέλεσης πράξεων 32bit.....	168
9.1.5.	Χρήση μη αναδρομικού βαθυπερατού φίλτρου (FIR).....	168
9.1.6.	Ανασχεδιασμός τυπωμένου κυκλώματος σε ενιαία πλακέτα	169
9.1.7.	Μέτρηση απόκρισης συχνότητας ανοικτού βρόχου μετατροπέα υποβιβασμού.....	169
10.	Βιβλιογραφία	170
	Ευρετήριο σχημάτων	172
	Ευρετήριο πινάκων	176
11.	Παραρτήματα.....	177

11.1.	Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος μετατροπέα Buck	177
11.2.	Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος σταδίου απομόνωσης	178
11.3.	Γραμμική παρεμβολή τάσης εξόδου	180
11.4.	Μετατροπέας USB σε Σειριακή	181
11.4.1.	Διασύνδεση Μετατροπέα με τον Η/Υ	182
11.4.2.	Κύκλωμα Μετατροπέα USB σε Σειριακή	182
11.5.	Αλγόριθμος υπολογισμού απόδοσης	183
11.6.	Φωτογραφίες συστήματος	195
11.7.	Σχηματικά Διαγράμματα	200

1. Εισαγωγή

1.1. Σκοπός της διπλωματικής εργασίας

Σκοπός της διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση και κατασκευή ενός προγραμματιζόμενου φορτιστή συσσωρευτών ονομαστικής ισχύος 3KW με δυνατότητα ρύθμισης της τάσης εξόδου σε μεγάλο εύρος. Το παραπάνω επιλέχθηκε με στόχο τη δυνατότητα φόρτισης διάφορων διατάξεων συσσωρευτών και την ενσωμάτωση του φορτιστή σε ερευνητικό ηλεκτρικό όχημα. Τα κυκλώματα σχεδιάστηκαν με γνώμονα την υψηλή αξιοπιστία και απόδοση και δόθηκε μεγάλη σημασία στην ελαχιστοποίηση του βάρους και όγκου της τελικής κατασκευής. Στα κρίσιμα σημεία του κυκλώματος επιλέχθηκαν σύγχρονα στοιχεία με εξαιρετικά τεχνικά χαρακτηριστικά όπως διακοπτικά στοιχεία Mosfet automotive grade, δίοδοι καρβιδίου του πυριτίου (SiC) και ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές χαμηλού ESR και μεγάλης διάρκειας ζωής. Το τυπωμένο κύκλωμα σχεδιάστηκε με στόχο την ελαχιστοποίηση του θορύβου στη πύλη των διακοπτικών στοιχείων και την επίτευξη χαμηλών χρόνων εναλλαγής κατάστασης (rise – fall time) για τη μείωση των αντίστοιχων απωλειών. Για λόγους ασφαλείας ο μικροελεγκτής και η θύρα διασύνδεσης με τον Η/Υ απομονώθηκαν από το ισχυρό σήμα του κυκλώματος ισχύος. Η έξοδος του φορτιστή επίσης απομονώθηκε με χρήση μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας, για τον οποίο πραγματοποιήθηκε εκτενής θεωρητική ανάλυση. Υλοποιήθηκε ψηφιακός ελεγκτής με εξαιρετικά χαρακτηριστικά σε σχέση με τους συμβατικούς φορτιστές. Έγινε χρήση της τεχνικής προσαρμογής των συντελεστών του ψηφιακού αντισταθμιστή (gain scheduling) με στόχο τη βελτίωση της απόκρισης σε βηματικά φορτία. Επίσης ο ελεγκτής έχει τη δυνατότητα εφαρμογής ταυτόχρονου περιορισμού τάσης και ρεύματος εξόδου προγραμματιζόμενα από το χρήστη. Επιπλέον αναπτύχθηκε αλγόριθμος επικοινωνίας βασισμένος στο σειριακό πρωτόκολλο επικοινωνίας UART και υλοποιήθηκε λογισμικό με στόχο την επικοινωνία και προγραμματισμό του φορτιστή μέσω Η/Υ. Επίσης πραγματοποιήθηκε πειραματική επιβεβαίωση των προσομοιωμένων χαρακτηριστικών του ελέγχου του φορτιστή με χρήση ηλεκτρονικού φορτίου για την εφαρμογή βηματικών φορτίων.

Κατά συνέπεια οι επιμέρους στόχοι διερεύνησης της διπλωματικής εργασίας είναι οι ακόλουθοι:

- Διερεύνηση της διαδικασίας φόρτισης των συσσωρευτών επικεντρώνοντας στην τεχνολογία συσσωρευτών λιθίου και των συστημάτων φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων.
- Εξαγωγή των σχεδιαστικών απαιτήσεων και των απαιτούμενων τεχνικών προδιαγραφών του φορτιστή προς υλοποίηση.
- Διερεύνηση των προτερημάτων και μειονεκτημάτων που παρουσιάζουν οι διάφορες τοπολογίες μετατροπών ισχύος και επιλογή των κατάλληλων τοπολογιών προς χρήση στο φορτιστή.
- Ανάλυση των κυκλωμάτων ισχύος του φορτιστή, υπολογισμός και επιλογή των απαιτούμενων εξαρτημάτων.
- Διερεύνηση βασικών ειδών ελέγχου σε κυκλώματα μετατροπής ισχύος. Σύγκριση αναλογικού και ψηφιακού ελέγχου, διερεύνηση φαινομένων κβαντισμού και της επίδρασής τους στην ευστάθεια του συστήματος. Εξαγωγή συναρτήσεων μεταφοράς ανοικτού βρόχου του κυκλώματος ισχύος με μοντελοποίηση ασθενούς σήματος.

- Ανάλυση και σχεδίαση κυκλωμάτων ελέγχου για τη μέτρηση τάσης και ρεύματος, με στόχο την υλοποίηση της ανάδρασης και επιλογή κατάλληλων φίλτρων για την επίτευξη της επιθυμητής απόκρισης κέρδους και φάσης.
- Διερεύνηση μεθόδων προστασίας συστήματος από μεταβατικά φαινόμενα. Σχεδίαση κυκλώματος προστασίας με χρήση μετασχηματιστή ρεύματος. Υλοποίηση προστασιών υπέρτασης, υπερέντασης και υπερθέρμανσης.
- Εξέταση των υπολογιστικών απαιτήσεων για την υλοποίηση του ελέγχου και των υπόλοιπων λειτουργιών του συστήματος.
- Υλοποίηση ψηφιακού ελεγκτή αντιστάθμισης συστήματος δεύτερης τάξης (3p3z) με υψηλή συχνότητα δειγματοληψίας σε μικροελεγκτή DSP.
- Βελτιστοποίηση του κρίσιμου κώδικα ελέγχου με χρήση γλώσσας assembly και εξειδικευμένες εντολές DSP.
- Διερεύνηση διαθέσιμων πρωτοκόλλων επικοινωνίας ενσωματωμένων συστημάτων και επιλογή κατάλληλου προς χρήση στο φορτιστή.
- Ανάπτυξη αλγόριθμου επικοινωνίας με H/Y με δυνατότητα εντοπισμού σφαλμάτων και αποφυγής τους κατά τη διαδικασία προγραμματισμού του φορτιστή καθώς και υλοποίηση προγράμματος διεπαφής χρήστη.
- Προσομοίωση ψηφιακού ελεγκτή με χρήση Simulink με στόχο την ακριβή πρόβλεψη της εξόδου του συστήματος σε βηματικά φορτία.
- Λήψη πειραματικών μετρήσεων για διάφορα βηματικά φορτία, με στόχο την επαλήθευση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης.
- Εκτίμηση απόδοσης συστήματος με χρήση Matlab υπολογίζοντας τις κυριότερες απώλειες των κυκλωμάτων ισχύος.

1.2. Διάρθρωση της εργασίας

Το κείμενο της διπλωματικής περιλαμβάνει συνολικά έντεκα κεφάλαια με το ακόλουθο περιεχόμενο:

- Το **Κεφάλαιο 1** αποτελεί την εισαγωγή, στο οποίο παρουσιάζεται η διάρθρωση της εργασίας.
- Στο **Κεφάλαιο 2** εξετάζονται οι διάφορες τεχνολογίες συσσωρευτών, η διαδικασία φόρτισης των συσσωρευτών, τα συστήματα φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων καθώς και τα βασικά είδη των μετατροπών ισχύος.
- Στο **Κεφάλαιο 3** παρατίθενται οι σχεδιαστικές απαιτήσεις του φορτιστή και επιλέγεται η τοπολογία των κυκλωμάτων ισχύος που θα υλοποιηθούν. Επίσης αναφέρονται οι τεχνικές προδιαγραφές των κυκλωμάτων αυτών.
- Στο **Κεφάλαιο 4** αναλύεται η λειτουργία των κυκλωμάτων ισχύος του φορτιστή καθώς και η διαδικασία σχεδίασης και επιλογής εξαρτημάτων και υπολογίζονται προσεγγιστικά οι απώλειες των στοιχείων.
- Το **Κεφάλαιο 5** αφορά την ανάλυση, σχεδίαση και υλοποίηση του ψηφιακού ελεγκτή του φορτιστή. Αναφέρονται οι πιο διαδεδομένοι γραμμικοί ελεγκτές και ο αναλογικός

και ψηφιακός έλεγχος. Παρουσιάζονται οι βασικοί παράμετροι επίδοσης του ελεγκτή και οι προδιαγραφές που τέθηκαν. Επίσης αναλύεται η συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης και των κυκλωμάτων ελέγχου για τη δημιουργία ανάδρασης.

- Το **Κεφάλαιο 6** πραγματεύεται τα βοηθητικά κυκλώματα που υλοποιήθηκαν και τους αισθητήρες που χρησιμοποιήθηκαν για τον έλεγχο του συστήματος και την προστασία του σε ακραίες συνθήκες λειτουργίας (πχ υπερθέρμανση, μεταβατικά φορτία κλπ.).
- Στο **Κεφάλαιο 7** παρουσιάζεται το λογισμικό που αναπτύχθηκε για τον προγραμματισμό του φορτιστή. Αναλύεται το πρωτόκολλο επικοινωνίας του μικροελεγκτή με τον Η/Υ καθώς και ο αλγόριθμος διαχείρισης της μνήμης EEPROM.
- Στο **Κεφάλαιο 8** συγκεντρώνονται οι πειραματικές μετρήσεις και οι προσομοιώσεις του συστήματος. Ειδικότερα πραγματοποιείται θερμικός έλεγχος με τη χρήση θερμικής κάμερας, γίνεται θεωρητικός υπολογισμός της ευστάθειας του ελεγκτή και εξομοίωση του με χρήση Simulink. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης συγκρίνονται με μετρήσεις για διάφορα βηματικά φορτία. Τέλος εκτιμάται θεωρητικά η απόδοση του συνολικού συστήματος.
- Στο **Κεφάλαιο 9** συνοψίζονται τα σημαντικότερα συμπεράσματα που προέκυψαν με το πέρας της διπλωματικής εργασίας και αναφέρονται τα προτερήματα του φορτιστή που υλοποιήθηκε.
- Τέλος το **Κεφάλαιο 10** περιέχει τη βιβλιογραφία, η οποία χρησιμοποιήθηκε κατά τη μελέτη της διπλωματικής εργασίας και ακολουθούν τα **παραρτήματα** με επιπρόσθετες πληροφορίες.

2. Φόρτιση και συσσωρευτές

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται η ιστορία των συσσωρευτών, παρουσιάζονται αρχικά οι σημερινές διαθέσιμες τεχνολογίες και συγκρίνονται τα βασικά τεχνικά χαρακτηριστικά τους. Στη συνέχεια αναλύεται η διαδικασία φόρτισης των συσσωρευτών.

2.1. Ιστορία των συσσωρευτών

2.1.1. Βολταϊκή στήλη

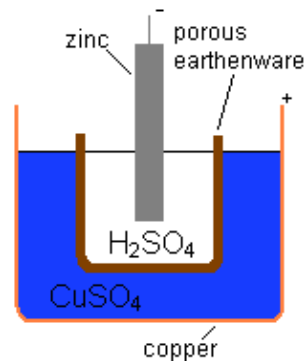
Το 1780 ο Luigi Galvani παρατήρησε για πρώτη φορά την παραγωγή ηλεκτρισμού από συσπάσεις μυϊκού ιστού κατά την ανατομία βατράχου. Αρχικά επικράτησε η άποψη η ενέργεια που προκαλούσε τις συσπάσεις προέρχονταν από τον ίδιο τον ιστό. Ο Alessandro Volta διαπίστωσε ότι φαινόμενο οφείλονταν στην ύπαρξη δύο διαφορετικών μετάλλων, τα οποία βρισκόντουσαν σε επαφή μέσω ενδιάμεσου ηλεκτρολύτη. Το 1791 δημοσίευσε τα πειραματικά του αποτελέσματα αποδεικνύοντας τη θεωρία του. Το 1800 ο Volta εφηύρε τον πρώτο συσσωρευτή (γνωστός και ως βολταϊκή στήλη), ο οποίος αποτελούνταν από ζεύγη πλακών χαλκού και ψευδαργύρου στοιβαγμένα, διαχωριζόμενα από υφασμάτινο στρώμα εμποτισμένο με αλατόνερο. Βασικό μειονέκτημα της βολταϊκής στήλης ήταν η διαρροή του ηλεκτρολύτη η οποία προκαλούσε βραχυκυκλώματα. Αυτό επιλύθηκε από τον William Cruickshank, ο οποίος τοποθέτησε τις μεταλλικές πλάκες σε οριζόντιο πλαίσιο. Το δεύτερο βασικό μειονέκτημα της βολταϊκής στήλης ήταν η μικρή διάρκεια ζωής (όχι περισσότερο από μία ώρα). Παρόλα αυτά η βολταϊκή στήλη συνέβαλε στη διεξαγωγή πολυάριθμων πειραμάτων ηλεκτρισμού, όπως στην ανακάλυψη του φαινομένου της ηλεκτρόλυσης από τον Antony Carlisle και τον William Nicholson. Στο Σχήμα 2.1 απεικονίζεται η βολταϊκή στήλη.



Σχήμα 2.1: Βολταϊκή στήλη – μουσειακό έκθεμα. (en.wikipedia.org)

2.1.2. Συσσωρευτής Daniel

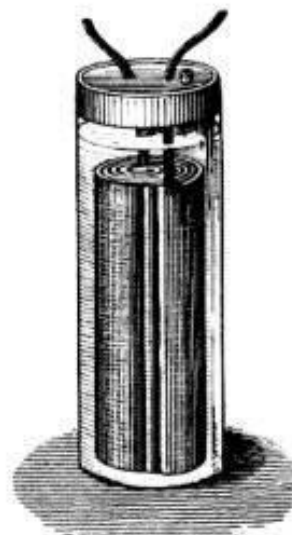
Το 1836 ο John Frederic Daniel εφηύρε το στοιχείο Daniel το οποίο αποτέλεσε βελτίωση της βολταϊκής στήλης και φαίνεται στο Σχήμα 2.2. Ο συσσωρευτής αυτός αποτελούνταν από ένα χάλκινο δοχείο γεμάτο με θειικό χαλκό και ένα πορώδες δοχείο. Το πορώδες δοχείο περιείχε θειικό οξύ και το ηλεκτρόδιο ψευδαργύρου και επέτρεπε τη διέλευση των ιόντων, αλλά απέτρεπε την ανάμειξη των ηλεκτρολυτών. Το πρόβλημα αυτού του συσσωρευτή ήταν η εναπόθεση χαλκού στο πορώδες δοχείο, το οποίο περιόριζε την ικανότητα παροχής ρεύματος με τη πάροδο του χρόνου. Η διάρκεια ζωής του και η αξιοπιστία του όμως ήταν σημαντικά βελτιωμένες σε σχέση με τη βολταϊκή στήλη και αποτέλεσε τη συνηθέστερη επιλογή τροφοδοσίας των τηλεγράφων της εποχής.



Σχήμα 2.2: Δομή στοιχείου Daniel. (en.wikipedia.org)

2.1.3. Συσσωρευτής μολύβδου – οξέος

Το 1859 ο Gaston Planté εφηύρε το στοιχείο μολύβδου – οξέος, τον πρώτο συσσωρευτή, ο οποίος μπορούσε να επαναφορτιστεί. Ο συσσωρευτής διέθετε ηλεκτρόδια από μολύβδο (άνοδος) και από διοξείδιο του μολύβδου (κάθοδος) μέσα σε ηλεκτρολύτη θεικού οξέος. Τα ηλεκτρόδια διαχωρίζονταν από λωρίδες καουτσούκ και τυλίγονταν σε σπείραλ όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3. Το 1881 ο Camille Alphonse Faure βελτίωσε περαιτέρω το συσσωρευτή μολύβδου – οξέος χρησιμοποιώντας ηλεκτρόδια με δομή πλέγματος και διευκολύνοντας περαιτέρω τη διαδικασία μαζικής παραγωγής. Σε σύγκριση με τους προγενέστερους συσσωρευτές ο συσσωρευτής μολύβδου – οξέος ήταν βαρύτερος αλλά διέθετε χαμηλότερη εσωτερική αντίσταση και μπορούσε να επαναχρησιμοποιηθεί με επαναφόρτιση, χωρίς να απαιτείται αντικατάσταση των ηλεκτροδίων και του διαλύματος του ηλεκτρολύτη.



Σχήμα 2.3: Συσσωρευτής μολύβδου – οξέος (en.wikipedia.org)

2.1.4. Συσσωρευτής νικελίου – καδμίου

Το 1899 ο Waldemar Junger εφηύρε τον πρώτο αλκαλικό συσσωρευτή, γνωστό ως νικελίου – καδμίου. Ο συσσωρευτής αυτός αποτελούνταν από ηλεκτρόδια νικελίου και καδμίου και χρησιμοποιούσε διάλυμα υδροξειδίου του καλίου ως ηλεκτρολύτη. Παρείχε σημαντικά μειωμένο βάρος και όγκο σε σχέση με τους συσσωρευτές μολύβδου – οξέος αλλά είχε μεγαλύτερο κόστος παραγωγής.

2.2. Τεχνολογική Εξέλιξη Συστημάτων Συσσωρευτών

Με το πέρασμα του χρόνου καθίσταται όλο και περισσότερο αναγκαία η αξιοποίηση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας. Προβλήματα όπως η αύξηση των ενεργειακών αναγκών και η δυσκολία μαζικής εξόρυξης πετρελαίου με φτηνές διαδικασίες, συμβάλλουν στην ενεργειακή κρίση. Σύμφωνα με έρευνα, εκτιμάται ότι ο τομέας μεταφορών θα καταναλώνει πάνω από το 50% του πετρελαίου μέχρι το 2030 [1]. Επομένως είναι απολύτως αναγκαία η ανάπτυξη τεχνολογίας που συμβάλει στη μείωση της κατανάλωσης πετρελαίου στα μέσα μεταφοράς.

Τα ηλεκτρικά οχήματα αποτελούν έναν εναλλακτικό, πολλά υποσχόμενο και φιλικό προς το περιβάλλον τρόπο μετακίνησης, καθώς προκαλούν σημαντικά λιγότερους ρύπους κατά τη λειτουργία τους, όταν η ενέργεια τους προέρχεται από ανανεώσιμες πηγές. Επίσης η χρήση ηλεκτρικών οχημάτων συμβάλλει στη βελτίωση της ποιότητας ζωής στις πόλεις παράγοντας ελάχιστη ηχορύπανση. Οι συσσωρευτές θεωρούνται ο πιο οικονομικός και απλός στην υλοποίηση τρόπος αποταμίευσης ηλεκτρικής ενέργειας στη περίπτωση των ηλεκτρικών οχημάτων.

Αξίζει επιπροσθέτως να τονιστεί η αξία των συσσωρευτών σε ανεξάρτητα συστήματα μικρής κλίμακας αποσυνδεδεμένα από το δίκτυο, η χρήση των οποίων αποτελεί την απλούστερη και πιο πρακτική λύση. Παράλληλα όμως οι μοντέρνοι συσσωρευτές ενδείκνυνται και για

μεγαλύτερα συστήματα ανανεώσιμων πηγών ενέργειας. Τόσο η ηλιακή όσο και η αιολική ενέργεια δεν μπορούν να εξασφαλίσουν συνεχόμενη παροχή ενέργειας εκ φύσεως και είναι απαραίτητο να υποστηρίζονται είτε από συμβατικούς σταθμούς παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας βασιζόμενους στα ορυκτά καύσιμα είτε από συστήματα αποταμίευσης ηλεκτρικής ενέργειας.

Επομένως, δεδομένου του ολοένα και αυξημένου ρόλου που διαδραματίζουν οι συσσωρευτές, διαπιστώνεται η ανάγκη ανάπτυξης εξυπνότερων συστημάτων φόρτισης συσσωρευτών με στόχο την βελτίωση της απόδοσης, τη μείωση κόστους και τη μεγιστοποίηση της διάρκειας ζωής των συσσωρευτών.

2.3. Είδη Συσσωρευτών

Τα τελευταία χρόνια πραγματοποιείται σημαντική πρόοδος στην ανάπτυξη της τεχνολογίας συσσωρευτών. Στο επίκεντρο του ενδιαφέροντος βρίσκονται οι συσσωρευτές ιόντων λιθίου, οι οποίοι μετά από συνεχείς βελτιώσεις κατέστησαν τη χρήση των ηλεκτρικών οχημάτων πρακτική. Το κόστος χρήσης των νέων ηλεκτρικών οχημάτων είναι παραπλήσιο με συμβατικά οχήματα που χρησιμοποιούν θερμικές μηχανές.

Ειδικότερα στη περίπτωση των ηλεκτρικών οχημάτων, η έρευνα εστιάζει στα εξής χαρακτηριστικά: υψηλή πυκνότητα ενέργειας και ισχύος, διάρκεια ζωής, ασφάλεια και μειωμένο κόστος. Αξίζει να αναφερθεί ότι διαχρονικά το υψηλό κόστος των συσσωρευτών αποτελούσε τον κυριότερο παράγοντα, ο οποίος καθιστούσε τη χρήση ηλεκτρικών οχημάτων ασύμφορη.

Οι πιο διαδεδομένες τεχνολογίες συσσωρευτών είναι οι ακόλουθες:

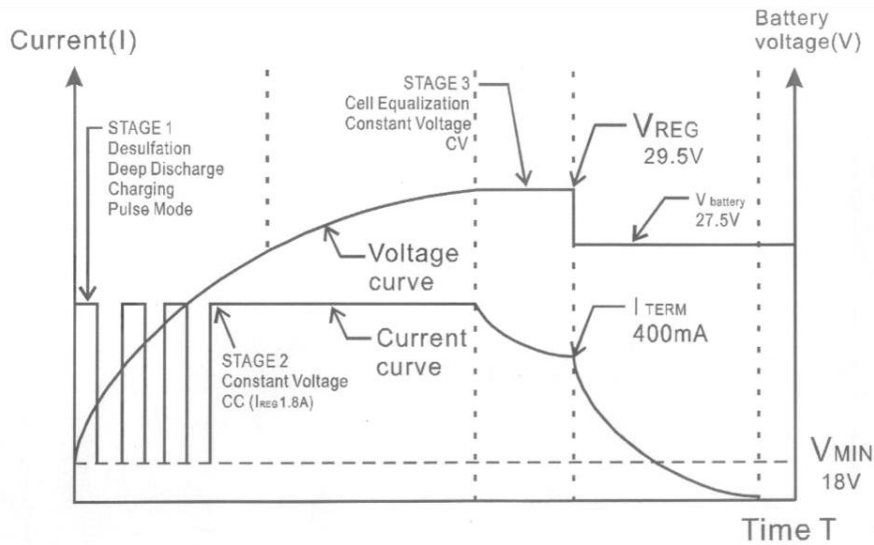
- Συσσωρευτές Μόλυβδου-Οξέος (lead-acid)
- Συσσωρευτές Νικελίου-Υδριδίου Μετάλλου (NiMH)
- Συσσωρευτές Νικελίου-Καδμίου (NiCd)
- Συσσωρευτές Νικελίου-Σιδήρου (NiFe)
- Συσσωρευτές Ιόντων Λιθίου (Li-ion)

Στη συνέχεια γίνεται συνοπτική σύγκριση των παραπάνω τεχνολογιών ως προς το βάρος, τον όγκο, την ενεργειακή πυκνότητα, την ισχύ φόρτισης – αποφόρτισης, την περιοχή θερμοκρασιών λειτουργίας, τη διάρκεια ζωής, το κόστος και τέλος την αντοχή σε ακραίες συνθήκες.

2.3.1. Συσσωρευτές Μολύβδου-Οξέος (lead-acid)

Οι συσσωρευτές μόλυβδου αποτελούσαν για δεκαετίες μοναδική επιλογή στα περισσότερα ηλεκτρικά οχήματα. Λόγω της ωρίμανσης της τεχνολογίας τους είναι αρκετά φτηνές σε σχέση με τα υπόλοιπα είδη συσσωρευτών και υπάρχουν υποδομές που διαχειρίζονται αποτελεσματικά την ανακύκλωσή τους. Παράλληλα έχουν πολύ καλή αντοχή σε υψηλές θερμοκρασίες και ικανότητα παροχής μεγάλης ισχύος. Τα βασικότερα μειονεκτήματά τους είναι η μεγάλη μάζα που διαθέτουν συγκριτικά με τις ανταγωνιστικές τεχνολογίες, η περιορισμένη χωρητικότητα τους καθώς και η μικρή σχετικά διάρκεια ζωής, ιδιαίτερα όταν υφίστανται βαθιές φορτίσεις –

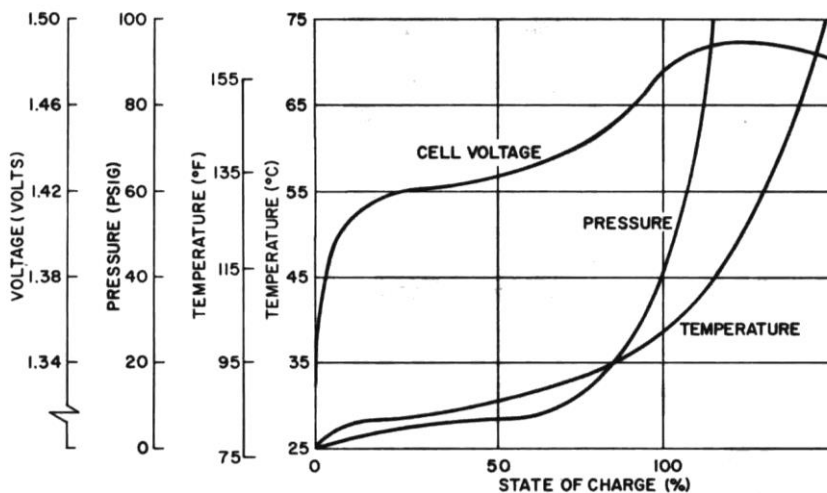
αποφορτίσεις. Στο Σχήμα 2.4 παρουσιάζεται το διάγραμμα φόρτισης ενός τυπικού εμπορικού φορτιστή συσσωρευτών μολύβδου 4 σταδίων.



Σχήμα 2.4: Διάγραμμα φόρτισης εμπορικού φορτιστή συσσωρευτών μολύβδου 4 σταδίων (www.cnlipower.com)

2.3.2. Συσσωρευτές Νικελίου-Καδμίου (NiCd)

Οι συσσωρευτές νικελίου καδμίου ήταν για αρκετά χρόνια οι πιο διαδεδομένοι συσσωρευτές στις φορητές ηλεκτρικές συσκευές καθώς παρέχουν μεγαλύτερη πυκνότητα ενέργειας από τους συσσωρευτές μολύβδου και επίσης έχουν χαμηλότερο βάρος και υψηλότερη απόδοση κατά τη φόρτιση και αποφόρτιση τους. Εξακολουθούν να χρησιμοποιούνται ακόμα και σήμερα σε ειδικές εφαρμογές (πχ εργαλεία χειρός, μοντελισμός κλπ.). Διαθέτουν μεγαλύτερη διάρκεια ζωής και εξαιρετική αντοχή σε υπερφόρτιση και βαθιά αποφόρτιση. Σημαντικά μειονεκτήματά τους όμως είναι το κάδμιο που περιέχουν, το οποίο τις καθιστά ιδιαίτερα τοξικές και το έντονο φαινόμενο μνήμης.



Characteristics of Voltage, Pressure and Temperature Vs. State of Charge of a Sealed Cell at C Charge Rate

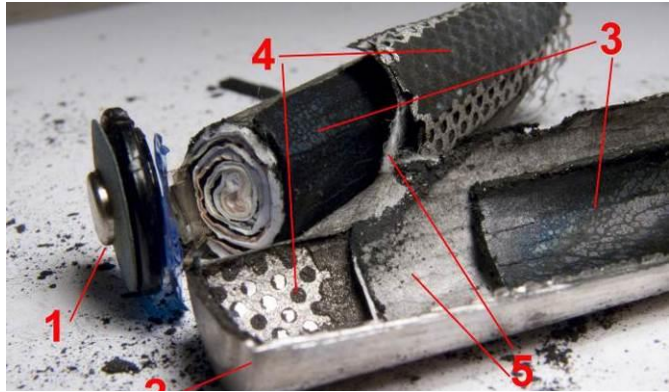
Σχήμα 2.5: Διάγραμμα φόρτισης συσσωρευτή νικελίου καδμίου. (www.hangtimes.com/nicdbasics.html)

Τα παραπάνω τους καθιστούν ακατάλληλους για χρήση σε ηλεκτρικά οχήματα. Στο Σχήμα 2.5 παρουσιάζεται το διάγραμμα φόρτισης συσσωρευτή τεχνολογίας νικελίου καδμίου. Διακρίνονται η χαρακτηριστική ελάττωση τάσης και αύξηση θερμοκρασίας τα οποία αποτελούν συνθήκες τερματισμού της διαδικασίας φόρτισης.

2.3.3. Συσσωρευτές Νικελίου-Υδριδίου Μετάλλου (NiMH)

Οι συσσωρευτές NiMH έχουν απλούστερες χημικές αντιδράσεις κατά τη φόρτιση και την αποφόρτιση τους, μεγαλύτερες πυκνότητες ισχύος και ενέργειας σε σχέση με τους συσσωρευτές μόλυβδου, καθώς και αρκετά μεγαλύτερη διάρκεια ζωής, ξεπερνώντας κατά μεγάλο βαθμό και τους συσσωρευτές NiCd [2].

Ακόμη σημαντικότερο δε είναι το γεγονός ότι οι συσσωρευτές NiMH παρουσιάζουν αντοχή σε υπερφορτίσεις και βαθιές αποφορτίσεις όπως και οι



Σχήμα 2.6: Συσσωρευτής NiMH. 1. Θετικός ακροδέκτης. 2. Εξωτερικό μεταλλικό περιβλήμα. 3. Θετικό ηλεκτρόδιο. 4. Αρνητικό ηλεκτρόδιο. 5. Διαχωριστική επιφάνεια μεταξύ ηλεκτροδίων. (en.wikipedia.org)

συσσωρευτές NiCd. Εξαιτίας του πλεονεκτήματός τους στην ενεργειακή πυκνότητα αποτελούν ακόμη δημοφιλή επιλογή σε ηλεκτρικά οχήματα με χαρακτηριστικά παραδείγματα το Toyota Prius και Honda Insight. Οι παραπάνω λόγοι οδήγησαν στη σταδιακή αντικατάσταση των συσσωρευτών NiCd με συσσωρευτές NiMH. Επιπρόσθετα οι συσσωρευτές NiMH έχουν τυπικά υψηλότερη απόδοση κατά τη φόρτιση τους σε σχέση με τους συσσωρευτές μόλυβδου. Κύριο μειονέκτημα των συσσωρευτών NiMH αποτελεί ο μεγάλος ρυθμός αυτοεκφόρτισης. Κατά μέσο όρο ένα τυπικό στοιχείο NiMH χάνει το 0.5% του φορτίου του ανά μέρα σε θερμοκρασία δωματίου. Τέλος το κόστος τους είναι υψηλότερο από τους συσσωρευτές μόλυβδου. Στο Σχήμα 2.6 παρουσιάζεται η εσωτερική δομή ενός εμπορικού συσσωρευτή NiMH.

2.3.4. Συσσωρευτές Νικελίου-Σιδήρου (NiFe)

Οι συσσωρευτές νικελίου σιδήρου αποτελούν μια ιδιόμορφη περίπτωση συσσωρευτών που παρουσιάζουν ένα συνδυασμό μοναδικών χαρακτηριστικών. Εξαιτίας της χημείας τους έχουν τη δυνατότητα να παραμένουν σχεδόν ανεπηρέαστες από συνθήκες που θα προκαλούσαν φθορές σε άλλα είδη συσσωρευτών. Συγκεκριμένα αντέχουν επανειλημμένες βαθιές αποφορτίσεις, υπερφορτίσεις, βραχυκυκλώματα παρέχοντας ταυτόχρονα εξαιρετικά μεγάλη διάρκεια ζωής. Όμως έχουν μικρή πυκνότητα ισχύος και ενέργειας καθώς και πολύ μεγάλους ρυθμούς αυτοεκφόρτισης. Στο Σχήμα 2.7 παρουσιάζονται συσσωρευτές τεχνολογίας νικελίου σιδήρου.



Σχήμα 2.7: Συσσωρευτές NiFe (en.wikipedia.org)

2.3.5. Συσσωρευτές Λιθίου

Οι συσσωρευτές λιθίου βρίσκονται σήμερα στο επίκεντρο των ερευνών και εκτιμάται ότι στο μέλλον θα αποτελούν ιδανική επιλογή τόσο για ηλεκτρικά οχήματα, όσο και για άλλα συστήματα. Οι συσσωρευτές λιθίου με το πέρασ του χρόνου και τις σταδιακές βελτιώσεις που έχουν πραγματοποιηθεί προσφέρουν τη μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος και ενέργειας από τα υπόλοιπα είδη συσσωρευτών καθώς και πολύ μικρό βάρος, επιτρέποντας επιδόσεις συγκρίσιμες με τα ταχύτερα συμβατικά οχήματα. Στο Σχήμα 2.8 απεικονίζεται ένας τυπικός συσσωρευτής ιόντων λιθίου ο οποίος χρησιμοποιείται στα κινητά τηλέφωνα και άλλες φορητές συσκευές μικρών διαστάσεων. Παράλληλα έχουν εξαιρετική απόδοση κατά τη φόρτιση και αποφόρτιση τους. Το κόστος τους παραμένει σε αρκετά υψηλά επίπεδα και σε συνδυασμό με τη μέτρια διάρκεια ζωής τους τις καθιστά (προς το παρόν) ακριβή λύση. Λόγω της αυξημένης δραστηριότητας του λιθίου οι συσσωρευτές αυτής της κατηγορίας απαιτούν πολυπλοκότερο σύστημα διαχείρισης (BMS) και είναι ευαίσθητοι σε ακραίες συνθήκες. Στο Σχήμα 2.9 απεικονίζονται συσσωρευτές ιόντων λιθίου τύπου 18650 οι οποίοι χρησιμοποιούνται σε πληθώρα ηλεκτρονικών συσκευών όπως φορητοί υπολογιστές, φακούς και τελευταία σε ηλεκτρικά οχήματα όπως το Tesla Model S.

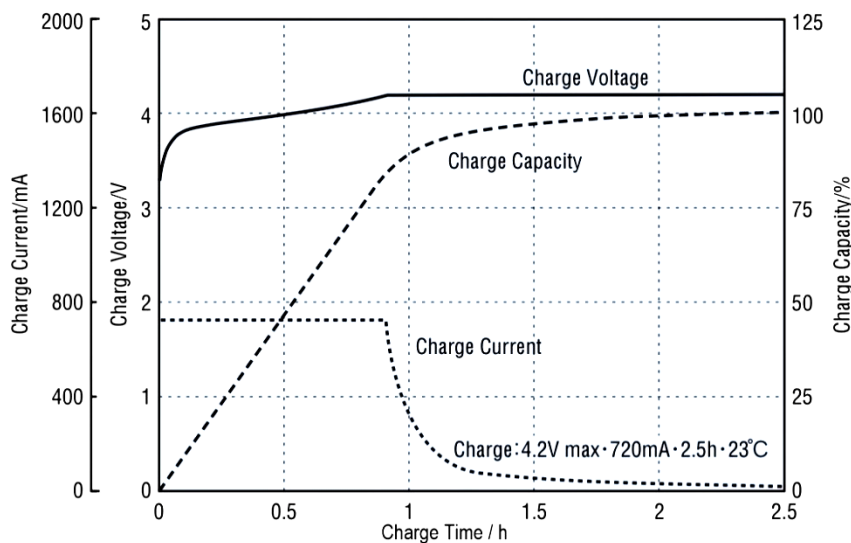
Ανάμεσα στις πολυάριθμες κατηγορίες συσσωρευτών λιθίου ξεχωρίζουν οι συσσωρευτές Λιθίου-Σιδήρου-Φωσφορικού Άλατος (Lithium-iron-phosphate LiFePo) και οι συσσωρευτές Λιθίου Νικελίου Μαγγανίου Κοβάλτιου (LiNiMnCo).



Σχήμα 2.8: Συσσωρευτής ιόντων λιθίου, για κινητά τηλέφωνα. (en.wikipedia.org)



Σχήμα 2.9: Συσσωρευτής ιόντων λιθίου (δεξιά) τύπου 18650 σε σύγκριση με αλκαλικό AA (αριστερά).

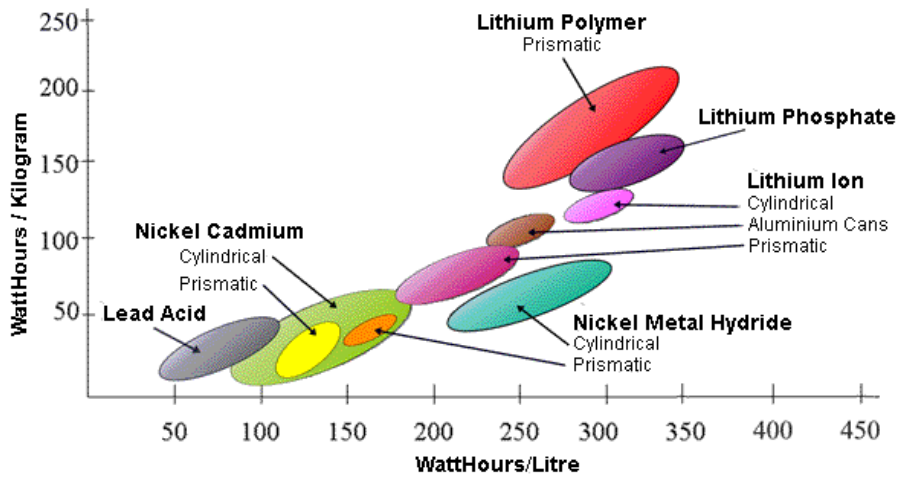


Σχήμα 2.10: Διάγραμμα φόρτισης συσσωρευτών λιθίου 2 σταδίων (qnovo.com/)

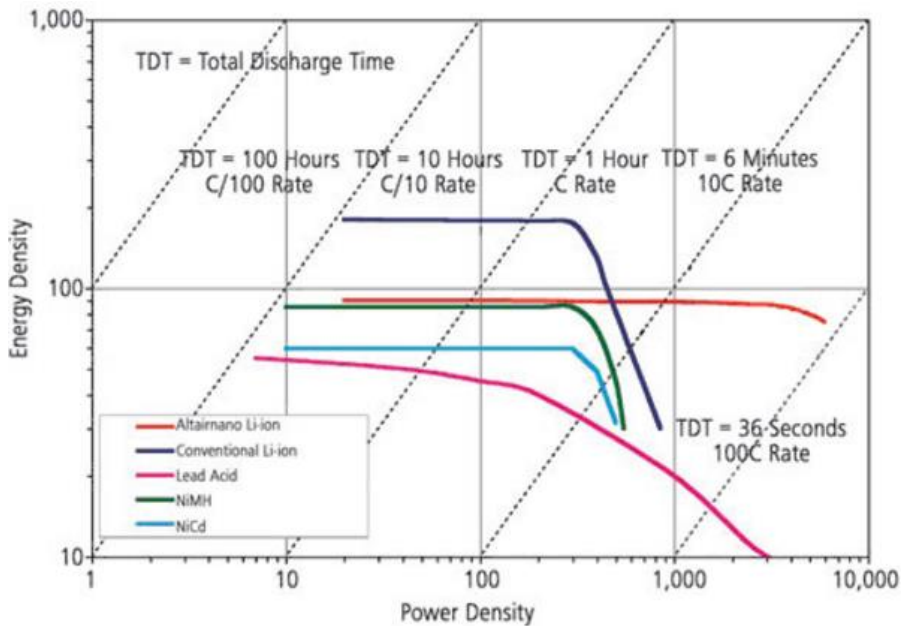
Οι συσσωρευτές LiFePO σε αντίθεση με τις ανταγωνιστικές τεχνολογίες λιθίου είναι αρκετά πιο ασφαλείς και σταθερές στη χρήση τους, θυσιάζοντας μέρος της ενεργειακής τους πυκνότητας. Οι συσσωρευτές LiNiMnC ως εξέλιξη της τεχνολογίας ιόντων λιθίου αποτελούν ιδανική επιλογή για εφαρμογές με μεγάλες απαιτήσεις πυκνότητας ισχύος και ενέργειας σε συνδυασμό με μεγάλη διάρκεια ζωής. Στο Σχήμα 2.10 απεικονίζεται η καμπύλη φόρτισης συσσωρευτών ιόντων λιθίου με δύο στάδια φόρτισης.

2.4. Συνοπτική σύγκριση πυκνότητας ενέργειας – ισχύος

Η επιλογή της καταλληλότερης τεχνολογίας συσσωρευτών εξαρτάται από τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής. Δύο από τις βασικότερες παραμέτρους των συσσωρευτών είναι η πυκνότητα ισχύος και η πυκνότητα ενέργειας.



Σχήμα 2.11: Διάγραμμα πυκνότητας ενέργειας διαφόρων τεχνολογιών συσσωρευτών. (www.mpoweruk.com)



Σχήμα 2.12: Διάγραμμα Ragone διαφόρων τεχνολογιών συσσωρευτών. Ο κατακόρυφος άξονας έχει μονάδες Wh/Kg. (www.mpoweruk.com)

Οι παράμετροι αυτοί εξαρτούνται από τη τεχνολογία συσσωρευτή. Τροποποιώντας τη δομή ενός συσσωρευτή είναι δυνατή η αύξηση της πυκνότητας ενέργειας ελαττώνοντας τη πυκνότητα ισχύος και το αντίστροφο. Στο Σχήμα 2.11 απεικονίζεται το διάγραμμα της παρεχόμενης πυκνότητας ενέργειας ως προς όγκο και βάρος για τις πιο διαδεδομένες τεχνολογίες συσσωρευτών. Στο Σχήμα 2.12 παρουσιάζεται η καμπύλη πυκνότητας ενέργειας και ισχύος (διάγραμμα Ragone) για πέντε τεχνολογίες συσσωρευτών.

2.5. Φόρτιση Συσσωρευτών

2.5.1. Κατάσταση Φόρτισης Συσσωρευτή (State of Charge – SOC)

Η εκτίμηση της διαθέσιμης ενέργειας ενός συσσωρευτή εκφράζεται με τη χρήση του δείκτη SOC. Ο δείκτης ορίζεται με τη σχέση:

$$SOC = \frac{Q_0 + \int i dt}{Q_{total}} \times 100\% \quad (2.1)$$

Όπου Q_0 το αρχικό φορτίο του συσσωρευτή και Q_{total} το πλήρες φορτίο του συσσωρευτή ύστερα από πλήρη φόρτιση.

Ένας απλός και αποτελεσματικός τρόπος εκτίμησης της κατάστασης φόρτισης, είναι η συνεχής μέτρηση του ρεύματος που διαρρέει τους συσσωρευτές, ύστερα από μία πλήρη φόρτιση. Το ρεύμα i μπορεί να είναι είτε θετικό είτε αρνητικό ανάλογα αν γίνεται φόρτιση ή αποφόρτιση του συσσωρευτή.

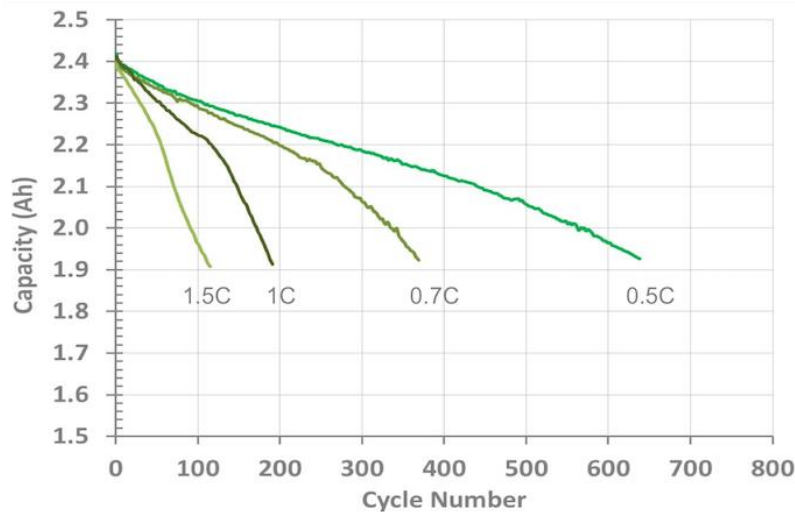
2.5.2. Κατάσταση Υγείας Συσσωρευτή (State of Health – SOH)

Γνωρίζοντας τη κατάσταση υγείας ενός συσσωρευτή, μπορούμε να εκτιμήσουμε τις επιδόσεις του, την εναπομένουσα διάρκεια ζωής του, την πιθανότητα βλάβης κλπ. Δεν υπάρχει όμως άμεσος τρόπος καθορισμού (με ακρίβεια) της κατάστασης υγείας. Για το παραπάνω λόγο πραγματοποιείται συνεχής μέτρηση κάποιων παραμέτρων και συνθηκών λειτουργίας του συσσωρευτή. Με αυτά τα δεδομένα είναι δυνατόν να υπολογισθεί ένας αρκετά αντιπροσωπευτικός δείκτης της κατάστασης υγείας των συσσωρευτών. Υπεύθυνος για τη συλλογή των συνθηκών λειτουργίας (θερμοκρασία, ρεύμα αποφόρτισης – φόρτισης, συνολικοί κύκλοι, βάθος αποφορτίσεων) καθώς και των παραμέτρων (τάση, ρυθμός αυτοεκφόρτισης, εσωτερική αντίσταση) είναι συνήθως το σύστημα διαχείρισης συσσωρευτών – Battery Management System ή BMS, το οποίο αναφέρεται στην ενότητα 2.5.5.

2.5.3. Ρυθμός Φόρτισης (Charging Rate)

Ο ρυθμός φόρτισης ενός συσσωρευτή προσδιορίζεται από τον κατασκευαστή και συμβολίζεται από έναν αριθμό ακολουθούμενο από το σύμβολο C. Ο αριθμός αυτός προσδιορίζει το λόγο του επιτρεπτού ρεύματος φόρτισης ως προς το ρεύμα που θεωρητικά θα παρείχε φορτίο ίσο με τη χωρητικότητα του συσσωρευτή στη διάρκεια μίας ώρας. Προφανώς η επιλογή μεγαλύτερου ρυθμού φόρτισης αυξάνοντας τον αριθμό που προηγείται του C οδηγεί σε μικρότερους χρόνους

φόρτισης και αντίστροφα. Αντίστοιχα ορίζεται από τον κατασκευαστή ο ρυθμός αποφόρτισης (πχ 5C για συσσωρευτή 10 Ah σημαίνει ρεύμα αποφόρτισης 50A).



Σχήμα 2.13: Πειραματικές μετρήσεις ελάττωσης χωρητικότητας συσσωρευτή από συνεχόμενους κύκλους φορτίσεων – εκφορτίσεων συναρτήσει του ρυθμού φόρτισης (<http://qnoo.com/>).

Ανάλογα με τον επιλεγμένο ρυθμό φόρτισης μπορούμε χονδρικά να διακρίνουμε τις φορτίσεις σε 3 είδη:

- Αργή φόρτιση, $\sim 0.1C$ με χρόνους φόρτισης από 12 μέχρι 16 ώρες
- Γρήγορη φόρτιση $\sim 0.3C$ με χρόνους από 4 μέχρι 7 ώρες
- Ταχύτερη φόρτιση $\sim 1C$ με χρόνους φόρτισης περίπου μία ώρα

Ο προτεινόμενος καθώς και ο μέγιστος επιτρεπόμενος ρυθμός φόρτισης εξαρτώνται κατά κύριο λόγο από τη τεχνολογία και μέθοδο κατασκευής του συσσωρευτή. Στο Σχήμα 2.13 παρουσιάζονται πειραματικές μετρήσεις της ελάττωσης χωρητικότητας συσσωρευτών για τέσσερις διαφορετικές ταχύτητες φόρτισης συναρτήσει του αριθμού φορτίσεων – αποφορτίσεων.

Αργή φόρτιση

Η αργή φόρτιση αποτελεί τον ασφαλέστερο και απλούστερο τρόπο φόρτισης των συσσωρευτών, κρατάει τη θερμοκρασία του συσσωρευτή σε χαμηλά επίπεδα, αυξάνοντας το χρόνο ζωής του και πετυχαίνει τη μέγιστη απόδοση κατά τη φόρτιση. Μπορεί να πραγματοποιηθεί από έναν απλό σχετικά φορτιστή χωρίς εξειδικευμένους αλγόριθμους φόρτισης, εξαρτώμενους από τη τεχνολογία του συσσωρευτή και τη κατάσταση υγείας του. Όμως ο χρόνος που απαιτείται συχνά είναι απαγορευτικός για τις περισσότερες εφαρμογές.

Γρήγορη φόρτιση

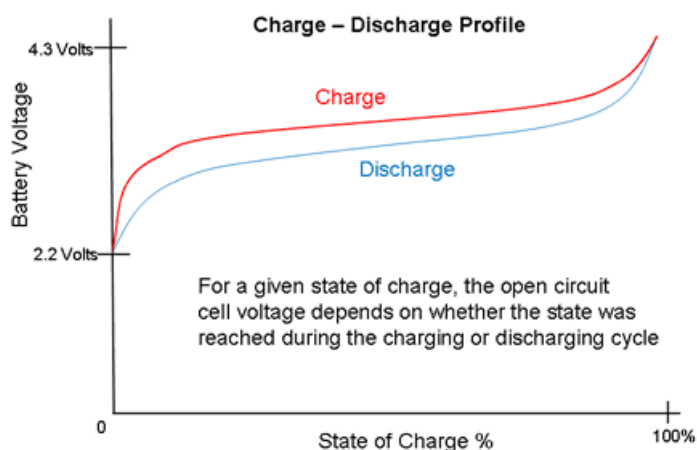
Η γρήγορη φόρτιση αποτελεί το πιο συνηθισμένο ρυθμό φόρτισης με στόχο την εξοικονόμηση χρόνου. Συνέπεια όμως επιλογής ταχύτερου ρυθμού φόρτισης είναι η ελάττωση της διάρκειας ζωής των συσσωρευτών. Η ύπαρξη ενός έξυπνου BMS καθιστά συνήθως ασφαλή τη γρήγορη φόρτιση των συσσωρευτών.

Ταχύτατη φόρτιση

Η ταχύτατη φόρτιση έχει ως στόχο την μέγιστη εξοικονόμηση χρόνου, όμως προξενεί περισσότερες φθορές στο συσσωρευτή και έχει σημαντικό αντίκτυπο στο χρόνο ζωής του. Η αύξηση της θερμοκρασίας των συσσωρευτών σε συνδυασμό με την πραγματοποίηση παράλληλων μη επιθυμητών χημικών αντιδράσεων εκτός από τη μείωση του χρόνου ζωής μειώνουν και την απόδοση κατά τη φόρτιση. Η χρήση BMS σε αυτή τη περίπτωση είναι απαραίτητη.

2.5.4. Υστέρηση φόρτισης

Κατά τη φόρτιση ενός συσσωρευτή πραγματοποιούνται χημικές αντιδράσεις, μέσω των οποίων αποθηκεύεται η παρεχόμενη ηλεκτρική ενέργεια. Οι χημικές αντιδράσεις απαιτούν χρόνο για τη διεξαγωγή τους, ο οποίος εξαρτάται από τη θερμοκρασία και την επιφάνεια των ηλεκτροδίων του συσσωρευτή. Αν και η ηλεκτροχημική αντίδραση που προκαλεί ροή φορτίου πραγματοποιείται με μεγάλη ταχύτητα, απαιτείται σημαντικά περισσότερος χρόνος κατά τη φόρτιση για τη διάχυση των παραγόμενων ουσιών από την επιφάνεια των ηλεκτροδίων καθώς και για άλλες αντιδράσεις που εξαρτώνται από τη χημεία του εκάστοτε συσσωρευτή.



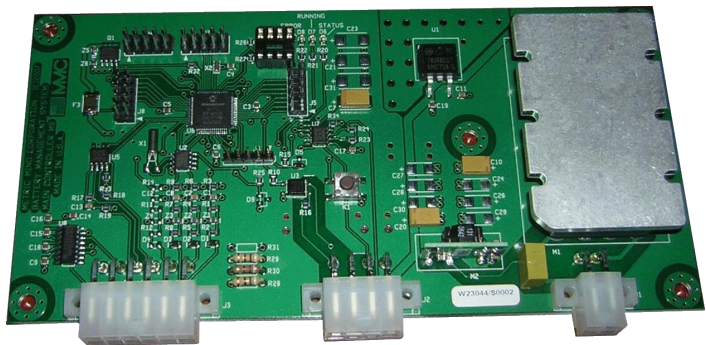
Σχήμα 2.14: Φαινόμενο υστέρησης συσσωρευτή (www.mpoweruk.com/).

Για αυτό το λόγο οι συσσωρευτές κατά κανόνα διαθέτουν τη δυνατότητα παροχής στιγμιαία μεγαλύτερων ρευμάτων, αλλά καταστρέφονται όταν διατηρούνται αυτά τα ρεύματα για μεγάλα χρονικά διαστήματα, τόσο κατά τη διαδικασία της φόρτισης όσο και της αποφόρτισης. Η ύπαρξη χημικών αντιδράσεων σημαίνει ότι οι συσσωρευτές παρέχουν μόνο τμήμα της ενέργειας φόρτισης που απορρόφησαν. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται υστέρηση και εξαρτάται σημαντικά από το ρυθμό φόρτισης, τη θερμοκρασία καθώς και από τη τεχνολογία του συσσωρευτή. Στο Σχήμα 2.14 παρουσιάζεται το διάγραμμα του φαινομένου υστέρησης σε έναν τυπικό συσσωρευτή λιθίου.

Η τάση του συσσωρευτή όταν δεν φορτίζεται – εκφορτίζεται για κάθε κατάσταση φόρτισης βρίσκεται ενδιάμεσα των καμπυλών φόρτισης και αποφόρτισης. Από το εμβαδόν του διαγράμματος υστέρησης μπορούμε να υπολογίσουμε με ακρίβεια την απόδοση της διαδικασίας φόρτισης του συσσωρευτή.

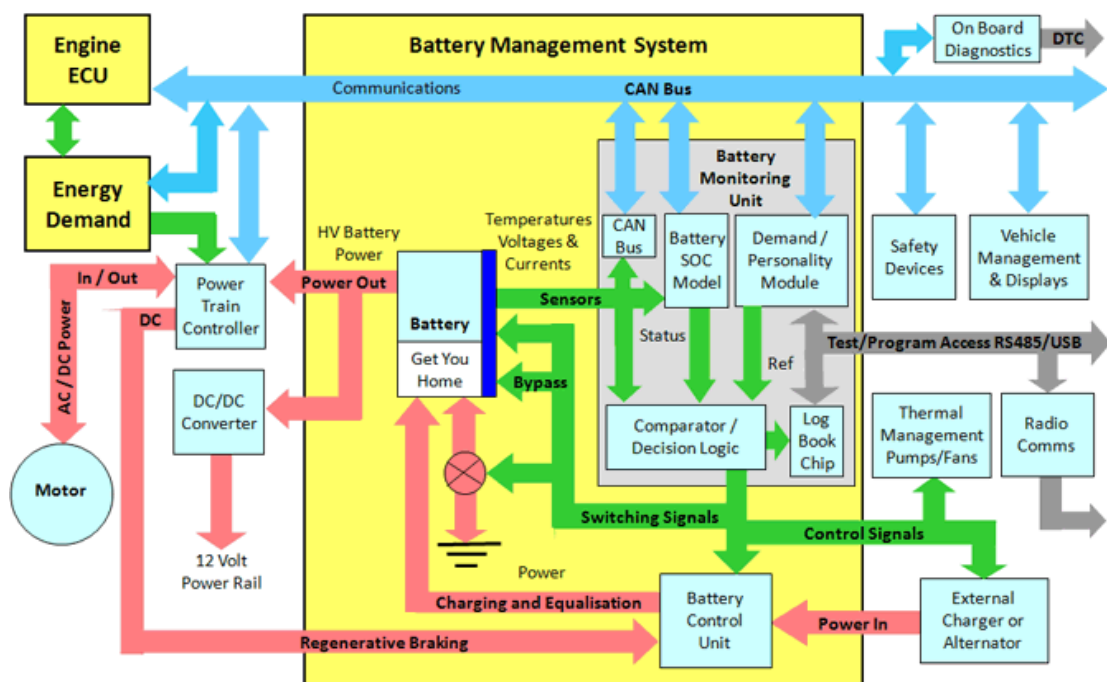
2.5.5. Σύστημα Διαχείρισης Συσσωρευτών (BMS)

Το σύστημα ελέγχου συσσωρευτών είναι υπεύθυνο για τη προστασία των συσσωρευτών από βαθιά αποφόρτιση, υπερφόρτιση, υπερβολική αύξηση θερμοκρασίας καθώς και για την εξισορρόπηση φορτίου ώστε όλοι οι συσσωρευτές που είναι συνδεδεμένοι εν σειρά να διαθέτουν την ίδια κατάσταση φόρτισης (SOC). Όταν χρησιμοποιούνται ευαίσθητα είδη συσσωρευτών όπως λιθίου ή όταν απαιτούνται γρήγοροι ρυθμοί φόρτισης ή μεγιστοποίηση της ασφάλειας / αξιοπιστίας του συσσωρευτή τότε η χρήση του BMS είναι απολύτως απαραίτητη.



Σχήμα 2.15: Τυπομένο κύκλωμα συστήματος διαχείρισης συσσωρευτών με χρήση μικροελεγκτή (www.metricmind.com/)

Vehicle Energy Management Functions



Σχήμα 2.16: Δομικό διάγραμμα συστήματος διαχείρισης συσσωρευτών ηλεκτρικού οχήματος (www.mpoweruk.com/)

Όλα τα σύγχρονα ηλεκτρικά οχήματα επομένως διαθέτουν έξυπνο σύστημα ελέγχου συσσωρευτών. Στο Σχήμα 2.15 παρουσιάζεται το κύκλωμα ενός τυπικού συστήματος διαχείρισης συσσωρευτών και στο Σχήμα 2.16 το δομικό διάγραμμα ενός συστήματος διαχείρισης συσσωρευτών ηλεκτρικού οχήματος.

Το σύστημα διαχείρισης συσσωρευτών συνήθως μετράει τα ακόλουθα (ανάλογα με τις απαιτήσεις μέρος αυτών ή όλα):

- Τάση κάθε σειράς στοιχείων
- Θερμοκρασίες στοιχείων
- Κατάσταση φόρτισης (SOC)
- Ρεύμα φόρτισης / αποφόρτισης
- Ροή ψυκτικού υγρού (για συσσωρευτές που διαθέτουν σύστημα ψύξης)

Με βάση τα παραπάνω το BMS μπορεί να υπολογίσει τους ακόλουθους δείκτες και να αποφασίζει δυναμικά αν πρέπει να σταματήσει η λειτουργία του συσσωρευτή και να εκτιμήσει την εναπομένουσα διάρκεια ζωής του.

- Μέγιστο επιτρεπόμενο ρεύμα φόρτισης / αποφόρτισης
- Ενέργεια που απορροφήθηκε κατά τη τελευταία πλήρη φόρτιση
- Εσωτερική αντίσταση στοιχείων
- Συνολικοί κύκλοι αποφόρτισης
- Συνολικός χρόνος λειτουργίας
- Κατάσταση υγείας συσσωρευτών

2.5.6. Μέθοδοι Φόρτισης

Ανάλογα με τις ανάγκες και το είδος του συσσωρευτή μπορούν να χρησιμοποιηθούν διαφορετικοί μέθοδοι φόρτισης. Παρακάτω παρατίθενται οι πιο διαδεδομένες μέθοδοι:

- **Σταθερής Τάσης (Constant Voltage)**

Ο φορτιστής συμπεριφέρεται ως πηγή συνεχούς τάσης. Αποτελεί τον απλούστερο τρόπο φόρτισης και είναι κατάλληλο μόνο για ορισμένα ήδη συσσωρευτών μολύβδου. Στη μέθοδο αυτή το αρχικό ρεύμα κατά τη φόρτιση μπορεί να λάβει μεγάλες τιμές ενώ παράλληλα ο χρόνος που απαιτείται για την πλήρη φόρτιση του συσσωρευτή είναι πολύ μεγάλος.

- **Σταθερού Ρεύματος (Constant Current)**

Ομοίως με τη φόρτιση σταθερής τάσης, η φόρτιση σταθερού ρεύματος θεωρείται από τις απλούστερες διαθέσιμες μεθόδους. Σε αυτή τη περίπτωση το ρεύμα φόρτισης διατηρείται σταθερό σύμφωνα με τα στοιχεία του κατασκευαστή και η φόρτιση συνήθως διακόπτεται, όταν η τάση υπερβεί ένα κατώφλι. Η παραπάνω μέθοδος ενδείκνυται για συσσωρευτές NiCd ή NiMH.

- **Περιορισμένου Ρεύματος και τάσης (Regulated taper Charging)**

Αποτελεί βελτίωση των προηγούμενων δύο μεθόδων και χρησιμοποιείται συχνά σε εμπορικούς φορτιστές. Το ρεύμα περιορίζεται μέχρι την αύξηση της τάσης σε ένα προκαθορισμένο επίπεδο. Όταν συμβεί αυτό διατηρείται σταθερή για ορισμένο χρόνο ή μέχρι το ρεύμα φόρτισης να μειωθεί κάτω από ένα κατώφλι. Η υλοποίηση αυτής της μεθόδου απαιτεί περιορισμό τόσο της τάσης, όσο και του ρεύματος εξόδου. Με κατάλληλη παραμετροποίηση μπορεί να χρησιμοποιηθεί τόσο για συσσωρευτές μολύβδου όσο και για λιθίου.

- **Παλμική Φόρτιση (Pulsed Charging)**

Το ρεύμα φόρτισης παρέχεται παλμικά με ελεγχόμενο duty cycle και περίοδο εξαρτώμενα από το μέγεθος του συσσωρευτή. Χρησιμοποιείται κατά κόρον σε συσσωρευτές μολυβδου, διότι εμποδίζει τις παράλληλες χημικές αντιδράσεις και το σχηματισμό κρυστάλλων στα ηλεκτρόδια και το σχηματισμό φυσαλίδων στον ηλεκτρολύτη.

- **Φόρτιση Αρνητικών Παλμών (Negative Pulse Charging / Reflex)**

Αποτελεί παραλλαγή της παλμικής φόρτισης. Κατά τη διακοπή του ρεύματος περιλαμβάνεται ένας σύντομος παλμός αποφόρτισης μεγαλύτερης έντασης του ρεύματος φόρτισης με στόχο την διάλυση φυσαλίδων στον ηλεκτρολύτη και περαιτέρω επιτάχυνση της διαδικασίας φόρτισης. Μπορεί υπό ορισμένες περιπτώσεις να βελτιώσει τη διάρκεια ζωής του συσσωρευτή και να περιορίσει την αύξηση θερμοκρασίας. [3]

- **Μη προκαθορισμένη φόρτιση (Random Charging)**

Όταν η πηγή ενέργειας για τη φόρτιση των συσσωρευτών δεν είναι διαθέσιμη συνεχώς η παρέχεται με μη ελεγχόμενο ρυθμό, πχ στα φωτοβολταϊκά στοιχεία ενός ανεξάρτητου συστήματος ηλεκτροδότησης ή στο σύστημα πέδησης των ηλεκτρικών οχημάτων, τότε η διαδικασία φόρτισης δεν ακολουθεί κάποιο προκαθορισμένο σχέδιο. Στη περίπτωση των ηλεκτρικών οχημάτων χρησιμοποιούνται ειδικές τεχνικές με στόχο το περιορισμό του ρεύματος φόρτισης για τη προστασία των συσσωρευτών, όπως η προσθήκη υπερπυκνωτών παράλληλα στους συσσωρευτές. Ομοίως στα φωτοβολταϊκά συστήματα χρησιμοποιούνται φορτιστές Maximum Power Point Tracker (MPPT) για την μεγιστοποίηση της μεταφοράς ισχύος κατά τη φόρτιση, ενώ η διαδικασία φόρτισης προγραμματίζεται από κεντρική μονάδα διαχείρισης της ροής ισχύος.

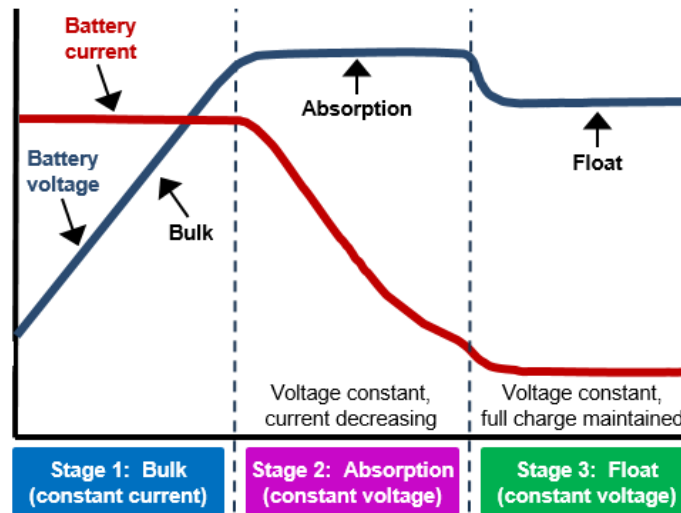
2.5.7. Συνθήκες Τερματισμού Φόρτισης

Ο τερματισμός της φόρτισης των συσσωρευτών αποτελεί ένα σοβαρό ζήτημα και απαιτεί μεγάλη προσοχή ειδικότερα όταν χρησιμοποιούνται γρήγοροι ρυθμοί φόρτισης. Η συνέχιση της φόρτισης όταν οι χημικές αντιδράσεις έχουν ολοκληρωθεί, μπορούν σε ορισμένες περιπτώσεις (συσσωρευτές λιθίου, μολυβδου) να προκαλέσουν ανεπανόρθωτη βλάβη ή άσκοπη κατανάλωση ενέργειας και μείωση του χρόνου ζωής του συσσωρευτή. Οι πιο κοινές συνθήκες τερματισμού της φόρτισης είναι οι ακόλουθες:

- Αύξηση θερμοκρασίας
- Αύξηση της τάσης πέρα από ένα κατώφλι (τάση τερματισμού)
- Προκαθορισμένος χρόνος φόρτισης
- Ελάττωση του ρεύματος φόρτισης
- Ρυθμός μεταβολής τάσης (συσσωρευτές NiCd)
- Συνδυασμός παραπάνω μεθόδων

2.5.8. Φόρτιση Πολλαπλών Σταδίων

Οι σύγχρονοι φορτιστές συσσωρευτών συστημάτων και συσσωρευτών ηλεκτρικών οχημάτων διαθέτουν αλγόριθμο φόρτισης πολλαπλών σταδίων με στόχο τόσο τη ταχύτερη φόρτιση των συσσωρευτών, όσο και τη μεγιστοποίηση του χρόνου ζωής τους και της απόδοσης της διαδικασίας φόρτισης. Η πιο συνηθισμένη μέθοδος φόρτισης πολλαπλών σταδίων αποτελείται από 3 στάδια. Αρχικά παρέχεται σταθερό ρεύμα μέχρι η τάση να ξεπεράσει κάποιο κατώφλι. Στη συνέχεια παρέχεται σταθερή τάση (absorption voltage) μέχρι το ρεύμα να ελαττωθεί. Τέλος η τάση ελαττώνεται με στόχο τη προστασία του συσσωρευτή, αλλά και τη διατήρηση του πλήρες φορτίου του. Αυτά τα στάδια φαίνονται στο Σχήμα 2.17. Ανάλογα με το είδος του συσσωρευτή και του BMS που χρησιμοποιείται η διάρκεια του 2^ο σταδίου αλλάζει δραστικά.



Σχήμα 2.17: Διάγραμμα φόρτισης 3 σταδίων (www.chargetek.com/).

2.6. Είδη Συστημάτων Φόρτισης Ηλεκτρικών Οχημάτων

2.6.1. Κατηγορίες συστημάτων φόρτισης

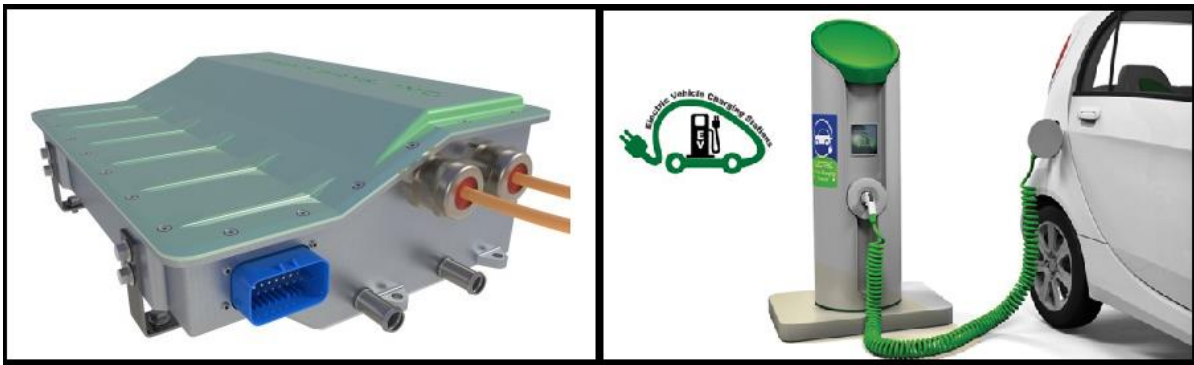
Λόγω της εκτεταμένης έρευνας και ανάπτυξης που πραγματοποιείται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με χρήση συσσωρευτών, έχουν προταθεί πολλές διαφορετικές τοπολογίες συστημάτων φόρτισης. Οι διατάξεις αυτές με βάση προκαθορισμένα κριτήρια [4] μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ως εξής:

Πίνακας 2.1. Κατηγοριοποίηση συστημάτων φόρτισης.

α/α	Κριτήρια	Επιλογές
1	Τοπολογία Κυκλώματος	Αυτόνομο σύστημα φόρτισης (<i>dedicated</i>), Ενσωματωμένο σύστημα φόρτισης (<i>integrated</i>)
2	Σημείο Τοποθέτησης	Εντός-οχήματος (<i>on-board</i>), Εκτός-οχήματος (<i>off-board</i>)
3	Τρόπος μεταφοράς ισχύος	Με αγωγούς (<i>conductive</i>), Με μαγνητική επαγωγή (<i>inductive</i>), Με μηχανική ζεύξη (<i>mechanical</i>)
4	Κυματομορφή τάσης εισόδου	AC, DC
5	Διεύθυνση Ροής Ισχύος	Μονής κατεύθυνσης (<i>unidirectional</i>), Διπλής κατεύθυνσης (<i>bidirectional</i>)

Τοπολογία κυκλώματος

Ένας φορτιστής είναι δυνατόν να σχεδιαστεί, είτε ως ένα αυτοτελές σύστημα αφιερωμένο μόνο στη φόρτιση των συσσωρευτών (*dedicated*), είτε ως ένα υποκύκλωμα του αντιστροφέα του συστήματος κίνησης (*integrated*). Στη δεύτερη περίπτωση, η λειτουργία φόρτισης ενεργοποιείται, είτε όταν το όχημα είναι στάσιμο και είναι συνδεδεμένο με εξωτερική πηγή (παροχή από δίκτυο), είτε σε λειτουργία αναγεννητικής πέδησης. Επίσης στα ενσωματωμένα συστήματα φόρτισης για μείωση κόστους και βάρους, το κύκλωμα του αντιστροφέα μπορεί να χρησιμοποιείται ως *DC/DC* για τον φορτιστή και τα τυλίγματα του κινητήρα ως φίλτρα εισόδου για το δίκτυο. Στο Σχήμα 2.18 απεικονίζονται ένα ενσωματωμένο και ένα αυτόνομο σύστημα φόρτισης.



Σχήμα 2.18: Ενσωματωμένο και αυτόνομο σύστημα φόρτισης. Στην αριστερή εικόνα φαίνεται ένας φορτιστής εντός-οχήματος (*onboard*) και στη δεξιά εικόνα ένας σταθερός φορτιστής εκτός-οχήματος (*offboard*).

Σύγκριση αυτόνομου συστήματος φόρτισης με ενσωματωμένο σύστημα

Πλεονεκτήματα:

- Μεγάλη απόδοση.
- Καλύτερη ποιότητα ισχύος ως προς το δίκτυο (καλύτερα φίλτρα εισόδου).
- Δυνατότητα βελτιστοποίησης του εσωτερικού *DC/DC* μετατροπέα ως προς τις απαιτήσεις των συσσωρευτών (κυμάτωση ρεύματος φόρτισης, εύρος τάσης φόρτισης).

Μειονεκτήματα:

- Μεγαλύτερο κόστος εξαρτημάτων (επιπλέον *DC/DC*, φίλτρων εισόδου, ανορθώσεων).
- Μεγαλύτερο βάρος.

Σημείο τοποθέτησης

Ένας φορτιστής μπορεί να βρίσκεται εντός οχήματος (*on-board*), ή εκτός οχήματος (*off-board*), όπως για παράδειγμα ένας σταθερός σταθμός φόρτισης.

Σύγκριση εντός-οχήματος με εκτός-οχήματος φορτιστή

Πλεονεκτήματα:

- Δυνατότητα φόρτισης σε οποιοδήποτε μέρος.
- Μεγαλύτερη ασφάλεια, λόγω ότι αποφεύγεται η λυόμενη ζεύξη επικίνδυνης συνεχούς τάσης μεταξύ φορτιστή και συσσωρευτών με εξωτερικούς αγωγούς και

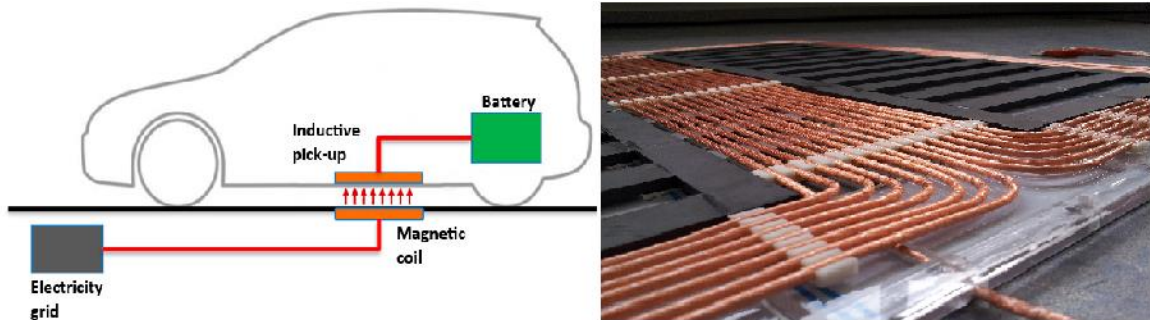
πραγματοποιείται λυόμενη ζεύξη μεταξύ δικτύου και φορτιστή με πιο ασφαλή εναλλασσόμενη τάση δικτύου.

Μειονεκτήματα:

- Μεγαλύτερο βάρος οχήματος.
- Περιορισμένη Ισχύς φόρτισης και κατά συνέπεια μεγαλύτερος χρόνος φόρτισης.

Τρόπος μεταφοράς ισχύος

Υπάρχουν τρεις διαφορετικοί τρόποι σύνδεσης της εξωτερικής πηγής ισχύος με το σύστημα φόρτισης των συσσωρευτών. Ο πρώτος τρόπος είναι μέσω επαφής αγωγών με απλό ρευματοδότη (*conductive*). Ο δεύτερος τρόπος, ο οποίος βρίσκεται σε πειραματικό στάδιο, είναι η δυνατότητα μεταφοράς της ενέργειας με επαγωγή (ασύρματα), χρησιμοποιώντας συζευγμένα πηνία υπό υψηλή συχνότητα (*inductive*). Ο τρίτος τρόπος είναι η άμεση εναλλαγή των “άδειων” συσσωρευτών με φορτισμένους σε ειδικούς σταθμούς (*mechanical*). Η τελευταία περίπτωση θεωρείται μηχανική διαδικασία φόρτισης, καθώς μπορεί να εννοηθεί ότι το όχημα ανακτά ενέργεια με μηχανική εναλλαγή των συσσωρευτών. Προς το παρόν η μόνη ελκυστική λύση είναι η πρώτη, λόγω της απλότητας, του μικρού κόστους, της αξιοπιστίας και της απόδοσης που εγγυάται. Στο Σχήμα 2.19 απεικονίζεται η διάταξη επαγωγικής φόρτισης επιβατικού οχήματος ενώ στο Σχήμα 2.20 η διαδικασία εναλλαγής συσσωρευτών σε ειδικό σταθμό.



Σχήμα 2.19: Φόρτιση οχήματος με επαγωγή



Σχήμα 2.20: Μηχανική φόρτιση οχήματος με εναλλαγή συσσωρευτών σε ειδικούς σταθμούς.

Κυματομορφή τάσης εισόδου

Οι σύγχρονοι εντός-οχήματος φορτιστές απαιτούν κατά κανόνα δυνατότητα παροχής από εναλλασσόμενη τάση δικτύου. Ενδέχεται όμως σε κάποιες περιπτώσεις να διευκολύνει

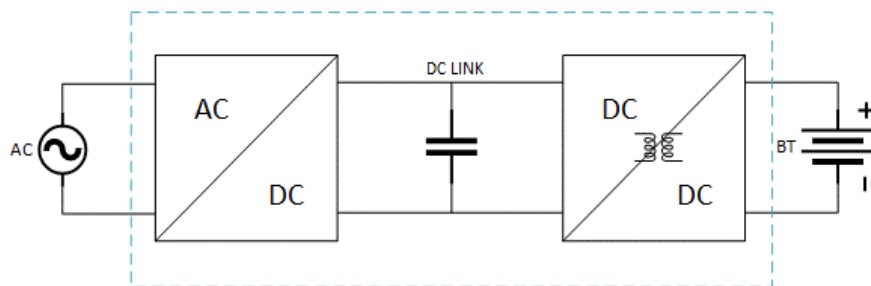
ιδιαίτερα και η πρόσθετη δυνατότητα τροφοδοσίας με συνεχή τάση. Τέτοια παραδείγματα είναι η άμεση παροχή συνεχούς τάσης από φωτοβολταϊκές γεννήτριες ή η έκτακτη μεταφορά ενέργειας από όχημα σε όχημα.

Διεύθυνση ροής ισχύος

Οι περισσότεροι φορτιστές έχουν δυνατότητα ροής ισχύος από την παροχή τους (δίκτυο) προς τους συσσωρευτές του οχήματος (*unidirectional*). Υπάρχει όμως και δυνατότητα με μικρές τροποποιήσεις στην τοπολογία του κυκλώματός τους, μεταφοράς ισχύος από τους συσσωρευτές προς το δίκτυο, δηλαδή να λειτουργούν και ως αντιστροφείς διπλής κατεύθυνσης (*bidirectional*). Έτσι όταν υπάρχει περίσσεια ενέργειας στους συσσωρευτές μπορούν να αξιοποιηθούν ως πηγή προς καθημερινά οικιακά φορτία, τα οποία λειτουργούν με εναλλασσόμενη τάση δικτύου (για παράδειγμα σε μία μικρή εξοχική κατοικία).

2.7. Είδη Μετατροπών Ισχύος σε Φορτιστές Ηλεκτρικών οχημάτων

Μία τυπική τοπολογία φορτιστή περιλαμβάνει δύο βασικά στάδια μετατροπής ισχύος. Το πρώτο στάδιο είναι μία διάταξη ανόρθωσης *AC/DC*, η οποία μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση δικτύου σε συνεχή τάση. Το επόμενο στάδιο είναι ένας *DC/DC* μετατροπέας, ο οποίος προσαρμόζει τη συνεχή τάση, που παρέχεται από το προηγούμενο στάδιο *AC/DC*, στα επίπεδα που απαιτεί η καμπύλη φόρτισης των συσσωρευτών. Απαραίτητη είναι και η γαλβανική απομόνωση της *AC* τάσης δικτύου με την *DC* τάση εξόδου του φορτιστή.



Σχήμα 2.21: Τυπική τοπολογία φορτιστή συσσωρευτών αποτελούμενη από δύο στάδια μετατροπής ισχύος.

Η διαδικασία φόρτισης μπορεί να γενικευτεί σε δύο βασικές φάσεις λειτουργίας. Κατά τη διάρκεια της πρώτης φάσης, ο φορτιστής λειτουργεί ως πηγή σταθερού ρεύματος και η τάση των συσσωρευτών αυξάνει σταδιακά καθώς φορτίζουν, μέχρι ένα προκαθορισμένο κατώφλι τάσης. Στη συνέχεια μεταβαίνει στη δεύτερη φάση φόρτισης, στην οποία ο φορτιστής λειτουργεί ως πηγή σταθερής τάσης και το ρεύμα των συσσωρευτών μειώνεται σταδιακά, μέχρι ένα προκαθορισμένο κατώφλι ρεύματος. Όταν το ρεύμα φόρτισης στη δεύτερη φάση γίνει πολύ μικρό υποδεικνύει, ότι οι συσσωρευτές είναι πλήρως φορτισμένοι. Επομένως ο μετατροπέας *DC/DC* πρέπει να έχει δυνατότητα να αλλάζει τις παραμέτρους φόρτισης δυναμικά, ανάλογα με την κατάσταση των συσσωρευτών. Ιδιαίτερη σημασία έχει και η ακρίβεια του ελέγχου στη σταθεροποίηση της τάσης κατά τη δεύτερη φάση φόρτισης, η οποία συνήθως (ανάλογα τον τύπο συσσωρευτή) είναι της τάξης του 1:1000 της ονομαστικής τάσης των συσσωρευτών.

Επιπλέον λόγω του αυξημένου κόστους της ενέργειας, το οποίο προβλέπεται να αυξηθεί ακόμα περισσότερο στα επόμενα χρόνια, η υψηλή απόδοση κρίνεται ιδιαίτερα σημαντικός παράγοντας

των σύγχρονων συστημάτων φόρτισης. Στη συνολική αποδοτικότητα ενός οχήματος όμως, εκτός από την απόδοση του συστήματος φόρτισης και των συσσωρευτών, σημαντικός παράγοντας είναι και το περιορισμένο βάρος. Επομένως εκτός από αποδοτικά, τα συστήματα φόρτισης πρέπει να έχουν και περιορισμένο βάρος. Ακόμα σημαντική είναι η δυνατότητα τροφοδοσίας μεγάλης ισχύος για τη γρήγορη φόρτιση των συσσωρευτών και να μην καταλαμβάνουν μεγάλο μέρος του ωφέλιμου χώρου ενός οχήματος, οπότε να έχουν υψηλή χωρική πυκνότητα ισχύος. Τέλος, μεγάλης σημασίας είναι ο συμβιβασμός μεταξύ αξιοπιστίας και κόστους, καθώς συνήθως η μεγάλη αξιοπιστία συνεπάγεται υψηλό κόστος και το αντίστροφο.

Συνοψίζοντας, σε ένα σύγχρονο, ενσωματωμένο σύστημα φόρτισης (*onboard*), οι βασικές σχεδιαστικές απαιτήσεις είναι οι εξής:

1. Υψηλή ακρίβεια ελέγχου της τάσης και του ρεύματος φόρτισης.
2. Γαλβανική απομόνωση συσσωρευτών (και οχήματος) από το δίκτυο.
3. Υψηλή απόδοση.
4. Μεγάλη πυκνότητα ισχύος.
5. Περιορισμένο βάρος.
6. Υψηλή αξιοπιστία.
7. Περιορισμένο κόστος.

2.8. Συνήθειες τοπολογίες μετατροπέων ισχύος DC/DC

Οι διαθέσιμες τοπολογίες μετατροπέων *DC/DC* μπορούν να διαχωριστούν σε δύο κύριες κατηγορίες, τις γαλβανικά απομονωμένες (*isolated*) και τις γαλβανικά μη απομονωμένες (*non-isolated*). Τυπικά η απομόνωση, όταν είναι απαραίτητη, εξασφαλίζεται μέσω μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας, καθώς με την αύξηση της συχνότητας μειώνεται το κόστος και το βάρος των εξαρτημάτων του συνολικού συστήματος. Όταν όμως η απομόνωση δεν είναι απαραίτητη, ανάλογα με το είδος του εκάστοτε συστήματος, γίνεται προτίμηση μη απομονωμένων μετατροπέων, οι οποίοι κατά κανόνα έχουν καλύτερη συνολική απόδοση, μεγαλύτερο εύρος εξόδου, καθώς επίσης και χαμηλότερο κόστος εξαρτημάτων. Επιπλέον οι μετατροπείς διακρίνονται σε σταθερής διακοπτικής συχνότητας (*pwm converters*) και σε μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας ή όπως αλλιώς ονομάζονται, συντονιζόμενους μετατροπείς (*resonant converters*). Οι μετατροπείς σταθερής συχνότητας, προκειμένου να μεταβάλλουν το πλάτος της εξόδου τους, χρησιμοποιούν διαμόρφωση εύρους παλμών *PWM* (*Pulse-Width-Modulation*), ενώ οι συντονιζόμενοι μετατροπείς μεταβάλλουν την έξοδό τους αξιοποιώντας το φαινόμενο του συντονισμού (*resonance*).

2.8.1. Μη απομονωμένοι μετατροπείς (*non-isolated converters*)

Οι βασικοί τύποι γαλβανικά μη απομονωμένων μετατροπέων τύπου *PWM* είναι οι εξής:

1. Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης *DC/DC* τύπου *Buck* .
2. Μετατροπέας ανύψωσης τάσης *DC/DC* τύπου *Boost* .
3. Μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης *DC/DC* τύπου *Buck-Boost* .
4. Μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης *DC/DC* τύπου *SEPIC*.

Στο Σχήμα 2.22 παρουσιάζονται τα βασικά κυκλώματα ισχύος, οι σχέσεις υπολογισμού εισόδου-εξόδου και οι τυπικές κυματομορφές ρευμάτων και τάσεων των τεσσάρων μη απομονωμένων μετατροπέων, που προαναφέρθηκαν:

ΤΥΠΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ	BUCK	BOOST	BUCK BOOST (Inverting)	SEPIC
ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ				
ΣΧΕΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ - ΕΞΟΔΟΥ	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{T_P}{T_P - t_{ON}}\right) = \frac{1}{(1-D)}$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\left(\frac{t_{ON}}{T_P - t_{ON}}\right) = -\left(\frac{D}{1-D}\right)$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{D_1}{1-D_1}\right)$
ΡΕΥΜΑ ΕΝΕΡΓΟΥ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ	$I_{Q1} (max) = I_{OUT}$	$I_{Q1} (max) = I_{OUT} \times \left(\frac{1}{1-D}\right)$	$I_{Q1} (max) = I_{OUT} \times \left(\frac{1}{1-D}\right)$	$I_{Q1} (max) = I_{OUT} \times \left(\frac{D}{1-D}\right)$
ΤΑΣΗ ΕΝΕΡΓΟΥ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ	$V_{DS} = V_{IN}$	$V_{DS} = V_{OUT}$	$V_{DS} = V_{IN} - V_{OUT}$	$V_{DS} = V_{IN} + V_{OUT}$
ΡΕΥΜΑ ΔΙΟΔΟΥ	$I_{D1} = I_{OUT} \times (1-D)$	$I_{D1} = I_{OUT}$	$I_{D1} = I_{OUT}$	$I_{D1} = I_{OUT}$
ΤΑΣΗ ΔΙΟΔΟΥ	$V_{D1} = V_{IN}$	$V_{D1} = V_{OUT}$	$V_{D1} = V_{IN} - V_{OUT}$	$V_{D1} = V_{OUT} + V_{IN}$
ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ				

Σχήμα 2.22: Λίστα κυκλωμάτων ισχύος τύπου Buck, Boost, Buck-Boost και Sepic συμπεριλαμβανομένων των τύπων υπολογισμού τάσης εισόδου και εξόδου καθώς και των βασικών κυματομορφών λειτουργίας.

Σύντομη Περιγραφή Σχήματος 2.22:

1. Ο *Buck* μετατροπέας αποτελεί μία από τις πιο διαδεδομένες τοπολογίες μη απομονωμένων μετατροπέων, συνδυάζοντας απλότητα και χαμηλό κόστος. Χρησιμοποιείται σε εφαρμογές υποβιβασμού τάσης, ισχύος μερικών Watt έως πολλών KW (με χρήση πολυφασικών διατάξεων) και επιτυγχάνει συνήθως πολύ υψηλή απόδοση. Επίσης έχει δυνατότητα λειτουργίας σε μεγάλο εύρος εξόδου και ο σχεδιασμός του ελεγκτή του είναι σχετικά απλός.
2. Ο *Boost* μετατροπέας παρέχει τη δυνατότητα ανύψωσης τάσης. Έχει παρόμοια χαρακτηριστικά με τον *Buck*, όσον αφορά την απόδοση, το μικρό βάρος και το χαμηλό κόστος, εκτός του ότι χρειάζεται συνήθως πιο απαιτητικούς ελεγκτές για να επιτύχει ικανοποιητικό εύρος και ακρίβεια στην τάση εξόδου.

3. Ο *Buck-Boost* μετατροπέας έχει τη δυνατότητα υποβιβασμού ή ανύψωσης της τάσης εισόδου του και συνδυάζει χαρακτηριστικά *Buck* και *Boost*. Βασικά μειονεκτήματά του είναι πρώτον ότι η τάση εξόδου του είναι ανεστραμμένη ως προς την είσοδο (*inverted*) και δεύτερον το διακοπτικό στοιχείο του δεν συνδέεται με τη γείωση και χρειάζονται ακριβότερα και πολυπλοκότερα κυκλώματα οδήγησης.

4. Ο μετατροπέας *SEPIC* (*Single-Ended-Primary-Inductor-Converter*) είναι παρόμοιος στη λειτουργία με τον *Buck-Boost* μετατροπέα και χρησιμοποιείται επίσης για υποβιβασμό ή ανύψωση. Βασικά πλεονεκτήματά του είναι ότι η έξοδός του δεν είναι ανεστραμμένη ως προς την είσοδό του (*non-inverted*) και έχει καλύτερη συμπεριφορά σε βραχυκυκλώματα λόγω του πυκνωτή που παρεμβάλλεται μεταξύ εισόδου-εξόδου.

ΤΥΠΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΑ	FLYBACK	FORWARD	2 SWITCH FORWARD
ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ	Equations and Waveforms for Discontinuous Mode 		
ΣΧΕΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ - ΕΞΟΔΟΥ	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = D \times \sqrt{\frac{T_P \times V_{OUT}}{2 \times I_{OUT} \times L_P}}$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times D$
ΡΕΥΜΑ ΕΝΕΡΓΟΥ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ	$I_{Q1} (max) = \left(\frac{V_{IN} \times t_{ON}}{L_P}\right)$	$I_{Q1} (max) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times I_{OUT}$	$I_{Q1} (max) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times I_{OUT}$
ΤΑΣΗ ΕΝΕΡΓΟΥ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ	$V_{DS} = V_{IN} + V_{OUT} \times \left(\frac{N_P}{N_S}\right)$	$V_{DS} = 2 \times V_{IN}$	$V_{DS} = V_{IN}$
ΡΕΥΜΑ ΔΙΟΔΟΥ	$I_{D1} = I_{OUT}$	$I_{D1} = I_{OUT} \times D$	$I_{D1} = I_{OUT} \times D$
ΤΑΣΗ ΔΙΟΔΟΥ	$V_{D1} = V_{OUT} + V_{IN} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)$	$V_{D1} = V_{OUT} + V_{IN} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)$	$V_{D1} = V_{OUT} + V_{IN} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)$
ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ			

Σχήμα 2.23: Λίστα κυκλωμάτων ισχύος τύπου Flyback, Forward, και 2 Switch Forward συμπεριλαμβανομένων των τύπων υπολογισμού τάσης εισόδου και εξόδου καθώς και των βασικών κυματομορφών λειτουργίας.

2.8.2. Απομονωμένοι μετατροπείς (isolated converters)

Βασικοί τύποι γαλβανικά απομονωμένων μετατροπέων σταθερής διακοπτικής συχνότητας είναι οι εξής:

1. Μετατροπέας DC/DC τύπου *Flyback*.
2. Μετατροπέας DC/DC τύπου *Forward* (με ένα διακοπτικό στοιχείο).
3. Μετατροπέας DC/DC τύπου *Two Switch Forward* (με δύο διακοπτικά στοιχεία).
4. Μετατροπέας DC/DC τύπου *Half Bridge* (ημιγέφυρας).
5. Μετατροπέας DC/DC τύπου *Push Pull*.
6. Μετατροπέας DC/DC τύπου *Full Bridge* (πλήρους γέφυρας).
7. Μετατροπέας DC/DC τύπου *PSFB* (phase-shifted-full-bridge).

ΤΥΠΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ	HALF BRIDGE	PUSH PULL	FULL BRIDGE	PHASE SHIFT ZVT
ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ				
ΣΧΕΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ - ΕΞΟΔΟΥ	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 2 \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = 2 \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 2 \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = 2 \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 2 \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = 2 \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times D$
ΡΕΥΜΑ ΕΝΕΡΓΟΥ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ	$I_{Q1}(\max) = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times I_{OUT}$	$I_{Q1}(\max) = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times I_{OUT}$	$I_{Q1}(\max) = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times I_{OUT}$	$I_{Q1}(\max) = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times I_{OUT}$
ΤΑΣΗ ΕΝΕΡΓΟΥ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ	$V_{DS} = V_{IN}$	$V_{DS} = 2 \times V_{IN}$	$V_{DS} = V_{IN}$	$V_{DS} = V_{IN}$
ΡΕΥΜΑ ΔΙΟΔΟΥ	$I_{D1} = (I_{OUT} \times D) + \frac{I_{OUT}}{2} \times (1-2 \cdot D)$	$I_{D1} = (I_{OUT} \times D) + \frac{I_{OUT}}{2} \times (1-2 \cdot D)$	$I_{D1} = (I_{OUT} \times D) + \frac{I_{OUT}}{2} \times (1-2 \cdot D)$	$I_{D1} = \frac{1}{2} \times I_{OUT}$
ΤΑΣΗ ΔΙΟΔΟΥ	$V_{D1} = V_{IN} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)$	$V_{D1} = V_{IN} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times 2$	$V_{D1} = V_{IN} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times 2$	$V_{D1} = V_{IN} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)$
ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ				

Σχήμα 2.24: Λίστα κυκλωμάτων ισχύος τύπου *Half Bridge*, *Push Pull*, *Full Bridge*, και *Phase Shift ZVT* συμπεριλαμβανομένων των τύπων υπολογισμού τάσης εισόδου και εξόδου καθώς και των βασικών κυματομορφών λειτουργίας.

Στο Σχήμα 2.23 και Σχήμα 2.24 παρουσιάζονται τα βασικά κυκλώματα ισχύος, οι σχέσεις υπολογισμού εισόδου-εξόδου και οι τυπικές κυματομορφές ρευμάτων και τάσεων των επτά απομονωμένων μετατροπέων σταθερής συχνότητας, που προαναφέρθηκαν.

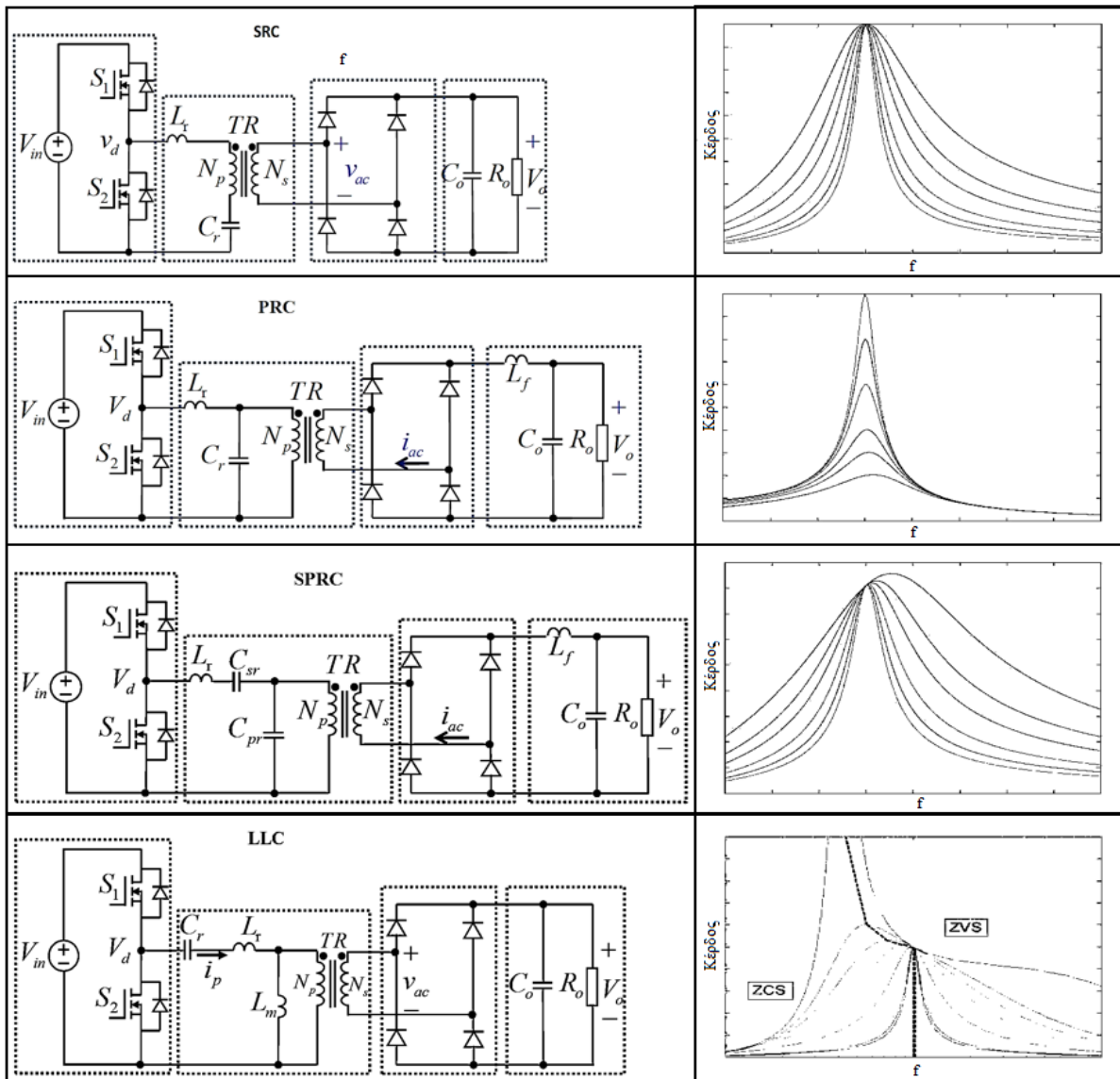
Σύντομη Περιγραφή Σχήματος 2.23 και Σχήματος 2.24:

1. Ο *Flyback* μετατροπέας είναι ευρέως διαδεδομένος σε εφαρμογές τροφοδοτικών χαμηλής ισχύος λόγω της απλότητας του και κατά συνέπεια του χαμηλού κόστους του. Αποτελεί ουσιαστικά την απομονωμένη εκδοχή ενός *Buck-Boost* μετατροπέα χρησιμοποιώντας το πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή ως πηνίο. Χρησιμοποιείται για την ανύψωση ή τον υποβιβασμό της τάσης και συναντάται πολύ συχνά σε φορτιστές μικρών συσκευών, τροφοδοτικά υπολογιστών, τροφοδοτικά υψηλής τάσης, καθώς και σε απομονωμένες βοηθητικές τροφοδοσίες ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.
2. Ο *Forward* μετατροπέας με ένα διακοπτικό στοιχείο είναι πολυπλοκότερος από τον *Flyback*, αλλά έχει μεγαλύτερη απόδοση και πυκνότητα ισχύος. Μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για ανύψωση ή υποβιβασμό της τάσης και συναντάται επίσης σε τροφοδοτικά χαμηλής ισχύος.
3. Ο *Forward* μετατροπέας με δύο διακοπτικά στοιχεία είναι παραλλαγή του απλού *Forward* μετατροπέα, αλλά χρησιμοποιείται συνήθως σε εφαρμογές μεγαλύτερης ισχύος λόγω του επιπλέον διακοπτικού στοιχείου του.
4. Ο *Push Pull* μετατροπέας χρησιμοποιεί δύο τυλίγματα για το πρωτεύον του μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας, με αποτέλεσμα να αξιοποιεί το μαγνητικό του κύκλωμα πολύ πιο αποδοτικά σε σύγκριση με τον *Flyback* ή τον *Forward* μετατροπέα και να είναι καταλληλότερος για εφαρμογές μεγαλύτερης ισχύος. Όμως, λόγω των δύο τυλιγμάτων, μόνο η μισή διατομή του χαλκού του πρωτεύοντος διαρρέεται από ρεύμα κάθε χρονική στιγμή με αποτέλεσμα να παρουσιάζει αυξημένες απώλειες χαλκού σε σύγκριση με έναν τυπικό μετασχηματιστή δύο τυλιγμάτων των ίδιων διαστάσεων. Επίσης τα διακοπτικά στοιχεία του πρέπει να επιλέγονται με ονομαστική τάση τουλάχιστον διπλάσια της τάσης εισόδου, καθιστώντας τον ακατάλληλο για εφαρμογές υψηλών τάσεων.
5. Ο *Half Bridge* μετατροπέας σε αντίθεση με τον *Push Pull* χρησιμοποιεί ένα τύλιγμα στο πρωτεύον του μετασχηματιστή με αποτέλεσμα να παρουσιάζει μειωμένες απώλειες χαλκού. Επίσης τα διακοπτικά του στοιχεία μπορούν να επιλεγθούν με ονομαστική τάση αντίστοιχη της εισόδου, που τον καθιστά καταλληλότερο σε εφαρμογές υψηλότερων τάσεων. Μειονεκτήματά του έναντι του *Push Pull* είναι η αυξημένη πολυπλοκότητα και κατά συνέπεια το μεγαλύτερο κόστος του.
6. Ο *Full Bridge* μετατροπέας παρουσιάζει τα πλεονεκτήματα του *Half Bridge* μετατροπέα όσον αφορά το μέγεθος του μετασχηματιστή και την τάση λειτουργίας και είναι δυνατόν να σχεδιαστεί για εφαρμογές πολύ μεγάλης ισχύος λόγω των τεσσάρων διακοπτικών στοιχείων που χρησιμοποιεί.
7. Ο *PSFB (Phase-Shift-Full-Bridge)* μετατροπέας αποτελεί βελτιωμένη εκδοχή του απλού *Full Bridge* μετατροπέα. Λειτουργεί σε υψηλότερες συχνότητες, παρουσιάζει χαμηλότερες διακοπτικές απώλειες και απώλειες πυρήνα και βελτιωμένα χαρακτηριστικά ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας λόγω των μειωμένων αρμονικών στο ρεύμα εισόδου του.

Βασικοί τύποι γαλβανικά απομονωμένων μετατροπέων, μεταβαλλόμενης διακοπτικής συχνότητας είναι οι ακόλουθες:

1. Συντονιζόμενος μετατροπέας *SRC (Series-Resonant-Converter)*.
2. Συντονιζόμενος μετατροπέας *PRC (Parallel-Resonant-Converter)*.
3. Συντονιζόμενος μετατροπέας *SPRC (Series-Parallel-Resonant-Converter)*.
4. Συντονιζόμενος μετατροπέας *LLC*.

Στο Σχήμα 2.25 παρουσιάζονται τα βασικά κυκλώματα ισχύος και τα αντίστοιχα κέρδη συντονισμού (resonant tank gain), των τεσσάρων μετατροπέων μεταβλητής συχνότητας, που προαναφέρθηκαν.



Σχήμα 2.25: Λίστα σχηματικών κυκλωμάτων ισχύος μεταβλητής συχνότητας τύπου SRC, PRC, SPRC και LLC.

Σύντομη Περιγραφή Σχήματος 2.25:

1. Ο μετατροπέας SRC περιέχει στο κύκλωμα συντονισμού του ένα πηνίο L_r εν σειρά με έναν πυκνωτή C_r . Το πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή είναι συνδεδεμένο σε σειρά με τα L_r, C_r και ως εκ τούτου λειτουργεί ως διαιρέτης τάσης, με αποτέλεσμα το κέρδος να είναι πάντα μικρότερο της μονάδας.

Πλεονεκτήματα:

- Έχει υψηλή απόδοση σε μεγάλο φορτίο.

Μειονεκτήματα:

- Δεν παρουσιάζει καθόλου καλή ευστάθεια σε μηδενικό φορτίο εξόδου.
- Είναι ακατάλληλος για χαμηλά επίπεδα τάσης, όπου το ρεύμα εξόδου είναι μεγάλο.

2. Στον μετατροπέα PRC το πρωτεύον τυλίγμα του μετασχηματιστή είναι παράλληλα συνδεδεμένο με τον πυκνωτή C_r του κύκλωματος συντονισμού. Σε αντίθεση με τον SRC το κέρδος του μπορεί να είναι μεγαλύτερο της μονάδας.

Πλεονεκτήματα:

- Έχει δυνατότητα ρύθμισης της εξόδου του ακόμα και σε μηδενικό φορτίο, αντίθετα με τον SRC.
- Είναι κατάλληλος για χαμηλά επίπεδα τάσης, όπου το ρεύμα εξόδου είναι μεγάλο.
- Είναι κατάλληλος για εφαρμογές με σχετικά μικρό εύρος εισόδου και σχετικά σταθερό φορτίο.

Μειονεκτήματα:

- Οι διακοπτικές απώλειες είναι σχεδόν σταθερές σε όλα τα φορτία, λόγω του σχεδόν σταθερού ρεύματος που πρέπει να διατηρεί το κύκλωμα συντονισμού.

3. Ο μετατροπέας SPRC αποτελεί συνδυασμό των μετατροπέων SRC και PRC.

Πλεονεκτήματα:

- Έχει δυνατότητα ρύθμισης της εξόδου του ακόμα και σε μηδενικό φορτίο, σε αντίθεση με τον SRC.
- Το ρεύμα στο κύκλωμα συντονισμού δεν είναι σταθερό, σε αντίθεση με τον PRC.

Μειονεκτήματα:

- Οι διακοπτικές απώλειες αυξάνονται σε υψηλή τάση εισόδου όταν το εύρος εισόδου της εφαρμογής πρέπει να είναι μεγάλο.

4. Ο μετατροπέας LLC περιλαμβάνει μια πρόσθετη αυτεπαγωγή σκέδασης L_m του μετασχηματιστή στο κύκλωμα συντονισμού και λόγω των τριών στοιχείων συντονισμού C_r, L_r, L_m παρουσιάζει δύο διαφορετικές συχνότητες συντονισμού. Η χαμηλή συχνότητα συντονισμού καθορίζεται από την χωρητικότητα C_r και το άθροισμα των αυτεπαγωγών ($L_r + L_m$), ενώ η υψηλή συχνότητα από την χωρητικότητα C_r και την αυτεπαγωγή L_r . Η λειτουργία του προσεγγίζει περισσότερο σε PRC όταν το φορτίο είναι χαμηλό και σε SRC όταν είναι υψηλό.

Πλεονεκτήματα:

- Παρουσιάζει καλύτερη συνολική απόδοση σε όλο το εύρος φορτίων.
- Έχει περιορισμένες διακοπτικές απώλειες ακόμα και σε υψηλή τάση εισόδου σε αντίθεση με τον SPRC.
- Παρέχει μεγάλο εύρος ρύθμισης φορτίου με μικρό εύρος μεταβολών της συχνότητας.
- Η αυτεπαγωγή L_m μπορεί να ενσωματωθεί στον μετασχηματιστή ως αυτεπαγωγή σκέδασης με κατάλληλα τυλίγματα.

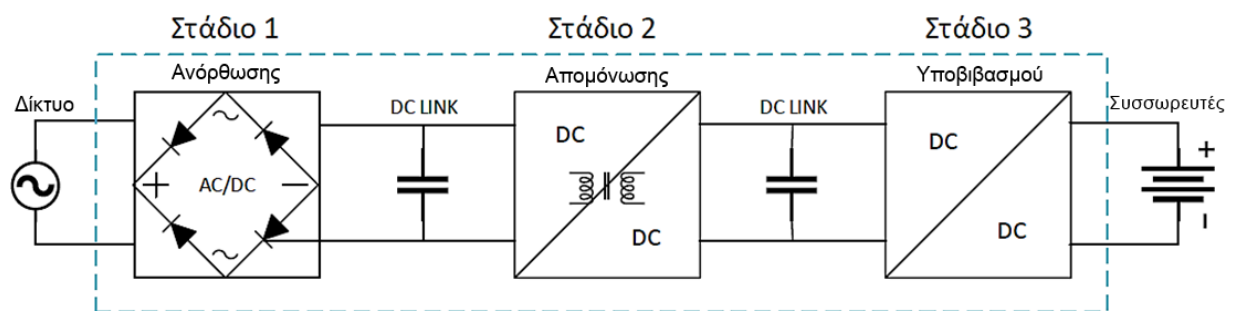
Μειονεκτήματα:

- Δεν μπορεί να σχεδιαστεί για αμφίδρομη ροή ισχύος (bidirectional).

3. Προδιαγραφές φορτιστή και απαιτήσεις

3.1. Επιλογή τοπολογίας φορτιστή και απαιτήσεις

Το σύστημα φόρτισης, το οποίο κατασκευάστηκε στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας, προορίζεται για χρήση σε ερευνητικό ηλεκτρικό όχημα. Γι' αυτό τον λόγο, κρίθηκε απαραίτητο ο σχεδιασμός που πραγματοποιήθηκε να προσφέρει ευελιξία για μελλοντική αναβάθμιση ή τροποποίηση. Επίσης δεδομένου της πειραματικής φύσης του, ο φορτιστής πρέπει να είναι προγραμματιζόμενος και να έχει τη δυνατότητα να λειτουργεί με μεγάλη ακρίβεια σε μεγάλο εύρος εξόδου, ώστε να μπορεί να υποστηρίξει μελλοντικά, διαφορετικά είδη συσσωρευτών, διαφόρων ονομαστικών τάσεων και χωρητικότητων. Προκειμένου να ικανοποιηθούν οι παραπάνω ειδικές απαιτήσεις της εφαρμογής, το σύστημα υλοποιήθηκε με ανεξάρτητες λειτουργικές μονάδες (*Modular Design*), ενώ στα πλαίσια της παρούσας εργασίας ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη βελτιστοποίηση του σταδίου υποβιβασμού *DC/DC* του φορτιστή. Όσον αφορά τα στάδια *AC/DC* και της γαλβανικής απομόνωσης από το δίκτυο, θα χρησιμοποιηθούν σχεδιαστικά απλές διατάξεις, παρέχοντας ταυτόχρονα τη δυνατότητα μελλοντικής αναβάθμισής τους, χωρίς τον εξ' ολοκλήρου επανασχεδιασμό του συστήματος. Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, επιλέγεται για το τελικό στάδιο *DC/DC* του φορτιστή να χρησιμοποιηθεί μη απομονωμένος μετατροπέας υποβιβασμού τύπου Buck, ο οποίος παρέχει μεγάλο εύρος εξόδου και ακρίβεια στον έλεγχο, διαχωρίζοντας με αυτόν τον τρόπο τη γαλβανική απομόνωση σε ένα ενδιάμεσο στάδιο μετατροπέα *DC/DC* πλήρους γέφυρας (τύπου Full Bridge). Έτσι παρέχεται η δυνατότητα μελλοντικής αντικατάστασης του σταδίου της γαλβανικής απομόνωσης με κάποια άλλη πιο προηγμένη τοπολογία, παραδείγματος χάριν με ένα συντονιζόμενο απομονωμένο μετατροπέα ή με έναν *PSFB* μετατροπέα (*Phase-Shifted-Full-Bridge*). Επίσης όσον αφορά το στάδιο *AC/DC* μπορεί να χρησιμοποιηθεί, χάριν απλότητας, μία τυπική διάταξη ανόρθωσης, η οποία θα μπορούσε να αναβαθμιστεί μελλοντικά παραδείγματος χάριν με μία διάταξη διόρθωσης συντελεστή ισχύος τύπου *PFC* (*Power-Factor-Correction*), τυπική σε κάθε σύγχρονο μετατροπέα *AC/DC* μεγάλης ισχύος. Στο Σχήμα 3.1 παρουσιάζονται οι δομικές λειτουργικές μονάδες του φορτιστή.



Σχήμα 3.1: Δομικές μονάδες μετατροπέων ισχύος του φορτιστή.

Ο φορτιστής σχεδιάζεται με τις εξής κατασκευαστικές απαιτήσεις:

1. Μονοφασική τροφοδοσία δικτύου ονομαστικής τάσης 230V/50Hz.
2. Δυνατότητα ρύθμισης της τάσης εξόδου σε εύρος 0-300V.
3. Δυνατότητα ρύθμισης του ρεύματος εξόδου σε εύρος 1-10A.
4. Υψηλή συνολική απόδοση >95%.
5. Μεγάλη πυκνότητα ισχύος και μικρό βάρος.

6. Πλήρως προγραμματιζόμενος από ηλεκτρονικό υπολογιστή.

3.2. Προδιαγραφές των σταδίων ισχύος του φορτιστή

Στη συνέχεια παρουσιάζονται συγκεντρωμένες οι προδιαγραφές που τέθηκαν για τα στάδια ισχύος του συστήματος φόρτισης. Οι αναλυτικές σχέσεις υπολογισμού τους αναλύονται στο κεφάλαιο 4.

3.2.1. Προδιαγραφές μετατροπέα υποβιβασμού

Για τον μετατροπέα υποβιβασμού του τρίτου σταδίου του φορτιστή, ορίστηκαν οι παρακάτω τεχνικές προδιαγραφές:

1. Τάση εισόδου: $V_{in} = 350 V_{DC}$, +/-10% (σταθεροποιημένη από το 2^ο στάδιο).
2. Εύρος ρύθμισης τάσης εξόδου: $V_{out} = 0 - 300 V_{DC}$.
3. Ελάχιστη ρύθμιση ρεύματος εξόδου: $I_{out(control)} \geq 1 A_{DC}$.
4. Ελάχιστη απαίτηση ονομαστικού ρεύματος λειτουργίας: $I_{out(nom)} = 10 A_{DC}$
5. Μέγιστη κυμάτωση τάσεως εξόδου: $\Delta V_{out(max)} = (0.1\%) \cdot V_{out(max)} = 0.3 V_{p-p}$.
6. Μέγιστη κυμάτωση τάσεως εισόδου: $\Delta V_{in(max)} = (0.2\%) \cdot V_{in} = 0.7 V_{p-p}$.
7. Κυμάτωση ρεύματος πηνίου: $\Delta I_L \leq 30\% \cdot I_{out(nom)} = 3 A_{p-p}$.
8. Διακοπτική συχνότητα λειτουργίας: $f_s = 100 KHz$.

3.2.2. Προδιαγραφές μετατροπέα απομόνωσης

Για τον μετατροπέα απομόνωσης του δεύτερου σταδίου του φορτιστή, ορίστηκαν οι παρακάτω τεχνικές προδιαγραφές:

1. Τάση εισόδου: $V_{in} = 400 V_{DC}$, +/-10V
2. Τάση εξόδου: $V_{out} = 350 V_{DC}$.
3. Ελάχιστη απαίτηση ονομαστικού ρεύματος λειτουργίας: $I_{out(nom)} = 8.5 A_{DC}$
4. Μέγιστη κυμάτωση τάσεως εξόδου: $\Delta V_{out(max)} = (0.1\%) \cdot V_{out(max)} = 0.35 V_{p-p}$.
5. Μέγιστη κυμάτωση τάσεως εισόδου: $\Delta V_{in(max)} = (0.25\%) \cdot V_{in} = 1 V_{p-p}$.
6. Κυμάτωση ρεύματος πηνίου: $\Delta I_L \leq 40\% \cdot I_{out(nom)} = 3.4 A_{p-p}$.
7. Διακοπτική συχνότητα λειτουργίας γέφυρας: $f = 50 KHz$.
8. Διακοπτική συχνότητα λειτουργίας πηνίου: $f_s = 2 \cdot f = 100 KHz$.

3.2.3. Προδιαγραφές προτεινόμενου σταδίου διόρθωσης συντελεστή ισχύος

1. Μονοφασική τροφοδοσία δικτύου ονομαστικής τάσης 230V/50Hz.
2. Τάση εξόδου 400V με απόκλιση λιγότερο από ±10V για φορτίο μικρότερο ή ίσο του ονομαστικού.
3. Ονομαστικό ρεύμα εξόδου $7.5 A_{DC}$.
4. Συντελεστής ισχύος $PF \geq 0.97$.

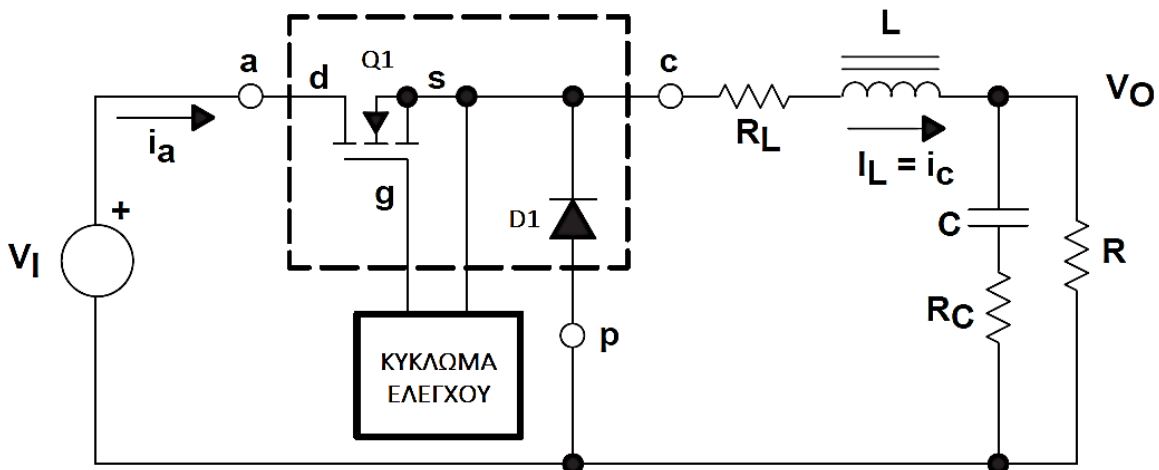
4. Ανάλυση και σχεδίαση κυκλώματος ισχύος φορτιστή

Στο ακόλουθο κεφάλαιο αναλύονται τα κυκλώματα ισχύος του φορτιστή και παρουσιάζονται οι υπολογισμοί που πραγματοποιήθηκαν για τον υπολογισμό των απαιτούμενων εξαρτημάτων.

4.1. Ανάλυση κυκλώματος ισχύος μετατροπέα υποβιβασμού DC/DC

Το τελικό στάδιο του φορτιστή αποτελείται από μη απομονωμένου μετατροπέα υποβιβασμού (*Buck*). Στο Σχήμα 4.1 παρουσιάζεται το απλοποιημένο κύκλωμα ισχύος του. Τα στοιχεία $Q1$, $D1$ αποτελούν τα διακοπτικά στοιχεία του κυκλώματος. Το $Q1$ είναι ένα ενεργό ημιαγωγικό διακοπτικό στοιχείο (πχ MOSFET, IGBT, JFET) και το $D1$ συνήθως ένα παθητικό ημιαγωγικό διακοπτικό στοιχείο (δίοδος). Το πηνίο L σε συνδυασμό με τον πυκνωτή C συνθέτουν το βαθυπερατό φίλτρο εξόδου του μετατροπέα. Επίσης οι αντιστάσεις R_C , R_L συμβολίζουν αντίστοιχα την εσωτερική αντίσταση ESR του πυκνωτή (*Equivalent-Series-Resistance*) και την ωμική αντίσταση του τυλίγματος του πηνίου. Τέλος, η αντίσταση R αποτελεί την αντίσταση του φορτίου της εξόδου.

Σε κατάσταση λειτουργίας, το στοιχείο $Q1$ ανοιγοκλείνει περιοδικά με τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών *PWM* (*Pulse-Width-Modulation*) και οδηγείται από κατάλληλο κύκλωμα ελέγχου. Καθ' αυτόν τον τρόπο, η διακοπόμενη λειτουργία του $Q1$, έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση μίας θετικής παλμοσειράς τάσης στον κόμβο c . Με τη χρήση του βαθυπερατού φίλτρου LC , προκύπτει στη έξοδο μία συνεχής τάση. Η ανάλυση μόνιμης κατάστασης λειτουργίας του μετατροπέα διαχωρίζεται σε ανάλυση με συνεχές ρεύμα πηνίου ή εν συντομία *CCM* (*Continuous Conduction Mode*) και σε ανάλυση με ασυνεχές ρεύμα πηνίου ή εν συντομία *DCM* (*Discontinuous Conduction Mode*), στις οποίες γίνεται αναφορά στη συνέχεια.

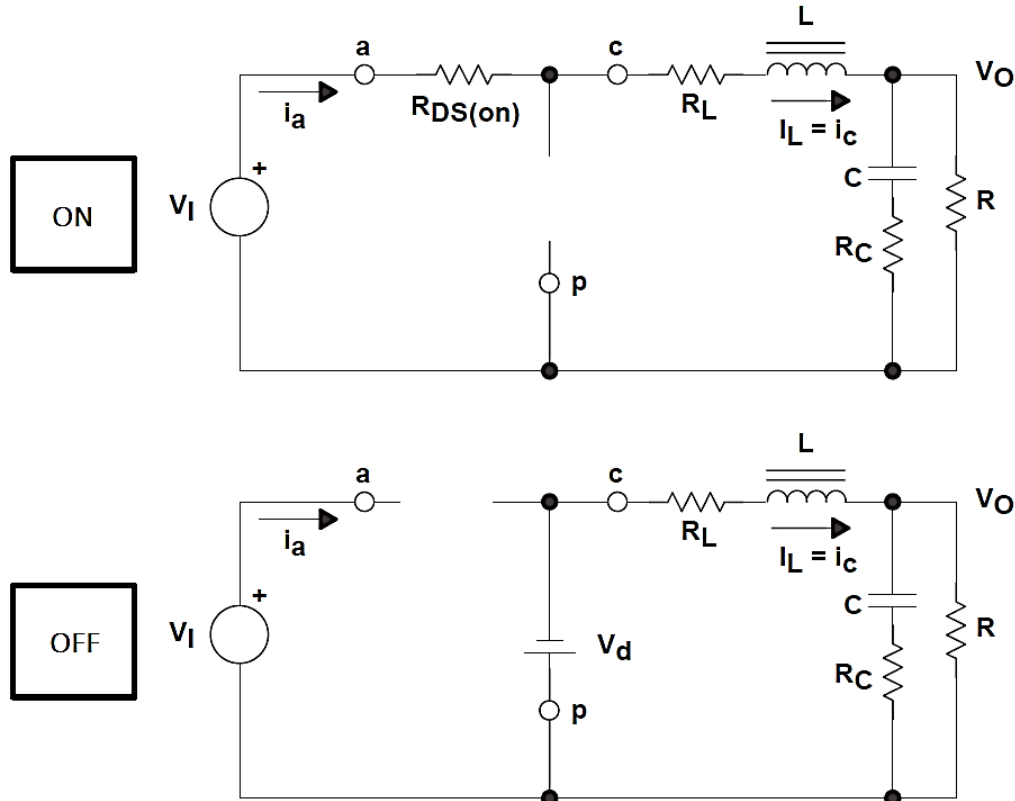


Σχήμα 4.1: Απλοποιημένο κύκλωμα ισχύος μετατροπέα *Buck* (από Texas Instruments).

4.1.1. Ανάλυση μόνιμης κατάστασης σε συνεχές ρεύμα πηνίου

Στη *CCM* λειτουργία, τα διακοπτικά στοιχεία $Q1$ και $D1$ παρουσιάζουν δύο συνδυασμούς καταστάσεων. Διακρίνονται στην *ON* κατάσταση, όπου το διακοπτικό στοιχείο $Q1$ άγει, ενώ η δίοδος $D1$ δεν άγει και την *OFF* κατάσταση, όπου η δίοδος $D1$ άγει, ενώ το στοιχείο $Q1$ δεν άγει. Με αυτόν τον τρόπο, καθεμία από τις καταστάσεις μπορεί εύκολα να αναπαρασταθεί με

ένα γραμμικό ισοδύναμο κύκλωμα, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.2. Επίσης, η $R_{DS(ON)}$ αποτελεί την αντίσταση αγωγής του διακοπτικού στοιχείου $Q1$ κατά τη φάση ON του κυκλώματος και η V_d αποτελεί την πτώση τάση ορθής πόλωσης της διόδου $D1$ κατά τη φάση OFF.



Σχήμα 4.2: Λειτουργικές φάσεις διακοπτικών στοιχείων σε CCM περιοχή λειτουργίας (από Texas Instruments).

Συμβολίζοντας με T_{ON} τη χρονική διάρκεια της κατάστασης ON και με T_{OFF} της κατάστασης OFF αντίστοιχα, ορίζεται ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη (*duty-cycle*) ως ο λόγος:

$$D = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \quad (4.1)$$

Επίσης, το *duty-cycle* εκφράζεται και σαν ποσοστό της διακοπτικής περιόδου $T_S = T_{ON} + T_{OFF}$, και ισχύουν οι σχέσεις:

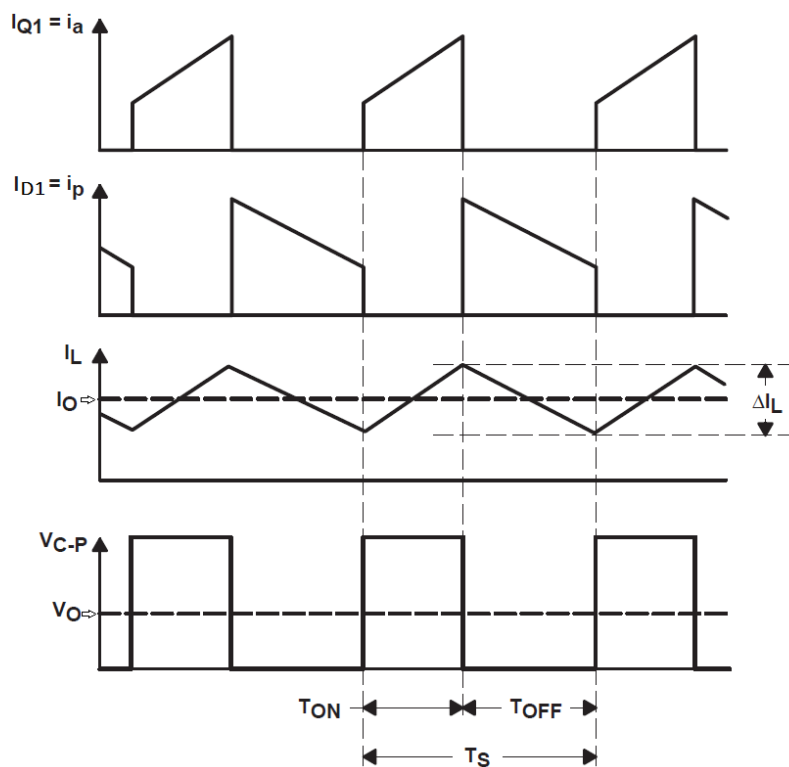
$$\begin{aligned} T_{ON} &= D \cdot T_S \\ T_{OFF} &= (1 - D) \cdot T_S = D' \cdot T_S \end{aligned} \quad (4.2)$$

Στο Σχήμα 4.3 παρουσιάζονται οι τυπικές κυματομορφές ρευμάτων των στοιχείων $Q1$, $D1$ και του πηνίου L , καθώς επίσης και η κυματομορφή τάσης στον κλάδο cp . Παρατηρείται ότι το ρεύμα πηνίου είναι πάντα μεγαλύτερο ή ίσο του μηδέν και έχει μέση τιμή:

$$I_O = \frac{I_{L(max)} + I_{L(min)}}{2} \quad (4.3)$$

Ενώ η κυμάτωση από κορυφή σε κορυφή (*peak-to-peak*):

$$\Delta I_L = I_{L(max)} - I_{L(min)} \quad (4.4)$$



Σχήμα 4.3: Κυματομορφές μετατροπέα Buck σε CCM λειτουργία (από Texas Instruments).

Το ποσό αύξησης του ρεύματος του πηνίου ΔI_{L+} κατά την ON φάση λειτουργίας, μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας τη γνωστή σχέση $V_L = L \frac{di_L}{dt}$. Εφαρμόζοντας νόμο τάσεων Kirchhoff στο ON ισοδύναμο κύκλωμα προκύπτει:

$$\Delta I_{L+} = \frac{(V_I - V_{DS} - I_L \cdot R_L) - V_O}{L} \cdot T_{ON} \quad (4.5)$$

Αντίστοιχα, συμβολίζοντας με ΔI_{L-} το ποσό μείωσης του ρεύματος του πηνίου κατά την OFF φάση, υπολογίζεται:

$$\Delta I_{L-} = \frac{V_O + (V_d + I_L \cdot R_L)}{L} \cdot T_{OFF} \quad (4.6)$$

Απαραίτητη συνθήκη για να υπάρξει μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, είναι οι ποσότητες ΔI_{L+} , ΔI_{L-} να είναι ίσες μεταξύ τους. Επομένως, σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης, εξισώνοντας τις (4.5), (4.6) υπολογίζεται η αναλυτική έκφραση της τάσης εξόδου V_O ως εξής:

$$\begin{aligned} \Delta I_{L+} &= \Delta I_{L-} \Leftrightarrow \\ \frac{(V_I - V_{DS} - I_L \cdot R_L) - V_O}{L} \cdot T_{ON} &= \frac{V_O + (V_d + I_L \cdot R_L)}{L} \cdot T_{OFF} \Leftrightarrow \\ V_O &= (V_I - V_{DS}) \cdot \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} - V_d \cdot \left(1 - \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}}\right) - I_L \cdot R_L \stackrel{(1)}{\Leftrightarrow} \\ V_O &= (V_I - V_{DS}) \cdot D - V_d \cdot (1 - D) - I_L \cdot R_L \end{aligned} \quad (4.7)$$

Πρακτικά όμως, τα μεγέθη V_{DS} , V_d , R_L είναι πολύ μικρότερα των V_O , V_I , επομένως η σχέση (4.7) απλοποιείται στην παρακάτω ιδανική μορφή:

$$V_O \cong V_I \cdot \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = V_I \cdot D \quad (4.8)$$

Παρόμοια αποδεικνύεται για τα ρεύματα εισόδου και εξόδου I_{IN} και I_{OUT} ότι:

$$I_{IN} = I_{OUT} \cdot D \quad (4.9)$$

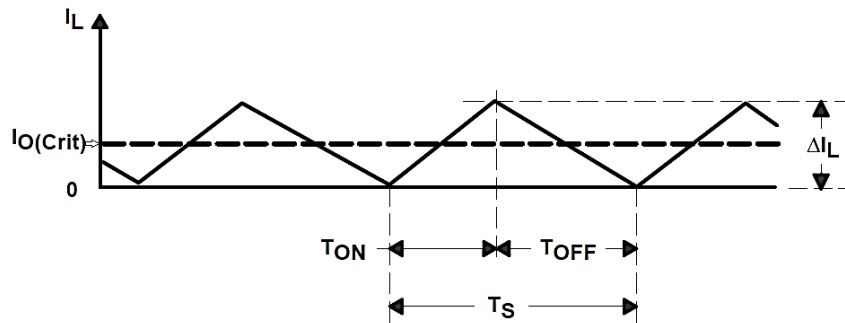
*Σημειώνεται, ότι όταν ο μετατροπέας λειτουργεί σε κατάσταση *CCM*, η σχέση των τάσεων εισόδου-εξόδου είναι πρακτικά ανεξάρτητη του φορτίου R .

4.1.2. Ανάλυση μόνιμης κατάστασης σε ασυνεχές ρεύμα πηνίου

Ο μετατροπέας εισέρχεται στην κατάσταση *DCM* (ασυνεχούς ρεύματος πηνίου), όταν το φορτίο μειωθεί σημαντικά και το ρεύμα του πηνίου αρχίζει να παρουσιάζει μηδενικές τιμές σε μέρος της διακοπτικής περιόδου. Επομένως, σε αυτή την περίπτωση παρουσιάζονται τρεις συνδυασμοί καταστάσεων των στοιχείων QI και DI , αφού εμφανίζεται και η κατάσταση ταυτόχρονης μη αγωγής των δύο διακοπτικών στοιχείων. Στο Σχήμα 4.4 φαίνεται το όριο μετάβασης από *CCM* σε *DCM* κατάσταση λειτουργίας.

Η περαιτέρω μείωση του ρεύματος πηνίου έχει ως αποτέλεσμα τη ραγδαία μεταβολή των δυναμικών χαρακτηριστικών του συστήματος, διότι ο μετατροπέας εισέρχεται πλήρως σε

ασυνεχή περιοχή λειτουργίας. Στο Σχήμα 4.5 παρουσιάζεται η κυματομορφή του ρεύματος πηνίου, όταν ο μετατροπέας έχει μεταβεί πλήρως σε DCM περιοχή λειτουργίας.



Σχήμα 4.4: Κρίσιμο ρεύμα πηνίου στο όριο μετάβασης από CCM σε DCM περιοχή λειτουργίας (από Texas Instruments).

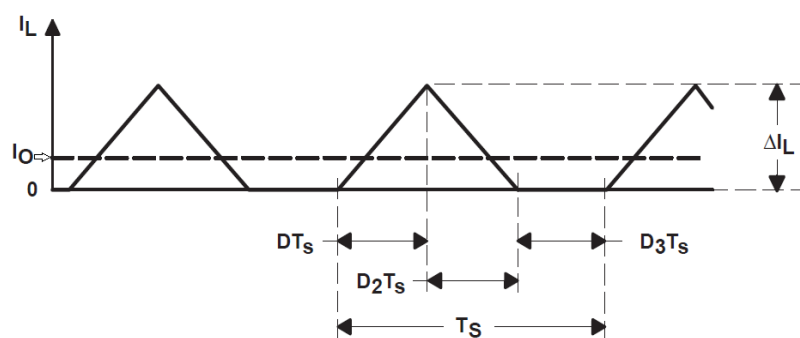
Προκειμένου να καθοριστεί η σχέση εισόδου-εξόδου του μετατροπέα, όπως αντίστοιχα έγινε και στη περίπτωση της CCM λειτουργίας, πρέπει να γίνει αναφορά στα χαρακτηριστικά των τριών καταστάσεων αγωγής των στοιχείων $Q1$, $D1$ του κυκλώματος ισχύος. Επομένως ως φάση ON ορίζεται η κατάσταση κατά την οποία το στοιχείο $Q1$ άγει και το $D1$ δεν άγει, ως φάση OFF η κατάσταση κατά την οποία το στοιχείο $D1$ άγει και το $Q1$ δεν άγει και τέλος η άεργος φάση ή IDLE φάση, κατά την οποία κανένα από τα δύο στοιχεία δεν άγει.

Συγκεκριμένα οι σχέσεις (4.2) στην περίπτωση DCM λειτουργίας τροποποιούνται ως εξής:

$$T_{ON} = D \cdot T_S$$

$$T_{OFF} = D_2 \cdot T_S \quad (4.10)$$

$$T_{IDLE} = D_3 \cdot T_S = T_S - (T_{ON} + T_{OFF})$$



Σχήμα 4.5: Ρεύμα πηνίου σε DCM περιοχή λειτουργίας (από Texas Instruments).

Αντίστοιχα με τη CCM, τα μεγέθη V_{DS} , V_d , R_L είναι αρκετά μικρά, ώστε να μπορούν να θεωρηθούν αμελητέα στους υπολογισμούς. Επομένως για τα ΔI_{L+} , ΔI_{L-} ισχύουν οι σχέσεις:

$$\Delta I_{L+} = \frac{(V_I - V_{DS} - I_L \cdot R_L) - V_O}{L} \cdot T_{ON} \Leftrightarrow \quad (4.11)$$

$$\Delta I_{L+} \cong \frac{V_I - V_O}{L} \cdot T_{ON} = \frac{V_I - V_O}{L} \cdot D \cdot T_S$$

$$\Delta I_{L-} = \frac{V_O + (V_d + I_L \cdot R_L)}{L} \cdot T_{OFF} \Leftrightarrow \quad (4.12)$$

$$\Delta I_{L-} \cong \frac{V_O}{L} \cdot T_{OFF} = \frac{V_O}{L} \cdot D_2 \cdot T_S$$

Επίσης, το ποσό αύξησης του ρεύματος ΔI_{L+} και το ποσό μείωσης ΔI_{L-} πρέπει να είναι ίσα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Εξισώνοντας τις (4.11), (4.12) προκύπτει:

$$\Delta I_{L+} = \Delta I_{L-} \Leftrightarrow \frac{V_I - V_O}{L} \cdot T_{ON} \cong \frac{V_O}{L} \cdot T_{OFF} \Leftrightarrow \quad (4.13)$$

$$V_O \cong V_I \cdot \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = V_I \cdot \frac{D}{D + D_2}$$

Ακόμα, το DC ρεύμα εξόδου, λόγω του LC φίλτρου ισούται με τη μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου και υπολογίζεται από την κυματομορφή του Σχήματος 4.5 ως εξής:

$$I_O = I_{L(AVG)} = \frac{1}{T_S} \int_t^{t+T_S} I_L(t) dt \Leftrightarrow$$

$$I_O = \frac{1}{T_S} \cdot \frac{\Delta I_{L+} \cdot (T_{ON} + T_{OFF})}{2} = \frac{1}{T_S} \cdot \frac{\Delta I_{L+} \cdot (D + D_2) \cdot T_S}{2} \stackrel{(4.11)}{\Leftrightarrow} \quad (4.14)$$

$$I_O = (V_I - V_O) \cdot \frac{D \cdot (D + D_2) \cdot T_S}{2 \cdot L}$$

Λόγω ωμικού φορτίου ισχύει η σχέση:

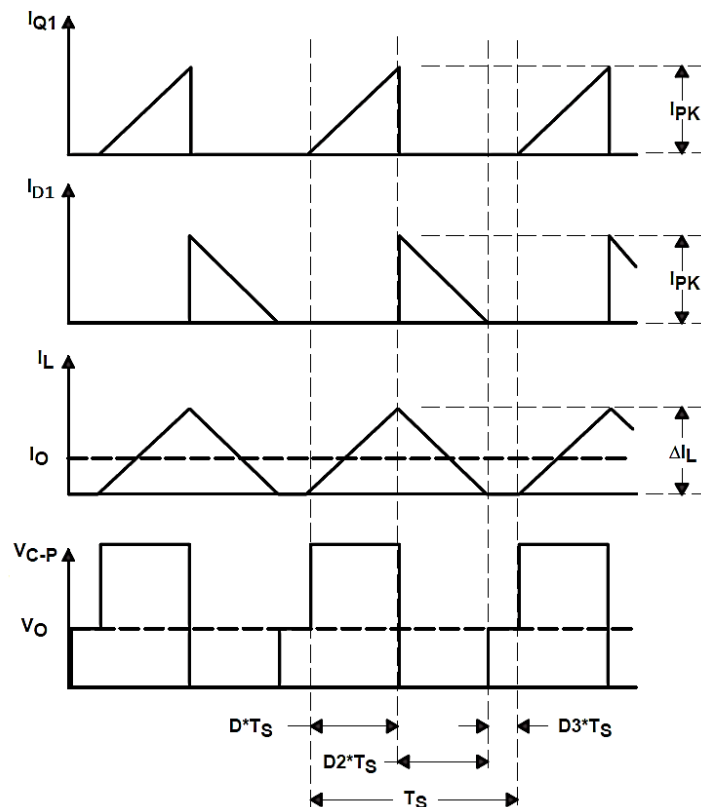
$$I_O = \frac{V_O}{R} \quad (4.15)$$

Συνδυάζοντας τις (4.14), (4.15) και αντικαθιστώντας στην (4.13), προκύπτει η παρακάτω σχέση εισόδου-εξόδου του μετατροπέα σε DCM λειτουργία:

$$(V_I - V_O) \cdot \frac{D \cdot (D + D_2) \cdot T_S}{2 \cdot L} = \frac{V_O}{R} \Leftrightarrow D + D_2 = \frac{2 \cdot L \cdot V_O}{D \cdot R \cdot T_S \cdot (V_I - V_O)} \quad (4.16)$$

$$V_O = V_I \cdot \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L}{D^2 \cdot R \cdot T_S}}}$$

*Σε αντίθεση με την περίπτωση *CCM*, όταν ο μετατροπέας λειτουργεί σε κατάσταση *DCM*, η σχέση των τάσεων εισόδου-εξόδου εξαρτάται από το φορτίο *R*.



Σχήμα 4.6: Κυματομορφές μετατροπέα Buck σε *DCM* λειτουργία (από Texas Instruments).

4.1.3. Κρίσιμη αυτεπαγωγή πηνίου

Κατά τη σχεδίαση του κυκλώματος ισχύος, η αυτεπαγωγή του πηνίου επιλέγεται έτσι ώστε ο μετατροπέας να λειτουργεί σε κατάσταση *CCM* για το μεγαλύτερο εύρος του φορτίου. Συνήθως η τιμή της αυτεπαγωγής επιλέγεται, έτσι ώστε η μετάβαση από *CCM* σε *DCM* κατάσταση λειτουργίας να πραγματοποιείται για φορτίο 10-30% του ονομαστικού. Η ελάχιστη τιμή της αυτεπαγωγής υπολογίζεται με την εξής διαδικασία:

- Πρώτον, ως κρίσιμο ρεύμα εξόδου, ορίζεται το ελάχιστο απαιτούμενο ρεύμα φορτίου, ώστε το πηνίο να διατηρεί συνεχώς το ρεύμα του. Συγκεκριμένα :

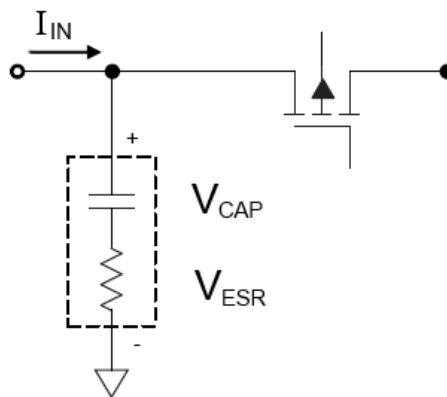
$$I_{O(crit)} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.17)$$

- Δεύτερον, ισχύει $\Delta I_L = \Delta I_{L+} = \Delta I_{L-}$ και αντικαθιστώντας στη σχέση (4.17) την (4.5) και (4.2) προκύπτει η εξής σχέση για την κρίσιμη τιμή της αυτεπαγωγής πηνίου:

$$L_{min} = \frac{V_O \cdot \left(1 - \frac{V_O}{V_{I(max)}}\right) \cdot T_S}{2 \cdot I_{O(crit)}} \quad (4.18)$$

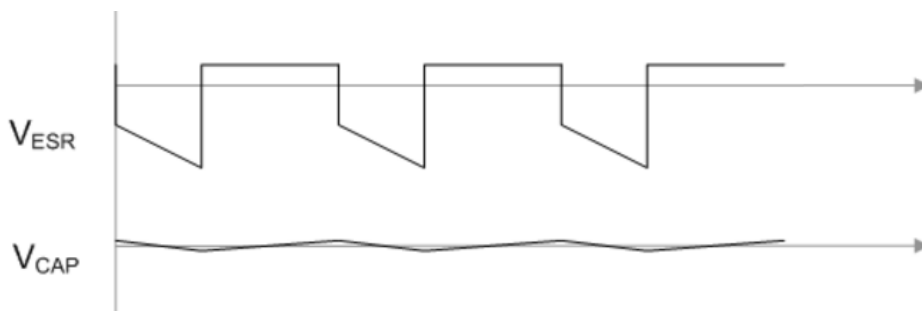
4.1.4. Κυμάτωση τάσης εισόδου

Η κυμάτωση των πυκνωτών οφείλεται τόσο στη φόρτιση-αποφόρτιση τους, όσο και στην πτώση τάσης πάνω στα άκρα της εσωτερικής τους αντίστασής τους (ESR), κατά τη φορά ρεύματος. Το ισοδύναμο κύκλωμα των πυκνωτών εισόδου φαίνεται στο Σχήμα 4.7.



Σχήμα 4.7: Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα πυκνωτών εισόδου μετατροπέα Buck.

Κατά τη χρονική διάρκεια T_{ON} οι πυκνωτές εκφορτίζονται με αποτέλεσμα τόσο η τάση V_{CAP} που οφείλεται στην εκφόρτιση των πυκνωτών όσο και η V_{ESR} που οφείλεται στο ESR να είναι αρνητικές σύμφωνα με το Σχήμα 4.7. Αντίθετα κατά τη χρονική διάρκεια T_{OFF} οι πυκνωτές φορτίζονται με αποτέλεσμα τόσο η V_{CAP} όσο και η V_{ESR} να είναι θετικές.



Σχήμα 4.8: Κυμάτωση τάσης εισόδου μετατροπέα λόγω ESR και εκφόρτισης πυκνωτών.

Παρατηρούμε από το Σχήμα 4.8 ότι τόσο η κυμάτωση λόγω ESR όσο και η κυμάτωση λόγω φόρτισης-αποφόρτισης των πυκνωτών έχουν κοινά μέγιστα και ελάχιστα επομένως η συνολική κυμάτωση των πυκνωτών είναι το άθροισμα των επιμέρους κυματώσεων.

Για τον υπολογισμό της V_{CAP} χρησιμοποιείται ο ορισμός της χωρητικότητας:

$$C_{in} = \frac{Q}{V_{cap}} \Leftrightarrow \frac{dV_{cap}}{dt} = \frac{dq}{dt \cdot C_{in}} \Leftrightarrow \Delta V_{cap} = \frac{I \cdot \Delta t}{C_{in}} \quad (4.19)$$

Επίσης για το χρονικό διάστημα T_{ON} από τη σχέση (4.9) ισχύει ότι $I_{IN} = I_{OUT} \cdot D$ και για $\Delta t = T_{ON}$ με αντικατάσταση στη (4.19) προκύπτει ότι:

$$\Delta V_{cap} = \frac{I_{out} \cdot (1 - D) \cdot T_{ON}}{C_{in}} \Leftrightarrow \Delta V_{cap} = \frac{I_{out} \cdot (1 - D) \cdot D}{C_{in} \cdot f_s} \quad (4.20)$$

Για τον υπολογισμό τις V_{ESR} ισχύει εξ' ορισμού ότι:

$$V_{ESR} = I \cdot ESR \quad (4.21)$$

Από το Σχήμα 4.7 στο οποίο είναι σημειωμένα τα ρεύματα των πυκνωτών εισόδου και από την κυματομορφή του Σχήματος 4.8 προκύπτει ότι:

$$V_{ESR(MIN)} = - \left(I_{out} \cdot (1 - D) + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot ESR \quad (4.21)$$

$$V_{ESR(MAX)} = I_{out} \cdot D \cdot ESR$$

Επομένως για την κυμάτωση λόγω ESR ισχύει η εξής σχέση:

$$\Delta V_{ESR} = V_{ESR(MAX)} - V_{ESR(MIN)} \Leftrightarrow \Delta V_{ESR} = \left(I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot ESR \quad (4.22)$$

Από τις σχέσεις (4.2) και (4.22) υπολογίζεται:

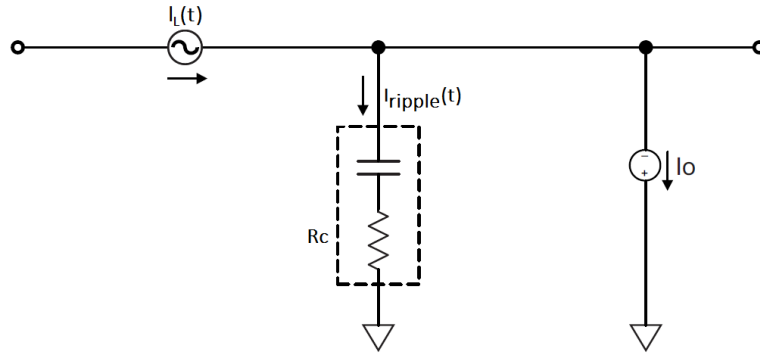
$$\Delta V_{in} = \Delta V_{cap} + \Delta V_{ESR} \Leftrightarrow \Delta V_{in} = \frac{I_{out} \cdot (1 - D) \cdot D}{C_{in} \cdot f_s} + \left(I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot ESR \quad (4.23)$$

$$\Delta V_{in} = \frac{I_{out} \cdot (1 - D) \cdot D}{C_{in} \cdot f_s} + (I_{OUT(MAX)} \cdot ESR)$$

4.1.5. Κυμάτωση τάσης εξόδου

Για τον προσδιορισμό της κυμάτωσης της τάσης εξόδου του μετατροπέα, μπορούμε να θεωρήσουμε το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.9. Από νόμο ρευμάτων Kirchhoff, η AC συνιστώσα του ρεύματος του πηνίου καταλήγει στον κλάδο του πυκνωτή εξόδου και ισχύει η σχέση:

$$i_{ripple}(t) = I_L(t) - I_O \quad (4.24)$$



Σχήμα 4.9: Ισοδύναμο κύκλωμα πυκνωτών εξόδου μετατροπέα Buck.

Υποθέτοντας CCM περιοχή λειτουργίας, η AC συνιστώσα $i_{ripple}(t)$ μπορεί να περιγραφεί από την παρακάτω αναλυτική σχέση:

$$i_{ripple}(t) = \begin{cases} i_1(t), & t \in [0, T_{ON}] \\ i_2(t), & t \in [T_{ON}, T_S] \end{cases} = \begin{cases} \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \left(-1 + 2 \cdot \frac{t}{T_{ON}}\right), & t \in [0, T_{ON}] \\ \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{t - T_{ON}}{T_{OFF}}\right), & t \in [T_{ON}, T_S] \end{cases} \quad (4.25)$$

Όπου ΔI_L η peak-to-peak κυμάτωση ρεύματος του πηνίου.

Η τάση του πυκνωτή εξόδου, σύμφωνα με το νόμο τάσεων του Kirchhoff είναι η εξής:

$$V(t) = V_{R_C}(t) + V_C(t) \Leftrightarrow V(t) = i_{ripple}(t) \cdot R_C + \int_0^t \frac{i_{ripple}(t)}{C} dt \stackrel{(4.25)}{\Leftrightarrow}$$

$$V(t) = \begin{cases} V_1(t), & t \in [0, T_{ON}] \\ V_2(t), & t \in [T_{ON}, T_S] \end{cases} =$$

$$= \begin{cases} R_C \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \left(-1 + 2 \cdot \frac{t}{T_{ON}}\right) + \frac{\Delta I_L}{2 \cdot C} \cdot \left(-t + \frac{t^2}{T_{ON}}\right), & t \in [0, T_{ON}] \\ R_C \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{t - T_{ON}}{T_{OFF}}\right) + \frac{\Delta I_L}{2 \cdot C} \cdot \left[(t - T_{ON}) - \frac{(t - T_{ON})^2}{T_{OFF}}\right], & t \in [T_{ON}, T_S] \end{cases} \quad (4.26)$$

Από τη σχέση (4.26), προκύπτουν οι χρόνοι t_{min} , t_{max} κατά τους οποίους η $V(t)$ γίνεται ελάχιστη και μέγιστη αντίστοιχα, ως εξής:

$$t_{min} = \frac{T_{ON}}{2} - R_C \cdot C, \quad t_{max} = T_{ON} + \frac{T_{OFF}}{2} - R_C \cdot C \quad (4.27)$$

Οι οποίες ισχύουν μόνο όταν η χρονική σταθερά $R_C \cdot C$ έχει μικρότερη τιμή από τους χρόνους T_{ON} και T_{OFF} . Τα αντίστοιχα ακρότατα της τάσης είναι τα παρακάτω:

$$V_{out(min)} = V_1(t_{min}) = -\frac{\Delta I_L \cdot R_C^2 \cdot C}{T_{ON}} - \frac{\Delta I_L}{2 \cdot C \cdot T_{ON}} \cdot \left[\frac{T_{ON}^2}{4} - (R_C \cdot C)^2 \right] \quad (4.28)$$

$$V_{out(max)} = V_2(t_{max}) = \frac{\Delta I_L \cdot R_C^2 \cdot C}{T_{OFF}} + \frac{\Delta I_L}{2 \cdot C \cdot T_{OFF}} \cdot \left[\frac{T_{OFF}^2}{4} - (R_C \cdot C)^2 \right]$$

Επομένως η peak-to-peak κυμάτωση της τάσης εξόδου υπολογίζεται από τη σχέση:

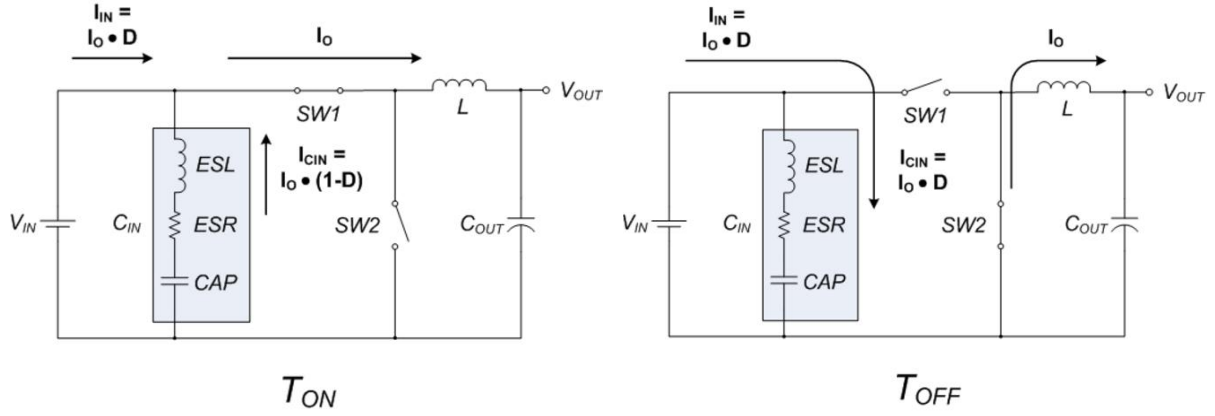
$$\begin{aligned} V_{out(p-p)} &= V_{out(max)} - V_{out(min)} \Leftrightarrow \\ V_{out(p-p)} &= (\Delta I_L \cdot R_C^2 \cdot C) \cdot \left[\frac{1}{T_{OFF}} + \frac{1}{T_{ON}} \right] + \frac{\Delta I_L}{2 \cdot C} \cdot \left[\frac{T_{OFF}}{4} + \frac{T_{ON}}{4} - \frac{(R_C \cdot C)^2}{T_{OFF}} - \frac{(R_C \cdot C)^2}{T_{ON}} \right] \Leftrightarrow \\ V_{out(p-p)} &= (\Delta I_L \cdot R_C^2 \cdot C) \cdot \left[\frac{1}{(1-D) \cdot T_s} + \frac{1}{D \cdot T_s} \right] + \frac{\Delta I_L}{2 \cdot C} \cdot \left[\frac{(1-D) \cdot T_s}{4} + \frac{D \cdot T_s}{4} - \frac{(R_C \cdot C)^2}{(1-D) \cdot T_s} - \frac{(R_C \cdot C)^2}{D \cdot T_s} \right] \Leftrightarrow \\ V_{out(p-p)} &= \frac{\Delta I_L}{8 \cdot C \cdot f_s} + \frac{\Delta I_L \cdot R_C^2 \cdot C \cdot f_s}{2 \cdot D \cdot (1-D)} \quad (4.29) \end{aligned}$$

Αντίθετα όταν ο όρος $R_C \cdot C$ έχει τιμή μεγαλύτερη από τους χρόνους T_{ON} και T_{OFF} η σχέση (4.29) παρουσιάζει σημαντικό σφάλμα. Σε αυτή τη περίπτωση χρησιμοποιούμε την ακόλουθη προσεγγιστική σχέση, η οποία προκύπτει αθροίζοντας τη κυμάτωση που προκαλείται λόγω του ESR και της εκφόρτισης του πυκνωτή:

$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot C \cdot f_s} + \Delta I_L \cdot ESR \quad (4.29b)$$

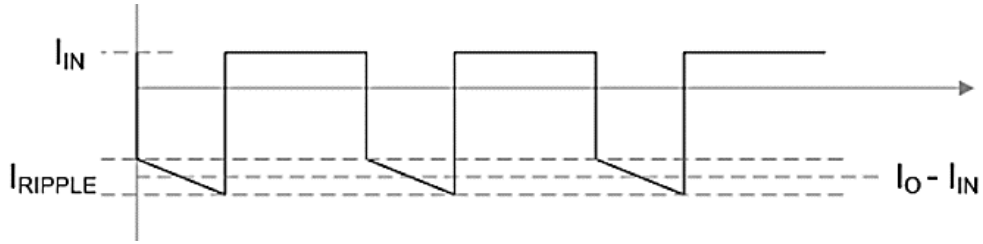
4.1.6. Ενεργός τιμή ρεύματος πυκνωτή εισόδου

Για τον υπολογισμό της ενεργού τιμής ρεύματος των πυκνωτών εισόδου θεωρούμε ότι κατά τη χρονική διάρκεια T_{ON} οι πυκνωτές εισόδου σε συνδυασμό με την είσοδο παρέχουν ρεύμα I_{out} στην έξοδο. Κατά τη χρονική διάρκεια T_{OFF} οι πυκνωτές διαρρέονται από το ρεύμα εισόδου I_{in} .



Σχήμα 4.10: Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα Buck (www.eetimes.com).

Στο Σχήμα 4.10 παρουσιάζεται το ρεύμα των πυκνωτών κατά τη χρονική διάρκεια T_{ON} και T_{OFF} . Στο Σχήμα 4.11 φαίνεται η κυματομορφή του ρεύματος των πυκνωτών εισόδου, για τον υπολογισμό του οποίου λαμβάνεται υπόψιν και η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου, αυξάνοντας την ενεργό τιμή ρεύματος των πυκνωτών εισόδου.



Σχήμα 4.11: Κυματομορφή ρεύματος πυκνωτών εισόδου.

Η ενεργός τιμή του ρεύματος επομένως ισούται με:

$$\begin{aligned}
 I_{cin} &= \sqrt{\frac{1}{T_{on} + T_{off}} \cdot \left(\int_0^{T_{on}} -I_{out} - i_1(t) + I_{in} dt + \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_{off}} I_{in} dt \right)} \stackrel{(4.2),(4.9)}{\Leftrightarrow} \\
 I_{cin} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{T_{on}} -I_{out} - i_1(t) + I_{out} \cdot D dt + \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_{off}} I_{out} \cdot D dt \right)} \Leftrightarrow \\
 I_{cin} &= \sqrt{\frac{T_{on}}{T_s} \cdot \left(\frac{(\Delta I_L)^2}{12} + D^2 \cdot I_{out}^2 - 2D \cdot I_{out}^2 + I_{out}^2 \right) + \frac{T_{off}}{T_s} \cdot (D^2 \cdot I_{out}^2)} \stackrel{(4.10)}{\Leftrightarrow} \quad (4.30) \\
 I_{cin} &= \sqrt{D \cdot \left(\frac{(\Delta I_L)^2}{12} + D^2 \cdot I_{out}^2 - 2D \cdot I_{out}^2 + I_{out}^2 \right) + (1 - D) \cdot (D^2 \cdot I_{out}^2)} \Leftrightarrow \\
 I_{cin} &= \sqrt{D \cdot \left(I_{out}^2 (1 - D) + \frac{1}{12} (\Delta I_L)^2 \right)}
 \end{aligned}$$

4.1.7. Ενεργός τιμή ρεύματος πυκνωτή εξόδου

Για τον υπολογισμό της ενεργού τιμής ρεύματος των πυκνωτών εξόδου χρησιμοποιείται ο τύπος (4.25). Η ενεργός τιμή ρεύματος επομένως ισούται με:

$$I_{Cout} = \sqrt{\frac{1}{T_{on} + T_{off}} \cdot \left(\int_0^{T_{on}} i_1(t) dt + \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_{off}} i_2(t) dt \right)} \quad (4.31)$$
$$I_{Cout} = \frac{\sqrt{3} \cdot \Delta I_L}{6}$$

Ακόμα από τον ορισμό της αυτεπαγωγής του πηνίου για το χρονικό διάστημα T_{ON} ισχύει ότι:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \Leftrightarrow \Delta I_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot T_{ON} \stackrel{(9)}{\Leftrightarrow} \Delta I_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (4.32)$$
$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{L \cdot f_s} \cdot D \Leftrightarrow \Delta I_L = \frac{V_{in} \cdot (1 - D)}{L \cdot f_s} \cdot D$$

Συνδυάζοντας τα παραπάνω καταλήγουμε στον εξής τύπο:

$$I_{Cout} = \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{V_{in} \cdot D \cdot (1 - D)}{L \cdot f_s} \quad (4.33)$$

4.2. Υπολογισμός και επιλογή εξαρτημάτων μετατροπέα υποβιβασμού

4.2.1. Επιλογή πηνίου και υπολογισμός απωλειών

- *Υπολογισμός ελάχιστων ορίων αυτεπαγωγής πηνίου*

Για τον υπολογισμό των ορίων της αυτεπαγωγής του πηνίου λαμβάνουμε υπόψη τις προδιαγραφές 3, 6, 7 του κεφαλαίου 3. Αρχικά βασική προϋπόθεση είναι να υπάρχει δυνατότητα ελέγχου του ρεύματος εξόδου για $I_{out} \geq 1A$. Ο έλεγχος του ρεύματος σχεδιάζεται μόνο για λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου, επομένως η ελάχιστη αυτεπαγωγή για ρεύμα εξόδου 1A υπολογίζεται από τη σχέση (4.18) ως εξής:

$$I_{O(crit)}(D) = \frac{V_I \cdot D \cdot (1 - D)}{2 \cdot L \cdot f_s}$$

Η συνάρτηση $I_{O(crit)}(D)$ μεγιστοποιείται για $D = 0.5$ και αντικαθιστώντας με $f_s = 100Khz$, $I_{O(crit)} = I_{out(control)_{min}} = 1A$, $V_I = 350V$ και $I_{out} = 1A$ υπολογίζεται ότι:

$$L_{\min(\forall D, I_{O(crit)})} = \frac{0.125 \cdot V_I}{I_{O(crit)} \cdot f_S} \Leftrightarrow \quad (4.34)$$

$$L_{\min(\forall D, I_{out}=1A)} = \frac{0.125 \cdot 350}{1 \cdot 100000} = 437.5\mu H$$

Επίσης η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου από τις προδιαγραφές που έχουν τεθεί στο κεφάλαιο 3 πρέπει να είναι μικρότερη από το 30% του ονομαστικού ρεύματος εξόδου ($\Delta I_L \leq 30\% \cdot I_{out}$), επομένως για ονομαστικό ρεύμα λειτουργίας 10A η κυμάτωση πρέπει να είναι μικρότερη από 3A. Υπολογίζουμε την ελάχιστη τιμή της αυτεπαγωγής για ονομαστικό φορτίο με βάση τη σχέση (4.11) από την οποία προκύπτει:

$$\Delta I_L(D) = \frac{V_I \cdot D \cdot (1 - D)}{L \cdot f_S} \quad (4.35)$$

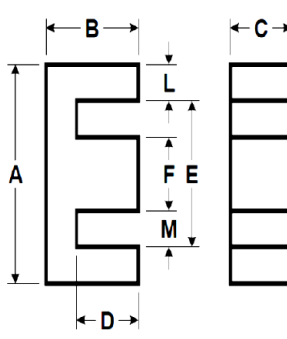
Αντίστοιχα η $\Delta I_L(D)$ μεγιστοποιείται για $D = 0.5$. Αντικαθιστώντας $f_S = 100Khz$, $\Delta I_{L(max)} = 3A$, $V_I = 350V$ υπολογίζεται ότι για ρεύμα εξόδου $I_{out} = 10A$:

$$L_{\min(\forall D, \Delta I_{L(max)})} = \frac{0.25 \cdot V_I}{\Delta I_{L(max)} \cdot f_S} \quad (4.36)$$

$$L_{\min(\forall D, I_{out}=10A)} = \frac{0.25 \cdot 350}{3 \cdot 100000} = 291.6\mu H$$

- **Επιλογή μαγνητικού πυρήνα**

Για την κατασκευή του πηνίου επιλέχθηκε ο πυρήνας 00K5530E(DIN 55/25)-60μ της σειράς Kool Mu της Magnetics.



Kool Mu Permeability (μ)	A _L (nH/T ²)	Core Marking	
		Lot Number	Part number
60	261 ± 8%	XXXXXX	K5530E060

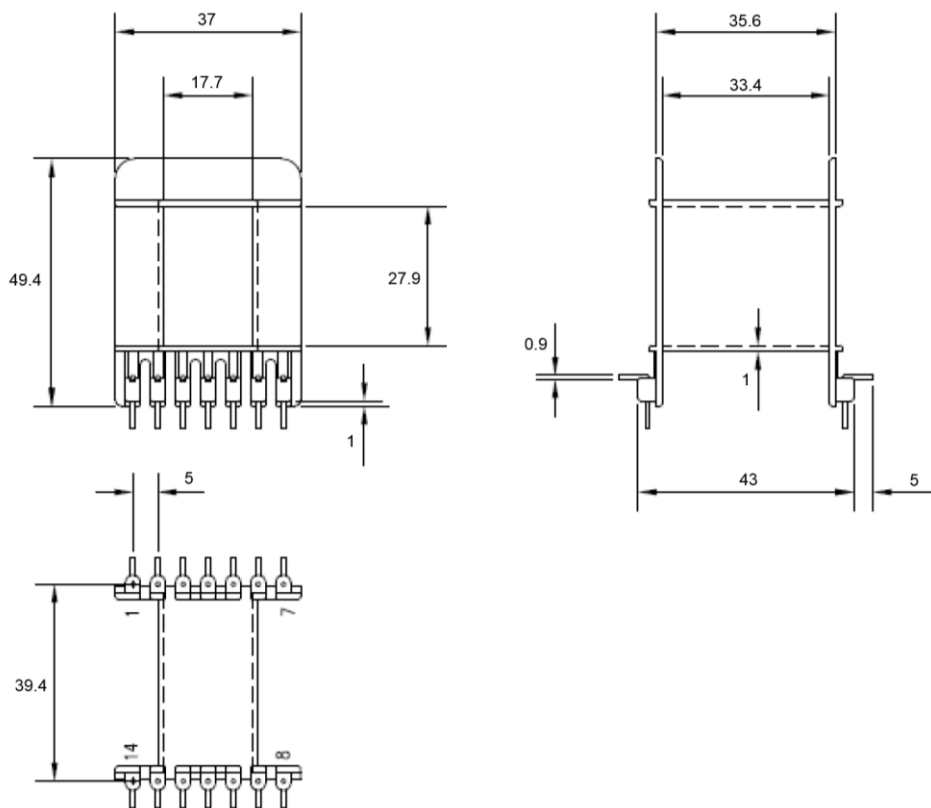
	Dimensions		Tolerance (±)		Packaging	
	(mm)	(in)	(mm)	(in)		
A	54.86	2.160	0.813	0.032	Box Qty= 96 pcs	
B	27.56	1.085	0.406	0.016		
C	24.6	0.969	0.381	0.015		
D	18.5	0.729	-	-	Min	Available Hardware PCB5530FA
E	37.49	1.476	-	-	Min	
F	16.8	0.660	0.381	0.015		
L	8.38	0.330	-	-	Nom	
M	10.2	0.405	-	-	Min	

Σχήμα 4.12: Χαρακτηριστικά πυρήνα 00K5530E(DIN 55/25)-60μ (Magnetics).

Οι πυρήνες Kool Mu είναι πυρήνες κατανεμημένου διακένου με σύσταση 85% σίδηρος, 9% πυρίτιο και 6% αλουμίνιο και ενδείκνυνται για χαμηλές απώλειες σε υψηλές συχνότητες, ενώ παράλληλα είναι σχεδιασμένοι για υψηλή τιμή πυκνότητας μαγνητικής ροής και ομαλή μετάβαση σε κορεσμό. Στο Σχήμα 4.12 παρουσιάζονται οι διαστάσεις του πυρήνα που επιλέχθηκε ενώ τα κυριότερα τεχνικά χαρακτηριστικά του είναι τα εξής:

- Συντελεστής $A_L = 261 \text{ nH/Turn}$
- Μέσο μήκος μαγνητικού κυκλώματος: $l_e = 12.3 \text{ cm}$
- Μέση διατομή μαγνητικού κυκλώματος: $A_e = 4.17 \text{ cm}^2$
- Εξωτερική επιφάνεια πυρήνα: $SA \cong 145 \text{ cm}^2$
- Συνολικός όγκος πυρήνα: $V_e = 51.4 \text{ cm}^3$

Στο Σχήμα 4.13 φαίνονται τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του δοχείου περιέλιξης του πυρήνα.



Σχήμα 4.13: Χαρακτηριστικά δοχείου περιέλιξης PCB5530FA (Magnetics).

Για το τύλιγμα χρησιμοποιήθηκε σύρμα χαλκού με μονωτικό βερνίκι υψηλής θερμοκρασίας διαμέτρου 1mm. Μετά από δοκιμές στο δοχείο περιέλιξης, το οποίο διατίθεται για τον συγκεκριμένο πυρήνα, μπορέσαμε να στοιβάξουμε στην οριζόντια διάταξη 24 σύρματα και στην κατακόρυφη 7 στρώσεις συρμάτων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.14.

Με δεδομένη την παραπάνω γεωμετρία τυλίγματος επιλέχθηκαν 4 σύρματα του 1mm να τυλίγονται παράλληλα ως προς τον οριζόντιο άξονα και το συνολικό τύλιγμα εν τέλη να αποτελείται από 42 σπείρες συνολικού μήκους περίπου 5 μέτρων.

- **Υπολογισμός αυτεπαγωγής πηνίου**

Η ένταση του μαγνητικού πεδίου στον πυρήνα δίνεται από τη σχέση:

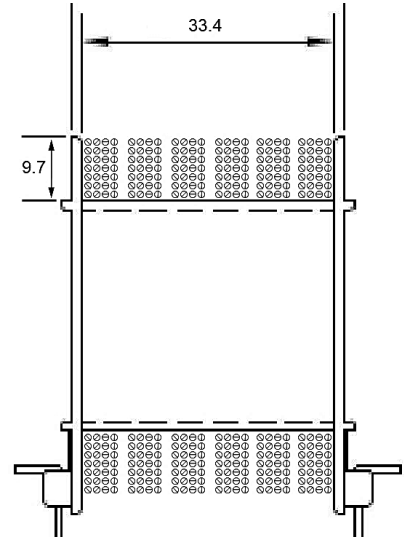
$$H = \frac{N \cdot I}{le} \quad (4.37)$$

Επομένως για DC ρεύματα πηνίου 1A και 10A η ένταση μαγνητικού πεδίου υπολογίζεται αντίστοιχα:

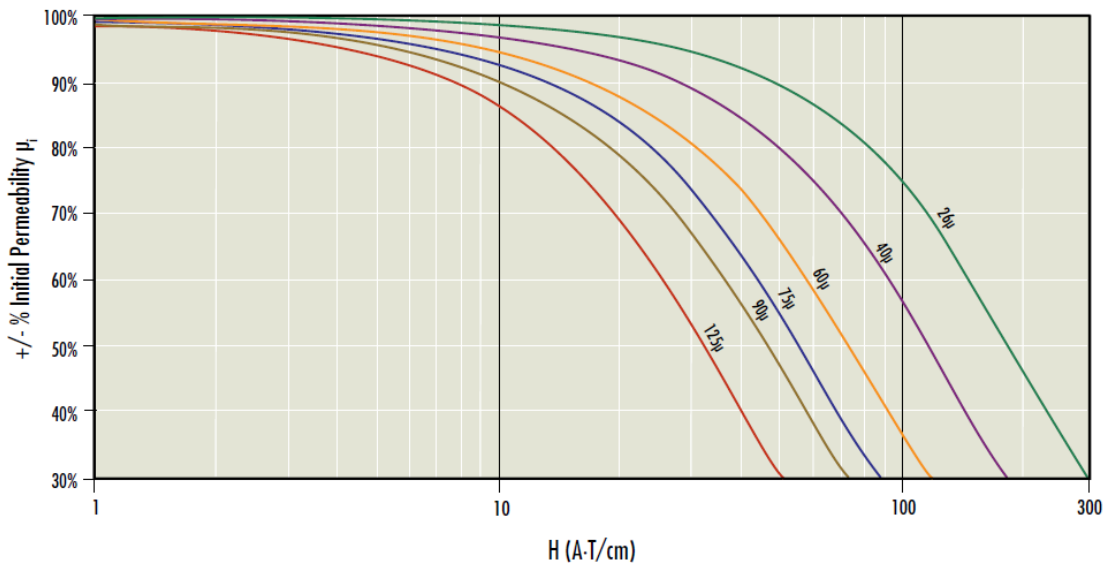
$$H_{(1A)} = \frac{42 \cdot 1}{12.3} = 3.415 \text{ AT/cm} \quad (4.38)$$

$$H_{(10A)} = \frac{42 \cdot 10}{12.3} = 34.15 \text{ AT/cm}$$

Η μαγνητική διαπερατότητα σε όλα τα μαγνητικά υλικά μειώνεται με την αύξηση της έντασης του μαγνητικού πεδίου. Η αλλαγή της μαγνητικής διαπερατότητας παρουσιάζεται από τα δεδομένα του κατασκευαστή για το συγκεκριμένο υλικό (60u) στο Σχήμα 4.15.



Σχήμα 4.14: Τύλιγμα πηνίου στο δοχείο περιέλιξης.



Σχήμα 4.15: Μαγνητική διαπερατότητα συναρτήσει της έντασης μαγνητικού πεδίου για τη σειρά Kool Mu (Magnetics).

Πίνακας 4.1. Μαγνητική διαπερατότητα συναρτήσει της έντασης μαγνητικού πεδίου της σειράς Kool Mu (Magnetics).

		a	b	c	d	e
Kool Μμ[®]	26μ	1	-1.248E-03	-2.020E-05	8.354E-08	-9.503E-11
	40μ	1	-2.799E-03	-3.312E-05	2.126E-07	-3.466E-10
	60μ	1	-4.445E-03	-8.763E-05	9.446E-07	-2.616E-09
	75μ	1	-6.120E-03	-1.380E-04	1.943E-06	-6.956E-09
	90μ	1	-9.031E-03	-1.218E-04	2.254E-06	-9.287E-09
	125μ	1	-9.918E-03	-5.044E-04	1.267E-05	-8.284E-08

Για τον υπολογισμό μας δίνονται από τον κατασκευαστή οι αναλυτικές σχέσεις πολυωνυμικής παρεμβολής των καμπυλών του Σχήματος 4.15 με παραμέτρους που αλλάζουν ανάλογα με το υλικό και δίνονται από τον Πίνακα 4.1. Δίνεται :

$$\mu = \mu_{(initial)} \cdot [a + b \cdot H + c \cdot H^2 + d \cdot H^3 + e \cdot H^4] \quad (4.39)$$

Συγκεκριμένα για το υλικό 60u:

$$\mu = \mu_{(initial)} \cdot [1 + (-4.445 \cdot 10^{-3}) \cdot H + (-8.763 \cdot 10^{-5}) \cdot H^2 + (9.446 \cdot 10^{-7}) \cdot H^3 + (-2.616 \cdot 10^{-9}) \cdot H^4] \quad (4.40)$$

Η μαγνητική διαπερατότητα είναι ανάλογη της παραμέτρου A_L , η οποία δίνεται από τα δεδομένα του κατασκευαστή και παρέχει ευκολία στον υπολογισμό της αυτεπαγωγής του πηνίου. Επομένως η παράμετρος A_L επιδέχεται ίδια ποσοστιαία μεταβολή με την μαγνητική διαπερατότητα και ισχύουν οι σχέσεις:

$$A_L = A_{L(initial)} \cdot (a + b \cdot H + c \cdot H^2 + d \cdot H^3 + e \cdot H^4) \xleftrightarrow{L=A_L \cdot N^2} L = L_{(initial)} \cdot (a + b \cdot H + c \cdot H^2 + d \cdot H^3 + e \cdot H^4) \Leftrightarrow \quad (4.41)$$

$$L = A_{L(initial)} \cdot N^2 \cdot [1 + (-4.445 \cdot 10^{-3}) \cdot H + (-8.763 \cdot 10^{-5}) \cdot H^2 + (9.446 \cdot 10^{-7}) \cdot H^3 + (-2.616 \cdot 10^{-9}) \cdot H^4]$$

Με την σχέση (4.40) υπολογίζουμε την αυτεπαγωγή του πηνίου για κενό φορτίο, 1A και 10A ως εξής:

$$L_{(initial)} = A_{L(initial)} \cdot N^2 = (262 \cdot 10^{-3}) \cdot 42 = 460\mu H$$

$$L_{(1A)} = A_{L(initial)} \cdot N^2 \cdot (a + b \cdot H_{(1A)} + c \cdot H_{(1A)}^2 + d \cdot H_{(1A)}^3 + e \cdot H_{(1A)}^4) = 453\mu H \quad (4.42)$$

$$L_{(10A)} = A_{L(initial)} \cdot N^2 \cdot (a + b \cdot H_{(10A)} + c \cdot H_{(10A)}^2 + d \cdot H_{(10A)}^3 + e \cdot H_{(10A)}^4) = 359\mu H$$

Διαπιστώνεται ότι οι παραπάνω τιμές πληρούν τις προδιαγραφές για την ελάχιστη αυτεπαγωγή όπως υπολογίστηκε στην ενότητα 4.2.1. Συγκεκριμένα:

$$L_{(1A)} = 453\mu H \geq 437.5\mu H = L_{min(\forall D, I_{out}=1A)} \quad (4.43)$$

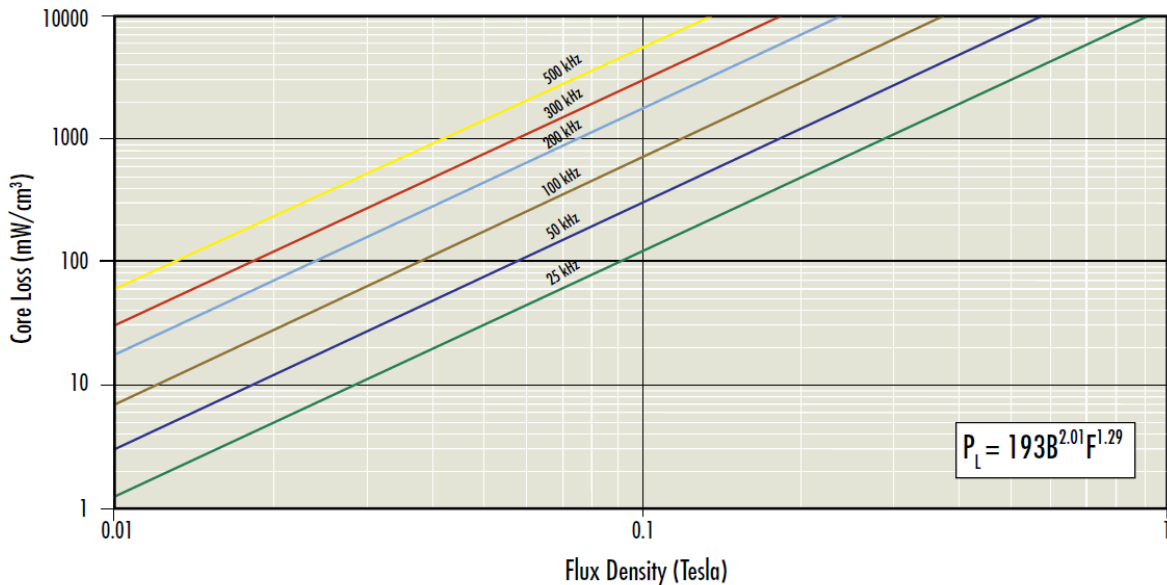
$$L_{(10A)} = 359\mu H \geq 291.6\mu H = L_{min(\forall D, I_{out}=10A)}$$

- **Υπολογισμός απωλειών σιδήρου**

Για τον υπολογισμό των απωλειών του πυρήνα δίνονται από τον κατασκευαστή οι καμπύλες απωλειών για το εκάστοτε υλικό, οι οποίες εξαρτώνται από τη διακοπτική συχνότητα, το DC φορτίο και την αντίστοιχη κυμάτωση του ρεύματος πηνίου. Συγκεκριμένα στο Σχήμα 4.16 φαίνονται οι καμπύλες απωλειών σιδήρου για το υλικό 60u καθώς και η αναλυτική σχέση απωλειών, η οποία είναι η εξής:

$$P_L = 193 \cdot B_{AC}^{2.01} \cdot F_s^{1.29} \quad (4.44)$$

Όπου P_L η χωρική πυκνότητα ισχύος απωλειών σε mW/cm^3 , F_s η διακοπτική συχνότητα σε kHz και B_{AC} το πλάτος της AC πυκνότητας μαγνητικής ροής σε *Tesla* έτσι ώστε $B_{AC} = \frac{\Delta B_{p-p}}{2}$.



Σχήμα 4.16: Καμπύλες απωλειών πυρήνα για το υλικό 60u (Magnetics).

Για ονομαστικό φορτίο 10A έχει υπολογιστεί ήδη η αυτεπαγωγή $L_{(10A)} = 359\mu H$, οπότε από τη σχέση (4.35) υπολογίζουμε την κυμάτωση του ρεύματος στη χειρότερη περίπτωση ($D = 0.5$):

$$\Delta I_{L(max, 10A)} = \frac{0.25 \cdot V_L}{L_{(10A)} \cdot f_s} = \frac{0.25 \cdot 350}{359 \cdot 10^{-6} \cdot 100000} = 2.4373A \text{ ή } 24.4\% \quad (4.45)$$

Η κυμάτωση της έντασης μαγνητικού πεδίου είναι ίση με:

$$\Delta H_{p-p} = \frac{N \cdot \Delta I_{L(max, 10A)}}{le} = \frac{42 \cdot 2.4373}{12.3} = 8.322 \text{ AT/cm} \quad (4.46)$$

Υπολογίζουμε τη σχετική μαγνητική διαπερατότητα σε DC ρεύμα 10A από τη σχέση (4.39):

$$\mu_r = \mu_{r(initial)} \cdot [a + b \cdot H + c \cdot H^2 + d \cdot H^3 + e \cdot H^4] \xrightarrow{(\mu_{(initial)=60}), (H=H_{(10A)})} \mu_{r(10A)} = 46.8058 \quad (4.47)$$

Η μαγνητική διαπερατότητα επομένως είναι ίση με:

$$\mu_{(10A)} = \mu_{r(10A)} \cdot \mu_0 = 46.8058 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1} = 5.8818 \cdot 10^{-5} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1} \quad (4.48)$$

Στη συνέχεια υπολογίζουμε την κυμάτωση της πυκνότητας μαγνητικής ροής:

$$\Delta B_{p-p} = \mu_{(10A)} \cdot \Delta H_{p-p} = 5.8818 \cdot 10^{-5} \cdot 8.322 \cdot 10^2 \text{ T} = 48.96 \text{ mT} \quad (4.49)$$

$$B_{AC} = \frac{\Delta B_{p-p}}{2} = 24.48 \text{ mT}$$

Τέλος από τη σχέση (4.44) υπολογίζουμε της απώλειες σιδήρου σε ονοματικό φορτίο 10A και $F_s = 100 \text{ KHz}$:

$$P_L = 193 \cdot B_{AC}^{2.01} \cdot F_s^{1.29} = 193 \cdot (24.48 \cdot 10^{-3})^{2.01} \cdot (100)^{1.29} \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} = 42.37 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \quad (4.50)$$

$$P_{fe(10A)} = P_L \cdot V_e = \left(42.37 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}\right) \cdot (51.4 \text{ cm}^3) = 2.18 \text{ W}$$

- **Υπολογισμός απωλειών χαλκού**

Για τον υπολογισμό των απωλειών χαλκού δε λήφθηκε υπόψιν η ενδεχόμενη αλλαγή της αντίστασης του τυλίγματος λόγω επιδερμικού φαινομένου (σε αντίθεση με τον σχεδιασμό του μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας), καθώς το ρεύμα είναι κατά βάση DC με μικρό ποσοστό ανώτερων αρμονικών (λόγω της μικρής κυμάτωσης ΔI_L). Μεγάλη σημασία στον υπολογισμό έχει όμως η μεταβολή της ειδικής αντίστασης του χαλκού σε σχέση με τη θερμοκρασία. Συγκεκριμένα η ειδική αντίσταση του χαλκού μεταβάλλεται συναρτήσει της θερμοκρασίας σύμφωνα με τη παρακάτω σχέση:

$$\rho_{\theta=T} = \rho_{(\theta=20C)} \cdot [1 + 0.0039 \cdot (T - 20)] \quad (4.51)$$

Όπου $\rho_{(\theta=20C)} = 1.68 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m}$ είναι η ειδική αντίσταση του χαλκού στους $20C^\circ$ και T η θερμοκρασία σε C° .

Η αντίσταση του τυλίγματος μετρήθηκε σε θερμοκρασία περιβάλλοντος με πολύμετρο ακριβείας ίση με $29\text{ m}\Omega$. Επομένως μέσω της σχέσης (4.51) η αντίσταση του τυλίγματος συναρτήσει της θερμοκρασίας υπολογίζεται:

$$R_{\theta=T} = 0.029 \cdot [1 + 0.0039 \cdot (T - 20)] \quad (4.52)$$

Από τα δεδομένα του κατασκευαστή, μας δίνεται επίσης η παρακάτω σχέση για τον υπολογισμό της αύξησης της θερμοκρασίας του πυρήνα:

$$\Delta T = \left[\frac{P_{fe} + P_{cu}}{SA} \right]^{0.833} \quad (4.53)$$

Όπου ΔT σε C° , P_{fe} , P_{cu} σε mW και SA η επιφάνεια του πυρήνα σε cm^2 .

Ο υπολογισμός γίνεται για θερμοκρασία περιβάλλοντος λειτουργίας $60C^\circ$, ονομαστικό ρεύμα $10A$, $SA \cong 145\text{ cm}^2$ (γνωστή από κατασκευαστή) και $P_{fe(10A)} = 2180mW$, όπως έχει ήδη υπολογιστεί. Επομένως από τη σχέση $P_{cu} = R \cdot I^2$ σε συνδυασμό με τις (4.52), (4.53) προκύπτει η σχέση:

$$\Delta T = \left[\frac{2180 + 2900 \cdot [1 + 0.0039 \cdot (\Delta T + 40)]}{145} \right]^{0.833} \quad (4.54)$$

Με χρήση MATLAB υπολογίζεται $\Delta T_{(10A)} = 21C^\circ$. Επομένως για θερμοκρασία περιβάλλοντος λειτουργίας $60C^\circ$, η θερμοκρασία του πυρήνα με παθητική ψύξη υπολογίζεται κατά προσέγγιση $T_{(10A)} = 81C^\circ$.

Οι απώλειες χαλκού για ονομαστικό φορτίο και $T_{(10A)} = 81C^\circ$ υπολογίζονται από τη σχέση $P_{cu} = R \cdot I^2$ και την (4.52) ως εξής:

$$P_{cu} = R \cdot I^2 = 0.029 \cdot [1 + 0.0039 \cdot (81 - 20)] \cdot 10^2 = 3.6W \quad (4.55)$$

4.2.2. Επιλογή πυκνωτών και υπολογισμός απωλειών

- Υπολογισμός ενεργού τιμής ρεύματος πυκνωτή εισόδου

Η ενεργός τιμή του ρεύματος του πυκνωτή εισόδου δίνεται από τη σχέση (4.30) η οποία παρουσιάζει μέγιστη τιμή όταν το $D = 0.5$. Επομένως ισχύει ότι:

$$I_{CIN(max)} = \sqrt{\left(0.25 \cdot I_{OUT}^2 + \frac{1}{24} (\Delta I_{L(max)})^2 \right)} \quad (4.56)$$

Για ονομαστικό ρεύμα εξόδου $I_{OUT} = 10A$ έχει υπολογιστεί ότι $\Delta I_{L(D=0.5, 10A)} = 2.437A$ και με αντικατάσταση στη σχέση (4.56) προκύπτει:

$$I_{CIN(max, 10A)} = \sqrt{\left(0.25 \cdot 10^2 + \frac{1}{24} (2.4373)^2\right)} = 5.025A \quad (4.57)$$

- **Υπολογισμός ενεργού τιμής ρεύματος πυκνωτή εξόδου**

Η ενεργός τιμή του ρεύματος του πυκνωτή εξόδου δίνεται από τη σχέση (4.33):

$$I_{COUT} = \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{V_{in} \cdot D \cdot (1 - D)}{L \cdot f_s} \quad (4.33)$$

Η παραπάνω συνάρτηση παρουσιάζει μέγιστη τιμή όταν το $D = 0.5$. Επομένως ισχύει ότι:

$$I_{COUT(max)} = \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{V_{in} \cdot 0.25}{L \cdot f_s} \quad (4.58)$$

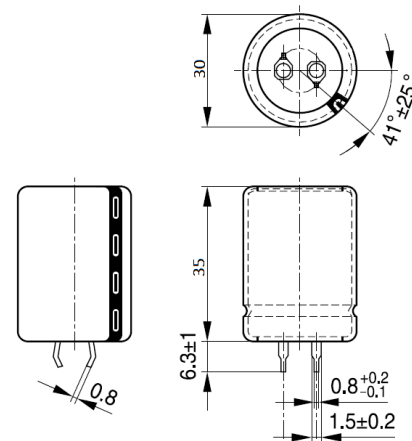
Για ονομαστικό ρεύμα εξόδου $I_{OUT} = 10A$ έχει υπολογιστεί ότι $L_{(10A)} = 359\mu H$. Επίσης από της προδιαγραφές η τάση εισόδου είναι $V_{IN} = 350V$ και η συχνότητα $f_s = 100Khz$. Με αντικατάσταση στη σχέση (4.58) προκύπτει:

$$I_{COUT(max, 10A)} = \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{350 \cdot 0.25}{359 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} = 0.7036A \quad (4.59)$$

- **Επιλογή πυκνωτών εισόδου**

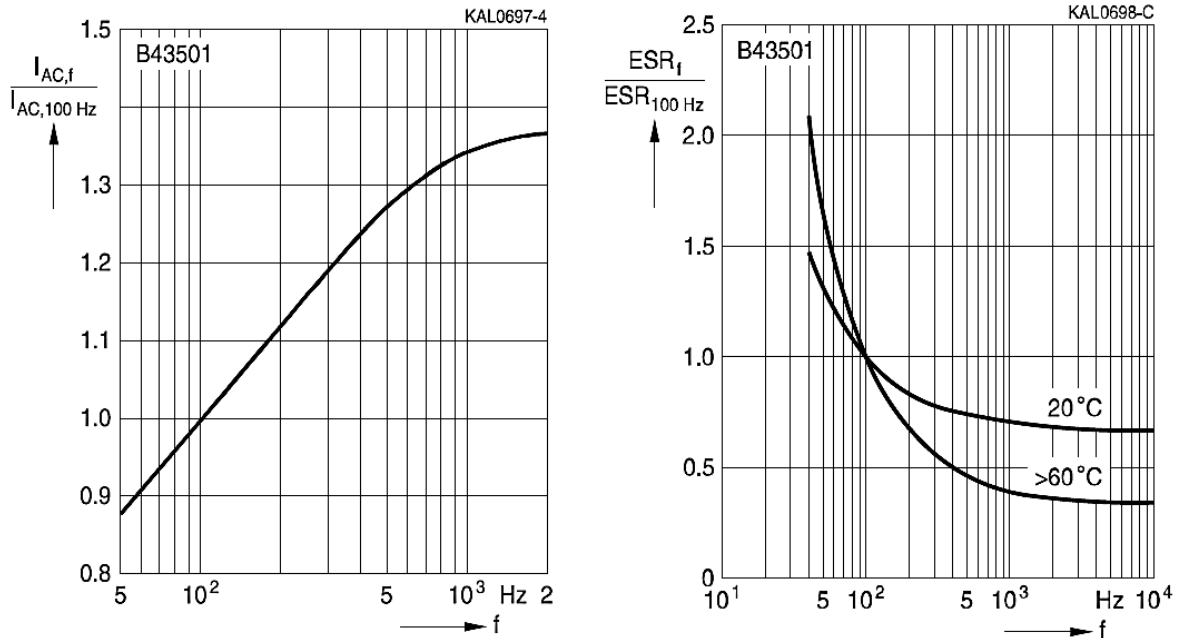
Ο πυκνωτής εισόδου αποτελείται από ομάδα ηλεκτρολυτικών πυκνωτών σε παράλληλη συνδεσμολογία με χαμηλό ESR, εξειδικευμένους για εφαρμογές μετατροπέων ισχύος. Συγκεκριμένα επιλέγεται να χρησιμοποιηθούν πυκνωτές B43501A9277M000 της σειράς B43501 της EPCOS με τα παρακάτω τεχνικά χαρακτηριστικά (Σχήμα 4.17):

- Ονομαστική χωρητικότητα: $C_N = 270\mu F$.
- Ονομαστική τάση λειτουργίας: $V_N = 400Vdc$.
- Ονομαστικό ESR στα 100Hz: $ESR_{(typ, 100Hz)} = 250m\Omega$.
- Μέγιστο ESR στα 100Hz: $ESR_{(max, 100Hz)} = 490m\Omega$.
- Ενεργός τιμή ρεύματος συνεχούς λειτουργίας σε θερμοκρασία $85C^o$ και συχνότητα 100Hz: $I_{AC,N(100Hz)} = 1.62A$



Σχήμα 4.17: Διαστάσεις πυκνωτή B43501A9277M000 (EPCOS)

Από τα δεδομένα του κατασκευαστή σύμφωνα με τις καμπύλες του Σχήματος 4.18 φαίνεται ότι καθώς αυξάνει η συχνότητα λειτουργίας η τιμή του ESR μειώνεται και η ονομαστική ενεργός τιμή του ρεύματος αυξάνει. Συγκεκριμένα για συχνότητα 100KHz και θερμοκρασία μεγαλύτερη των 60C° ισχύει:



Σχήμα 4.18: Καμπύλες εσωτερικής αντίστασης και ονομαστικού ρεύματος λειτουργίας συναρτήσει της συχνότητας για τους πυκνωτές B43501A9277M000 (EPCOS)

$$ESR_{(100Khz)} \cong 0.4 \cdot ESR_{(100Hz)} \quad (4.60)$$

$$I_{AC,N(100Khz)} \cong 1.35 \cdot I_{AC,N(100Hz)}$$

Από τη σχέση (4.23) υπολογίζεται η κυμάτωση του πυκνωτή εισόδου:

$$\Delta V_{in} = \frac{I_{out} \cdot (1 - D) \cdot D}{C_{in} \cdot f_s} + (I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2}) \cdot ESR \quad (4.61)$$

Η οποία παρουσιάζει μέγιστη τιμή για $D = 0.5$ και τροποποιείται ως εξής:

$$\Delta V_{in(max)} = \frac{0.25 \cdot I_{out}}{C_{in} \cdot f_s} + (I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2}) \cdot ESR \quad (4.62)$$

Το ESR των πυκνωτών μεταβάλλεται σημαντικά λόγω αύξησης της θερμοκρασίας ή λόγω γήρανσης του υλικού, γι' αυτό ο κατασκευαστής παρέχει την ονομαστική τιμή $ESR_{(typ, 100Hz)}$ και τη μέγιστη $ESR_{(max, 100Hz)}$. Από τη σχέση (4.60), $ESR_{(typ, 100Khz)} \cong 0.4 \cdot 250m\Omega = 125m\Omega$ και $ESR_{(max, 100Khz)} \cong 0.4 \cdot 490m\Omega = 196m\Omega$. Στη συνέχεια υπολογίζεται ο απαιτούμενος αριθμός πυκνωτών, ώστε η κυμάτωση της τάσης εισόδου να πληροί τις

προδιαγραφές ($\Delta V_{in} \leq 0.7 V_{p-p}$) για ονομαστικό ρεύμα 10A και κυμάτωση ρεύματος πηνίου $\Delta I_{L(D=0.5, 10A)} = 2.4373A$, ως εξής:

Με χρήση ενός πυκνωτή, $C_{in} = 270\mu F$ και $ESR = ESR_{(max, 100Khz)} = 196m\Omega$:

$$\Delta V_{in(max, 10A)} = \frac{0.25 \cdot 10}{270 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} + \left(10 + \frac{2.4373}{2}\right) \cdot 0.196 = 2.291V_{p-p}, \text{ απορρίπτεται.}$$

Με χρήση δύο πυκνωτών, $C_{in} = 540\mu F$ και $ESR = \frac{ESR_{(typ, 100Khz)}}{2} = 98m\Omega$:

$$\Delta V_{in(max, 10A)} = \frac{0.25 \cdot 10}{540 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} + \left(10 + \frac{2.4373}{2}\right) \cdot 0.098 = 1.146V_{p-p}, \text{ απορρίπτεται.}$$

Με χρήση τριών πυκνωτών, $C_{in} = 810\mu F$ και $ESR = ESR_{(max, 100Khz)} = 65.3m\Omega$:

$$\Delta V_{in(max, 10A)} = \frac{0.25 \cdot 10}{810 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} + \left(10 + \frac{2.4373}{2}\right) \cdot 0.0653 = 0.7634V_{p-p}, \text{ απορρίπτεται.}$$

Με χρήση τεσσάρων πυκνωτών, $C_{in} = 1080\mu F$ και $ESR = \frac{ESR_{(max, 100Khz)}}{2} = 49m\Omega$:

$$\Delta V_{in(max, 10A)} = \frac{0.25 \cdot 10}{1080 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} + \left(10 + \frac{2.4373}{2}\right) \cdot 0.049 = 0.5729V_{p-p}, \text{ δεκτή.}$$

Επομένως ακόμα και για μέγιστη τιμή ESR, τέσσερις πυκνωτές επαρκούν για να ικανοποιήσουν τη προδιαγραφή κυμάτωσης της τάσης εισόδου.

Η τιμή του ρεύματος των τεσσάρων πυκνωτών για συνεχή λειτουργία, υπολογίζεται από τη σχέση (4.60) ως εξής:

$$I_{AC,N(100Khz)} \cong 1.35 \cdot 4 \cdot 1.62 = 8.748A_{rms} > 5.025A_{rms}$$

Στην ενότητα 4.2.2 υπολογίστηκε, ότι όταν ο μετατροπέας λειτουργεί σε ονομαστικό φορτίο οι πυκνωτές εισόδου θα πρέπει να μπορούν να παρέχουν ρεύμα $5.025A_{rms}$, το οποίο υπερκαλύπτεται με χρήση τεσσάρων πυκνωτών.

- **Επιλογή πυκνωτών εξόδου**

Για την έξοδο χρησιμοποιούνται πυκνωτές του ίδιου τύπου με την είσοδο, οι οποίοι παραλληλίζονται. Από τη σχέση (4.29b) υπολογίζεται η κυμάτωση του πυκνωτή εξόδου:

$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot C_{out} \cdot f_S} + \Delta I_L \cdot ESR \quad (4.29b)$$

Στη συνέχεια υπολογίζεται ο απαιτούμενος αριθμός πυκνωτών, ώστε η κυμάτωση της τάσης εξόδου να πληροί τις προδιαγραφές ($\Delta V_{out} \leq 0.3 V_{p-p}$) για ονομαστικό ρεύμα 10A και κυμάτωση ρεύματος πηνίου $\Delta I_{L(max, 10A)} = \Delta I_{L(D=0.5, 10A)} = 2.437A$, ως εξής:

Με χρήση ενός πυκνωτή, $C_{in} = 270\mu F$ και $ESR = ESR_{(max, 100kHz)} = 196m\Omega$:

$$\Delta V_{out(max, 10A)} = \frac{2.4373}{8 \cdot 270 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} + 2.4373 \cdot 0.196 = 0.4890V_{p-p}, \text{ απορρίπτεται.}$$

Με χρήση δύο πυκνωτών, $C_{in} = 540\mu F$ και $ESR = ESR_{(typ, 100kHz)} / 2 = 98m\Omega$:

$$\Delta V_{out(max, 10A)} = \frac{2.4373}{8 \cdot 540 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} + 2.4373 \cdot 0.098 = 0.2445V_{p-p}, \text{ δεκτή.}$$

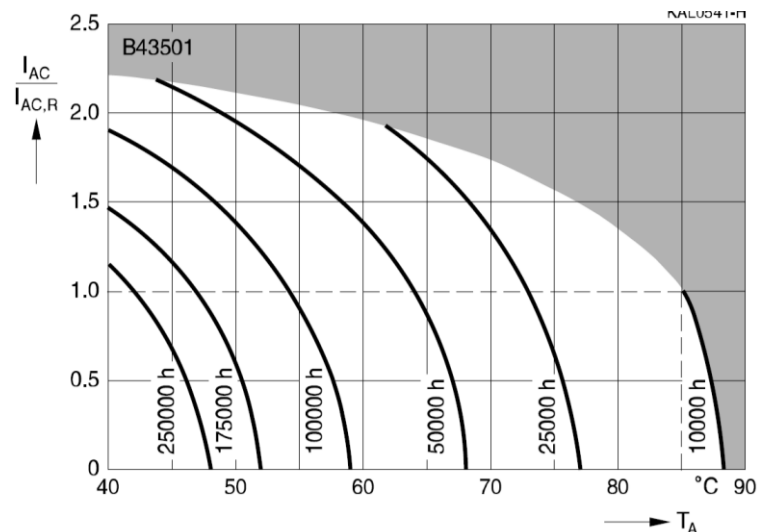
Επομένως δύο πυκνωτές επαρκούν για να ικανοποιήσουν τη προδιαγραφή κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Η τιμή του ρεύματος των δύο πυκνωτών για συνεχή λειτουργία, υπολογίζεται από τη σχέση (4.60) ως εξής:

$$I_{AC,N(100kHz)} \cong 1.35 \cdot 2 \cdot 1.62 = 4.374A_{rms} \gg 0.7036A_{rms}$$

Η οποία καλύπτει κατά πολύ την ονομαστική τιμή, που υπολογίστηκε στην ενότητα 4.2.2.

- **Εκτίμηση χρόνου ζωής πυκνωτών**

Ο προσδόκιμος χρόνος ζωής των πυκνωτών εξαρτάται κυρίως από το ρεύμα λειτουργίας τους και τη θερμοκρασία. Γι' αυτό ο κατασκευαστής παρέχει το διάγραμμα του Σχήμα 4.19, με τη βοήθεια του οποίου μπορεί να γίνει μία εκτίμηση του χρόνου ασφαλούς λειτουργίας σε ώρες. Συγκεκριμένα στην περίπτωση των πυκνωτών εισόδου, οι οποίοι επιδέχονται και τη μεγαλύτερη καταπόνηση, ισχύει:



Σχήμα 4.19: Καμπύλες διάρκειας ζωής της σειράς πυκνωτών B43501

$$\frac{I_{AC}}{I_{AC,N}} = \frac{5.025}{8.748} = 0.574 \quad (4.63)$$

Από το διάγραμμα φαίνεται ότι για θερμοκρασία περίπου $75C^{\circ}$ και $\frac{I_{AC}}{I_{AC,N}} \cong 0.6$, ο εκτιμώμενος χρόνος ζωής είναι 25000 ώρες.

- **Απώλειες Πυκνωτών**

Οι πυκνωτές εισόδου και εξόδου του μετατροπέα υποβιβασμού παρουσιάζουν απώλειες κατά τη λειτουργία τους εξαιτίας της εσωτερικής τους αντίστασης (*ESR*). Επιπλέον παρουσιάζουν απώλειες εξαιτίας ρεύματος διαρροής, οι οποίες όμως εξαρτώνται κατά πολύ μεγάλο βαθμό από τη θερμοκρασία και είναι αρκετά μικρότερες από τις απώλειες λόγω *ESR*, επομένως και αγνοήθηκαν.

Οι μέγιστες απώλειες (για τιμή *duty-cycle* ίση με 50%) των πυκνωτών εισόδου είναι σύμφωνα με τη σχέση (4.57) και (4.59):

$$P_{CIN} = I_{CIN}^2 \cdot ESR_{CIN} = 5.025^2 \cdot 49 \cdot 10^{-3} = 1,237W \quad (4.64)$$

Οι μέγιστες απώλειες των πυκνωτών εξόδου είναι:

$$P_{COUT} = I_{COUT}^2 \cdot ESR_{COUT} = 0.704^2 \cdot 98 \cdot 10^{-3} = 0,049W \quad (4.65)$$

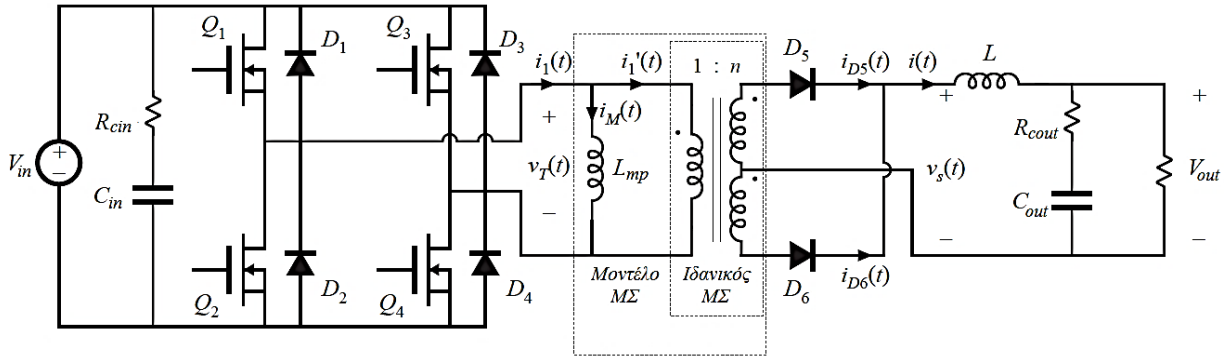
Οι μέγιστες συνολικές απώλειες των πυκνωτών είναι επομένως:

$$P_{CTOTAL} = P_{CIN} + P_{COUT} = 1,286W \quad (4.66)$$

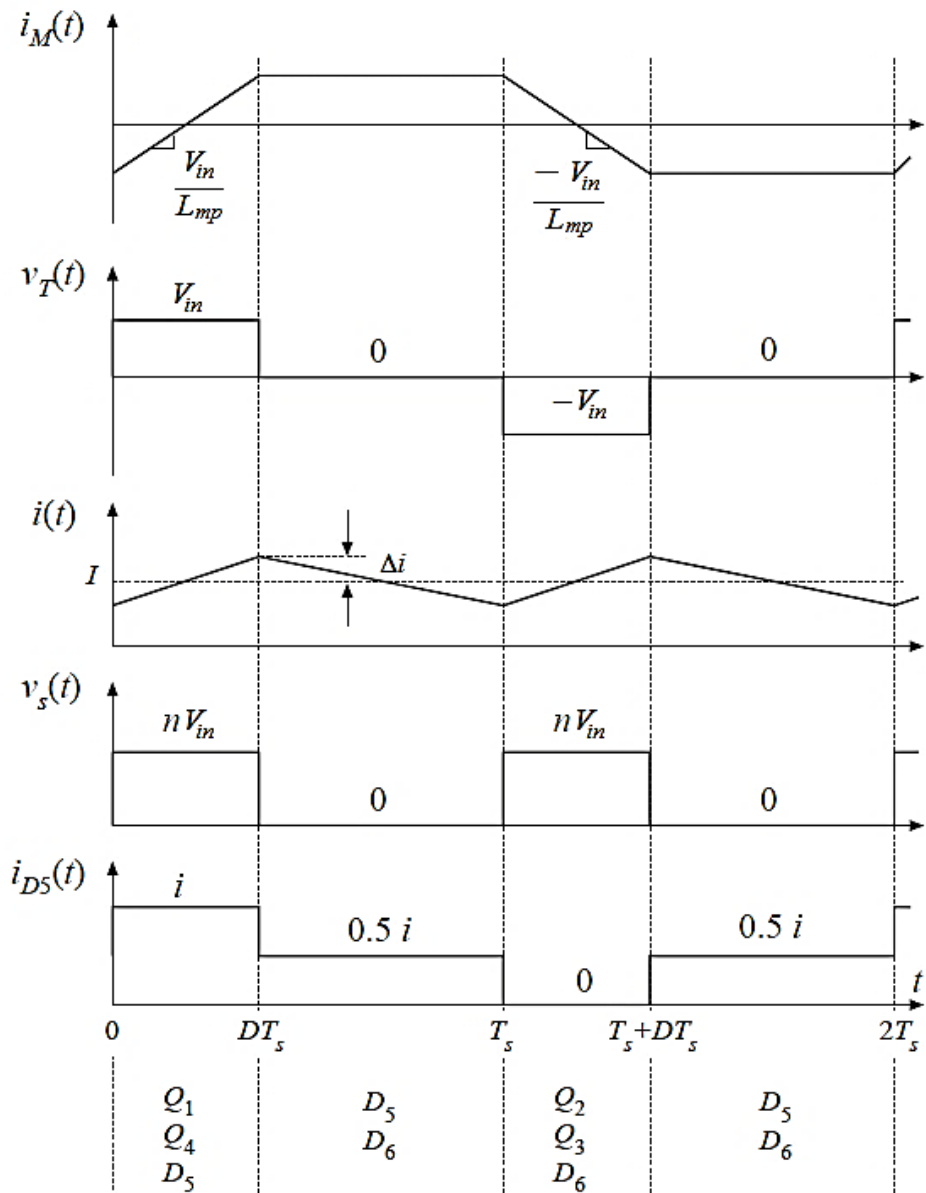
4.3. Ανάλυση κυκλώματος ισχύος απομονωμένου μετατροπέα DC/DC πλήρους γέφυρας

Στο Σχήμα 4.20 παρουσιάζεται το γενικό κύκλωμα ισχύος του απομονωμένου μετατροπέα πλήρους γέφυρας (Full Bridge) που θα χρησιμοποιηθεί. Η συγκεκριμένη τοπολογία διαθέτει διπλή ανορθωτική διάταξη με μεσαία λήψη και μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας με τρία τυλίγματα. Οι κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων στις διάφορες καταστάσεις των διακοπτικών στοιχείων φαίνονται στο Σχήμα 4.21.

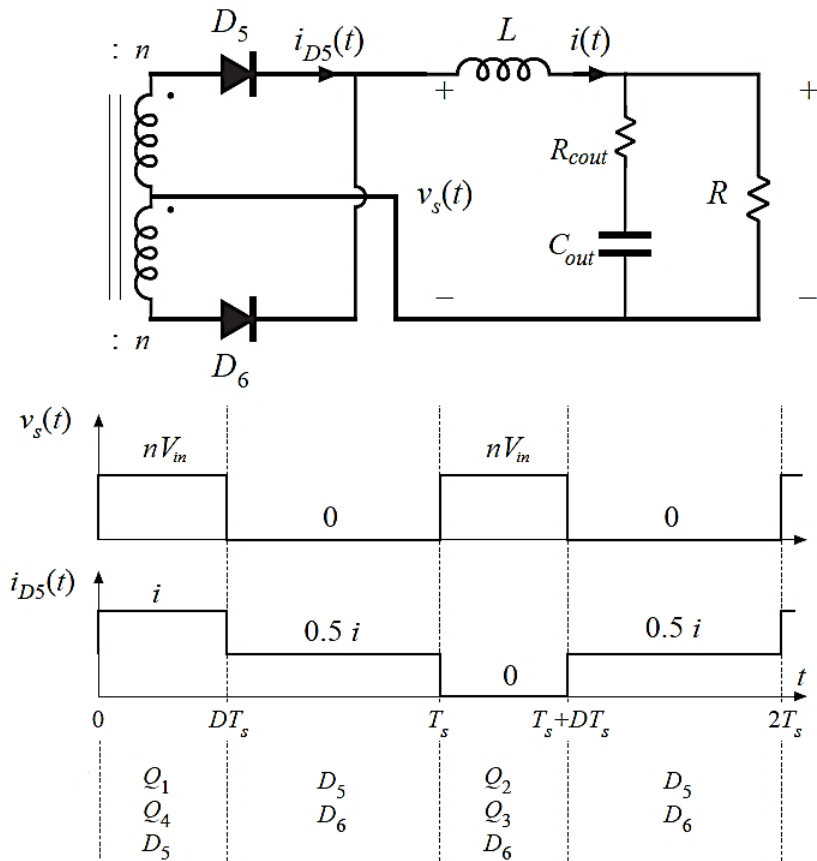
Το φίλτρο εξόδου στο δευτερεύον του μετασχηματιστή όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.22 αποτελεί ουσιαστικά έναν Buck μετατροπέα υποβιβασμού και οι σχέσεις που το περιγράφουν είναι αντίστοιχες με της ενότητας 4.1. Αναλυτικότερη περιγραφή των διακοπτικών καταστάσεων γίνεται στην πηγή [5].



Σχήμα 4.20: Σχηματικό κυκλώματος απομονωμένου μετατροπέα DC/DC πλήρους γέφυρας.



Σχήμα 4.21: Κυματομορφές ρευμάτων απομονωμένου μετατροπέα DC/DC πλήρους γέφυρας.



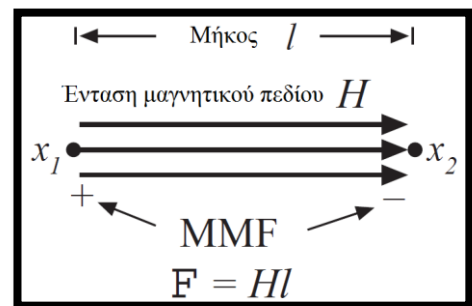
Σχήμα 4.22: Φίλτρο εξόδου και κυματομορφές απομονωμένου μετατροπέα DC/DC πλήρους γέφυρας.

4.3.1. Ανάλυση μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας

- Στοιχεία ηλεκτρομαγνητισμού που θα χρησιμοποιηθούν στη ανάλυση

Για την ανάλυση του μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας χρησιμοποιούνται οι ακόλουθες θεμελιώδεις σχέσεις του ηλεκτρομαγνητισμού:

- 1) Μαγνητεγερτική δύναμη F (MMF) σε αμπερελίγματα (A-turn), Σχήμα 4.23.

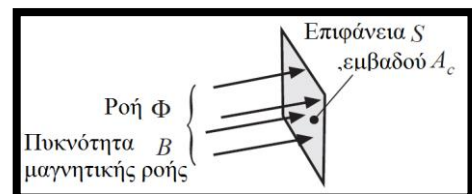


Σχήμα 4.23: Μαγνητεγερτική δύναμη F

$$F = \int_l \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (4.67)$$

- 2) Ροή μαγνητικού πεδίου Φ σε (Wb), Σχήμα 4.24.

$$\Phi = \iint_{S=A_c} \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (4.68)$$



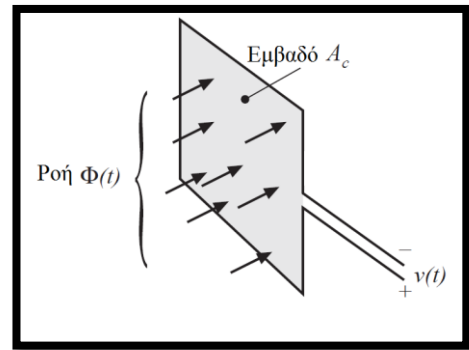
Σχήμα 4.24: Ροή μαγνητικού πεδίου Φ

3) Νόμος του Faraday, Σχήμα 4.25.

$$v(t) = N \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (4.69)$$

Από σχέσεις (4.68), (4.69):

$$v(t) = N \cdot A_c \cdot \frac{dB(t)}{dt} \quad (4.70)$$



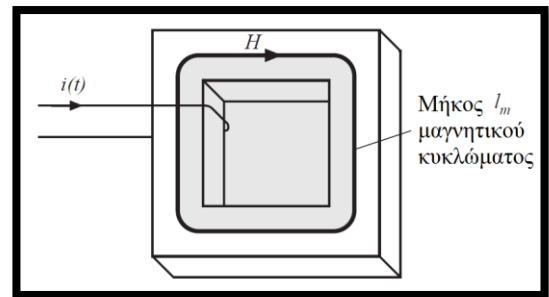
Σχήμα 4.25: Νόμος Faraday σε ανοικτή καμπύλη εμβαδού A_c και μαγνητικής ροής Φ

4) Νόμος του Lenz.

Η τάση που επάγεται στους ακροδέκτες ενός αγωγίου βρόχου από εξωτερικά επιβαλλόμενη και μεταβαλλόμενη μαγνητική ροή $\Phi(t)$ στο εσωτερικό του, έχει τέτοια πολικότητα, ώστε το ρεύμα που επάγεται στον αγωγό του βρόχου να δημιουργεί μαγνητική ροή κατά τη φορά που αντιτίθεται στην μεταβολή της εξωτερικά επιβαλλόμενης μαγνητικής ροής.

5) Νόμος του Ampere, Σχήμα 4.26.

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{S} = I_{enc} \quad (4.71)$$



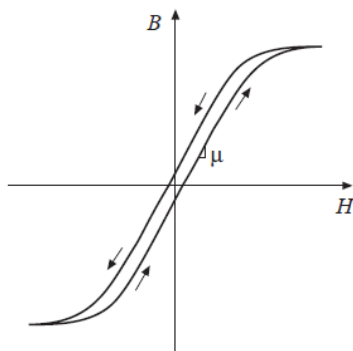
Σχήμα 4.26: Νόμος Ampere σε μήκος μαγνητικού κυκλώματος l_m

Από σχέσεις (4.67), (4.71) για ομοιογενές μαγνητικό πεδίο ισχύει:

$$F(t) = H(t) \cdot l_m = i(t) \cdot N \Leftrightarrow \quad (4.72)$$

$$H(t) = \frac{i(t) \cdot N}{l_m} \quad (4.73)$$

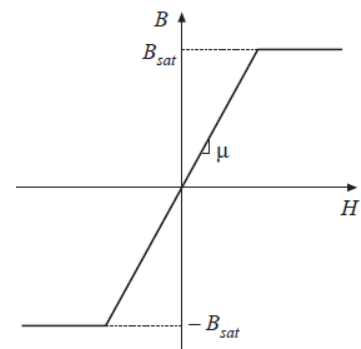
6) Χαρακτηριστική $B - H$ σιδηρομαγνητικών υλικών, Σχήμα 4.27.



$$B = \begin{cases} B_{sat}, & H \geq B_{sat}/\mu \\ \mu \cdot H, & |H| < B_{sat}/\mu \\ -B_{sat}, & H \leq -B_{sat}/\mu \end{cases}$$

μοντελοποίηση

$$(4.74)$$



Σχήμα 4.27: Χαρακτηριστική καμπύλη σιδηρομαγνητικού υλικού (αριστερά) και προσεγγιστικό μοντέλο (δεξιά).

Συνήθεις τιμές πυκνότητας μαγνητικής ροής κορεσμού (B_{sat}) τυπικών μαγνητικών υλικών:

1. Φερρίτες: 0.2-0.5T
2. Σκόνης Σιδήρου, Μαγνητικής Λαμαρίνας: 1.6-2.2T

Από τις σχέσεις (4.73), (4.74) υπολογίζεται η τιμή του ρεύματος στην οποία ένα πηνίο N σπειρών εισέρχεται σε κορεσμό:

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} \cdot l_m}{\mu \cdot N} \quad (4.75)$$

Όπου l_m το μέσο μήκος του μαγνητικού κυκλώματος.

7) Αυτεπαγωγή L

Από το νόμο Faraday και τις σχέσεις (4.70), (4.72), (4.74):

$$v(t) = \mu \cdot N \cdot A_c \cdot \frac{dH(t)}{dt} = \left(\frac{\mu \cdot N^2 \cdot A_c}{l_m} \right) \cdot \frac{di(t)}{dt} = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (4.76)$$

Όπου $L \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\mu \cdot N^2 \cdot A_c}{l_m}$ η αυτεπαγωγή σε Henry για $|i(t)| < I_{sat}$.

8) Μαγνητική αντίσταση R_m

Για ομοιογενές μαγνητικό πεδίο συνδυάζοντας τη σχέση (4.68) ($\Phi = B \cdot A_c$), τη σχέση (4.74) ($B = \mu \cdot H$) και την (4.72) ($F = H \cdot l_m$), προκύπτει η εξής σχέση για τη μαγνητεγερτική δύναμη:

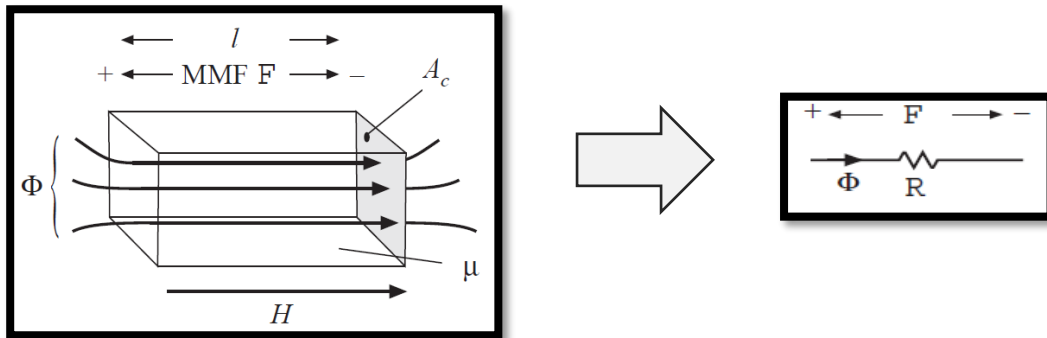
$$F = \frac{l_m}{\mu \cdot A_c} \cdot \Phi = R_m \cdot \Phi \quad (4.77)$$

$$R_m \stackrel{\text{def}}{=} \frac{l_m}{\mu \cdot A_c} \quad (4.78)$$

Επίσης από τις σχέσεις (4.76), (4.78) ισχύει η παρακάτω σχέση για την αυτεπαγωγή:

$$L = \frac{N^2}{R_m} \quad (4.79)$$

Στο Σχήμα 4.28 απεικονίζεται υλικό με ροή μαγνητικού πεδίου Φ , μαγνητεγερτική δύναμη F και μαγνητική αντίσταση R .



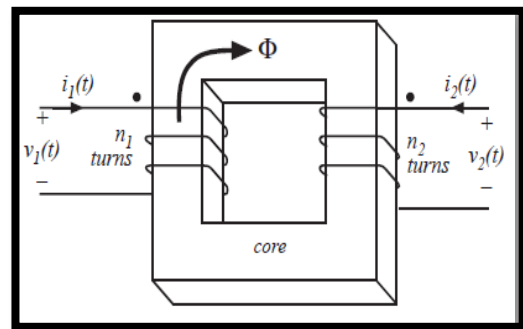
Σχήμα 4.28: Μαγνητική αντίσταση σιδηρομαγνητικού υλικού

Προσεγγιστικό μοντέλο μετασχηματιστή

- Σχέσεις μετασχηματισμού ρεύματος και τάσης

Για την απλή περίπτωση ενός μετασχηματιστή δύο τυλιγμάτων (Σχήμα 4.29), η μαγνητεγερτική δύναμη που αναπτύσσεται στον πυρήνα, περιγράφεται από την εξής σχέση:

$$F_{core}(t) = N_1 \cdot i_1(t) + N_2 \cdot i_2(t) \quad (4.80)$$



Σχήμα 4.29: Προσεγγιστικό μοντέλο μετ/στη με n_1 σπείρες στο πρωτεύον και n_2 στο δευτερεύον

Σε συνδυασμό με τη σχέση (4.77) προκύπτει ότι:

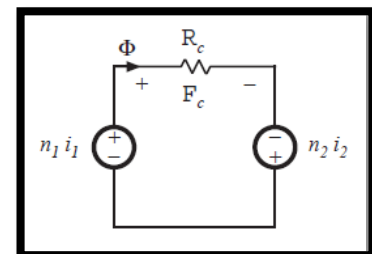
$$N_1 \cdot i_1(t) + N_2 \cdot i_2(t) = \Phi(t) \cdot R_{m,core} \quad (4.81)$$

Επίσης, για ιδανικό μετασχηματιστή (Σχήμα 4.30) ισχύει ότι $R_{m,core} = 0$, άρα:

$$N_1 \cdot i_1(t) + N_2 \cdot i_2(t) = 0 \quad (4.82)$$

Από νόμο Faraday ισχύει:

$$\left. \begin{aligned} v_1(t) &= N_1 \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} \\ v_2(t) &= N_2 \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (4.83)$$



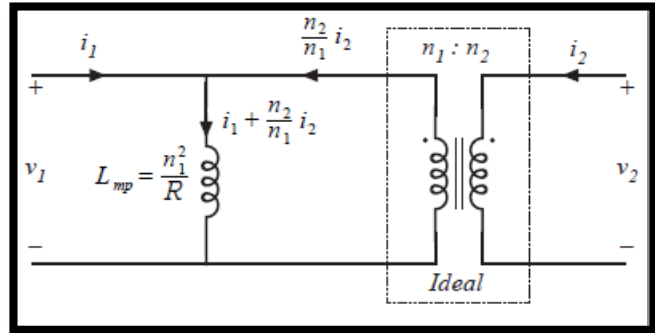
Σχήμα 4.30: Ιδανικό μοντέλο μετασχηματιστή

Με την απαλοιφή του $\Phi(t)$ από την (4.82):

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = \frac{v_1(t)}{N_1} = \frac{v_2(t)}{N_2} \quad (4.84)$$

Οι σχέσεις (4.81) - (4.83) αποτελούν τις εξισώσεις περιγραφής του ιδανικού μετασχηματιστή και ισχύουν οι εξής λόγοι:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2}, \quad \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (4.85)$$



Σχήμα 4.31: Προσεγγιστικό μοντέλο μετ/στη, λαμβάνοντας υπόψιν την αυτεπαγωγή μαγνήτισης

- Αυτεπαγωγή μαγνήτισης

Σε πραγματικό μετασχηματιστή, όπου $R_{m,core} \neq 0$ ισχύει από τη σχέση (4.80):

$$N_1 \cdot i_1(t) + N_2 \cdot i_2(t) = \Phi(t) \cdot R_{m,core} \quad (4.81)$$

Και με $v_1(t) = N_1 \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt}$, απαλείφοντας το $\Phi(t)$ προκύπτει η σχέση:

$$v_1(t) = \frac{N_1^2}{R_{m,core}} \cdot \frac{d}{dt} \left[i_1(t) + \frac{N_2}{N_1} \cdot i_2(t) \right] \quad (4.86)$$

Η παραπάνω εξίσωση έχει τη μορφή $v_1(t) = L_{mp} \cdot \frac{di_{mp}(t)}{dt}$ με

$$L_{mp} = \frac{N_1^2}{R_{m,core}} \text{ και } i_{mp}(t) = i_1(t) + \frac{N_2}{N_1} \cdot i_2(t) \quad (4.87)$$

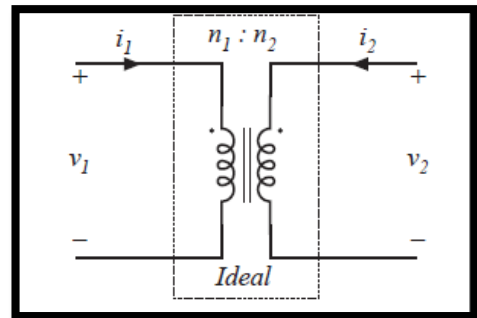
Η L_{mp} μοντελοποιεί την αυτεπαγωγή μαγνήτισης του μετασχηματιστή.

Το ρεύμα μαγνήτισης υπολογίζεται από τη σχέση:

$$i_{mp}(t) = \frac{1}{L_{mp}} \cdot \int v_1(t) \cdot dt \quad (4.88)$$

Με τη χρήση της (4.70) η πυκνότητα μαγνητικής ροής υπολογίζεται αντίστοιχα από τη σχέση:

$$B(t) = \frac{1}{N_1 \cdot A_c} \cdot \int v_1(t) \cdot dt \quad (4.89)$$



Σχήμα 4.32: Ισοδύναμο απλοποιημένο μοντέλο μετ/στη, λαμβάνοντας υπόψιν την αυτεπαγωγή μαγνήτισης

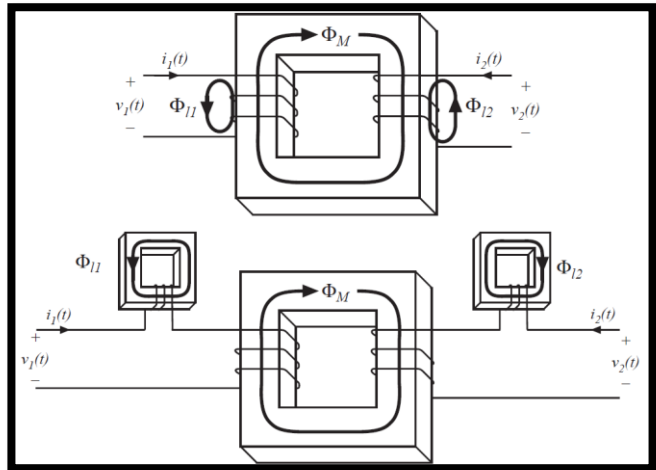
Από την παραπάνω σχέση παρατηρείται πως η πυκνότητα μαγνητικής ροής είναι ανάλογη του παρακάτω ολοκληρώματος:

$$\lambda_1 = \int v_1(t) \cdot dt \quad (4.90)$$

• **Αυτεπαγωγές σκεδάσεως μετασχηματιστή**

Σε πραγματικούς μετασχηματιστές λόγω διαρροών μαγνητικής ροής εξωτερικά του μαγνητικού υλικού δεν επάγεται το σύνολο της ροής στο δευτερεύον με αποτέλεσμα να εμφανίζεται μία αυτεπαγωγή στην ηλεκτρική ζεύξη μεταξύ πρωτεύοντος-δευτερεύοντος (L_{11}, L_{12}).

Το μοντέλο του μη-ιδανικού μετασχηματιστή που έχει προκύψει από τη παραπάνω ανάλυση, χωρίς να περιλαμβάνονται οι απώλειες πυρίνα και χαλκού περιγράφεται από το παρακάτω σύστημα εξισώσεων:



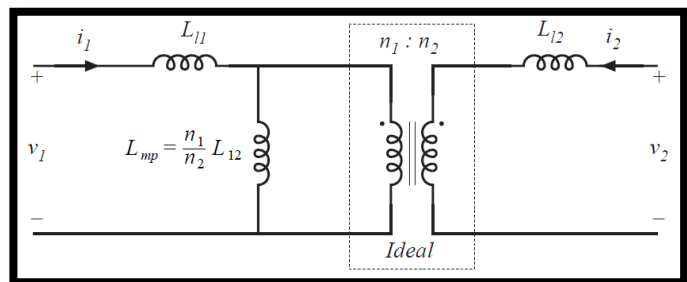
Σχήμα 4.33: Αυτεπαγωγές σκέδασης στο πρωτεύον και δευτερεύον τύλιγμα μετασχηματιστή

$$\begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} \quad (4.91)$$

Όπου:

$$\begin{aligned} L_{11} &= L_{11} + \frac{N_1}{N_2} L_{12} \\ L_{22} &= L_{12} + \frac{N_2}{N_1} L_{12} \end{aligned} \quad (4.92)$$

$$L_{12} = \frac{N_1 \cdot N_2}{R_{m,core}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot L_{mp}$$



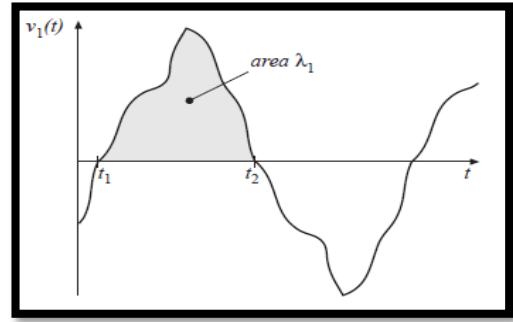
Σχήμα 4.34: Μοντέλο μετ/στη λαμβάνοντας υπόψιν αυτεπαγωγές σκέδασης στο πρωτεύον και δευτερεύον τύλιγμα

Τέλος, ορίζεται ο συντελεστή ζεύξης του μετασχηματιστή (Coupling Coefficient) ως εξής:

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} \quad (4.93)$$

- **Πυκνότητα μαγνητικής ροής**

Η πυκνότητα μαγνητικής ροής είναι ανάλογη της επιβαλλόμενης τάσης στο πρωτεύον το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 4.35. Η ποσότητα λ_1 ισούται με το εμβαδό της κυματομορφής τάσης στο πρωτεύον ως προς τον άξονα του χρόνου για το μισό της περιόδου:



$$\lambda_1 = \int_{\tau_1}^{\tau_2} v_1(t) dt \quad (4.94)$$

Σχήμα 4.35: Διάγραμμα πυκνότητας μαγνητικής ροής μετασχηματιστή

Ως ΔB ορίζουμε τη μέγιστη τιμή της πυκνότητας μαγνητικής ροής, ώστε η κυμάτωση από κορυφή σε κορυφή να είναι $\Delta B_{p-p} = 2 \cdot \Delta B$ και σύμφωνα με το νόμο του Faraday:

$$V_1 = N_1 \cdot A_e \cdot \frac{\delta B}{\delta t} \xrightarrow{\delta t = \frac{T}{2}, V_1 = V_{1,(\text{square wave amp})}, \delta B = 2 \cdot \Delta B} \lambda_1 = 2 \cdot N_1 \cdot A_e \cdot \Delta B \quad (4.95)$$

$$\Leftrightarrow \Delta B = \frac{\lambda_1}{2 \cdot N_1 \cdot A_e}$$

Σε πρακτικές εφαρμογές, όπου η διατομή του μαγνητικού υλικού δεν είναι σταθερή σε όλο το μήκος του μαγνητικού κυκλώματος, η μέγιστη πυκνότητα μαγνητικής ροής υπολογίζεται αντικαθιστώντας το A_e με A_{\min} :

$$B_{\max} = \frac{\lambda_1}{2 \cdot N_1 \cdot A_{\min}} \quad (4.96)$$

Πρέπει πάντα $B_{\max} < B_{\text{sat}}$.

Ελαχιστοποίηση απωλειών

- **Απώλειες πυρήνα μετασχηματιστή**

Η ενέργεια που απορροφάται σε κάθε κύκλο από τον μετασχηματιστή υπολογίζεται από τη γενική σχέση:

$$W_{1c} = \int_{\text{one cycle}} i(t) \cdot v(t) \cdot dt \quad (4.97)$$

Αν ως $i(t)$ θεωρηθεί το ρεύμα μαγνήτισης του πυρήνα, από τις σχέσεις (4.70), (4.72) ισχύει:

$$W_{1c} = \int_{one\ cycle} \left(\frac{H(t) \cdot l_m}{N} \right) \cdot \left(N \cdot A_c \cdot \frac{dB(t)}{dt} \right) \cdot dt = (A_c \cdot l_m) \cdot \int_{one\ cycle} H \cdot dB \Leftrightarrow$$

$$W_{1c} = V_{core} \cdot \int_{one\ cycle} H \cdot dB \quad (4.98)$$

$$P_h = \left(\frac{N_{cycles}}{N_{cycles} \cdot T} \right) \cdot W_{1c} \Leftrightarrow$$

$$P_h = f_s \cdot W_{core,1c} = f_s \cdot V_{core} \cdot \int_{one\ cycle} H \cdot dB \quad (4.99)$$

Οι παραπάνω απώλειες αποτελούν τις απώλειες υστέρησης του πυρήνα και υπολογίζονται σε πρακτικές εφαρμογές από τον τύπο Steinmetz:

$$P_h = K_h \cdot f_s (\Delta B)^a \cdot V_{core} \quad (4.100)$$

Όπου οι παράμετροι απωλειών K_h , a , προσδιορίζονται πειραματικά στον κάθε πυρήνα.

Στις απώλειες πυρήνα εκτός από της υστέρησης συμπεριλαμβάνονται και οι απώλειες δινορευμάτων οι οποίες μοντελοποιούνται συγκεκριμένα στους φερρίτες από τον εξής τύπο Steinmetz:

$$P_e = K_e \cdot f_s^4 (\Delta B)^2 \cdot V_{core} \quad (4.101)$$

Στην πράξη για τις συνολικές απώλειες πυρήνα, για δεδομένη συχνότητα, χρησιμοποιείται ο παρακάτω γενικός τύπος:

$$P_{fe} = P_h + P_e = K_{fe} \cdot (\Delta B)^\beta \cdot V_{core} \quad (4.102)$$

Όπου V_{core} ο όγκος του μαγνητικού υλικού, K_{fe} και β συντελεστές που εξαρτώνται από το εκάστοτε υλικό και τη συχνότητα λειτουργίας.

- **Απώλειες χαλκού μετασχηματιστή**

Η DC αντίσταση ενός αγωγού δίνεται από την γνωστή σχέση:

$$R_{dc} = \rho \frac{l}{A} \quad (4.103)$$

Όπου ρ η ειδική αντίσταση του χαλκού, l το συνολικό μήκος του αγωγού και A η διατομή του. Στους μετασχηματιστές υψηλής συχνότητας, όμως η αντίσταση των ελιγμάτων απέχει αρκετά

από την DC τιμή της, λόγω έντονων επιδερμικών φαινομένων και φαινομένων εγγύτητας. Γι' αυτόν το λόγο εκφράζουμε την AC αντίσταση των ελιγμάτων ως εξής:

$$R_{ac} = R_f \cdot R_{dc} \quad (4.104)$$

Όπου R_f ο συντελεστής αντίστασης.

Οι συνολικές απώλειες χαλκού υπολογίζονται από την εξίσωση:

$$P_{cu} = R_{ac} \cdot I_{rms}^2 \quad (4.105)$$

Η παραπάνω εξίσωση τροποποιείται, ώστε να εκφράζει τις συνολικές απώλειες χαλκού στα τυλίγματα του μετασχηματιστή συναρτήσει των γεωμετρικών παραμέτρων του ως εξής:

$$P_{cu} = \frac{(\rho \cdot R_F) \cdot MLT \cdot N_1^2 \cdot I_{tot}^2}{W_A \cdot K_u} \quad (4.106)$$

$$I_{tot} = \sum_{k=1}^m \left(\frac{N_k}{N_1} \cdot I_k \right) \quad (4.107)$$

Η σχέση (4.107) δίνει το συνολικό ρεύμα (ενεργός τιμή) όλων των τυλιγμάτων με αναφορά το πρωτεύον, MLT το μέσο μήκος ελίγματος (εξαρτάται από τη γεωμετρία του πυρήνα), K_u ο συντελεστής πλήρωσης (εξηγείται αναλυτικότερα στη συνέχεια) και W_A η επιφάνεια τυλίγματος (εξαρτάται από τη γεωμετρία του πυρήνα).

Απαλείφοντας το N_1 από τη (4.106) με χρήση της (4.95) οι απώλειες χαλκού εν τέλει υπολογίζονται από την παρακάτω σχέση:

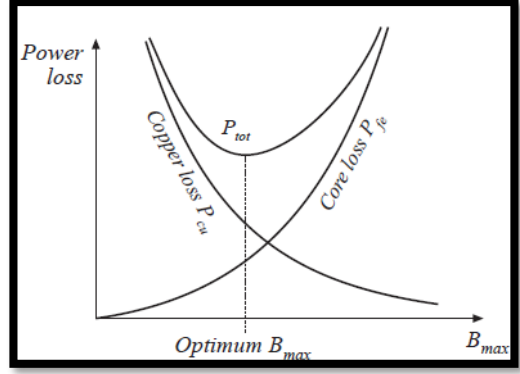
$$P_{cu} = \left(\frac{(\rho \cdot R_F) \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{tot}^2}{4 \cdot K_u} \right) \cdot \left(\frac{MLT}{W_A \cdot A_e^2} \right) \cdot \left(\frac{1}{\Delta B} \right)^2 \quad (4.108)$$

- **Ελαχιστοποίηση απωλειών**

Οι συνολικές απώλειες του μετασχηματιστή συνιστώνται από τις απώλειες χαλκού και μαγνητικού πυρήνα δίνονται από τη παρακάτω σχέση:

$$P_{tot} = P_{cu} + P_{fe} \quad (4.109)$$

Από τις εξισώσεις (4.102), (4.108) παρατηρείται ότι τόσο οι απώλειες P_{cu} και P_{fe} εξαρτώνται από την πυκνότητα μαγνητικής ροής ΔB και υπάρχει ένα σημείο στο οποίο ελαχιστοποιούνται, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.36.



Σχήμα 4.36: Διάγραμμα συνολικών απωλειών μετασχηματιστή (άθροισμα απωλειών χαλκού και πυρήνα)

Ακολουθεί ο υπολογισμός της αναλυτικής έκφρασης του βέλτιστου ΔB :

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_{tot}}{\partial(\Delta B)} &= \frac{\partial(P_{cu} + P_{fe})}{\partial(\Delta B)} = \frac{\partial P_{cu}}{\partial(\Delta B)} + \frac{\partial P_{fe}}{\partial(\Delta B)} = 0 \\ \Leftrightarrow \frac{\partial P_{cu}}{\partial(\Delta B)} &= -\frac{\partial P_{fe}}{\partial(\Delta B)} \end{aligned} \quad (4.110)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial P_{cu}}{\partial(\Delta B)} &= -2 \cdot \left(\frac{(\rho \cdot R_F) \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{tot}^2}{4 \cdot K_u} \right) \cdot \left(\frac{MLT}{W_A \cdot A_e^2} \right) \cdot (\Delta B)^{-3} \\ \frac{\partial P_{fe}}{\partial(\Delta B)} &= \beta \cdot K_{fe} \cdot (\Delta B)^{\beta-1} \cdot (A_e \cdot l_e) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \quad (4.111)$$

$$\Delta B_{opt} = \left(\frac{(\rho \cdot R_F) \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{tot}^2}{2 \cdot K_u} \cdot \frac{MLT}{W_A \cdot A_e^3 \cdot l_e} \cdot \frac{1}{\beta \cdot K_{fe}} \right)^{\frac{1}{\beta+2}}$$

Με αντικατάσταση της (4.111) στη σχέση των συνολικών απωλειών (4.109) προκύπτει η συνολική ισχύς απωλειών:

$$P_{tot} = (A_e \cdot l_e \cdot K_{fe})^{\frac{2}{\beta+2}} \cdot \left(\frac{(\rho \cdot R_F) \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{tot}^2}{4 \cdot K_u} \cdot \frac{MLT}{W_A \cdot A_e^2} \right)^{\frac{\beta}{\beta+2}} \cdot \left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{\frac{\beta}{\beta+2}} + \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\frac{2}{\beta+2}} \right) \quad (4.112)$$

Λύνοντας ως προς I_{tot} προκύπτει:

$$I_{tot} = \left(\frac{P_{tot}}{(A_e \cdot l_e \cdot K_{fe})^{\frac{2}{\beta+2}} \cdot \left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{\frac{\beta}{\beta+2}} + \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\frac{2}{\beta+2}} \right) \cdot \left(\frac{(\rho \cdot R_F) \cdot \lambda_1^2}{4 \cdot K_u} \cdot \frac{MLT}{W_A \cdot A_e^2} \right)^{\frac{\beta}{\beta+2}}} \right)^{\frac{\beta+2}{2\beta}} \Leftrightarrow$$

$$I_{tot} = \left(\frac{1}{(A_e \cdot l_e \cdot K_{fe})^{\frac{1}{\beta}} \cdot \sqrt{\frac{(\rho \cdot R_F) \cdot \lambda_1^2}{4 \cdot K_u} \cdot \frac{MLT}{W_A \cdot A_e^2}}} \right) \cdot \left(\frac{P_{tot}}{\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\frac{\beta}{\beta+2}} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\frac{2}{\beta+2}}} \right)^{\frac{\beta+2}{2\beta}} \quad (4.113)$$

Επίσης αν είναι γνωστή η θερμική αγωγιμότητα του πυρήνα από τον κατασκευαστή μπορούμε για μία επιθυμητή αύξηση θερμοκρασίας ΔT να υπολογίσουμε τη μέγιστη δυνατή τιμή απωλειών P_{tot} :

$$P_{thermal} = P_{tot} = \frac{\Delta T}{R_{th}} \quad (4.114)$$

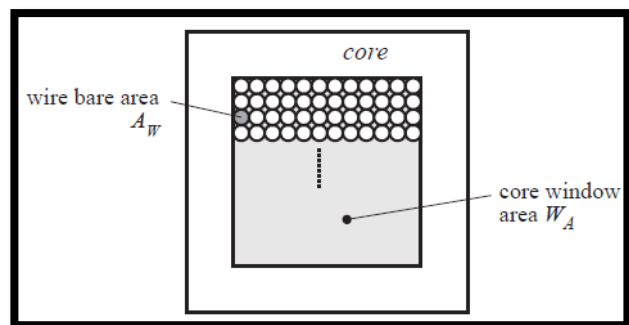
Αντικαθιστώντας στη (4.113) προκύπτει η εξής σχέση:

$$I_{tot} = \left(\frac{1}{(A_e \cdot l_e \cdot K_{fe})^{\frac{1}{\beta}} \cdot \sqrt{\frac{(\rho \cdot R_F) \cdot \lambda_1^2}{4 \cdot K_u} \cdot \frac{MLT}{W_A \cdot A_e^2}}} \right) \cdot \left(\frac{\Delta T}{R_{th} \cdot \left(\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\frac{\beta}{\beta+2}} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\frac{2}{\beta+2}}\right)} \right)^{\frac{\beta+2}{2\beta}} \quad (4.115)$$

Με την οποία υπολογίζεται η ενεργός τιμή του ονομαστικού ρεύματος του μετασχηματιστή.

• Κατανομή τυλιγμάτων

Για τον υπολογισμό των τυλιγμάτων σημαντική παράμετρος, που πρέπει να λαμβάνεται υπόψιν είναι ο συντελεστής πληρώσεως K_u , ο οποίος εκφράζει το ποσοστό της συνολικής επιφάνειας του τυλιγματος W_A που καταλαμβάνει ο χαλκός. Οι τιμές του μπορεί να διαφέρουν αρκετά για διαφορετικούς τύπους περιελίξεων, λόγω διαφορετικών αναγκών μόνωσης και αγωγών. Τυπικές τιμές του είναι οι εξής:



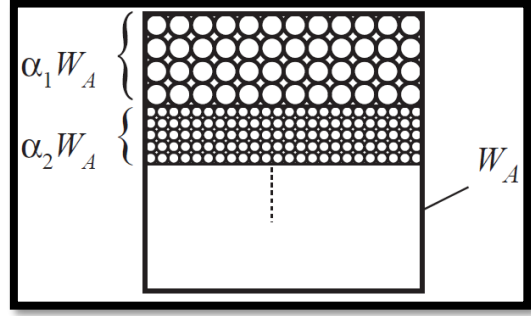
Σχήμα 4.37: Τομή τυλιγματος μετασχηματιστή.

- 0.5 για απλό πηνίο χαμηλής τάσης
- 0.25 έως 0.3 για μετασχηματιστές χαμηλής τάσης
- 0.05 έως 0.2 για μετασχηματιστές υψηλής τάσης (πολλά kV)
- 0.65 για πηνίο χαμηλής τάσης με επίπεδους αγωγούς

Εκτός του συντελεστή K_u που αφορά όλα τα τυλίγματα, κάθε τύλιγμα ξεχωριστά καταλαμβάνει ένα ποσοστό της συνολικής επιφάνειας W_A που εκφράζεται με τον συντελεστή $a_j, j = 1, 2, \dots, k$, όπου k ο συνολικός αριθμός των τυλιγμάτων. Ισχύουν:

$$0 < a_j < 1 \quad (4.116)$$

$$a_1 + a_2 + \dots + a_k = 1$$



Σχήμα 4.38: Τομή τυλιγμάτων μετασχηματιστή.

Οι τιμές a_j μπορούν να υπολογιστούν από την εξής σχέση:

$$a_j = \frac{N_j \cdot l_j}{N_1 \cdot l_{tot}}, j = 1, 2, \dots, k \quad (4.117)$$

Ικανοποιώντας τη σχέση (4.116).

Ακόμα αν είναι γνωστές οι τιμές a_j μπορεί να υπολογιστεί η συνολική διατομή χαλκού των τυλιγμάτων με την εξής σχέση:

$$A_{w_j} = \frac{a_j \cdot K_u \cdot W_A}{N_j}, j = 1, 2, \dots, k \quad (4.118)$$

- **A_L παράμετρος**

Από τη σχέση (4.76) μπορεί να υπολογιστεί η αυτεπαγωγή μαγνήτισης L_{mp} του μετασχηματιστή:

$$L_{mp} = \frac{\mu \cdot N_1^2 \cdot A_c}{l_m} = A_L \cdot N_1^2 \quad (4.119)$$

Συνήθως οι κατασκευαστές για ευκολία υπολογισμού παρέχουν την τιμή A_L στις προδιαγραφές του εκάστοτε πυρήνα.

- **Επιλογή Litz αγωγών**

Για την προσέγγιση του συντελεστή αντίστασης R_f έχουν προταθεί πολλές διαφορετικές μέθοδοι, οι οποίες διαφοροποιούνται ανάλογα με το είδος των ελιγμάτων, τη γεωμετρία του πυρήνα και την ακρίβεια υπολογισμού.

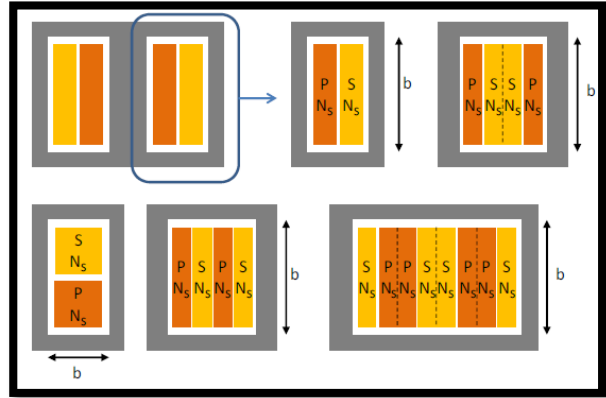
Στην παρούσα εργασία για τον υπολογισμό του συντελεστή αντίστασης R_f με χρήση Litz αγωγών έγινε αναφορά στις πηγές [6], [7]

- **Ημιτονοειδής κυματομορφή ρεύματος**

Η επίδραση του επιδερμικού φαινομένου σε αγωγό υπολογίζεται με τη παρακάτω μέθοδο:

1) Αρχικά υπολογίζεται το επιδερμικό βάθος από τον τύπο:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0}} \quad (4.120)$$



Σχήμα 4.39: Επίδραση επιδερμικού φαινομένου σε αγωγό

2) Στη συνέχεια υπολογίζεται ο συντελεστής αντίστασης R_f :

$$R_f = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + \frac{(\pi \cdot n \cdot N)^2 \cdot d_s^6}{192 \cdot \delta^4 \cdot b^2} \quad (4.121)$$

Από τη γεωμετρία του πυρήνα καθορίζεται το πλάτος b των τυλιγμάτων, όπου b το πλάτος κατά το οποίο το ένα τύλιγμα αντικρίζει το επόμενο. Στη συνέχεια έχοντας σαν δεδομένο τη διατομή του αγωγού A_w μπορεί να υπολογιστεί ο αριθμός των νημάτων του από τη σχέση:

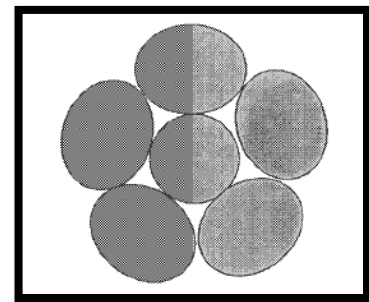
$$n = \frac{4 \cdot A_w}{\pi \cdot d_s^2} \quad (4.122)$$

Όπου d_s η διάμετρος του νήματος και αντικαθιστώντας στην (4.121) έχουμε:

$$R_f = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + \frac{\left(\frac{\pi \cdot 4 \cdot A_w \cdot N}{\pi \cdot d_s^2}\right)^2 \cdot d_s^6}{192 \cdot \delta^4 \cdot b^2} = 1 + \frac{A_w^2 \cdot N^2 \cdot d_s^2}{12 \cdot \delta^4 \cdot b^2} \Rightarrow \quad (4.123)$$

$$d_s = \frac{\delta^2 \cdot b \cdot \sqrt{12 \cdot (R_f - 1)}}{A_w \cdot N}$$

3) Όταν ο αριθμός των νημάτων είναι μεγάλος πρέπει να χωριστεί ο αγωγός σε μικρότερες δεσμίδες αγωγών Litz, η καθεμία εκ' των οποίων θα αποτελείται από λιγότερα νήματα και συστρεφόμενες εν τέλη σε έναν ενιαίο αγωγό. Ο λόγος που ακολουθείται αυτή η τεχνική συστροφής είναι για να τη μείωση των απωλειών λόγω επιδερμικού φαινομένου από το εσωτερικό πεδίο του αγωγού, ώστε να μην υπάρξει σημαντικό σφάλμα στην αρχική εκτίμηση του R_f .



Σχήμα 4.40: Τομή αγωγού Litz.

Ο μέγιστος αριθμός νημάτων ανά δεσμίδα δίνεται από την παρακάτω σχέση: [6]

$$n_{1,max} = 4 \cdot \frac{\delta^2}{d_s^2} \quad (4.124)$$

Επομένως ο αριθμός των υποδεσμίδων υπολογίζεται ως εξής:

$$n_{con} \approx \frac{n}{n_{1,max}} = \frac{n \cdot d_s^2}{4 \cdot \delta^2} \quad (4.125)$$

- **Μη ημιτονοειδείς κυματομορφές ρεύματος**

Σε κυματομορφές που αποτελούνται από πολλές αρμονικές ακολουθείται η ίδια μεθοδολογία όπως προηγουμένως, τροποποιώντας όμως τον συντελεστή R_f ως προς την ενεργό τιμή όλων των αρμονικών.

Συγκεκριμένα ο συντελεστής αντίστασης R_f που εκφράζει τον συντελεστή αντίστασης για το σύνολο των αρμονικών και είναι και αυτός που χρησιμοποιείται στους υπολογισμούς απωλειών. Ορίζεται ως εξής:

$$R_f = 1 + (R_{f1} - 1) \cdot \left(\frac{f_{eff}}{f_1} \right)^2 \quad (4.126)$$

Όπου f η συχνότητα της κύριας αρμονικής συνιστώσας και f_{eff} η ενεργός συχνότητα απωλειών της κυματομορφής.

Για τετραγωνικές κυματομορφές [7] με πεπερασμένο ρυθμό ανόδου υπολογίζεται από τον εξής απλοποιημένο εμπειρικό τύπο:

$$f_{eff} = \frac{f}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{6}{\Delta \cdot (3 - 4 \cdot \Delta)}} \quad (4.127)$$

Όπου Δ το ποσοστό του χρόνου ανόδου του μετώπου προς τη συνολική περίοδο του σήματος (Για τριγωνικό παλμό $\Delta = 0.5$). Σημειώνεται ότι ο παραπάνω τύπος είναι σχετικά ακριβής για σήματα εκ' των οποίων η ανώτερη αρμονική συνιστώσα έχει επιδερμικό βάθος συγκρίσιμο των νημάτων του αγωγού Litz. Ένα πρακτικός κανόνας που χρησιμοποιείται [7], [8] είναι για $f_{max} = \frac{0.35 \cdot f_1}{\Delta}$, το επιδερμικό βάθος να είναι συγκρίσιμο (ίδια τάξη μεγέθους) με τη διάμετρο των νημάτων των αγωγών Litz.

4.4. Υπολογισμός και επιλογή εξαρτημάτων μετατροπέα απομόνωσης

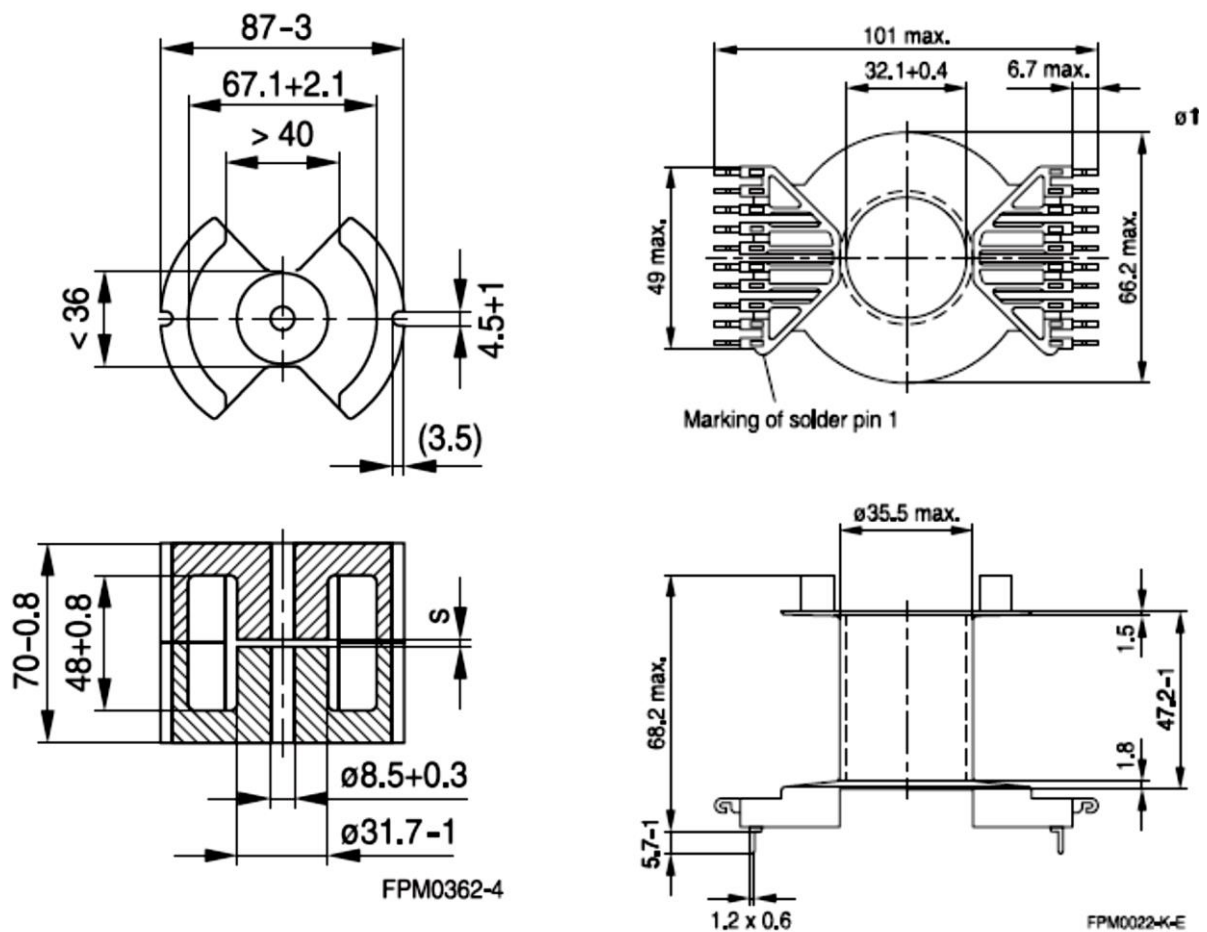
4.4.1. Επιλογή μετασχηματιστή και υπολογισμός απωλειών

Για τον υπολογισμό χρησιμοποιούμε πυρήνα τύπου PM87/70 με φερρίτη N87 από την EPCOS. Ο PM87/70 έχει τα παρακάτω τεχνικά χαρακτηριστικά που δίνονται από τον κατασκευαστή:

Πίνακας 4.2. Τεχνικά χαρακτηριστικά πυρήνα μετασχηματιστή PM87/70 σύμφωνα με το datasheet του κατασκευαστή.

$l_e = 146 \text{ mm}$	$A_e = 910 \text{ mm}^2$	$A_{\min} = 700 \text{ mm}^2$
$V_e = 133000 \text{ mm}^3$	$MLT = 158 \text{ mm}$	$W_A = 657 \text{ mm}^2$

Στο Σχήμα 4.41 παρουσιάζονται οι ακριβείς διαστάσεις του πυρήνα φερρίτη PM87/70 της EPCOS.



Σχήμα 4.41: Γεωμετρικές διαστάσεις πυρήνα μετασχηματιστή PM87/70 σύμφωνα με το datasheet του κατασκευαστή

Το υλικό N87 έχει χαρακτηριστικά απωλειών σύμφωνα με τις καμπύλες του Σχήμα 4.42. Οι απώλειες μπορούν να υπολογιστούν μέσω της σχέσης (4.102):

$$P_{fe} = K_{fe} \cdot (\Delta B)^\beta \cdot A_e \cdot l_e = K_{fe} \cdot (\Delta B)^\beta \cdot V_e \quad (4.128)$$

Λαμβάνοντας δύο ζεύγη σημείων από της καμπύλες του Σχήματος 4.42 για μία δεδομένη συχνότητα υπολογίζονται τα K_{fe} , β .

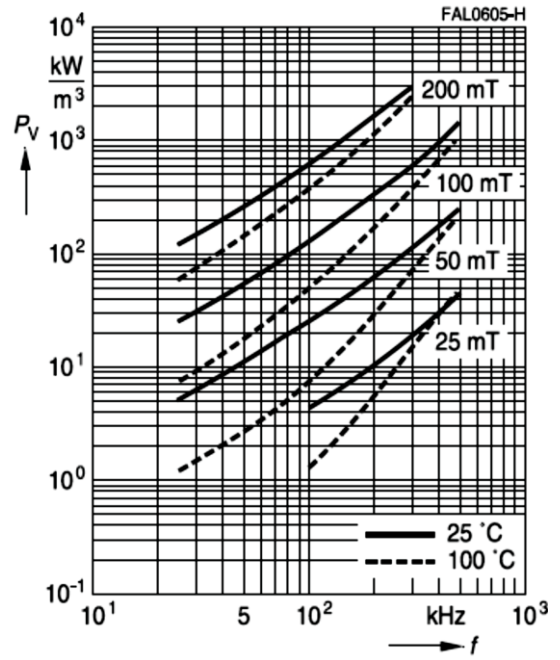
$$\left\{ \begin{array}{l} P_{fe1} = K_{fe} \cdot (\Delta B_1)^\beta \cdot V_e \\ P_{fe2} = K_{fe} \cdot (\Delta B_2)^\beta \cdot V_e \end{array} \right\} \Rightarrow$$

$$\frac{P_{fe1}}{P_{fe2}} = \left(\frac{\Delta B_1}{\Delta B_2} \right)^\beta \Rightarrow$$

$$\ln \left(\frac{P_{fe1}}{P_{fe2}} \right) = \ln \left(\frac{\Delta B_1}{\Delta B_2} \right)^\beta \Rightarrow$$

$$\ln \left(\frac{P_{fe1}}{P_{fe2}} \right) = \beta \cdot \ln \left(\frac{\Delta B_1}{\Delta B_2} \right) \Rightarrow$$

$$\beta = \frac{\ln \left(\frac{P_{fe1}}{P_{fe2}} \right)}{\ln \left(\frac{\Delta B_1}{\Delta B_2} \right)} \quad (4.129)$$



Σχήμα 4.42: Καμπύλες πυκνότητας ισχύος απωλειών υλικού N87 πυρήνα μετασχηματιστή

Από το διάγραμμα για συχνότητα 50kHz και $T = 100C^0$ έχουμε τα ακόλουθα ζεύγη στον Πίνακα 4.3:

Πίνακας 4.3. Πυκνότητα ισχύος απωλειών πυρήνα μετασχηματιστή συναρτήσει του πλάτους της πυκνότητας μαγνητικής ροής

Πλάτος πυκνότητα μαγνητικής ροής	Πυκνότητα ισχύος απωλειών
50mT	3KW/m ³
100mT	20KW/m ³

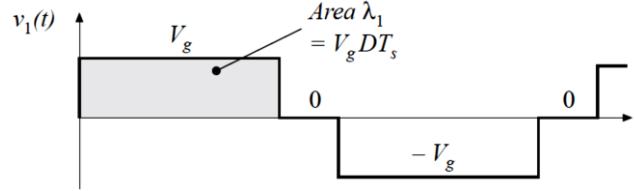
Επομένως:

$$\beta = \frac{\ln \left(\frac{P_{fe1}}{P_{fe2}} \right)}{\ln \left(\frac{\Delta B_1}{\Delta B_2} \right)} = \frac{\ln \left(\frac{3}{20} \right)}{\ln \left(\frac{50}{100} \right)} = 2.73 \quad (4.130)$$

$$K_{fe} = \frac{P_{fe2}}{(\Delta B_2)^\beta \cdot V_e} = \frac{20 \cdot 10^3}{(0.1)^{2.73}} \approx 10.7 \cdot 10^6 \text{ W/T}^\beta \text{ m}^3$$

Χρησιμοποιήθηκε η καμπύλη για $T = 100C^0$, γιατί το συγκεκριμένο υλικό σε υψηλές θερμοκρασίες έχει χαμηλότερες απώλειες πυρήνα.

Η βελτιστοποίηση του μετασχηματιστή γίνεται για εύρος παλμού $D = 0.9$, συχνότητα μετασχηματιστή $f = 50\text{Khz}$, διακοπτική συχνότητα $f_s = 100\text{Khz}$, τάση εισόδου $V_1 = 400\text{Vdc}$ και λόγο μετασχηματισμού $a = 1$.



Σχήμα 4.43: Κυματομορφή πυκνότητας μαγνητικής ροής μετασχηματιστή.

Το γινόμενο λ_1 για την τάση εισόδου υπολογίζεται από τη σχέση (4.94):

$$V_1 = 400\text{V}, T_s = \frac{1}{100000} = 10\mu\text{s} \quad (4.131)$$

$$\lambda_1 = 0.9 \cdot T_s \cdot V_1 = 0.9 \cdot 10\mu\text{s} \cdot 400\text{V} = 0.0036 \text{ Vs}$$

Στη συνέχεια υπολογίζεται η ειδική αντίσταση του χαλκού για θερμοκρασία λειτουργίας σε ονομαστικό φορτίο. Συγκεκριμένα θεωρείται θερμοκρασία περιβάλλοντος $T_{amb} = 40\text{C}^0$ καθώς και επιτρεπόμενη αύξηση θερμοκρασίας $\Delta T = 70\text{C}^0$, επομένως επιτρεπόμενη μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας προβλέπεται στους $T = 110\text{C}^0$. Χρησιμοποιώντας τη σχέση (4.51):

$$\rho_{\theta=110\text{C}^0} = \rho_{(\theta=20\text{C})} \cdot [1 + 0.0039 \cdot (110 - 20)] = 2.27 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m} \quad (4.132)$$

Η τοπολογία που χρησιμοποιείται στην παρούσα ανάλυση είναι τύπου πλήρους γέφυρας (full bridge) με δύο διόδους στον ανορθωτή. Οι κυματομορφές ρευμάτων στο πρωτεύον και στα δευτερεύοντα τυλίγματα φαίνονται στο Σχήμα 4.44 και οι ενεργές τιμές τους υπολογίζονται ως εξής:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot T_s} \int_0^{2 \cdot T_s} i_1(t)^2 dt} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I \cdot \sqrt{D}$$

$$I_2 = I_3 = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot T_s} \int_0^{2 \cdot T_s} i_2(t)^2 dt} = \frac{1}{2} \cdot I \cdot \sqrt{1 + D} \quad (4.133)$$

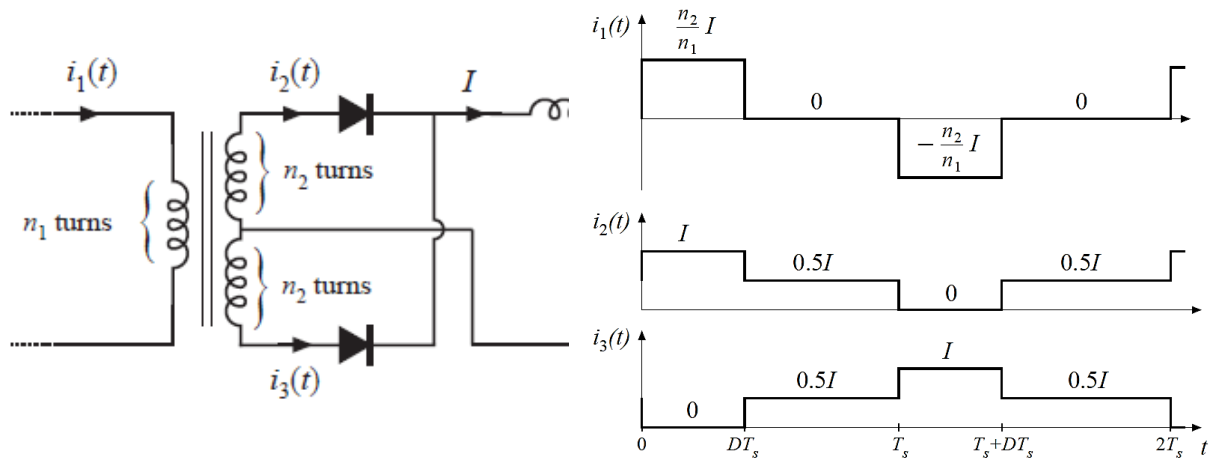
$$I_{tot} = I_1 + 2 \frac{N_2}{N_1} I_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot I \cdot \sqrt{D} + \frac{N_2}{N_1} \cdot I \cdot \sqrt{1 + D} = a \cdot I \cdot (\sqrt{D} + \sqrt{1 + D}) \Rightarrow$$

$$I = \frac{I_{tot}}{a \cdot (\sqrt{D} + \sqrt{1 + D})}$$

Επίσης η ονομαστική ισχύς εισόδου του μετασχηματιστή υπολογίζεται από την εξής σχέση:

$$P_{in} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I \cdot V_1 \cdot D \xrightarrow{(58)} P_{in} = a \cdot \frac{I_{tot}}{a \cdot (\sqrt{D} + \sqrt{1 + D})} \cdot V_1 \cdot D \Rightarrow \quad (4.134)$$

$$P_{in} = \frac{D}{(\sqrt{D} + \sqrt{1 + D})} \cdot V_1 \cdot I_{tot}$$



Σχήμα 4.44: Σχηματικό διάγραμμα διόδων σταδίου απομόνωσης και των κυματομορφών των ρευμάτων που τις διαρρέουν.

Αντίστοιχα η ισχύς εξόδου του μετασχηματιστή δίνεται από τη σχέση:

$$P_{out} = P_{in} - P_{tot} \quad (4.135)$$

Όπου P_{tot} οι συνολικές απώλειες χαλκού και πυρήνα, όπως υπολογίζονται από τη σχέση (4.112). Τα δεδομένα που είναι διαθέσιμα περιλαμβάνονται στον Πίνακα 4.4:

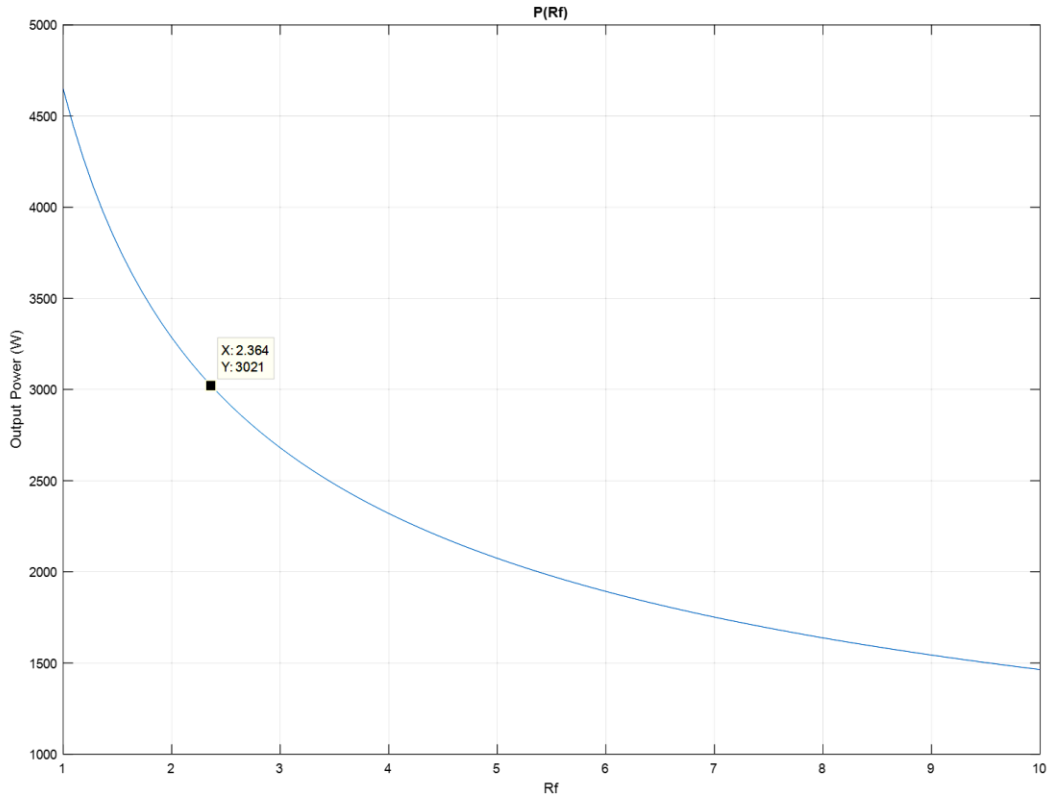
Πίνακας 4.4. Διαθέσιμα δεδομένα μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων

$\Delta T = 70C^0$	$K_{fe} = 10.7 \cdot 10^6 \frac{W}{T^\beta m^3}$	$\beta = 2.73$	$\lambda_1 = 0.0036 Vs$	$R_{th} = 8 K^0/W$
$D = 0.9$	$\rho = 2.27 \cdot 10^{-8} \Omega m$	$K_u = 0.3$	$A_L = 12000 nH$	$a = 1$

Προκειμένου να υπολογιστεί το ΔB_{opt} πρέπει να επιλεγθεί η τιμή του συντελεστή αντίστασης R_F , η οποία στη συνέχεια θα πρέπει να υλοποιηθεί επιλέγοντας κατάλληλους αγωγούς Litz. Από τις σχέσεις (4.135), (4.134), (4.115) με χρήση MATLAB υπολογίζεται για ένα εύρος τιμών R_F η ονομαστική ισχύς εξόδου μετά από βελτιστοποίηση απωλειών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.45. Από τις προδιαγραφές του φορτιστή είναι απαραίτητο να παρέχεται ισχύς μεγαλύτερη των 3KW, επομένως από το Σχήμα 4.45 ο συντελεστής αντίστασης R_F πρέπει να είναι μικρότερος του 2.36. Για συντελεστή αντίστασης $R_F=2.36$ στη συνέχεια υπολογίζονται τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του μετασχηματιστή.

Από τη σχέση (4.113):

$$I_{tot} = \left(\frac{1}{(A_e \cdot l_e \cdot K_{fe})^{\frac{1}{\beta}} \cdot \sqrt{\frac{(\rho \cdot R_F) \cdot \lambda_1^2 \cdot MLT}{4 \cdot K_u \cdot W_A \cdot A_e^2}}} \right) \cdot \left(\frac{\Delta T}{R_{th} \cdot \left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\frac{\beta}{\beta+2}} + \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\frac{2}{\beta+2}} \right)} \right)^{\frac{\beta+2}{2\beta}} = 19.6 A_{rms} \quad (4.136)$$



Σχήμα 4.45: Ονομαστική ισχύς εξόδου μετασχηματιστή συναρτήσει του συντελεστή αντίστασης R_f

Από τις σχέσεις (4.133):

$$I = \frac{I_{tot}}{a \cdot (\sqrt{D} + \sqrt{1+D})} = 8.423 A_{dc}$$

$$I_1 = a \cdot I \cdot \sqrt{D} = 7.99 A_{rms} \quad (4.137)$$

$$I_2 = I_3 = \frac{1}{2} \cdot I \cdot \sqrt{1+D} = 5.805 A_{rms}$$

Από τη σχέση (4.112):

$$P_{tot} = (A_e \cdot l_e \cdot K_{fe})^{\frac{2}{\beta+2}} \cdot \left(\frac{(\rho \cdot R_f) \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{tot}^2}{4 \cdot K_u} \cdot \frac{MLT}{W_A \cdot A_e^2} \right)^{\frac{\beta}{\beta+2}} \cdot \left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{\frac{\beta}{\beta+2}} + \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\frac{2}{\beta+2}} \right) = 8.75 W \quad (4.138)$$

Εκ των οποίων $P_{cu} = 5.05 W$ και $P_{fe} = 3.7 W$.

Από τη σχέση (4.134):

$$P_{in} = \frac{D}{(\sqrt{D} + \sqrt{1+D})} \cdot V_1 \cdot I_{tot} = 3032 W \quad (4.139)$$

Από τη σχέση (4.135):

$$P_{out} = P_{in} - P_{tot} = \mathbf{3023.25\ W} \quad (4.140)$$

Η απόδοση είναι ίση με:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \mathbf{0.997} \quad (4.141)$$

Από τη σχέση (4.111) η βέλτιστη πυκνότητα μαγνητικής ροής είναι:

$$\Delta B_{opt} = \left(\frac{(\rho \cdot R_F) \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{tot}^2}{2 \cdot K_u} \cdot \frac{MLT}{W_A \cdot A_e^3 \cdot l_e} \cdot \frac{1}{\beta \cdot K_{fe}} \right)^{\frac{1}{\beta+2}} = \mathbf{113\ mT} \quad (4.142)$$

Από τη σχέση (4.95) υπολογίζεται ο αριθμός των σπειρών:

$$N_1 = \frac{\lambda_1}{2 \cdot \Delta B \cdot A_e} = 17.5 \approx \mathbf{18\ \sigma\tau\rho\omega\phi\acute{\epsilon}\varsigma} \quad (4.143)$$

$$N_2 = N_3 = a \cdot N_1 \approx \mathbf{18\ \sigma\tau\rho\omega\phi\acute{\epsilon}\varsigma}$$

Οι συντελεστές τυλιγμάτων a_j υπολογίζονται σύμφωνα με τη σχέση (4.117):

$$a_j = \frac{N_j \cdot I_j}{N_1 \cdot I_{tot}} \Leftrightarrow \quad (4.144)$$

$$a_1 \approx 0.4, a_2 = a_3 \approx 0.3$$

Η διατομή των αγωγών υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση (4.118):

$$A_{w_j} = \frac{a_j \cdot K_u \cdot W_A}{N_j} \quad (4.145)$$

$$A_{w1} = 4.59\ mm^2, A_{w2} = A_{w3} = 3.33\ mm^2$$

Η αυτεπαγωγή μαγνήτισης υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση (4.119):

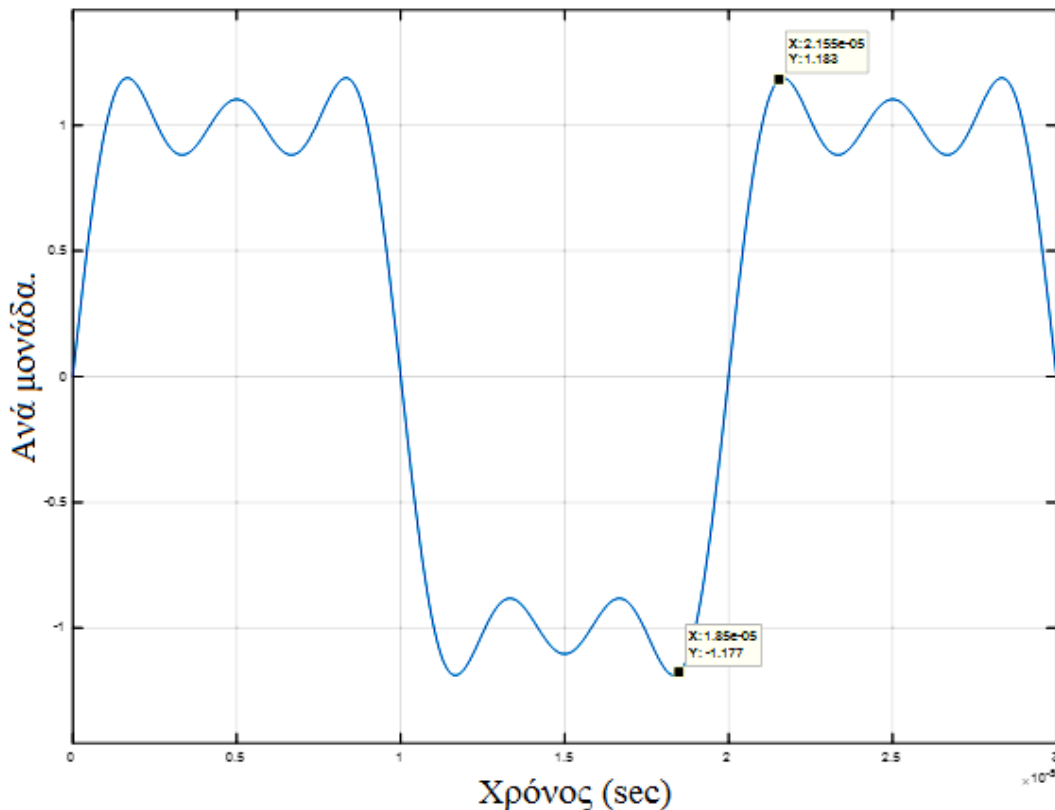
$$L_{mp} = A_L \cdot N_1^2 = \mathbf{3.674\ mH} \quad (4.146)$$

Το μέγιστο ρεύμα μαγνήτισης υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση (4.88):

$$I_{m,peak} = \frac{\lambda_1}{2 \cdot L_{mp}} = \mathbf{0.49 A} \quad (4.147)$$

Υπολογισμός αγωγών Litz:

Αρχικά πρέπει να επιλεγθεί ο αριθμός των αρμονικών της κυματομορφής του ρεύματος, που θα ληφθούν υπόψη στον υπολογισμό. Με χρήση MATLAB υπολογίζεται ότι οι πρώτες τρεις αρμονικές (1,3,5η) της τετραγωνικής κυματομορφής, αποτελούν το 96.6% της RMS τιμής της ιδανικής, οπότε θεωρούνται ικανός αριθμό για μία σχετικά καλή προσέγγιση του συντελεστή αντίστασης R_f . Το σήμα με τρεις αρμονικές απεικονίζεται στο Σχήμα 4.46.



Σχήμα 4.46: Τετραγωνική κυματομορφή ρεύματος μετασχηματιστή αποτελούμενη από τις τρεις πρώτες αρμονικές (1^η, 3^η, 5^η).

Υπολογισμός ενεργού συχνότητας f_{eff} σύμφωνα με τη σχέση (4.127):

$$f_{eff} = \frac{f_1}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{6}{\Delta \cdot (3 - 4 \cdot \Delta)}} \quad (4.127)$$

Στην περίπτωση μας από το σχήμα υπολογίζουμε $\Delta = \frac{(21.55 - 18.50)10^{-6}}{20 \cdot 10^{-6}} = 0.1525$. Επομένως:

$$f_{eff} = \frac{f_1}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{6}{\Delta \cdot (3 - 4 \cdot \Delta)}} = 1.2915 \cdot f = \mathbf{64.6 KHz} \quad (4.148)$$

Χρησιμοποιώντας τον τύπο (4.126) και λύνοντας ως προς R_{f1} :

$$R_f = 1 + (R_{f1} - 1) \cdot \left(\frac{f_{\text{eff}}}{f_1}\right)^2$$

Πρέπει $R_f \leq 2.36$, επομένως:

$$R_{f1} = 1 + (R_f - 1) \cdot \left(\frac{f_1}{f_{\text{eff}}}\right)^2 = 1 + (2.36 - 1) \cdot \left(\frac{1}{1.2915}\right)^2 = \mathbf{1.8154} \quad (4.149)$$

Οπότε και θα χρησιμοποιήσουμε το R_{f1} για τον υπολογισμό του Litz για $f_1 = 50\text{Khz}$.

Το επιδερμικό βάθος για $f_1 = 50\text{Khz}$ υπολογίζεται από τη σχέση (4.120):

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f_e \cdot \mu_0}} = \sqrt{\frac{2.27 \cdot 10^{-8}}{\pi \cdot 50000 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}} = \mathbf{339\mu m} \quad (4.150)$$

Υπολογίζουμε τη διάμετρο των νημάτων του αγωγού Litz από τον τύπο (4.123) για τα τρία τυλίγματα ξεχωριστά:

$$d_{s1} = \frac{\delta^2 \cdot b \cdot \sqrt{12 \cdot (R_{f1} - 1)}}{A_{w1} \cdot N_1} = \frac{(339 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 0.0425 \cdot \sqrt{12 \cdot (1.8154 - 1)}}{4.59 \cdot 10^{-6} \cdot 18} \approx \mathbf{190\mu m} \quad (4.151)$$

$$d_{s2} = d_{s3} = \frac{\delta^2 \cdot b \cdot \sqrt{12 \cdot (R_{f1} - 1)}}{A_{w2} \cdot N_2} = \frac{(339 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 0.0425 \cdot \sqrt{12 \cdot (1.8154 - 1)}}{3.33 \cdot 10^{-6} \cdot 18} \approx \mathbf{260\mu m}$$

Όπου ως b χρησιμοποιήθηκε το 90% του πλάτους του δοχείου περιέλιξης του μετασχηματιστή.

Υπολογίζουμε τον αριθμό των νημάτων στους αγωγούς Litz από τον τύπο (4.122):

$$n_1 = \frac{4 \cdot A_{w1}}{\pi \cdot d_{s1}^2} \approx 162 \text{ νήματα} \quad (4.152)$$

$$n_2 = n_3 = \frac{4 \cdot A_{w2}}{\pi \cdot d_{s2}^2} \approx 62 \text{ νήματα}$$

Υπολογίζουμε τον αριθμό των υποδεσμίδων Litz σε κάθε τυλίγμα από τον τύπο (4.125):

$$n_{con1} \approx \frac{n_1 \cdot d_{s1}^2}{4 \cdot \delta^2} \approx \frac{1193 \cdot (80 \cdot 10^{-6})^2}{4 \cdot (318 \cdot 10^{-6})^2} \approx 13 \text{ υποδεσμίδες} \quad (4.153)$$

$$n_{con2} = n_{con3} \approx \frac{n_2 \cdot d_{s2}^2}{4 \cdot \delta^2} \approx \frac{445 \cdot (100 \cdot 10^{-6})^2}{4 \cdot (318 \cdot 10^{-6})^2} \approx 9 \text{ υποδεσμίδες}$$

4.4.2. Επιλογή πηνίου και υπολογισμός απωλειών

Η διαδικασία επιλογής πηνίου γίνεται με την ίδια μέθοδο της ενότητας 4.2.1.

- **Υπολογισμός ελάχιστης αυτεπαγωγής πηνίου**

Η ελάχιστη αυτεπαγωγή, ώστε να τηρείται η προδιαγραφή της κυμάτωσης του ρεύματος πηνίου του μετατροπέα απομόνωσης ($\Delta I_L \leq 40\% \cdot I_{out}$) δίνεται από τη σχέση (4.35):

$$\Delta I_L(D) = \frac{V_I \cdot D \cdot (1 - D)}{L \cdot f_S} \Leftrightarrow L_{min(I_{out}=8.5A)} = \frac{400 \cdot 0.9 \cdot (1 - 0.9)}{10^5} = 158.8 \mu H \quad (4.154)$$

Όπου $f_S = 100 \text{ KHz}$, $\Delta I_{L(max)} = 3.4 \text{ A}$, $V_I = 400 \text{ V}$ για ονομαστική τιμή ρεύματος $I_{out} = 8.5 \text{ A}$.

- **Επιλογή μαγνητικού πυρήνα**

Για τη κατασκευή του πηνίου επιλέχθηκε ο τοροειδής πυρήνας T175-60 της Micrometals. Ο πυρήνας έχει ομαλή μετάβαση στο κορεσμό και υψηλότερο όριο κορεσμού από αντίστοιχους πυρήνες φερριτή καθώς και χαμηλό κόστος, τα οποία τον καθιστούν ιδανική επιλογή. Παράλληλα έχει αντοχή σε θερμοκρασίες μέχρι 200 C° χωρίς να υφίσταται γήρανση. Στο Σχήμα 4.47 σημειώνονται τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του πυρήνα.

TOROIDAL CORES

COLOR CODE

- 60 Brown/Black
- 61 Brown/Gray
- 63 Brown/Beige
- 66 Brown/Brown
- 70 Beige/Black
- M125 Lt. Blue/Lt. Blue

TYPICAL PART NO.

T 80 - 60 B /

OD in 100th inches
Micrometals Mix No.
Letter indicates Alternate Height
Code Area For Other Characteristics

Refer to page 1 for tolerances.

MICROMETALS Part No.	A_L nH/N ²	OD in/mm	ID in/mm	Ht in/mm	ℓ cm	A cm ²	V cm ³
T175-60	82.0	1.750/44.5	1.070/27.2	.650/16.5	11.2	1.34	15.0
T175-66	97.0						

Σχήμα 4.47: Χαρακτηριστικά πυρήνα τύπου Iron Powder T175-60 της Micrometals.

Τα τεχνικά χαρακτηριστικά του πυρήνα που επιλέχθηκε είναι τα ακόλουθα:

- Συντελεστής $A_L = 82 \text{ nH/Turn}$
- Μέσο μήκος μαγνητικού κυκλώματος: $l_e = 11.2 \text{ cm}$
- Μέση διατομή μαγνητικού κυκλώματος: $A_e = 1.34 \text{ cm}^2$
- Εξωτερική επιφάνεια πυρήνα: $SA \cong 56.7 \text{ cm}^2$
- Συνολικός όγκος πυρήνα: $V_e = 15.0 \text{ cm}^3$
- Σχετική μαγνητική διαπερατότητα $\mu_r = 55$

Για το τύλιγμα επιλέχθηκε σύρμα χαλκού με μονωτικό βερνίκι υψηλής θερμοκρασίας διαμέτρου 1.5mm. Με διερεύνηση στο Matlab βρέθηκε ότι ο βέλτιστος αριθμός σπειρών για την ελαχιστοποίηση των απωλειών είναι $N \cong 60$. Το τύλιγμα αποτελείται από δύο παράλληλα σύρματα πάχους 1.5mm και συνολικού μήκους $L \cong 3.5\text{m}$.

- **Υπολογισμός αυτεπαγωγής πηνίου**

Η ένταση του μαγνητικού πεδίου στο πυρήνα υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση (4.37):

$$H = \frac{N \cdot I}{l_e} \Leftrightarrow H_{(8.5A)} = \frac{69 \cdot 8.5}{11.2} = 45.54 \frac{AT}{cm} = 36.23 \text{ Oe} \quad (4.155)$$

Ομοίως με τον υπολογισμό της μαγνητικής διαπερατότητας του πηνίου του μετατροπέα buck υπολογίζεται με χρήση συντελεστών του κατασκευαστή η αλλαγή της μαγνητικής διαπερατότητας εξαιτίας της αύξησης της έντασης του μαγνητικού πεδίου. Στον Πίνακα 4.5 δίνονται οι συντελεστές και ακολουθεί η αναλυτική σχέση πολυωνυμικής παρεμβολής της συνάρτησης της μαγνητικής διαπερατότητας (4.156) ως προς την ένταση του μαγνητικού πεδίου. Σημειώνεται ότι η τιμή του μαγνητικού πεδίου είναι σε μονάδες Oersted.

Πίνακας 4.5. Συντελεστές και σχέση υπολογισμού μαγνητικής διαπερατότητας συναρτήσει της έντασης μαγνητικού πεδίου για τη σειρά 200C Iron Powder της Micrometals.

PERCENT PERMEABILITY vs DC MAGNETIZING FORCE

Material	a	b	c	d	e
-60	10140	6.06×10^{-3}	-0.570	2.24×10^{-4}	0.0304
-61	10050	2.12×10^{-3}	-0.362	8.82×10^{-5}	0.0137
-63	10000	-6.28×10^{-5}	-7.41	6.16×10^{-5}	0.0168
-66	10000	8.67×10^{-3}	-5.72	4.66×10^{-4}	0.0315
-70	10040	-4.41×10^{-3}	-83.5	7.40×10^{-4}	0.2220
-M125	9900	-1.60×10^{-2}	-88.6	1.11×10^{-3}	0.2260

$$\mu = \mu_{(initial)} \cdot \sqrt{\frac{a + c \cdot H + e \cdot H^2}{1 + b \cdot H + d \cdot H^2}} \quad (4.156)$$

Ομοίως με την ενότητα 4.2.1 υπολογίζεται η αυτεπαγωγή του πηνίου εφαρμόζοντας την ίδια ποσοστιαία μεταβολή στη παράμετρο A_L του πυρήνα:

$$A_L = A_{L(initial)} \cdot \sqrt{\frac{a + c \cdot H + e \cdot H^2}{1 + b \cdot H + d \cdot H^2}} \stackrel{L=A_L \cdot N^2}{\iff} \quad (4.157)$$

$$L = A_{L(initial)} \cdot N^2 \cdot \sqrt{\frac{a + c \cdot H + e \cdot H^2}{1 + b \cdot H + d \cdot H^2}} \stackrel{H=H(8.5A)}{\iff} L = 241.8\mu H \quad (4.158)$$

Όπου $N = 60$, $A_{L(initial)} = 82 \text{ nH/Turn}$ και $H = 36.23 \text{ Oe}$.

Η τιμή της αυτεπαγωγής που υπολογίστηκε ξεπερνά την ελάχιστη απαιτούμενη τιμή για το περιορισμό του ρεύματος κυμάτωσης του πηνίου:

$$L(8.5A) = 241.8\mu H > 158.8\mu H = L_{min(I_{out}=8.5A)} \quad (4.159)$$

• Υπολογισμός απωλειών σιδήρου

Για τον υπολογισμό των απωλειών πυρήνα χρησιμοποιείται η προσεγγιστική σχέση που παρέχει ο κατασκευαστής (4.160). Η απώλειες πυρήνα ανά μονάδα όγκου εξαρτώνται από τη διακοπτική συχνότητα, το DC φορτίο και τη κυμάτωση του ρεύματος πηνίου. Στον Πίνακα 4.6 δίνονται οι συντελεστές της πολυωνυμικής παρεμβολής για τον υπολογισμό των απωλειών πυρήνα ανά μονάδα όγκου.

Πίνακας 4.6. Συντελεστές και σχέση υπολογισμού απωλειών πυρήνα σιδήρου συναρτήσει της έντασης της μαγνητικής ροής και της διακοπτικής συχνότητας για τη σειρά 200C Iron Powder της Micrometals.

CORE LOSS vs PEAK AC FLUX DENSITY

Material	a	b	c	d
-60	5.3×10^8	1.4×10^8	1.2×10^6	2.7×10^{-14}
-61	4.0×10^8	1.1×10^8	5.1×10^5	2.4×10^{-14}
-63	9.9×10^8	2.6×10^8	1.0×10^4	3.3×10^{-15}
-66	1.7×10^{10}	5.0×10^7	1.2×10^6	1.7×10^{-14}
-70	1.0×10^{10}	1.3×10^9	7.9×10^6	4.2×10^{-14}
-M125	3.1×10^{10}	2.7×10^9	3.3×10^6	5.3×10^{-14}

$$P_L = \frac{f_s}{\frac{a}{B^3} + \frac{b}{B^{2.3}} + \frac{c}{B^{1.65}}} + d \cdot f_s^2 \cdot B^2 \quad (4.160)$$

Όπου P_L η χωρική πυκνότητα ισχύος απωλειών σε mW/cm^3 , F_s η διακοπτική συχνότητα σε Hz και B_{AC} το πλάτος της AC πυκνότητας μαγνητικής ροής σε $Gauss$ έτσι ώστε $B_{AC} = \frac{\Delta B_{p-p}}{2}$.

Για ονομαστικό φορτίο 8.5A η αυτεπαγωγή του πηνίου είναι $L(8.5A) = 241.8\mu H$, οπότε από τη σχέση (4.35) υπολογίζουμε την αυτεπαγωγή του πηνίου για τιμή duty cycle $D=0.9$, $V_I = 400V$ και $f_s = 100KHz$.

$$\Delta I_L(D) = \frac{V_I \cdot D \cdot (1 - D)}{L \cdot f_s} \Leftrightarrow \Delta I_L = \frac{400 \cdot 0.9 \cdot (1 - 0.9)}{241.8 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} = 1.489A \text{ ή } 17.52\% \quad (4.161)$$

Η κυμάτωση της έντασης του μαγνητικού πεδίου δίνεται από τη σχέση (4.46) και η σχετική μαγνητική διαπερατότητα είναι ίσες με:

$$\Delta H_{p-p} = \frac{N \cdot \Delta I_{L(8.5A)}}{le} = \frac{60 \cdot 1.489}{11.2} = 7.98 \text{ AT/cm} \quad (4.162)$$

$$\mu_r = \mu_{r(initial)} \cdot \sqrt{\frac{a + c \cdot H + e \cdot H^2}{1 + b \cdot H + d \cdot H^2}} \xrightarrow{(\mu_{(initial)=55}), (H=H_{(8.5A)})} \mu_{r(8.5A)} \quad (4.163)$$

$$= 45.06$$

Η μαγνητική διαπερατότητα είναι ίση εξ' ορισμού με:

$$\mu_{(8.5A)} = \mu_{r(8.5A)} \cdot \mu_0 = 45.06 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1} = 5.662 \cdot 10^{-5} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1} \quad (4.164)$$

Η κυμάτωση της πυκνότητας της μαγνητικής ροής και το πλάτος της AC πυκνότητας δίνονται από τις σχέσεις:

$$\Delta B_{p-p} = \mu_{(8.5A)} \cdot \Delta H_{p-p} = 5.662 \cdot 10^{-5} \cdot 7.98 \cdot 10^2 \text{ T} = 45.2 \text{ mT} \quad (4.165)$$

$$B_{AC} = \frac{\Delta B_{p-p}}{2} = 22.6 \text{ mT} = 225.8 \text{ Gauss} \quad (4.166)$$

Τέλος από τη σχέση (4.160) υπολογίζονται οι απώλειες του πυρήνα σιδήρου σε ονομαστικό φορτίο 8.5A και διακοπτική συχνότητα $f_s = 100KHz$.

$$P_L = \frac{f_s}{\frac{a}{B^3} + \frac{b}{B^{2.3}} + \frac{c}{B^{1.65}}} + d \cdot f_s^2 \cdot B^2 \Leftrightarrow P_L = 148.29 \frac{mW}{cm^3} \quad (4.167)$$

$$P_{fe(8.5A)} = P_L \cdot V_e = \left(148.29 \frac{mW}{cm^3} \right) \cdot (15.0 \text{ cm}^3) = 2.22W \quad (4.168)$$

Υπολογισμός απωλειών χαλκού

Ο υπολογισμός των απωλειών χαλκού έγινε σύμφωνα με την ενότητα 4.2.1. Η αλλαγή της αντίστασης του τυλίγματος λόγω επιδερμικού φαινομένου αγνοήθηκε. Η αλλαγή της ειδικής

αντίστασης του χαλκού λόγω θερμοκρασίας και η αντίσταση του χαλκού δίνονται από τις σχέσεις (4.51) και (4.52):

$$\rho_{\theta=T} = \rho_{(\theta=20C)} \cdot [1 + 0.0039 \cdot (T - 20)] \quad (4.51)$$

$$R_{\theta=T} = R_{\theta=20} \cdot [1 + 0.0039 \cdot (T - 20)] \Omega \quad (4.52)$$

Όπου $R_{\theta=20} = 16.5m\Omega$. Η αύξηση της θερμοκρασίας του πυρήνα υπολογίζεται με τη σχέση (4.53):

$$\Delta T = \left[\frac{P_{fe} + P_{cu}}{SA} \right]^{0.833} \quad (4.53)$$

Όπου ΔT σε C^o , P_{fe} , P_{cu} σε mW και $SA = 70.17cm^2$ η επιφάνεια του πυρήνα σε cm^2 τυλιγμένη με ένα στρώμα χάλκινου σύρματος διαμέτρου 1.5mm.

Ο υπολογισμός γίνεται για θερμοκρασία περιβάλλοντος $60C^o$, ονομαστική τιμή ρεύματος 8.5A, $SA \cong 70.17 cm^2$ και $P_{fe(8.5A)} = 2220mW$, όπως έχει ήδη υπολογιστεί. Επομένως από τη σχέση $P_{cu} = R \cdot I^2$ σε συνδυασμό με τις (4.52), (4.53) προκύπτει η σχέση:

$$\Delta T = \left[\frac{2220 + 1192.1 \cdot [1 + 0.0039 \cdot (\Delta T + 40)]}{70.17} \right]^{0.833} \quad (4.169)$$

Με χρήση Matlab υπολογίστηκε ότι $\Delta T_{(8.5A)} = 27.4C^o$. Επομένως για θερμοκρασία περιβάλλοντος $60C^o$, η θερμοκρασία του πηνίου με παθητική ψύξη υπολογίζεται κατά προσέγγιση $T_{(8.5A)} = 87.4C^o$. Οι απώλειες χαλκού για ονομαστικό φορτίο και $T_{(8.5A)} = 87.4C^o$ υπολογίζονται από τη σχέση $P_{cu} = R \cdot I^2$ και την (4.52) ως εξής:

$$P_{cu} = R \cdot I^2 = 0.0165 \cdot [1 + 0.0039 \cdot (87.4 - 20)] \cdot 8.5^2 = 1.505W \quad (4.170)$$

Η συνολική ισχύς απωλειών είναι το άθροισμα απωλειών πυρήνα σιδήρου και χαλκού και είναι ίση με:

$$P_{Total} = P_{cu} + P_{fe} = 3.73W \quad (4.171)$$

4.4.3. Επιλογή πυκνωτών και υπολογισμός απωλειών

Η διαδικασία επιλογής πυκνωτών είναι η ίδια που ακολουθήθηκε στην ενότητα 4.2.2 για την επιλογή πυκνωτών του τρίτου σταδίου ισχύος. Οι πυκνωτές εισόδου και εξόδου που επιλέχθηκαν έχουν κωδικό B43640B5277M000 της σειράς B43640 της TDK με τα ακόλουθα τεχνικά χαρακτηριστικά:

- Ονομαστική χωρητικότητα: $C_N = 270\mu F$.
- Ονομαστική τάση λειτουργίας: $V_N = 450Vdc$.
- Ονομαστικό ESR στα 100Hz: $ESR_{(typ, 100Hz)} = 360m\Omega$.
- Ενεργός τιμή ρεύματος συνεχούς λειτουργίας σε θερμοκρασία $85C^\circ$ και συχνότητα 100Hz: $I_{AC,N(100Hz)} = 2.41A$

Σύμφωνα με τα δεδομένα του κατασκευαστή καθώς αυξάνει η συχνότητα λειτουργίας, η τιμή του ESR μειώνεται και η ονομαστική ενεργός τιμή του ρεύματος αυξάνει. Συγκεκριμένα για συχνότητα 100Khz και θερμοκρασία μεγαλύτερη των $60C^\circ$ ισχύει:

$$\begin{aligned} ESR_{(100Khz)} &\cong 0.4 \cdot ESR_{(100Hz)} = 144m\Omega \\ I_{AC,N(100Khz)} &\cong 1.35 \cdot I_{AC,N(100Hz)} = 3.254A \end{aligned} \quad (4.172)$$

- **Υπολογισμός ενεργού τιμής ρεύματος πυκνωτή εισόδου**

Η ενεργός τιμή του ρεύματος του πυκνωτή εισόδου δίνεται από τη σχέση (4.30). Για ονομαστικό ρεύμα εξόδου $I_{OUT} = 8.5A$ και duty cycle 90% έχει υπολογιστεί στην ενότητα 4.2.2 ότι $\Delta I_{L(D=0.9, 10A)} = 1.489A$ και με αντικατάσταση προκύπτει:

$$I_{CIN} = \sqrt{D \cdot \left(I_{OUT}^2 (1-D) + \frac{1}{12} (\Delta I_L)^2 \right)} \Leftrightarrow I_{CIN} = 2.583A \quad (4.173)$$

- **Υπολογισμός ενεργού τιμής ρεύματος πυκνωτή εξόδου**

Η ενεργός τιμή του ρεύματος του πυκνωτή εξόδου δίνεται από τη σχέση (4.33). Για ονομαστικό ρεύμα εξόδου $I_{OUT} = 8.5A$ έχει υπολογιστεί στην ενότητα 4.4.2 ότι $L_{(8.5A)} = 242\mu H$. Επίσης από της προδιαγραφές η τάση εισόδου είναι $V_{IN} = 400V$ το duty cycle 90% και η συχνότητα $f_s = 100Khz$. Με αντικατάσταση προκύπτει:

$$I_{COUT} = \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{V_{in} \cdot D \cdot (1-D)}{L \cdot f_s} \Leftrightarrow I_{COUT} = 0.429A \quad (4.174)$$

- **Επιλογή πυκνωτών εισόδου**

Για την είσοδο του δεύτερου σταδίου ισχύος επιλέχθηκαν δύο πυκνωτές συνδεδεμένοι παράλληλα με στόχο την ελάττωση του ESR και της κυμάτωσης της τάσης, ώστε να πληρούνται

οι προδιαγραφές ($\Delta V_{in} \leq 1 V_{p-p}$). Επομένως $C_{in} = 540\mu F$. Η κυμάτωση της τάσης εισόδου σύμφωνα με τη σχέση (4.23) είναι ίση με:

$$\Delta V_{in} = \frac{I_{out} \cdot (1 - D) \cdot D}{C_{in} \cdot f_s} + \left(I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot ESR \Leftrightarrow \Delta V_{in} = 0.846V \quad (4.175)$$

Όπου $I_{OUT} = 8.5A$, το duty cycle 90%, η συχνότητα $f_s = 100Khz$ και το ESR η τυπική τιμή ESR δύο πυκνωτών συνδεδεμένων παράλληλα, δηλαδή $ESR = 90m\Omega$. Επομένως οι δύο πυκνωτές επαρκούν για την ικανοποίηση της προδιαγραφής κυμάτωσης της τάσης εισόδου.

Η τιμή του ρεύματος RMS των δύο πυκνωτών για συνεχή λειτουργία, υπολογίζεται από τη σχέση (4.172) ως εξής:

$$I_{AC,N(100Khz)} \cong 1.35 \cdot 4 \cdot 2.41 = 6.507A_{rms} > 2.583A_{rms} \quad (4.176)$$

Παραπάνω υπολογίστηκε, ότι όταν ο μετατροπέας λειτουργεί σε ονομαστικό φορτίο οι πυκνωτές εισόδου πρέπει να παρέχουν ρεύμα έντασης τουλάχιστον $2.583A_{rms}$, το οποίο υπερκαλύπτεται με χρήση δύο πυκνωτών.

- **Επιλογή πυκνωτών εξόδου**

Για την έξοδο του δεύτερου σταδίου ισχύος αρκεί ένας πυκνωτής για την εξασφάλιση της προδιαγραφής της κυμάτωσης της τάσης εξόδου ($\Delta V_{out} \leq 0.3 V_{p-p}$). Επομένως έχουμε ότι $C_{out} = 270\mu F$. Η κυμάτωση της τάσης εξόδου υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση (4.29b) και είναι ίση με:

$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot C_{out} \cdot f_s} + \Delta I_L \cdot ESR \Leftrightarrow \Delta V_{out} = 0.275V \quad (4.177)$$

Όπου το duty cycle ίσο με 90%, η συχνότητα $f_s = 100Khz$ και το ESR η τυπική τιμή ESR ενός πυκνωτή, δηλαδή $ESR = 180m\Omega$. Η τιμή του ρεύματος RMS του πυκνωτή για συνεχή λειτουργία υπολογίζεται από τη σχέση (4.172):

$$I_{AC,N(100Khz)} \cong 1.35 \cdot 2.41 = 3.254A_{rms} \gg 0.429A_{rms} \quad (4.178)$$

Το οποίο υπερβαίνει σε μεγάλο βαθμό την ονομαστική τιμή ρεύματος RMS που υπολογίστηκε.

- **Απώλειες Πυκνωτών**

Οι απώλειες των πυκνωτών υπολογίζονται ομοίως με το κεφάλαιο 4.2.2. Οι απώλειες (για τιμή duty cycle ίση με 90%) των πυκνωτών εισόδου είναι σύμφωνα με τη σχέση (4.173) και (4.174):

$$P_{CIN} = I_{CIN}^2 \cdot ESR_{CIN} = 2.582^2 \cdot 90 \cdot 10^{-3} = 0,6W \quad (4.179)$$

Οι μέγιστες απώλειες των πυκνωτών εξόδου είναι:

$$P_{COUT} = I_{COUT}^2 \cdot ESR_{COUT} = 0.429^2 \cdot 180 \cdot 10^{-3} = 0,033W \quad (4.180)$$

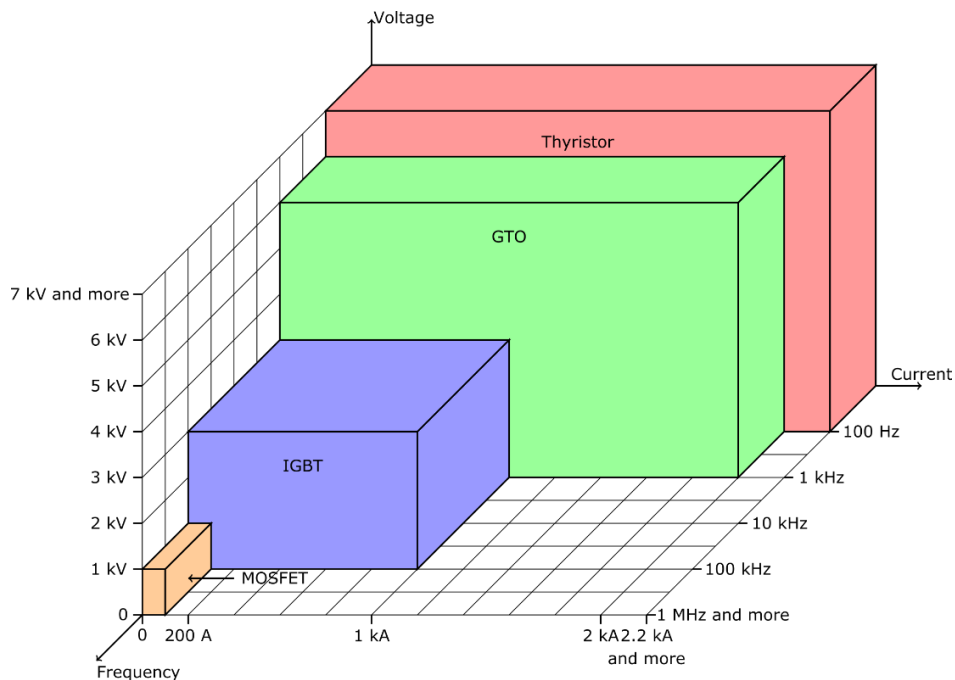
Οι μέγιστες συνολικές απώλειες των πυκνωτών εισόδου είναι επομένως:

$$P_{CTOTAL} = P_{CIN} + P_{COUT} = 0,633W \quad (4.181)$$

4.5. Επιλογή διακοπτικών στοιχείων

4.5.1. Επιλογή Mosfet ισχύος

Στο Σχήμα 4.48 παρουσιάζονται οι περιοχές λειτουργίας τυπικών ημιαγωγικών διακοπτικών στοιχείων ισχύος, όπως είναι το SCR, GTO, IGBT, MOSFET. Στην παρούσα εφαρμογή, η οποία κατατάσσεται στις SMPS (Switched-Mode-Power-Supplies), επιλέγεται MOSFET, καθώς συνδυάζει χαρακτηριστικά χαμηλού κόστους, απλού κυκλώματος οδήγησης, υψηλής συχνότητας λειτουργίας και χαμηλής αντίστασης αγωγής.



Σχήμα 4.48: Περιοχές λειτουργίας τυπικών ημιαγωγικών διακοπτικών στοιχείων (en.wikipedia.org)

Συγκεκριμένα επιλέγεται το *STW45N60DM2AG*, της εταιρείας *ST* με τα τεχνικά χαρακτηριστικά που παρατίθενται στον Πίνακα 4.7:

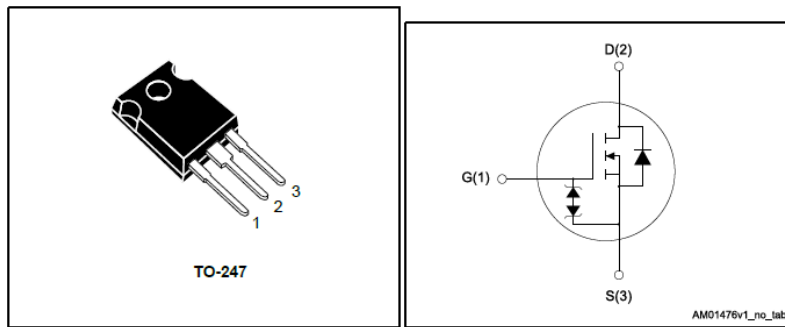
Πίνακας 4.7. Τεχνικά χαρακτηριστικά Mosfet STW45N60DM2AG.

$Q_g = 56 \text{ nC}$	$t_r = 27 \text{ ns}$	$R_{DS(on)} = 85 \text{ m}\Omega$	$I_D(T_{case}=25 \text{ C}^\circ) = 34 \text{ A}$
$V_{DS} = 600 \text{ V}$	$t_f = 6 \text{ ns}$	$T_{J(max)} = 150 \text{ C}^\circ$	$I_D(T_{case}=100 \text{ C}^\circ) = 21 \text{ A}$

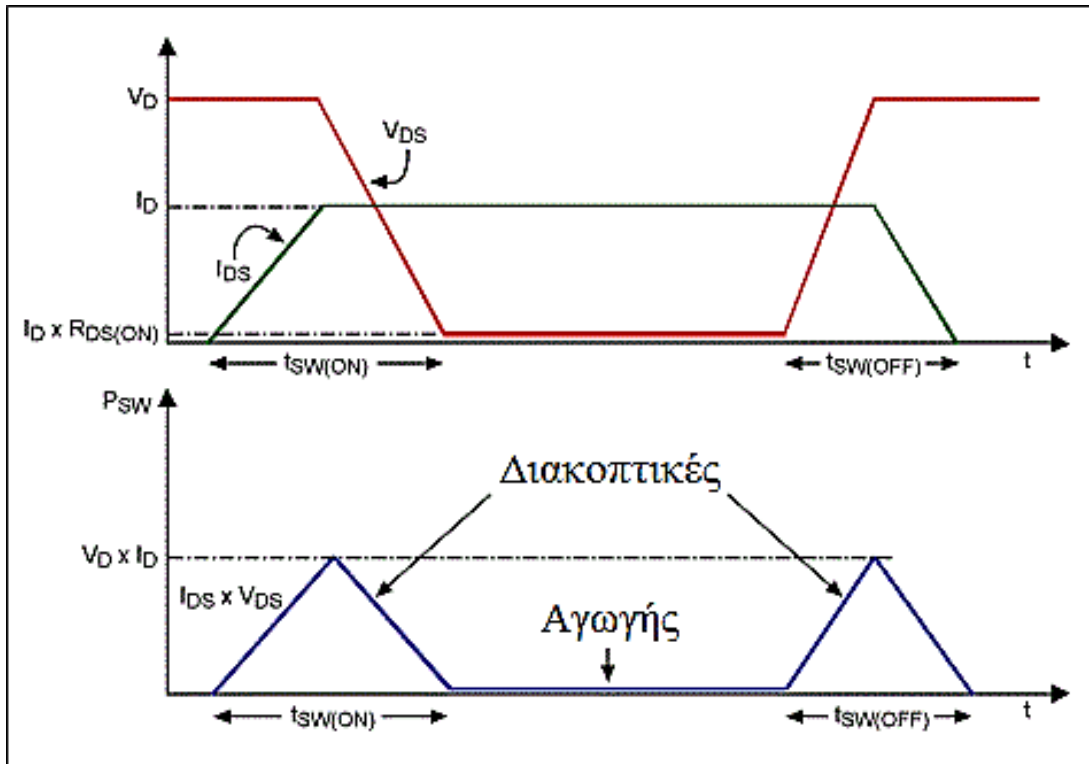
Τα τεχνικά χαρακτηριστικά της εσωτερικής διόδου του MOSFET (*freewheeling diode*) δίνονται στον Πίνακα 4.8:

Πίνακας 4.8. Τεχνικά χαρακτηριστικά εσωτερικής διόδου Mosfet STW45N60DM2AG.

$I_{SD} = 34 \text{ A}$	$V_{SD}(I_{SD}=34\text{A}) = 1.6\text{V}$
$t_{rr} = 120 \text{ ns}$	$Q_{rr} = 0.6 \text{ }\mu\text{C}$



Σχήμα 4.49: Περιβλήμα του Mosfet STW45N60DM2AG.



Σχήμα 4.50: Κυματομορφές απωλειών Mosfet (www.maximintegrated.com)

Οι απώλειες του MOSFET μπορούν να υπολογιστούν από την εξής προσεγγιστική σχέση [9]:

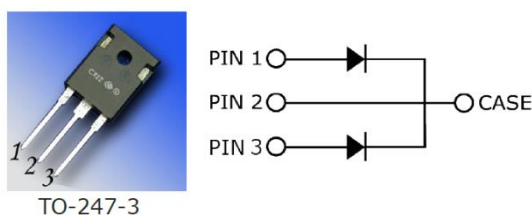
$$P_{mosfet} = I_o^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot D + \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_o \cdot (t_r + t_f) \cdot f_s \quad (4.182)$$

Οι οποίες διακρίνονται σε απώλειες αγωγής και διακοπτικές απώλειες. Στο Σχήμα 4.50 απεικονίζονται οι κυματομορφές απωλειών του Mosfet και σημειώνονται οι διακοπτικές απώλειες και οι απώλειες αγωγής.

4.5.2. Επιλογή της ΔΙΟΔΟΥ ισχύος

Στον μετατροπέα Buck, όπως έχει ήδη αναφερθεί στην ενότητα 4.1, η διόδος ισχύος άγει το ρεύμα του πηνίου, όταν το ενεργό διακοπτικό στοιχείο (MOSFET) είναι σε κατάσταση OFF. Σημαντικά κριτήρια επιλογής της διόδου είναι, η υψηλή διακοπτική ταχύτητα, να έχει μεγαλύτερη ονομαστική τάση ανάστροφης πόλωσης από την τάση εισόδου και να παρουσιάζει όσο το δυνατόν μικρότερη πτώση τάση ορθής πόλωσης, για την ελαχιστοποίηση των απωλειών αγωγής.

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέγεται να χρησιμοποιηθεί η διπλή διόδος **C3D16060D** της εταιρείας Cree, η οποία είναι τεχνολογίας καρβιδίου του πυριτίου (SiC) και παρουσιάζει εξαιρετικά τεχνικά χαρακτηριστικά σε σχέση με τις κοινές διόδους πυριτίου.



Σχήμα 4.51: Συνδεσμολογία ακροδεκτών της διόδου C3D16060D (Cree).

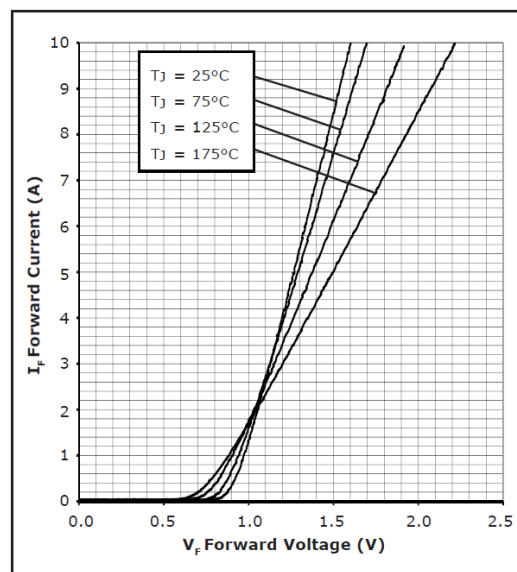
Στο Σχήμα 4.52 φαίνονται κάποιες χαρακτηριστικές τάσης ορθής πόλωσης της διόδου για διαφορετικές θερμοκρασίες. Τόσο η πτώση τάσης ορθής πόλωσης, όσο και οι ωμικές απώλειες εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από τη θερμοκρασία επαφής (junction temperature) της διόδου. Σύμφωνα με το προσεγγιστικό μοντέλο του κατασκευαστή ισχύει:

$$V_f = 0,93 - T_j \cdot 9,3 \cdot 10^{-4} \quad (4.183)$$

$$R_t = 0,058 + T_j \cdot 5,7 \cdot 10^{-4} \quad (4.184)$$

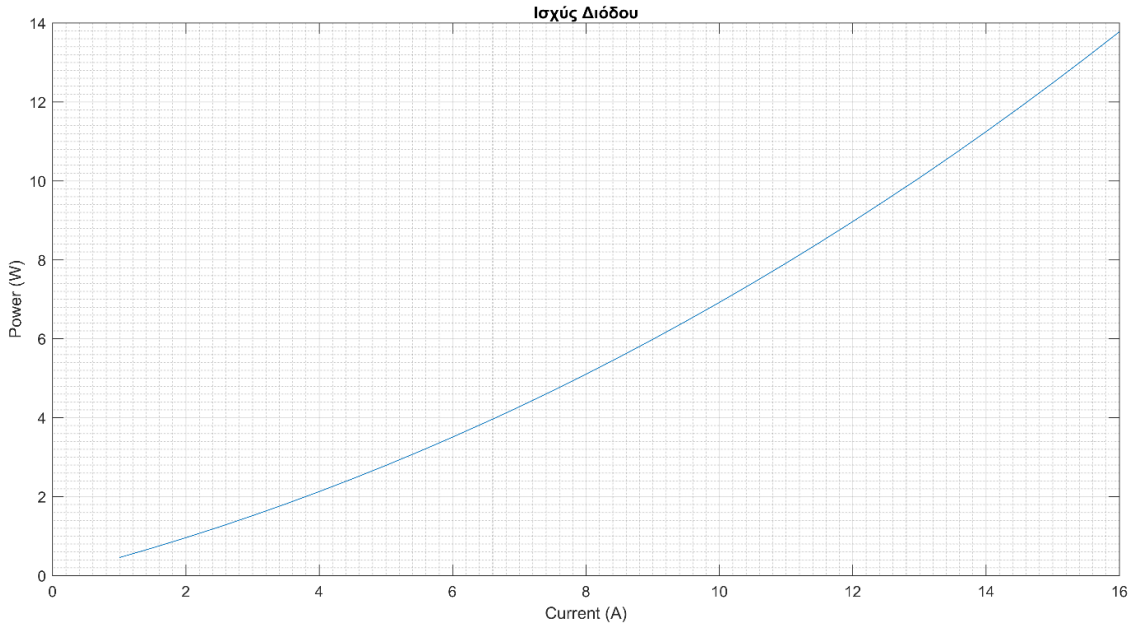
Όπου V_f η εσωτερική πτώση τάσης ορθής πόλωσης της διόδου συναρτήσει της θερμοκρασίας και R_t η εσωτερική αντίστασή της συναρτήσει της θερμοκρασίας. Οι διακοπτικές απώλειες της διόδου είναι συγκριτικά πολύ μικρότερες των απωλειών λόγω πτώσης τάσης αγωγής. Συνεπώς οι συνολικές απώλειες της διόδου προσεγγίζονται με την εξής σχέση [9]:

$$P_{diode} = I_F \cdot (V_f + I_F \cdot R_t) \cdot (1 - D) \quad (4.185)$$



Σχήμα 4.52: Χαρακτηριστικές τάσης ορθής πόλωσης της διόδου C3D16060D.

Όπου D είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης του ενεργού διακοπτικού στοιχείου του κυκλώματος ισχύος. Στο Σχήμα 4.53 απεικονίζεται η ισχύς απωλειών της διόδου υπολογιζόμενη με το προσεγγιστικό μοντέλο του κατασκευαστή για θερμοκρασία περιβλήματος θεωρούμενη σταθερή και ίση με $T_c = 80^\circ\text{C}$.



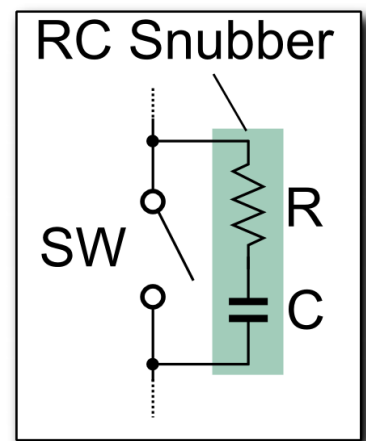
Σχήμα 4.53: Θεωρητικός υπολογισμός ισχύς απωλειών διόδου για θερμοκρασία περιβλήματος $T_c = 80^\circ\text{C}$.

Στην παρούσα εφαρμογή για τη μείωση των απωλειών στον μετατροπέα υποβιβασμού, οι δύο εσωτερικές διόδους της C3D16060D παραλληλίστηκαν, οπότε και οι συνολικές απώλειες μειώνονται λόγω υποδιπλασιασμού της εσωτερικής αντίστασης της διόδου. Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.183), (4.184) και (4.185) και θεωρώντας θερμοκρασία επαφής $\cong 90^\circ\text{C}$ υπολογίστηκαν οι απώλειες διόδου για $D = 0.5$, $I_F = 10 \text{ A}$:

$$P_{diode} = 6.92\text{W} \quad (4.186)$$

4.6. Κύκλωμα απόσβεσης υψίσυχνων ταλαντώσεων (Snubber)

Τα φίλτρα απόσβεσης υψίσυχνων ταλαντώσεων (*Snubbers*) χρησιμοποιούνται συχνά σε ηλεκτρικά και ηλεκτρονικά κυκλώματα ισχύος, για την απόσβεση υπερτάσεων και υψίσυχνων ταλαντώσεων, που εμφανίζονται στους κλάδους των διακοπτικών στοιχείων. Τα μεταβατικά αυτά φαινόμενα οφείλονται, είτε σε υπερτάσεις που δημιουργούνται λόγω διακοπής επαγωγικών φορτίων (πχ ενός Relay), είτε σε ταλαντώσεις παράσιτων L-C δικτύων που εμφανίζονται στη συσκευασία των στοιχείων του κυκλώματος και στις γραμμές. Οι υπερτάσεις όταν δεν χρησιμοποιούνται *Snubber* συντελούν στην μείωση της διάρκειας ζωής των διακοπτικών στοιχείων ή ακόμα και στην άμεση καταστροφή τους, αν υπερβαίνουν τα όρια που έχουν τεθεί από τον κατασκευαστή. Οι υψίσυχνες



Σχήμα 4.54: RC Snubber (en.wikipedia.org/).

ταλαντώσεις δημιουργούν παρεμβολές στα κυκλώματα ανάδρασης, καθώς επίσης προκαλούν και προβλήματα ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας (EMC) σε γειτονικές συσκευές λόγω αυξημένων επιπέδων ηλεκτρομαγνητικού θορύβου (EMI).

Η πιο απλή περίπτωση φίλτρου *snubber* αποτελείται από μία αντίσταση και έναν πυκνωτή εν σειρά (*RC Snubber*) και τοποθετείται κατά μήκος του κλάδου στον οποίο εμφανίζονται τα παραπάνω ανεπιθύμητα μεταβατικά φαινόμενα με σκοπό την ικανοποιητική απόσβεσή τους. Για τον υπολογισμό τους στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε η μεθοδολογία [10] της εταιρείας *Cornell Dubilier*. Σύμφωνα με τη μεθοδολογία αυτή επιτυγχάνεται κατάλληλος συντελεστής απόσβεσης, όταν η αντίσταση του φίλτρου έχει ίδια τιμή με την χαρακτηριστική αντίσταση του κυκλώματος στο σημείο που τοποθετείται:

$$R_{snubber} = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \quad (4.186)$$

Όπου L_s και C_s παράσιτα στοιχεία.

Για τη μέτρηση των L_s , C_s χρησιμοποιείται η εξής απλοποιημένη μέθοδος. Αρχικά γίνεται μέτρηση της συχνότητας των υψίσυχνων ταλαντώσεων της τάσης (χωρίς *snubber*), έστω f_1 . Στη συνέχεια προστίθεται ένας πυκνωτής-δοκίμιο στον ίδιο κλάδο (της τάξης των 100άδων pF) και γίνεται μέτρηση της νέας συχνότητας f_2 . Αν η μεταβολή της συχνότητας είναι πολύ μικρή επιλέγεται μεγαλύτερος πυκνωτής-δοκίμιο. Γνωρίζοντας τις f_1 , f_2 και τη χωρητικότητα του πυκνωτή-δοκίμιου προκύπτει το παρακάτω σύστημα δύο εξισώσεων με δύο αγνώστους, οπότε και υπολογίζονται τα στοιχεία L_s , C_s και κατά συνέπεια από τη σχέση (4.186) η $R_{snubber}$.

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_s \cdot C_s}} \quad (4.187)$$

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_s \cdot (C_s + C_{test})}}$$

Η συχνότητα αποκοπής του RC snubber είναι η εξής:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{snubber} \cdot C_{snubber}} \quad (4.188)$$

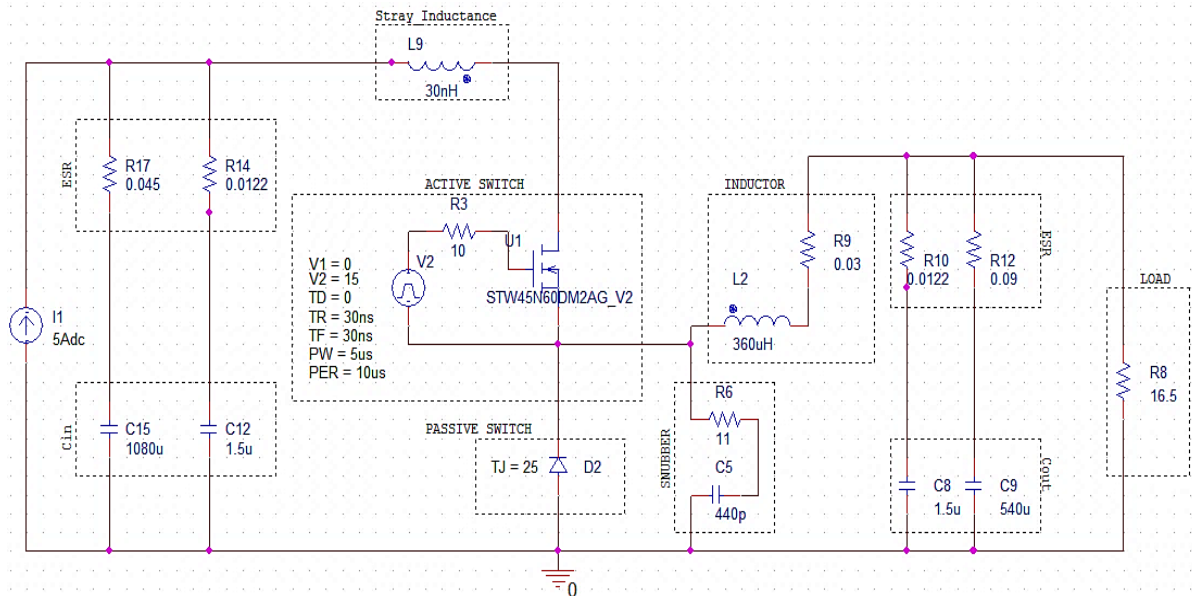
Το φίλτρο πρέπει να αποσβένει αποτελεσματικά τις υψίσυχνες ταλαντώσεις αλλά και να καταναλώνει όσο τη δυνατόν λιγότερη ισχύ. Επομένως προτείνεται να επιλέγεται f_{-3dB} συχνότητα περίπου $2 \cdot \pi$ φορές χαμηλότερη της f_1 και ο πυκνωτής του φίλτρου εν τέλη υπολογίζεται από την εξής σχέση:

$$C_{snubber} \approx \frac{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_s \cdot C_s}}{R_{snubber}} \quad (4.189)$$

Τέλος, οι απώλειες υπολογίζονται από την παρακάτω σχέση:

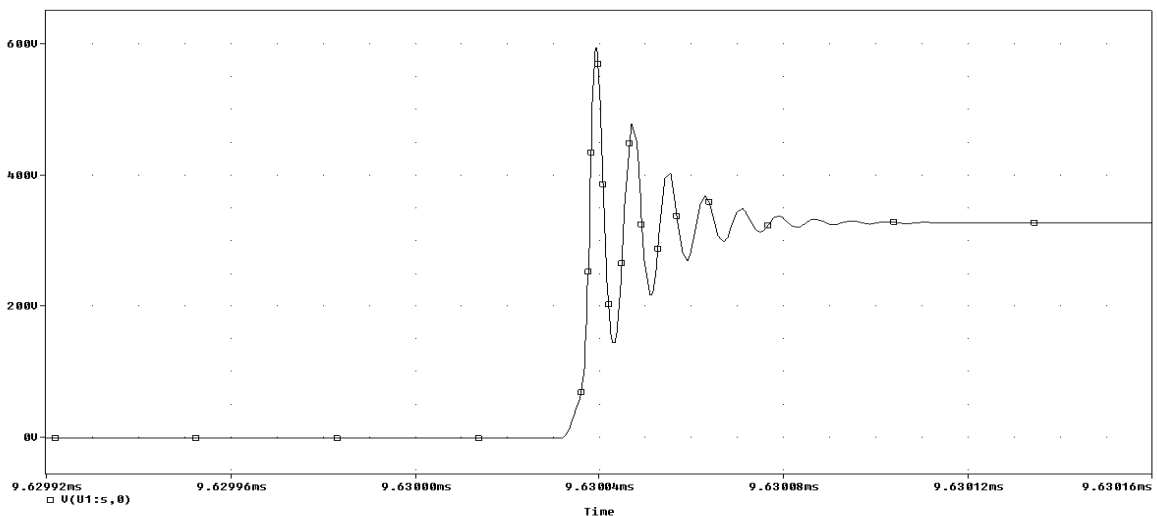
$$P_{snubber} = C \cdot f_s \cdot V_{p-p}^2 \quad (4.190)$$

Όπου V_{p-p} η τάση από κορυφή σε κορυφή στον κλάδο του *Snubber*.

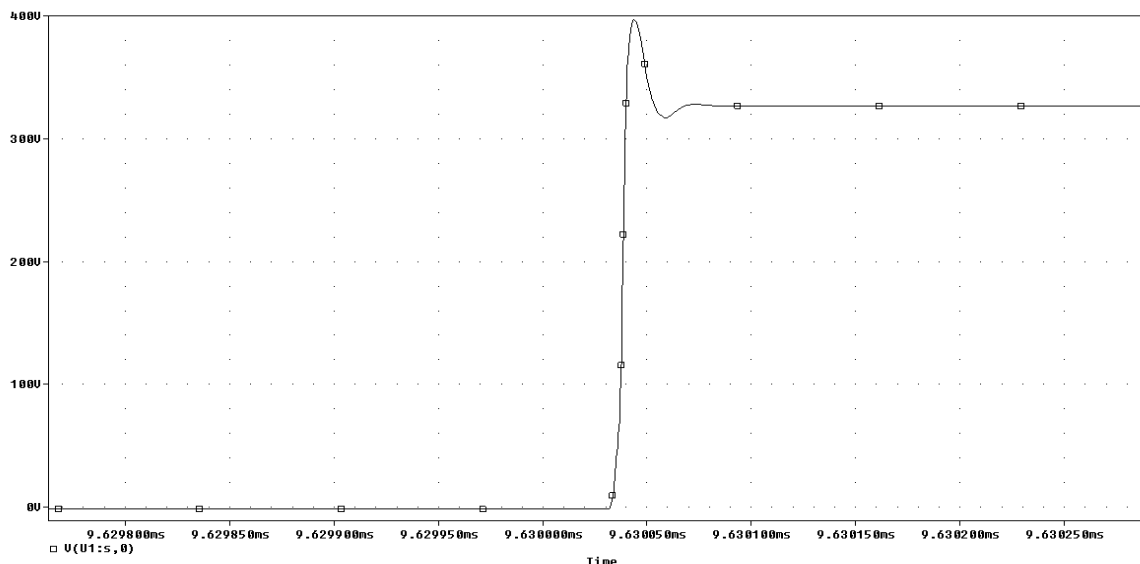


Σχήμα 4.55: Μοντέλο Spice τύπου Buck μετατροπέα.

Στο Σχήμα 4.55 παρουσιάζεται το μοντέλο Spice του Buck μετατροπέα, όπου έχει επιλεγθεί κατά προσέγγιση 30nH παράσιτη αυτεπαγωγή στην υποδοχή του Mosfet. Στα Σχήμα 4.56 και Σχήμα 4.57 φαίνονται οι κυματομορφές τάσης στον κλάδο της διόδου με και χωρίς χρήση *snubber*, όπου και παρατηρείται σημαντική απόσβεση των υψίσυχνων ταλαντώσεων.



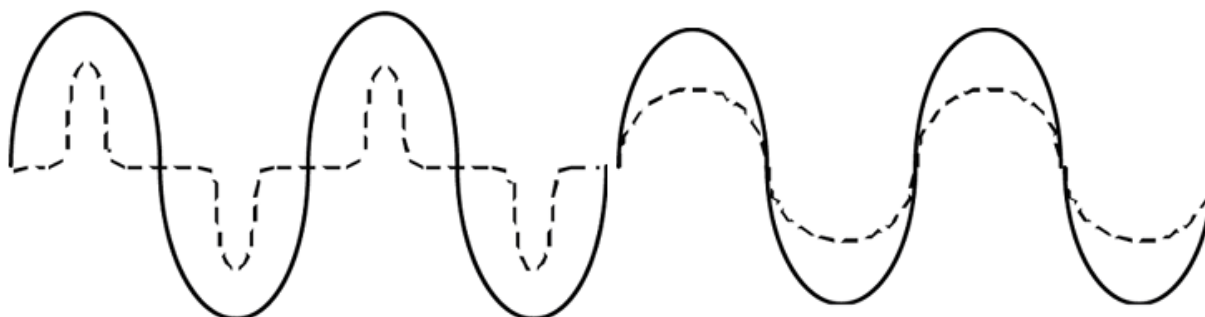
Σχήμα 4.56: Κυματομορφή τάσης διόδου κατά τον χρόνο ανόδου, χωρίς Snubber.



Σχήμα 4.57: Κυματομορφή τάσης διόδου κατά τον χρόνο ανόδου, με Snubber.

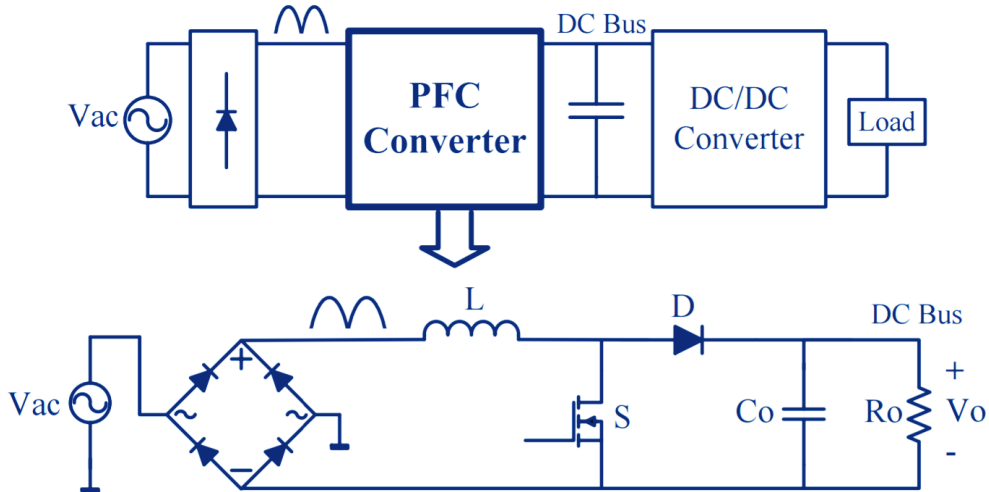
4.7. Σύντομη αναφορά για τη διόρθωση του συντελεστή ισχύος

Για την τροφοδοσία ενός μετατροπέα ισχύος από το δίκτυο προηγείται πάντα ένα στάδιο μετατροπής εναλλασσόμενης σε συνεχή τάση AC/DC. Σημαντική παράμετρος του σταδίου AC/DC είναι ο συντελεστής ισχύος (power factor) ή εν συντομία Σ/I . Ορίζεται ως ο λόγος της πραγματικής ισχύος προς τη φαινόμενη ισχύ που καταναλώνει ένα φορτίο και λαμβάνει τιμές από 0 έως 1. Επομένως χωρητικά και επαγωγικά φορτία παρουσιάζουν χαμηλό συντελεστή ισχύος ενώ ωμικά φορτία παρουσιάζουν Σ/I ίσο με τη μονάδα. Οι AC/DC μετατροπείς αποτελούν μη γραμμικά φορτία και το ρεύμα στην είσοδό τους παρουσιάζει ανώτερες αρμονικές (ο συντελεστής ισχύος παρουσιάζει χαμηλές τιμές), οι οποίες μπορούν να παραμορφώσουν τη τάση του δικτύου και να προκαλέσουν προβλήματα σε ευαίσθητες συσκευές τροφοδοτούμενες από το δίκτυο. Παράλληλα υπερφορτώνουν και υπερθερμαίνουν τους αγωγούς του δικτύου. Σύμφωνα με διεθνείς κανονισμούς όλες οι ηλεκτρονικές συσκευές πρέπει να έχουν υψηλό Σ/I που προσεγγίζει τη μονάδα. Απλές ανορθωτικές διατάξεις (είτε μονοφασικές είτε πολυφασικές) επιτυγχάνουν Σ/I 0.65 ή λιγότερο. [11] Στο Σχήμα 4.58 φαίνεται η επίδραση του Σ/I στο ρεύμα εισόδου ενός μετατροπέα ισχύος. Στο αριστερό διάγραμμα ο Σ/I έχει τιμή μικρότερη της μονάδας ενώ δεξιά τιμή που προσεγγίζει τη μονάδα.



Σχήμα 4.58: Κυματομορφές εισόδου ρεύματος – τάσης κυκλώματος. Αριστερά απεικονίζεται η τάση εισόδου (συμπαγής γραμμή) και το ρεύμα εισόδου (διακεκομμένη) με χαμηλό συντελεστή ισχύος. Δεξιά απεικονίζεται το αντίστοιχο διάγραμμα με συντελεστή ισχύος $PF = 1$ (<http://power-topics.blogspot.gr/>)

Ο Σ/Ι μπορεί να βελτιωθεί χρησιμοποιώντας κυκλώματα PFC (Power-Factor-Correction). Τα κυκλώματα αυτά διακρίνονται σε δύο βασικές κατηγορίες, (α) τα παθητικά PFC (passive PFC) και (β) τα ενεργά PFC (active PFC). Τα παθητικά κυκλώματα συνήθως περιλαμβάνουν πηνία και ενδεχομένως επιπλέον πυκνωτές με στόχο το φιλτράρισμα των υψηλότερων συχνοτήτων του ρεύματος εισόδου. Τα παθητικά PFC επιτυγχάνουν τιμές Σ/Ι γύρω στο 0.8 ανάλογα με τις τιμές και τη διάταξη των στοιχείων υπό χρήση [11]. Έχουν όμως πολύ μεγάλο βάρος και κόστος ειδικά για συσκευές υψηλής κατανάλωσης.



Σχήμα 4.59: Σχηματικό κύκλωμα της μονάδας PFC ανύψωσης τάσης στην είσοδο του συστήματος (Infineon application note)

Σε αντίθεση τα ενεργά PFC, τα οποία χρησιμοποιούν διακοπτικά στοιχεία επιτυγχάνουν συντελεστές ισχύος $PF \geq 0.97$, έχοντας παράλληλα σημαντικά χαμηλότερο βάρος από τα παθητικά PFC.

Για την εξασφάλιση υψηλού Σ/Ι προτείνεται η χρήση μονάδας PFC ανύψωσης τάσης (PFC boost converter) στην είσοδο του φορτιστή έναντι απλής μονοφασικής ανόρθωσης. Στο Σχήμα 4.59 φαίνεται το σχηματικό κύκλωμα της μονάδας ανύψωσης τάσης PFC. Στο Σχήμα 4.60 απεικονίζεται μία εμπορική μονάδα διόρθωσης συντελεστή ισχύος.

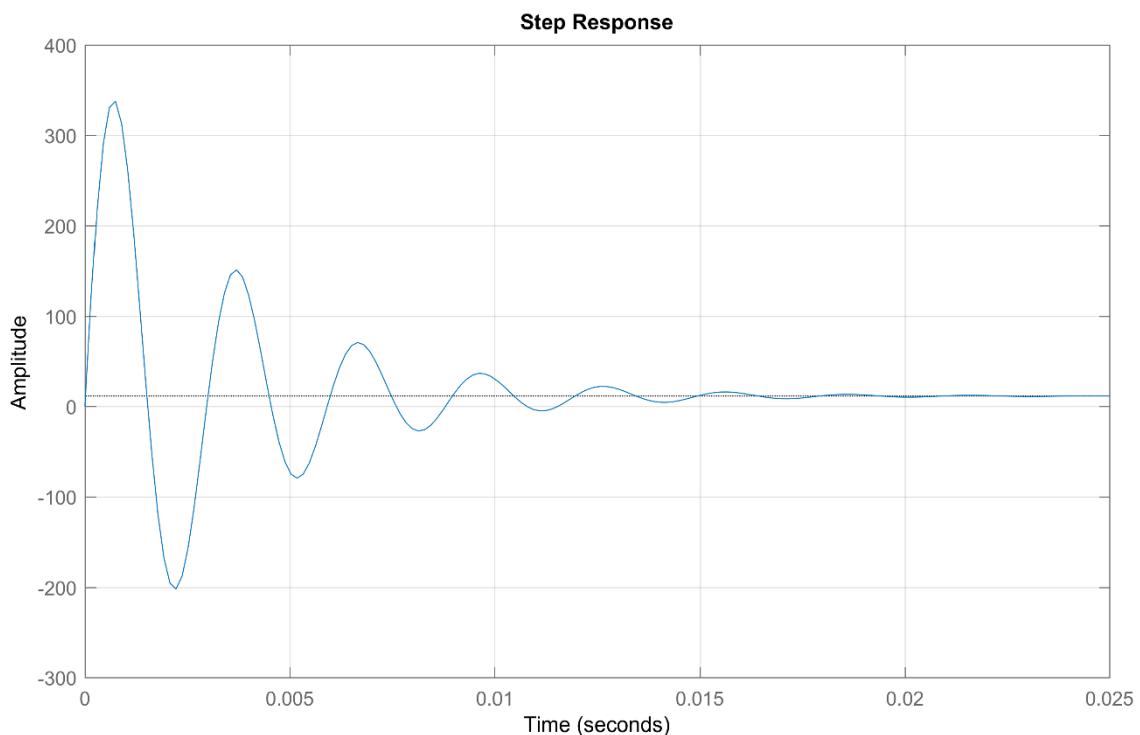


Σχήμα 4.60: Εμπορική μονάδα διόρθωσης συντελεστή ισχύος (www.astecsemi.com).

5. Έλεγχος κυκλώματος ισχύος

5.1. Έλεγχος Συστήματος

Η ρύθμιση της εξόδου ενός συστήματος, το οποίο έχει περίπλοκη δυναμική συμπεριφορά, απαιτεί ειδικές μεθόδους, όταν απαιτείται η ικανοποίηση αυστηρών προδιαγραφών. Η αντίστοιχη θεωρία που μελετά τη δυναμική συμπεριφορά των συστημάτων ονομάζεται θεωρία ελέγχου. Η πρώτη θεωρητική ανάλυση για τον έλεγχο συστήματος έγινε από τον C. Maxwell το 1868 [12]. Στο Σχήμα 5.1 παρουσιάζεται η κρουστική απόκριση της συναρτήσεως μεταφοράς ρεύματος πηνίου ανοικτού βρόχου του μετατροπέα υποβιβασμού του φορτιστή. Το σύστημα παρουσιάζει ταλαντώσεις κατά τη ρύθμιση της εξόδου του. Η χρήση ελεγκτή επομένως είναι απολύτως απαραίτητη για την ικανοποίηση αυστηρών προδιαγραφών ελέγχου.



Σχήμα 5.1: Κρουστική απόκριση συστήματος ανοικτού βρόχου. Το σύστημα παρουσιάζει πολύ χαμηλό συντελεστή απόσβεσης. Η συχνότητα ταλάντωσης προκύπτει από το φίλτρο LC στην έξοδο του κυκλώματος ισχύος.

5.1.1. Ευστάθεια Συστήματος

Η ευστάθεια ενός συστήματος προσδιορίζεται μέσω της απόκρισης της εξόδου του στις διαταραχές που υφίσταται στην είσοδό του. Ένα ευσταθές σύστημα παραμένει σε ηρεμία όταν δεν επιβάλλεται σήμα στην είσοδό του και όταν υπάρξει διαταραχή επιστρέφει σε κατάσταση ηρεμίας μόλις απομακρυνθεί η διαταραχή αυτή. Συνεπώς εξ' ορισμού ένα σύστημα είναι ευσταθές, όταν για οποιαδήποτε πεπερασμένη είσοδο παράγει πεπερασμένη έξοδο.

5.1.2. Συστήματα Ελέγχου Ανοικτού και Κλειστού Βρόχου

Τα συστήματα ελέγχου κατατάσσονται γενικά σε δύο βασικές κατηγορίες: τα *συστήματα ανοικτού βρόχου* και τα *συστήματα κλειστού βρόχου*.

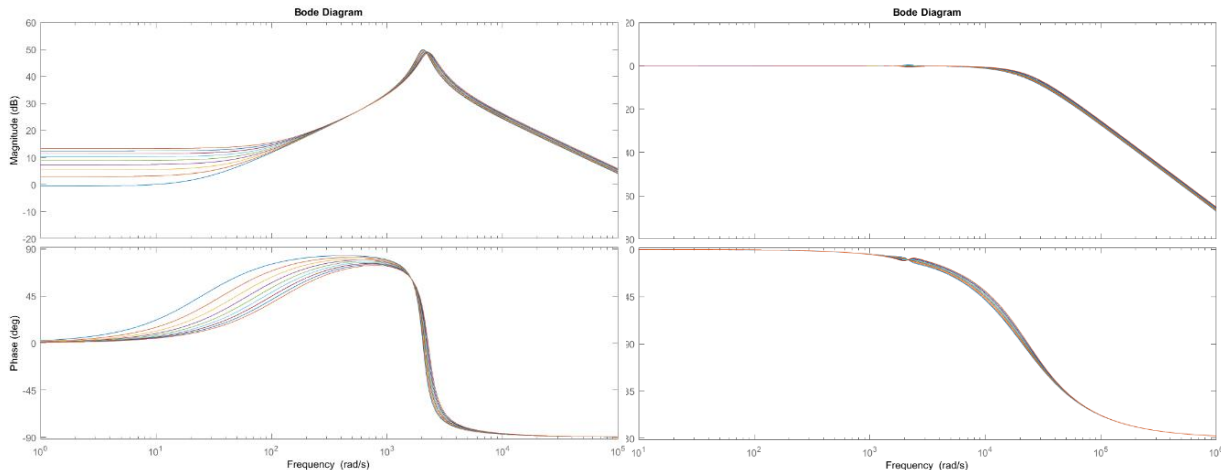
- *Σύστημα ανοικτού βρόχου* είναι εκείνο το οποίο έχει δράση ελέγχου ανεξάρτητη της εξόδου του.
- *Σύστημα κλειστού βρόχου* (η αλλιώς σύστημα ανάδρασης) ονομάζεται το σύστημα στο οποίο η δράση ελέγχου είναι εξαρτώμενη της εξόδου του.

Σημαντικό μειονέκτημα των συστημάτων ελέγχου ανοικτού βρόχου είναι ότι για τον ακριβή έλεγχο της εξόδου τους, είναι απαραίτητη η λεπτομερής γνώση της συνάρτησης μεταφοράς τους, καθώς και η προκαταρκτική βαθμονόμησή τους (calibration). Σε αντίθεση με τα συστήματα ανοικτού βρόχου τα συστήματα κλειστού βρόχου χρησιμοποιούν ανάδραση. Ανάδραση είναι η ιδιότητα, η οποία επιτρέπει την ανατροφοδότηση της εξόδου στην είσοδο του συστήματος, ώστε η δράση ελέγχου να αποτελεί συνάρτηση της εξόδου και της εισόδου του. Οι βασικότερες ιδιότητες των συστημάτων που χρησιμοποιούν ανάδραση είναι οι ακόλουθες:

- Σημαντικά μεγαλύτερη ακρίβεια στη ρύθμιση της εξόδου με βάση την επιθυμητή είσοδο.
- Τάση για ταλαντώσεις και αστάθεια υπό ορισμένες συνθήκες.
- Μειωμένη ευαισθησία σε διακυμάνσεις παραμέτρων των εξαρτημάτων του συστήματος.
- Μειωμένη ευαισθησία στο θόρυβο και σε εξωτερικές διαταραχές.
- Καλύτερη συμπεριφορά σε μη γραμμικότητες του συστήματος (πχ μεταβολή συνάρτησης μεταφοράς συστήματος με βάση τη τιμή της εξόδου).
- Αυξημένο εύρος ζώνης συχνοτήτων (bandwidth).

Στον πραγματικό κόσμο παρατηρείται ότι η πλειονότητα των συστημάτων παρουσιάζουν μεταβολές στη συνάρτηση μεταφοράς τους, καθώς οι τιμές των στοιχείων τους μεταβάλλονται, είτε λόγω συνθηκών λειτουργίας (θερμοκρασία, τάση, ρεύμα κ.α.), είτε λόγω γήρανσης. Ακόμα, οι συναρτήσεις μεταφοράς πολλών πραγματικών συστημάτων, προκύπτουν έπειτα από γραμμικοποίηση, η οποία επίσης εισάγει ένα σφάλμα στη μοντελοποίηση των δυναμικών χαρακτηριστικών του συστήματος. Από τα παραπάνω διαπιστώνεται, ότι η χρήση ανάδρασης παρουσιάζει πολλά πλεονεκτήματα με αποτέλεσμα να χρησιμοποιείται ευρέως στη σχεδίαση συστημάτων για την επίτευξη βέλτιστων επιδόσεων.

Παραδείγματος χάριν, στο Σχήμα 5.2 παρουσιάζονται οι μεταβολές στο κέρδος και τη φάση στη συνάρτηση μεταφοράς του μετατροπέα υποβιβασμού Buck, καθώς μεταβάλλεται η αυτεπαγωγή του πηνίου σε σχέση με το φορτίο εξόδου. Στα αριστερά απεικονίζεται το σύστημα ανοικτού βρόχου (για διάφορες τιμές ρεύματος πηνίου) ενώ δεξιά το αντισταθμισμένο σύστημα κλειστού βρόχου (για τις ίδιες μεταβολές). Παρατηρείται ότι η μη γραμμικότητα που εισάγεται στο σύστημα, από τη μεταβολή της αυτεπαγωγής του πηνίου, βελτιώνεται δραστικά με τη χρήση ανάδρασης.



Σχήμα 5.2: Μεταβολή κέρδους και φάσης συνάρτησης μεταφοράς ρεύματος πηνίου για σύστημα ανοικτού βρόχου (αριστερό) και αντισταθμισμένου κλειστού βρόχου (δεξί) σε σχέση με τη DC τιμή ρεύματος πηνίου

5.1.3. Περιγραφή διαδικασίας ανάλυσης και σχεδίασης ελεγκτή

Η διαδικασία ανάλυσης και σχεδίασης του ελεγκτή για ένα σύστημα έχει γενικά στόχο το προσδιορισμό των ακόλουθων παραμέτρων:

- Το βαθμό της ευστάθειας του συστήματος
- Τη συμπεριφορά του συστήματος στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.
- Τη συμπεριφορά του συστήματος σε μεταβατικά φαινόμενα.

Η ευστάθεια του συστήματος προσδιορίζεται θεωρητικά με τη χρήση Matlab, εισάγοντας τις συναρτήσεις μεταφοράς του συστήματος και του αντισταθμιστή που υλοποιήθηκε. Η συμπεριφορά του συστήματος στην κατάσταση ισορροπίας και σε μεταβατικά φαινόμενα προσδιορίζονται θεωρητικά και κατόπιν επαληθεύονται πειραματικά.

Τα βήματα της ακόλουθης ανάλυσης είναι τα εξής:

1. Προσδιορισμός της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος αναλυτικά. Περισσότερα για τον υπολογισμό της συνάρτησης μεταφοράς παρατίθενται στην ενότητα 5.7.
2. Υπολογισμός του αντισταθμιστή με στόχο την ικανοποίηση των προδιαγραφών επίδοσης.
3. Υλοποίηση του αντισταθμιστή και λήψη μετρήσεων.

5.1.4. Διάκριση όρων ελεγκτή και αντισταθμιστή

Σε πολλές περιπτώσεις δημιουργείται σύγχυση μεταξύ των εννοιών ελεγκτής και αντισταθμιστής χωρίς να υπάρχουν αυστηρά κριτήρια διαχωρισμού των δύο όρων. Ως αντισταθμιστής ορίζεται το φίλτρο (είτε ψηφιακό είτε αναλογικό) το οποίο σχεδιάζεται με στόχο την μεταβολή της φάσης και του κέρδους ενός συστήματος κατά επιθυμητό τρόπο συνήθως γύρω από μια συχνότητα [13]. Αντίθετα ο όρος ελεγκτής είναι ευρύτερος και περιλαμβάνει μη γραμμικούς μεθόδους ελέγχου όπως ο ελεγκτής υστέρησης (Bang – Bang ελεγκτής).

5.2. Παράμετροι Επίδοσης Αντισταθμιστή

Για την ποσοτικοποίηση των επιδόσεων του ελέγχου του συστήματος, μπορούν να χρησιμοποιηθούν προδιαγραφές τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και της συχνότητας. Οι σημαντικότερες παράμετροι που θα εξεταστούν είναι οι ακόλουθες:

5.2.1. Περιθώριο κέρδους και περιθώριο φάσης

Τόσο το περιθώριο κέρδους όσο και το περιθώριο φάσης αποτελούν τα σημαντικότερα μέτρα προσδιορισμού της σχετικής ευστάθειας ενός συστήματος. Ειδικότερα το περιθώριο κέρδους αποτελεί το ανάστροφο του πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς ανοικτού βρόχου στη κρίσιμη συχνότητα ω_π (phase crossover frequency), στην οποία η φάση του συστήματος ανοικτού βρόχου ισούται με -180° . Το περιθώριο φάσης ορίζεται ως το άθροισμα 180° και της φάσης της συνάρτησης μεταφοράς ανοικτού βρόχου στη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους ω_c (gain crossover frequency). Θεωρητικά ένα ευσταθές σύστημα πρέπει να έχει θετικό περιθώριο φάσης, αλλά πρακτικά απαιτούνται τιμές μεγαλύτερες από 45° [14]. Περιθώριο φάσης που προσεγγίζει τις 90° θεωρείται ιδανικό αποτέλεσμα.

5.2.2. Εύρος ζώνης συχνοτήτων (BW)

Το εύρος ζώνης συχνοτήτων ορίζεται συνήθως ως η περιοχή συχνοτήτων, στην οποία ο συντελεστής πλάτους δεν διαφέρει περισσότερο από -3dB σε σχέση με το κέρδος μιας συχνότητας αναφοράς. Το εύρος ζώνης αποτελεί μέτρο της ταχύτητας απόκρισης ενός συστήματος. Ανάλογα με την εφαρμογή, οι απαιτήσεις του εύρους ζώνης συχνοτήτων αλλάζουν δραστικά. Παραδείγματος χάριν, ένας ακουστικός ενισχυτής οφείλει να ενισχύει αποκλειστικά τις ακουστικές συχνότητες.

5.2.3. Ρυθμός αποκοπής (Cutoff Rate)

Ο ρυθμός αποκοπής δηλώνει τον ρυθμό με τον οποίο εξασθενεί το κέρδος στο πεδίο της συχνότητας και μετριέται σε dB/decade . Αύξηση του ρυθμού αποκοπής οδηγεί σε μικρότερο περιθώριο φάσης ή μη γραμμική συμπεριφορά κέρδους, τα οποία είναι ανεπιθύμητα. Επομένως για την απόρριψη των υψηλών συχνοτήτων και τη μείωση της πολυπλοκότητας του αντισταθμιστή επιλέγεται ρυθμός αποκοπής 20 dB/decade .

5.2.4. Υπερύψωση/βύθιση (overshoot/undershoot) εξόδου

Η υπερύψωση (ή βύθιση αντίστοιχα όταν η έξοδος ελαττώνεται) ισούται με τη μέγιστη τιμή της διαφοράς μεταξύ των αποκρίσεων στη μεταβατική κατάσταση και τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, όταν το σύστημα έχει βηματική διέγερση. Η υπερύψωση της εξόδου εξαρτάται από την ταχύτητα απόκρισης του συστήματος καθώς και από την σχετική του ευστάθεια.

5.2.5. Χρόνος αποκατάστασης, Χρόνος Ανόδου και Χρόνος Καθυστερήσης

Αποτελούν τις ανάλογες προδιαγραφές στο πεδίο του χρόνου, που καθορίζουν την ταχύτητα απόκρισης του συστήματος. Ειδικότερα ο χρόνος αποκατάστασης (settling time) ορίζεται ως το χρονικό διάστημα κατά το οποίο η βηματική απόκριση του συστήματος σταθεροποιείται αρκετά κοντά (συνήθως εντός 5%) στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

5.2.6. Συντελεστής απόσβεσης

Κατά τη μελέτη συστημάτων ελέγχου 2^{ης} τάξης (τα συστήματα μεγαλύτερης τάξης προσεγγίζονται σε κοντινά ισοδύναμα 2^{ης} τάξης), ιδιαίτερη σημασία έχει ο ρυθμός απόσβεσης των ταλαντώσεων που παρουσιάζουν κατά την βηματική τους απόκριση. Ο συντελεστής απόσβεσης ενός συστήματος καθορίζει τον ρυθμό απόσβεσης των ταλαντώσεων στη φυσική του συχνότητα (ω_n). Είναι απολύτως απαραίτητο να μην λαμβάνει μικρές τιμές, διότι τότε το σύστημα πλησιάζει την αστάθεια και έχει πολύ μεγάλη υπερύψωση στην έξοδό του, καθώς και μεγαλύτερο χρόνο αποκατάστασης.

5.2.7. Σχετική ευστάθεια

Μελετώντας το βαθμό της ευστάθειας ενός συστήματος οδηγούμαστε σε πολύ σημαντικά συμπεράσματα για τη συμπεριφορά του. Συγκεκριμένα για ένα ευσταθές σύστημα είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε πόσο απέχει από την αστάθεια (αρχή σχετικής ευστάθειας). Η σχετική ευστάθεια ενός συστήματος συνήθως εκφράζεται μέσω ορίων κάποιων παραμέτρων του συστήματος, (όπως το περιθώριο φάσης, ο συντελεστής απόσβεσης, ο χρόνος αποκατάστασης και το ποσοστό υπερύψωσης) η μεταβολή των οποίων εντός των προαναφερθέντων ορίων διατηρεί το σύστημα ευσταθές.

5.3. Προδιαγραφές ελέγχου

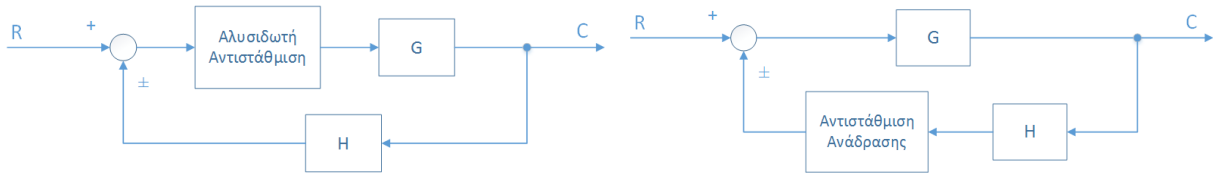
Στην περίπτωση του φορτιστή απαιτείται ακρίβεια ελέγχου στις χαμηλές συχνότητες και όχι γρήγορη απόκριση, επομένως η μεγιστοποίηση του εύρους ζώνης συχνοτήτων δεν αποτελεί προτεραιότητα. Επίσης επιδιώχθηκε η ελαχιστοποίηση της υπερύψωσης. Συγκεκριμένα επιλέχθηκαν οι παρακάτω προδιαγραφές:

- Εύρος ζώνης ελέγχου τάσης: 300Hz
- Εύρος ζώνης ελέγχου ρεύματος: 2KHz
- Μέγιστη υπερύψωση / βύθιση εξόδου: 5% της μέγιστης τάσης εξόδου
- Συχνότητα δειγματοληψίας τάσης εξόδου: 6250Hz
- Συχνότητα δειγματοληψίας ρεύματος πηνίου: 12500Hz

5.4. Αντιστάθμιση συστήματος

Ο ελεγκτής που απαιτείται για την επίτευξη των απαιτούμενων επιδόσεων του συστήματος σχεδιάζεται με τη μέθοδο της αντιστάθμισης πόλων και μηδενικών. Το block G στο Σχήμα 5.3

συμβολίζει το σύστημα υπό έλεγχο, το οποίο είναι αδύνατον να τροποποιηθεί (system plant) και το block H το δικτύωμα ανάδρασης. Στην είσοδο του αντισταθμιστή παρέχεται το σφάλμα, το οποίο αποτελεί τη διαφορά της τιμής αναφοράς (επιθυμητή τιμή εξόδου) από την τιμή εξόδου.



Σχήμα 5.3: Αλυσιδωτή αντιστάθμιση (αριστερά) και αντιστάθμιση ανάδρασης (δεξιά)

Στην περίπτωση ενός αναλογικού ελεγκτή ο αντισταθμιστής αποτελείται από παθητικά ηλεκτρονικά εξαρτήματα, όπως πυκνωτές και αντιστάσεις, αλλά και από ενεργά εξαρτήματα (τελεστικούς ενισχυτές). Αντίθετα στην περίπτωση ψηφιακού ελέγχου ο αντισταθμιστής υλοποιείται προγραμματιστικά. Οι διατάξεις αντιστάθμισης είναι δυνατόν να τοποθετηθούν τόσο στον ευθύ κλάδο (αλυσιδωτή αντιστάθμιση) όσο και στο κλάδο ανάδρασης (αντιστάθμιση ανάδρασης). Συνήθως επιλέγεται η υλοποίηση αλυσιδωτής αντιστάθμισης.

5.4.1. Είδη Αντιστάθμισης

Οι μέθοδοι αντιστάθμισης διακρίνονται ανάλογα με τον τρόπο επίδρασης στο γεωμετρικό τόπο ριζών του συστήματος ανοικτού βρόχου σε δύο κατηγορίες: (α) σε *αντιστάθμιση φάσης* και (β) σε *αντιστάθμιση με απαλοιφή*.

- *Αντιστάθμιση Φάσης:* Η αντιστάθμιση φάσης έχει στόχο, μέσω της προσθήκης επιπλέον πόλων και μηδενικών, την κατάλληλη μεταβολή της συνάρτησης μεταφοράς ανοικτού βρόχου, ώστε να βελτιωθούν οι επιδόσεις του συστήματος.
- *Αντιστάθμιση με Απαλοιφή:* Αν οι σχετικές θέσεις των πόλων και μηδενικών καθιστούν αδύνατη την ικανοποίηση των προδιαγραφών με αντισταθμιστές φάσης, τότε πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας αντισταθμιστής με στόχο την απαλοιφή των πόλων και των μηδενικών του συστήματος. Ο αντισταθμιστής απαλοιφής περιέχει μηδενικά στις θέσεις των πόλων του συστήματος (περισσότερα μηδενικά συνήθως οδηγούν σε αστάθεια), πόλους στις θέσεις των μηδενικών του συστήματος, καθώς και επιπλέον πόλους σε επιθυμητές θέσεις. Επίσης η χρήση αντιστάθμισης με απαλοιφή προϋποθέτει ότι οι πόλοι και τα μηδενικά του συστήματος μπορούν να προσεγγιστούν με ακρίβεια, είτε πειραματικά, είτε θεωρητικά και ότι οι θέσεις αυτών δεν αλλάζουν σημαντικά με μεταβολή των παραμέτρων των στοιχείων και των συνθηκών λειτουργίας.

Επίσης είναι δυνατός ο συνδυασμός δύο ή περισσότερων αντισταθμιστών εν σειρά, ώστε να επιτυγχάνεται η απαλοιφή των ανεπιθύμητων πόλων και μηδενικών, ενώ ταυτόχρονα να βελτιώνεται η φάση του συστήματος και κατά συνέπεια η ευστάθειά του.

5.5. Κατηγορίες Αντισταθμιστών

5.5.1. Αντισταθμιστές Προήγησης Φάσης και Καθυστερήσης Φάσης

Υπάρχουν αρκετά είδη αντισταθμιστών ανάλογα με το σύστημα υπό έλεγχο και τις απαιτήσεις των επιδόσεων ενός συστήματος. Οι πιο απλοί αντισταθμιστές με ευρείες εφαρμογές είναι οι αντισταθμιστές καθυστέρησης και προήγησης φάσης (lead/lag compensators), οι οποίοι υλοποιούνται σχετικά εύκολα με αναλογικά ηλεκτρονικά και χρησιμοποιούνται συχνά και σε ψηφιακά συστήματα.

Τόσο οι αντισταθμιστές προήγησης, όσο και καθυστέρησης φάσης, προσθέτουν στο σύστημα ένα ζεύγος πόλου – μηδενικού στη συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου. Η συνάρτηση μεταφοράς τους είναι η ακόλουθη:

$$\frac{Y}{X} = G \frac{s - z}{s - p} \quad (5.1)$$

Όπου G το κέρδος του αντισταθμιστή και ισχύει $|z| < |p|$ για τους αντισταθμιστές προήγησης και $|z| > |p|$ για τους αντισταθμιστές καθυστέρησης φάσης.

Βασικός στόχος του αντισταθμιστή προήγησης φάσης είναι η αύξηση του περιθωρίου φάσης στις υψηλές συχνότητες (αυξάνοντας επομένως το εύρος ζώνης), βελτιώνοντας την ταχύτητα απόκρισης του συστήματος. Όμως η αύξηση του εύρους ζώνης καθιστά το αντισταθμισμένο σύστημα περισσότερο ευαίσθητο στο θόρυβο. Αντίθετα, ο αντισταθμιστής καθυστέρησης φάσης προκαλεί καθυστέρηση φάσης στις χαμηλές συχνότητες, βελτιώνοντας το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Όμως μειώνει το εύρος ζώνης του συστήματος με αποτέλεσμα να αυξάνει το χρόνο ανύψωσης.

5.5.2. Αντισταθμιστής Προήγησης – Καθυστερήσης Φάσης

Όταν είναι επιθυμητή η βελτίωση του σφάλματος μόνιμης κατάστασης και ταυτόχρονα η αύξηση του εύρους ζώνης του συστήματος είναι δυνατή η σύνδεση σε σειρά των αντισταθμιστών προήγησης και καθυστέρησης φάσης. Αυτός ο αντισταθμιστής ονομάζεται αντισταθμιστής προήγησης – καθυστέρησης φάσης και η συνάρτηση μεταφοράς του έχει την ακόλουθη μορφή:

$$\frac{Y}{X} = G \frac{(s - z_1) \cdot (s - z_2)}{(s - p_1) \cdot (s - p_2)} \quad (5.2)$$

Μειονέκτημα αυτού του αντισταθμιστή σε σχέση με τους απλούστερους αντισταθμιστές προήγησης και καθυστέρησης φάσης είναι ότι αυξάνεται η τάξη του συστήματος υπό έλεγχο με την εφαρμογή του, καθιστώντας τη μελέτη του δυσκολότερη.

5.5.3. Ολοκληρωτικός Αντισταθμιστής (Τύπου I)

Ο ολοκληρωτικός αντισταθμιστής χρησιμοποιείται όταν επιθυμούμε τη βελτίωση του σφάλματος μόνιμης κατάστασης. Ομοίως με τον αντισταθμιστή καθυστέρησης φάσης μειώνει το περιθώριο φάσης και απαιτεί χαμηλό κέρδος για την αποφυγή αστάθειας στις υψηλότερες συχνότητες. Λειτουργεί προσθέτοντας ένα νέο πόλο στο μηδέν. Χρησιμοποιείται πολύ συχνά εν σειρά με άλλους αντισταθμιστές.

5.5.4. Αντισταθμιστής 2p2z (Τύπου II)

Ο αντισταθμιστής 2p2z αποτελεί συνδυασμό σε σειρά ολοκληρωτικού αντισταθμιστή και αντισταθμιστή προήγησης φάσης και παρουσιάζει πολλές ομοιότητες με τον αντισταθμιστή προήγησης – καθυστέρησης φάσης. Συνήθως εφαρμόζεται σε συστήματα 1^{ης} τάξης και έχει την ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{Y}{X} = \frac{G (s - z)}{s (s - p)} \quad (5.3)$$

Ο αντισταθμιστής 2p2z μπορεί να αντισταθμίσει πλήρως μόνο συστήματα 1^{ου} βαθμού. Διαφορετικά οι θέσεις του μηδενικού z και πόλου p επιλέγονται κατάλληλα, ώστε να συνεισφέρουν θετικά στη φάση του συστήματος ανοικτού βρόχου.

5.5.5. Αντισταθμιστής 3p3z (Τύπου III)

Ο αντισταθμιστής 3p3z αποτελεί συνδυασμό σε σειρά ολοκληρωτικού αντισταθμιστή και (συνήθως) αντισταθμιστή προήγησης – καθυστέρησης φάσης. Χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο για την αντιστάθμιση συστημάτων τουλάχιστον 2^{ης} τάξης, λόγω της μεγαλύτερης πολυπλοκότητας του και έχει την ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{Y}{X} = \frac{G \left(\frac{s}{z_1} + 1 \right) \cdot \left(\frac{s}{z_2} + 1 \right)}{s \left(\frac{s}{p_1} + 1 \right) \cdot \left(\frac{s}{p_2} + 1 \right)} \quad (5.4)$$

Τα μηδενικά z_1, z_2 μπορεί να είναι έχουν είτε συζυγείς μιγαδικές είτε πραγματικές τιμές. Το ίδιο ισχύει και για τους πόλους p_1, p_2 επιτρέποντας στον αντισταθμιστή 3p3z να απαλείψει τους πόλους και τα μηδενικά οποιουδήποτε συστήματος 2^{ης} τάξης. Για τους παραπάνω λόγους ο έλεγχος του συστήματος υλοποιήθηκε με αντιστάθμιση 3p3z τόσο για τη τάση, όσο και για το ρεύμα.

5.6. Ψηφιακός και Αναλογικός Έλεγχος

Ένα από τα σημαντικότερα βήματα κατά την ανάλυση και σχεδίαση του ελέγχου ενός συστήματος είναι η επιλογή ανάμεσα σε αναλογικό και ψηφιακό έλεγχο. Τόσο ο ψηφιακός όσο

και ο αναλογικός έλεγχος παρουσιάζουν ο καθένας τα δικά τους μειονεκτήματα και πλεονεκτήματα. Η σταδιακή όμως εξέλιξη των μικροελεγκτών και η παροχή αυξημένων δυνατοτήτων με ολοένα μικρότερο κόστος και κατανάλωση, έχει καταστήσει τα τελευταία χρόνια την υλοποίηση ψηφιακού ελέγχου αρκετά ευκολότερη. Αναφέρονται συνοπτικά τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα τόσο του αναλογικού όσο και του ψηφιακού ελέγχου.

5.6.1. Αναλογικός Έλεγχος

Πλεονεκτήματα:

- Δεν υφίσταται σφάλμα κβαντισμού στην έξοδο.
- Ελάχιστοι περιορισμοί στο εύρος ζώνης με αποτέλεσμα την επίτευξη ταχύτερων αντισταθμιστών.
- Ελάχιστες απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ για την υλοποίησή τους.

Μειονεκτήματα:

- Δύσκολη και αργή σχεδίαση.
- Απαιτήση ελάχιστων ανοχών στα εξαρτήματα που απαρτίζουν το κύκλωμα ανάδρασης.
- Περιορισμένη δυνατότητα υλοποίησης κυκλωμάτων ελέγχου με περίπλοκη συμπεριφορά.
- Αυξημένη ευαισθησία στο θόρυβο.
- Δυσκολία μετατροπής υφιστάμενου ελέγχου (απαιτείται αντικατάσταση φυσικών εξαρτημάτων).
- Αναγκαιότητα χρήσης περισσότερων εξαρτημάτων και υλοποίησης πολυπλοκότερων κυκλωμάτων.

5.6.2. Ψηφιακός Έλεγχος

Πλεονεκτήματα:

- Δυνατότητα υλοποίησης περίπλοκων ελεγκτών με δυναμική αλλαγή συμπεριφοράς.
- Ευκολία σχεδίασης, υλοποίησης, αλλαγής παραμέτρων και διερεύνησης εναλλακτικών μεθόδων. Ειδικότερα υπάρχει η δυνατότητα αποθήκευσης και επαναφοράς του κώδικα, που υλοποιεί τον ψηφιακό αντισταθμιστή, χωρίς να υπάρχει ανάγκη αντικατάστασης φυσικών εξαρτημάτων.
- Δυνατότητα υλοποίησης προσαρμοζόμενου αντισταθμιστή (gain scheduling) ανάλογα με τις συνθήκες λειτουργίας του συστήματος.
- Δυνατότητα εφαρμογής ψηφιακού φιλτραρίσματος σημάτων.
- Ικανότητα εντοπισμού σφαλμάτων συστήματος και διόρθωσης σημάτων (πχ διόρθωση συστηματικού σφάλματος στο σήμα ανάδρασης).
- Δυνατότητα λειτουργίας σε περιβάλλον με υψηλά επίπεδα θορύβου.

Μειονεκτήματα:

- Απαιτήση αρκετών υπολογιστικών πόρων. Συχνά απαιτείται χρήση γλώσσας μηχανής (assembly) για τη μέγιστη αξιοποίηση των πόρων του μικροελεγκτή καθώς και μικροελεγκτές ειδικού σκοπού με αυξημένες δυνατότητες ψηφιακής επεξεργασίας σήματος.

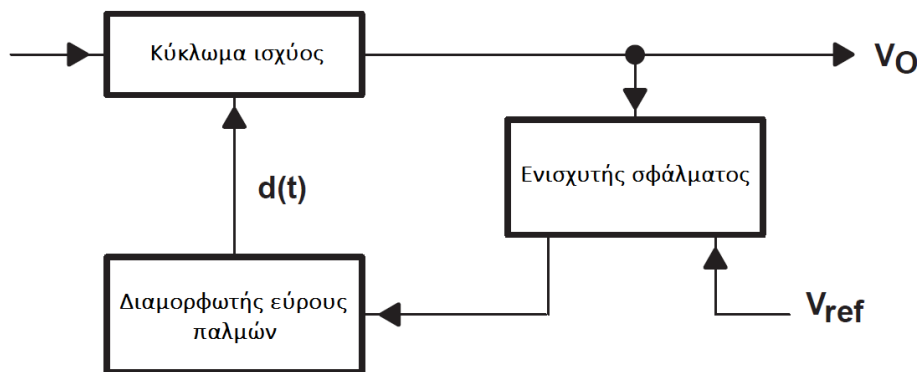
- Εισαγωγή σφάλματος κβαντισμού στην έξοδο του αντισταθμιστή. Η ελαχιστοποίηση του σφάλματος κβαντισμού απαιτεί ακριβή κυκλώματα μετατροπής αναλογικού σήματος σε ψηφιακό ή εν συντομία A/D (Analog to Digital Converters).
- Πεπερασμένη αριθμητική ακρίβεια πράξεων.
- Δύσκολη υλοποίηση αντισταθμιστών μεγάλου εύρους ζώνης.

Για τον έλεγχο του συστήματος υλοποιήθηκε ψηφιακός αντισταθμιστής. Συγκεκριμένα οι απαιτήσεις ενός φορτιστή, όσον αφορά το εύρος ζώνης του ελέγχου και κατά συνέπεια την ταχύτητα απόκρισης είναι περιορισμένες και οι αυξημένες δυνατότητες του ψηφιακού ελέγχου καθιστούν την υλοποίηση του ελεγκτή ευκολότερη διαδικασία. Ακόμη οι σύγχρονοι DSP (Digital Signal Processor) μικροελεγκτές διαθέτουν μεγάλη ανάλυση στους μετατροπείς αναλογικού σε ψηφιακού σήματος καθώς και υψηλή συχνότητα λειτουργίας.

5.7. Υπολογισμός συνάρτησης μεταφοράς ανοικτού βρόχου μετατροπέα τύπου Buck

5.7.1. Μεθοδολογία μοντελοποίησης ασθενούς σήματος

Στην παρούσα ενότητα εξετάζονται τεχνικές μοντελοποίησης της απόκρισης συχνότητας του κυκλώματος ισχύος του μετατροπέα, τόσο σε λειτουργία συνεχούς (Continuous Conduction Mode), όσο και σε λειτουργία ασυνεχούς ρεύματος πηνίου (Discontinuous Conduction Mode).



Σχήμα 5.4: Βασική δομή ελέγχου κλειστού βρόχου μετατροπέων ισχύος (Texas Instruments).

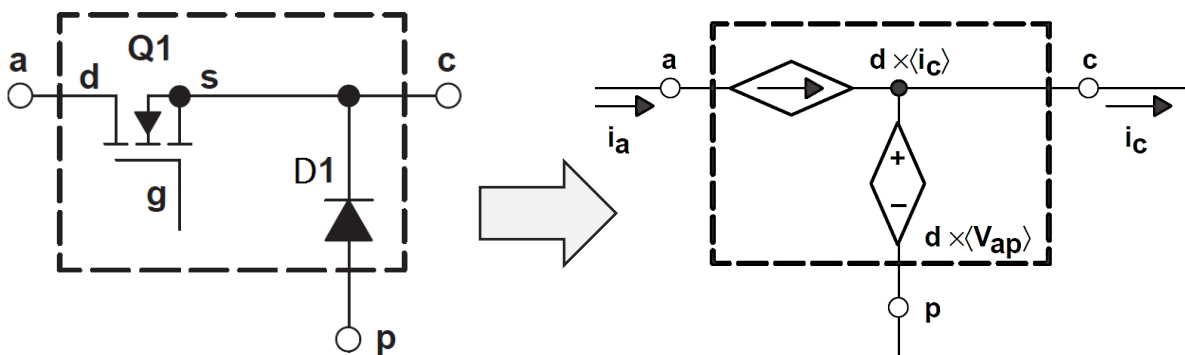
Στο Σχήμα 5.4 φαίνεται μία τυπική διάταξη ελέγχου ενός μετατροπέα DC/DC, η οποία χρησιμοποιείται για την προσαρμογή της τάσης εξόδου του συστήματος στο σήμα αναφοράς V_{ref} . Συγκεκριμένα, η τάση εξόδου του μετατροπέα V_o συγκρίνεται με μία τάση αναφοράς V_{ref} και η διαφορά τους ενισχύεται από τον ενισχυτή σφάλματος (Error Amplifier). Ο ενισχυτής σφάλματος θεωρείται ότι περιέχει στο εσωτερικό του και κατάλληλο αντισταθμιστή (Compensator), προκειμένου να εξασφαλιστεί η ευστάθεια του συστήματος. Η επόμενη μονάδα είναι ένας διαμορφωτής εύρους παλμών (PWM modulator), ο οποίος παράγει τους παλμούς οδήγησης του διακοπτικού στοιχείου, με λόγο χρησιμοποίησης (duty-cycle), ανάλογο της εισόδου του. Έπειτα οι παλμοί τροφοδοτούνται στο ενεργό διακοπτικό στοιχείο του κυκλώματος ισχύος. Η μέθοδος μοντελοποίησης, που περιγράφεται στη συνέχεια της ενότητας,

είναι γενική και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον σχεδιασμό οποιουδήποτε ελεγκτή (τάσης, ρεύματος, ισχύος κ.ά.).

Σε ένα κύκλωμα ισχύος η κύρια πηγή μη γραμμικότητας είναι τα διακοπτικά στοιχεία του. Επομένως είναι απαραίτητη μία μέθοδος, ώστε να προσεγγιστεί η διακοπτική, μη γραμμική συμπεριφορά του με μία γραμμική συνάρτηση μεταφοράς. Η γραμμικοποίηση είναι απαραίτητη, διότι τα περισσότερα μαθηματικά εργαλεία, καθώς και οι συνήθεις μεθοδολογίες ανάλυσης της ευστάθειας συστημάτων προϋποθέτουν γραμμικότητα. Μία από τις μεθόδους γραμμικοποίησης είναι η χρήση του λεγόμενου ισοδύναμου διακοπτικού μοντέλου (PWM switch model), το οποίο παρουσιάζεται στη συνέχεια.

5.7.2. Μοντέλο ασθενούς σήματος μετατροπέα Buck, σε λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηγίου (CCM)

Για τη γραμμικοποίηση του κυκλώματος ισχύος αρχικά γίνεται προσέγγιση του μη γραμμικού ισοδύναμου μοντέλου μεγάλου σήματος των διακοπτικών στοιχείων Q1, D1.



Σχήμα 5.5: Δεξιά φαίνονται τα διακοπτικά στοιχεία του κυκλώματος ισχύος και δεξιά το ισοδύναμο (μη γραμμικό) μοντέλο τους σε συνθήκες συνεχούς ρεύματος πηγίου (CCM). (Texas Instruments).

Λαμβάνοντας υπόψη τις κυματομορφές του Σχήματος 5.5, η χρονική συνάρτηση του ρεύματος, που εισέρχεται στον κόμβο **a** και της τάσεως στον κλάδο c-p, προσεγγίζεται ως ακολούθως:

$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t) , & t \in [0, T_{ON}) \\ 0 , & t \in [T_{ON}, T_{OFF}) \end{cases} \quad (5.5)$$

$$v_{cp}(t) = \begin{cases} v_{ap}(t) , & t \in [0, T_{ON}) \\ 0 , & t \in [T_{ON}, T_{OFF}) \end{cases}$$

Από τις σχέσεις (5.5) προκύπτει ότι οι μέσες τιμές των παραπάνω μεγεθών, κατά τη διάρκεια της διακοπτικής περιόδου T_s είναι οι εξής:

$$\langle i_a \rangle = d \cdot \langle i_c \rangle$$

$$\langle v_{cp} \rangle = d \cdot \langle v_{ap} \rangle \quad (5.6)$$

Όπου με εισαγωγικά συμβολίζεται η μέση τιμή και με d ο λόγος χρησιμοποίησης (duty-cycle) της διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM).

Οι σχέσεις (5.6) μπορούν να αναπαρασταθούν με ανεξάρτητες πηγές ρεύματος και τάσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.5. Το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 5.5 είναι μία μη γραμμική αναπαράσταση του ισοδύναμου διακοπτικού μοντέλου, το οποίο πρέπει στη συνέχεια να γραμμικοποιηθεί.

Η γραμμικοποίηση γίνεται για ένα συγκεκριμένο σημείο DC λειτουργίας, υποθέτοντας μικρές μεταβολές AC γειτονικά του σημείου αυτού. Με αυτή τη σύμβαση εκφράζουμε τα μεγέθη d , v_{cp} , v_{ap} , i_a , i_c ως άθροισμα μίας DC συνιστώσας μεγάλου σήματος και μίας AC συνιστώσας μικρού σήματος ως εξής:

$$\begin{aligned}
 d &= D + \hat{d}(t) \\
 v_{cp} &= V_{cp} + \hat{v}_{cp}(t) \\
 v_{ap} &= V_{ap} + \hat{v}_{ap}(t) \\
 i_a &= I_a + \hat{i}_a(t) \\
 i_c &= I_c + \hat{i}_c(t)
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

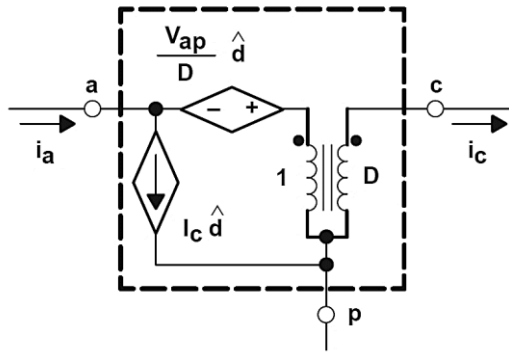
Συνδυάζοντας τις σχέσεις (5.6) και (5.7) προσδιορίζονται τα i_a , v_{cp} ως ακολούθως:

$$\begin{aligned}
 i_a &= (I_a + \hat{i}_a) = (D + \hat{d}) \cdot (I_c + \hat{i}_c) = D \cdot I_c + (D \cdot \hat{i}_c + \hat{d} \cdot I_c) + \hat{d} \cdot \hat{i}_c \\
 v_{cp} &= (V_{cp} + \hat{v}_{cp}) = (D + \hat{d}) \cdot (V_{ap} + \hat{v}_{ap}) \\
 &= D \cdot V_{ap} + (D \cdot \hat{v}_{ap} + \hat{d} \cdot V_{ap}) + \hat{d} \cdot \hat{v}_{ap}
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

Απαλείφοντας τις αμελητέες ποσότητες $\hat{d} \cdot \hat{i}_c$ και $\hat{d} \cdot \hat{v}_{ap}$, οι συνιστώσες DC και AC των i_a , v_{cp} προκύπτουν ως εξής:

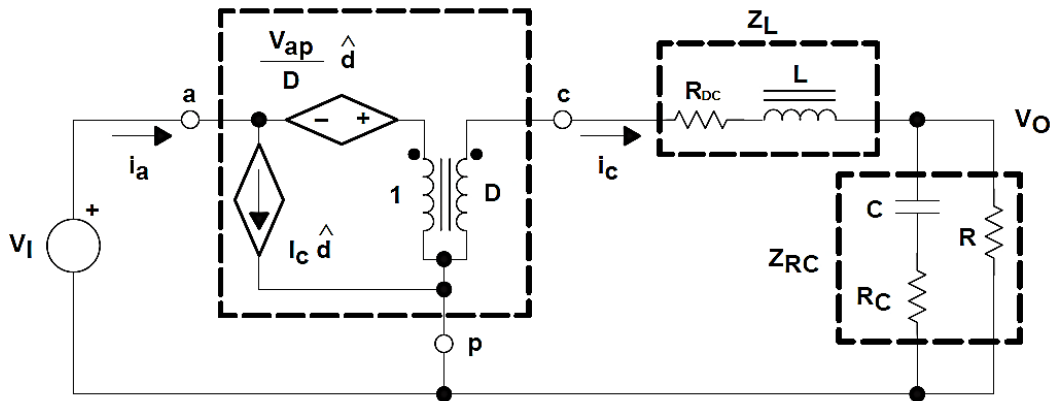
$$\begin{aligned}
 \text{DC: } I_a &= D \cdot I_c \\
 \text{AC: } \hat{i}_a &= D \cdot \hat{i}_c + \hat{d} \cdot I_c \\
 \text{DC: } V_{cp} &= D \cdot V_{ap} \\
 \text{AC: } \hat{v}_{cp} &= D \cdot \hat{v}_{ap} + \hat{d} \cdot V_{ap}
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

Οι σχέσεις (5.5) μοντελοποιούνται κυκλωματικά, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.6.



Σχήμα 5.6: Ισοδύναμο διακοπτικό μοντέλο (PWM switch model) μεγάλου και μικρού σήματος. (Texas Instruments).

Επομένως τα διακοπτικά στοιχεία D1, Q1 του κυκλώματος ισχύος, μπορούν πλέον να αντικατασταθούν με το ισοδύναμο διακοπτικό μοντέλο του Σχήματος 5.6, ώστε να διευκολύνεται η περαιτέρω ανάλυση του κυκλώματος με θεωρία γραμμικών κυκλωμάτων. Στο Σχήμα 5.7 παρουσιάζεται το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα.



Σχήμα 5.7: Γραμμικοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ισχύος μετατροπέα Buck σε CCM. (Texas Instruments).

Στο Σχήμα 5.7 με R συμβολίζεται η αντίσταση φορτίου, με R_C η εσωτερική αντίσταση του πυκνωτή εξόδου C και με R_{DC} το άθροισμα των ωμικών αντιστάσεων του πηνίου, των διακοπτικών στοιχείων και των αγωγών σύνδεσης. Επίσης οι σύνθετες αντιστάσεις Z_{RC} , Z_L υπολογίζονται ως εξής:

$$Z_L(s) = R_{DC} + s \cdot L$$

$$Z_{RC}(s) = \frac{R \cdot (1 + s \cdot R_C \cdot C)}{1 + s \cdot C \cdot (R + R_C)} \quad (5.10)$$

Συνάρτηση μεταφοράς ελέγχου τάσης εξόδου (control to output voltage)

Για τον προσδιορισμό της απόκρισης συχνότητας του κυκλώματος ισχύος θεωρούμε ότι η τάση εισόδου είναι συνεχής με αμελητέα AC συνιστώσα, επομένως ισχύει:

$$\begin{aligned}
v_{ap} &= v_I = V_{ap} = V_I \\
\hat{v}_{ap} &= \hat{v}_I = 0
\end{aligned} \tag{5.11}$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (5.9), (5.11):

$$\begin{aligned}
V_{cp} + \hat{v}_{cp} &= D \cdot V_{ap} + (D \cdot \hat{v}_{ap} + \hat{d} \cdot V_{ap}) \stackrel{(5.11)}{\iff} \\
V_{cp} + \hat{v}_{cp} &= D \cdot V_I + \hat{d} \cdot V_I \stackrel{(AC)}{\iff} \\
\frac{\hat{v}_{cp}}{D} &= \hat{d} \cdot \frac{V_I}{D} \iff \hat{v}_{cp} = \hat{d} \cdot V_I
\end{aligned} \tag{5.12}$$

Παρατηρείται ότι η σύνθετη αντίσταση Z_{RC} μαζί με την Z_L σχηματίζουν διαιρέτη τάσης, επομένως ισχύει:

$$\begin{aligned}
\hat{v}_O &= \hat{v}_{cp} \cdot \frac{Z_{RC}}{Z_{RC} + Z_L} \stackrel{(5.8)}{\iff} \hat{v}_O = \hat{d} \cdot V_I \cdot \frac{Z_{RC}}{Z_{RC} + Z_L} \iff \\
\frac{\hat{v}_O}{\hat{d}}(s) &= \frac{V_I \cdot R}{R + R_{DC}} \cdot \frac{1 + s \cdot R_C \cdot C}{1 + s \cdot \left[C \cdot \left(R_C + \frac{R \cdot R_{DC}}{R + R_{DC}} \right) + \frac{L}{R + R_{DC}} \right] + s^2 \cdot \left(L \cdot C \cdot \frac{R + R_C}{R + R_{DC}} \right)}
\end{aligned} \tag{5.13}$$

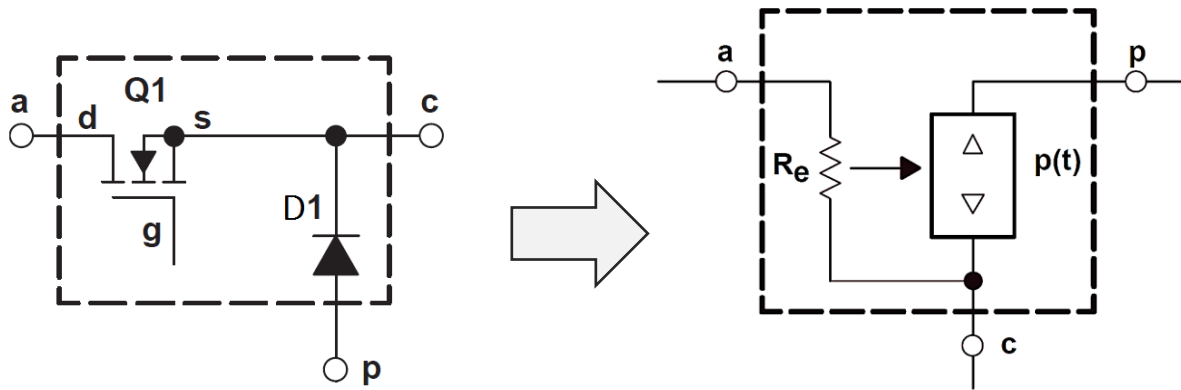
Συνάρτηση μεταφοράς ελέγχου ρεύματος πηνίου (control to inductor current)

Συμβολίζοντας το ρεύμα πηνίου με i_L , με τη βοήθεια της σχέσης (5.12) υπολογίζεται η συνάρτηση μεταφοράς ελέγχου του ρεύματος πηνίου:

$$\begin{aligned}
\hat{i}_L &= \frac{\hat{v}_{cp}}{Z_{RC} + Z_L} \stackrel{(8)}{\iff} \hat{i}_L = \frac{\hat{d} \cdot V_I}{Z_{RC} + Z_L} \iff \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}(s) = \frac{V_I}{Z_{RC}(s) + Z_L(s)} \iff \\
\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}(s) &= \frac{V_I}{R + R_{DC}} \cdot \frac{1 + s \cdot (R + R_C) \cdot C}{1 + s \cdot \left[C \cdot \left(R_C + \frac{R \cdot R_{DC}}{R + R_{DC}} \right) + \frac{L}{R + R_{DC}} \right] + s^2 \cdot \left(L \cdot C \cdot \frac{R + R_C}{R + R_{DC}} \right)}
\end{aligned} \tag{5.14}$$

5.7.3. Μοντέλο ασθενούς σήματος μετατροπέα Buck, με ασυνεχές ρεύμα πηνίου (DCM)

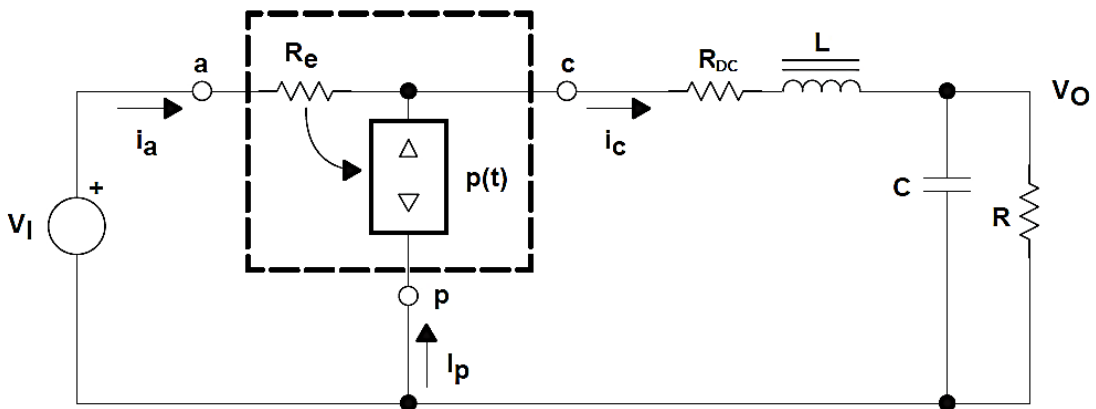
Για τη γραμμικοποίηση του κυκλώματος ισχύος του μετατροπέα σε DCM λειτουργία, ακολουθείται όμοια διαδικασία με τη CCM λειτουργία. Αντίστοιχα, προσεγγίζεται το μη γραμμικό ισοδύναμο μοντέλο μεγάλου σήματος των στοιχείων Q1, D1.



Σχήμα 5.8: Ισοδύναμο (μη γραμμικό) μοντέλο διακοπτικών στοιχείων σε συνθήκες ασυνεχούς ρεύματος πηνίου (DCM). (Texas Instruments).

Το ισοδύναμο μη γραμμικό μοντέλο φαίνεται στο Σχήμα 5.8 [5], το οποίο είναι χρήσιμο στον προσδιορισμό του σημείου λειτουργίας μεγάλου σήματος (DC) του μετατροπέα. Το μοντέλο αυτό μπορεί να αναπαρασταθεί ως μία ελεγχόμενη πηγή ισχύος με θύρα εξόδου τον κλάδο **p-c**, η οποία παράγει ισχύ ίση με αυτή που καταναλώνεται στην αντίσταση R_e . Η τιμή της αντίστασης R_e υπολογίζεται από τον παρακάτω τύπο:

$$R_e = \frac{2 \cdot L}{D^2 \cdot T_{sw}} \quad (5.15)$$



Σχήμα 5.9: Μη γραμμικό ισοδύναμο κύκλωμα ισχύος μεγάλου σήματος μετατροπέα Buck σε DCM λειτουργία. (Texas Instruments).

Αντικαθιστώντας το ισοδύναμο μοντέλο του Σχήματος 5.8 στο κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα, προκύπτει το μη γραμμικό ισοδύναμο μεγάλου σήματος, το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 5.9. Η αντίσταση R συμβολίζει την αντίσταση φορτίου και η R_{DC} το άθροισμα των ωμικών αντιστάσεων του πηνίου, των διακοπτικών στοιχείων και των αγωγών σύνδεσης.

Στο κύκλωμα του Σχήματος 5.9, χρησιμοποιώντας τους νόμους Kirchhoff προκύπτουν οι εξής σχέσεις:

$$\frac{(V_I - V_{cp})^2}{R_e} = V_{cp} \cdot I_p \quad (5.16)$$

$$I_p = I_c - I_a = \frac{V_O}{R} - \frac{V_I - V_{cp}}{R_e} \quad (5.17)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (5.17) στη (5.16):

$$\frac{(V_I - V_{cp})^2}{R_e} = V_{cp} \cdot \left(\frac{V_O}{R} - \frac{V_I - V_{cp}}{R_e} \right) \quad (5.18)$$

Επίσης ισχύει για την τάση V_{cp} :

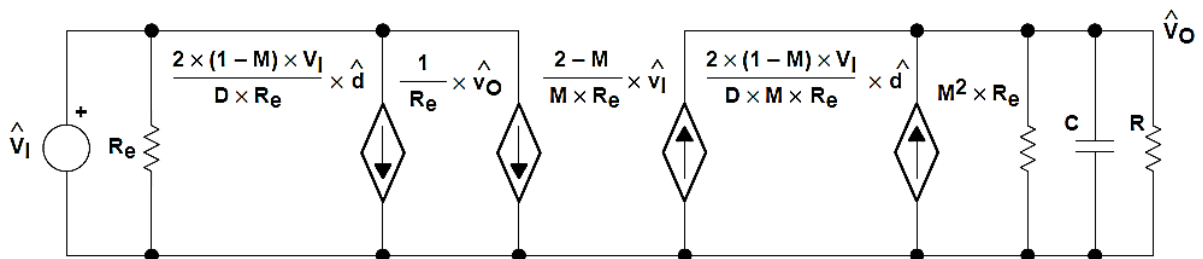
$$V_{cp} = V_O + \left(\frac{V_O}{R} \right) \cdot R_{DC} \quad (5.19)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (5.18), (5.19) απαλείφεται η μεταβλητή V_{cp} και προκύπτει η DC συνάρτηση εισόδου – εξόδου $V_O(D)$:

$$V_O = V_I \cdot \frac{R}{R + R_{DC}} \cdot \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot K}{D^2} \cdot \frac{R}{R + R_{DC}}}} \quad (5.20)$$

Όπου $K = \frac{2 \cdot L}{R \cdot T_{sw}}$ και D ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη.

Για τον υπολογισμό του μοντέλου μικρού σήματος ακολουθείται αντίστοιχη διαδικασία με την περίπτωση CCM λειτουργίας, όπου γραμμικοποιείται το μοντέλο του Σχήματος 5.8 [5]. Το μοντέλο μικρού σήματος που προκύπτει για την περίπτωση DCM λειτουργίας παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.10.



Σχήμα 5.10: Ισοδύναμο διακοπτικό μοντέλο(PWM switch model) μικρού σήματος DCM λειτουργίας. (Texas Instruments).

Συνάρτηση μεταφοράς ελέγχου τάσης εξόδου (control to output voltage)

Η συνάρτηση μεταφοράς προκύπτει από το μοντέλο του Σχήματος 5.7 και περιγράφεται με την παρακάτω σχέση:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}(s) = G_{do} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (5.21)$$

Όπου:

$$G_{do} = \frac{2 \cdot V_o}{N} \cdot \frac{1-M}{2-M}, \quad N = M \cdot \sqrt{\frac{K}{1-M}} \quad (5.22)$$
$$M = \frac{V_o}{V_I}, \quad K = \frac{2 \cdot L}{R \cdot T_{sw}}, \quad \omega_p = \frac{2-M}{1-M} \cdot \frac{1}{R \cdot C}$$

5.8. Κυκλώματα ανάδρασης ελέγχου

Το δίκτυο ανάδρασης έχει καθοριστικό ρόλο στον έλεγχο του συστήματος, καθώς επηρεάζει την ακρίβεια της εξόδου στη μόνιμη κατάσταση και την ευστάθεια κατά τα μεταβατικά φαινόμενα. Βασικοί παράμετροι του δικτύου ανάδρασης είναι η γραμμικότητά του, το εύρος ζώνης, η ακρίβεια στο κέρδος χαμηλών συχνοτήτων και τέλος το επίπεδο θορύβου στην έξοδο.

Τα δίκτυα ανάδρασης που υλοποιήθηκαν, τόσο για την ανάδραση ρεύματος, όσο και για την ανάδραση τάσης, χρησιμοποιούν απομονωμένους ενισχυτές, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η γαλβανική απομόνωση μεταξύ των ασθενών σημάτων του μικροελεγκτή και των ισχυρών σημάτων του κυκλώματος ισχύος. Οι απομονωμένοι ενισχυτές, που χρησιμοποιήθηκαν ανήκουν στη σειρά ACPL της Avago με εύρος ζώνης 100KHz και εξαιρετική απόρριψη θορύβου κοινού σήματος CMR (Common Mode Rejection). Η διαφορική έξοδος των ενισχυτών απομόνωσης ενισχύεται περαιτέρω μέσω ενός ενισχυτή διαφοράς. Επίσης χρησιμοποιήθηκαν φίλτρα RC τόσο στην είσοδο των ενισχυτών απομόνωσης, όσο και στην έξοδο των ενισχυτών διαφοράς, με στόχο τον ακριβή καθορισμό του εύρους ζώνης του συστήματος και την αύξηση του ρυθμού αποκοπής.

5.8.1. Ανάδραση Ρεύματος

Το δίκτυο ανάδρασης ρεύματος σχεδιάστηκε για μέγιστο ρεύμα 15A (το ονομαστικό ρεύμα εξόδου του φορτιστή είναι 10A). Για τη μέτρηση του ρεύματος πηνίου χρησιμοποιήθηκαν δύο παράλληλες μετρητικές αντιστάσεις (Shunt), αντίστασης 10mΩ, ακρίβειας ±1% και ισχύος 2W. Υπό μέγιστο ρεύμα πηνίου η ισχύς που καταναλώνουν οι αντιστάσεις Shunt είναι:

$$P_{ShuntMax} = I_{max}^2 \cdot R = 15^2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 1.125W \quad (5.23)$$

η οποία δεν ξεπερνά τη μέγιστη ισχύ των 4W που ορίζει ο κατασκευαστής.

Οι αντιστάσεις Shunt επιλέχθηκαν έναντι αισθητήρων Hall, διότι δεν επηρεάζονται από εξωγενή μαγνητικά πεδία. Επίσης παρέχουν μεγαλύτερο εύρος ζώνης και πιο γραμμική μέτρηση ρεύματος. Τέλος η καταναλισκόμενη ισχύς, αν και μειονέκτημα έναντι των αισθητήρων Hall, είναι της τάξης του 0.5W για το ονομαστικό φορτίο, ή 0.017% της ονομαστικής ισχύος, ποσοστό που θεωρήθηκε εξαιρετικά μικρό για τις απαιτήσεις του συγκεκριμένου συστήματος.

Το φίλτρο RC, το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 5.11, (α), έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$H_1 = \frac{\frac{1}{s \cdot C_1}}{\frac{1}{s \cdot C_1} + R_1} \Leftrightarrow H_1 = \frac{1}{C_1 R_1 \cdot s + 1} \quad (5.24)$$

Ο απομονωμένος ενισχυτής του δικτύου ανάδρασης ρεύματος (ο οποίος φαίνεται στο στάδιο Σχήμα 5.11, (β)), έχει κέρδος ενίσχυσης 8 και πόλο στα 100KHz, επομένως η συνάρτηση μεταφοράς του είναι η ακόλουθη:

$$H_2 = \frac{8}{\frac{1}{2\pi \cdot 10^5} \cdot s + 1} \quad (5.25)$$

Ο ενισχυτής διαφοράς, ο οποίος φαίνεται στο στάδιο Σχήμα 5.11, (γ), έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$H_3 = \frac{\frac{R_4}{R_2}}{C_4 R_4 \cdot s + 1} \Leftrightarrow H_3 = \frac{R_4}{C_4 R_4 R_2 \cdot s + R_2} \quad (5.26)$$

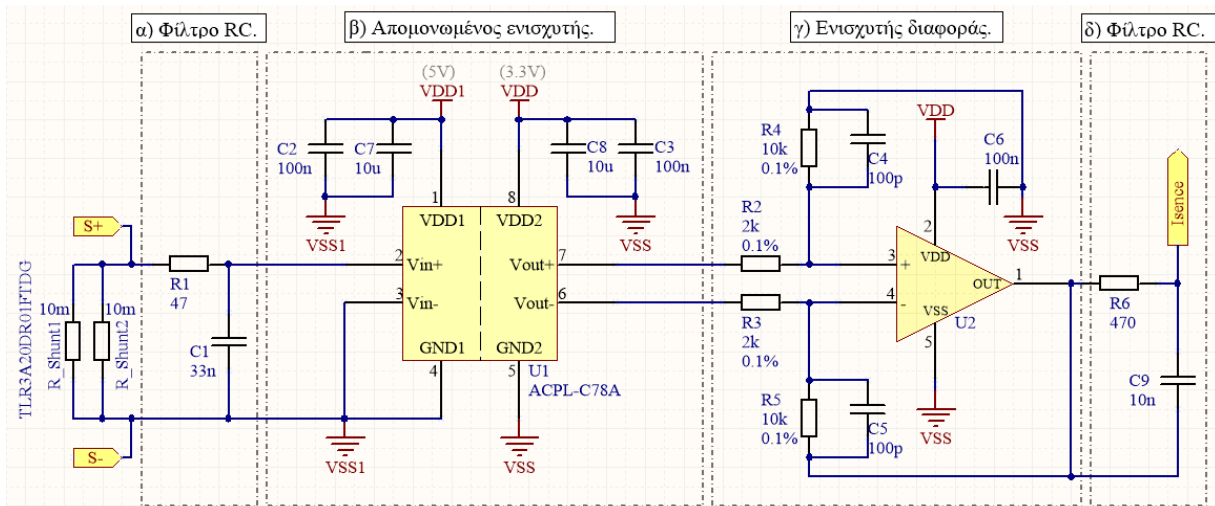
Το τελικό φίλτρο RC (Σχήμα 5.11, (δ)) έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$H_4 = \frac{\frac{1}{s \cdot C_9}}{\frac{1}{s \cdot C_9} + R_6} \Leftrightarrow H_4 = \frac{1}{C_9 R_6 \cdot s + 1} \quad (5.27)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (5.24), (5.25), (5.26) και (5.27) προκύπτει η τελική συνάρτηση μεταφοράς του δικτύου ανάδρασης ρεύματος:

$$H_{fb,i} = H_1 \cdot H_2 \cdot H_3 \cdot H_4 \Leftrightarrow \quad (5.28)$$

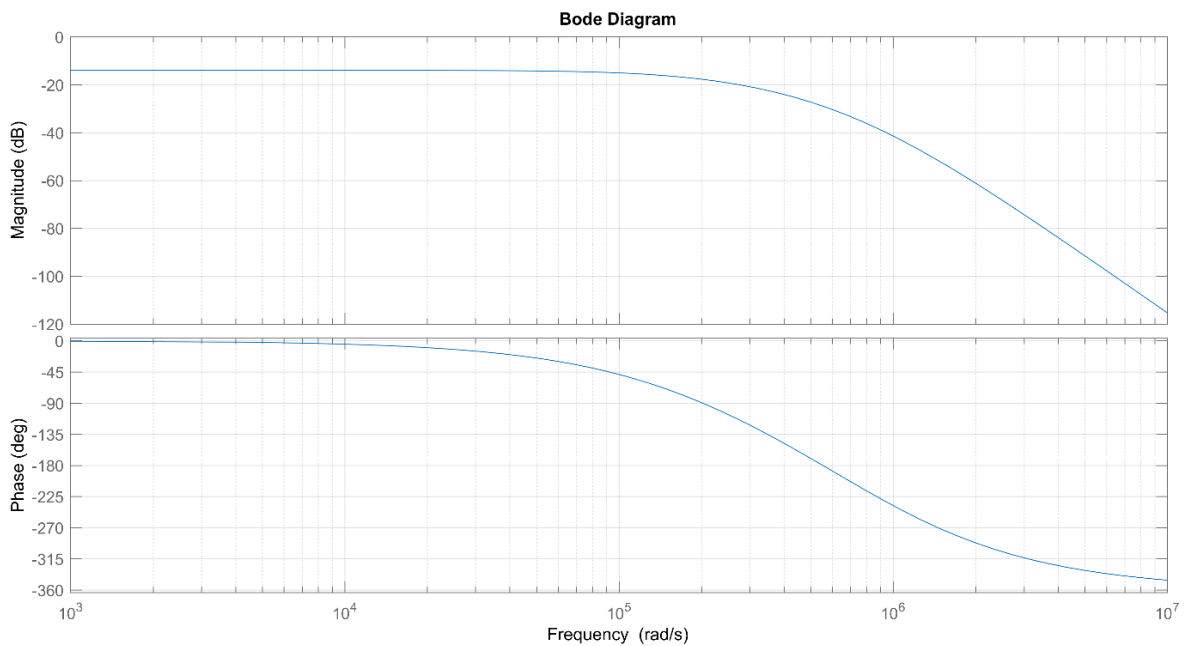
$$H_{fb,i} = \frac{0.2}{1.16 \cdot 10^{-23} \cdot s^4 + 2.884 \cdot 10^{-17} \cdot s^3 + 2.508 \cdot 10^{-11} \cdot s^2 + 8.843 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1}$$



Σχήμα 5.11: Κύκλωμα ανάδρασης ρεύματος.

Στο Σχήμα 5.12 παρουσιάζεται το διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς του δικτύου ανάδρασης ρεύματος. Από το σχήμα αυτό προκύπτει ότι έχει κέρδος χαμηλών συχνοτήτων $-14dB$ (ή $0,2$) και συχνότητα αποκοπής $27,9KHz$. Η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους είναι $2KHz$ με φάση $-6,3^\circ$, το οποίο θεωρείται αποδεκτό. Στα $100KHz$ (διακοπτική συχνότητα του συστήματος) το δίκτυο ανάδρασης ρεύματος παρουσιάζει κέρδος $-31dB$ το οποίο είναι κατά $17dB$ μικρότερο από το κέρδος χαμηλών συχνοτήτων. Για την ονομαστική τιμή ρεύματος η τάση εξόδου είναι ίση με:

$$V_{ADCMAX} = I_{max} \cdot 0,2 = 3V \quad (5.29)$$



Σχήμα 5.12: Διάγραμμα bode κέρδους και φάσης δικτύου ανάδρασης ρεύματος.

5.8.2. Ανάδραση Τάσης

Το δίκτυο ανάδρασης τάσης σχεδιάστηκε για μέγιστη τάση εξόδου 300V και χρησιμοποιήθηκε διαιρέτης τάσης αποτελούμενος από τρεις αντιστάσεις εν σειρά, με τιμές 470KΩ, 330KΩ, 4,7KΩ και ονομαστική ισχύ 0.125W η καθεμία. Υπό μέγιστη τάση εξόδου η ισχύς που καταναλώνει ο διαιρέτης τάσης είναι:

$$P_{divMax} = \frac{V_{OUTMAX}^2}{\sum R_i} = \frac{300^2}{(470 + 330 + 4,7) \cdot 10^3} \cong 0,112W \quad (5.30)$$

η οποία δεν ξεπερνά τη μέγιστη ισχύ που αντέχουν οι αντιστάσεις.

Εξαιτίας της μεγάλης τιμής των αντιστάσεων ανάδρασης, πρέπει να διερευνηθεί η πτώση τάσης από το ρεύμα πόλωσης εισόδου (input bias current) του απομονωμένου ενισχυτή. Σύμφωνα με τον κατασκευαστή, η μέγιστη δυνατή τιμή που μπορεί να λάβει το ρεύμα πόλωσης εισόδου είναι 0,1μΑ. Η πτώση τάσης στο διαιρέτη τάσης εξαιτίας του ρεύματος πόλωσης είναι ίση με:

$$V_{bias} = \left(\frac{(R_1 + R_7) \cdot R_8}{R_1 + R_7 + R_8} \right) \cdot I_{bias} = 0,467mV \quad (5.31)$$

Όπου R_1 , R_7 και R_8 οι αντιστάσεις του διαιρέτη τάσης (Σχήμα 5.13, μέρος (α)). Επομένως η πτώση τάσης εξαιτίας του ρεύματος πόλωσης, ακόμα και μετά από την ενίσχυση της από τον ενισχυτή διαφοράς, μπορεί να αγνοηθεί. Η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή απομόνωσης είναι $R_{IN} = 1G\Omega$, επομένως μπορεί να θεωρηθεί άπειρη χωρίς να εισάγεται σφάλμα γραμμικότητας. Για το περιορισμό του εύρους ζώνης του σήματος που εισέρχεται στον ενισχυτή απομόνωσης, τοποθετήθηκε παράλληλα στο διαιρέτη τάσης ένας πυκνωτής χωρητικότητας 100pF. Η συνάρτηση μεταφοράς του διαιρέτη τάσης υπολογίζεται στη συνέχεια:

$$H_5 = \frac{\frac{R_8 \cdot \frac{1}{C_1 \cdot s}}{R_8 + \frac{1}{C_1 \cdot s}}}{R_1 + R_7 + \frac{R_8 \cdot \frac{1}{C_1 \cdot s}}{R_8 + \frac{1}{C_1 \cdot s}}} \Leftrightarrow H_5 = \frac{R_8}{(R_1 + R_7)R_8C_1 \cdot s + (R_1 + R_7 + R_8)} \quad (5.32)$$

Ο απομονωμένος ενισχυτής του δικτύου ανάδρασης τάσης (Σχήμα 5.13, τμήμα (β)) έχει κέρδος ενίσχυσης 1 και πόλο στα 100KHz, επομένως η συνάρτηση μεταφοράς του είναι η ακόλουθη:

$$H_6 = \frac{1}{\frac{1}{2\pi \cdot 10^5} \cdot s + 1} \quad (5.33)$$

Ο ενισχυτής διαφοράς (Σχήμα 5.13, (γ)) έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$H_7 = \frac{\frac{R_4}{R_2}}{C_4 R_4 \cdot s + 1} \Leftrightarrow H_7 = \frac{R_4}{C_4 R_4 R_2 \cdot s + R_2} \quad (5.34)$$

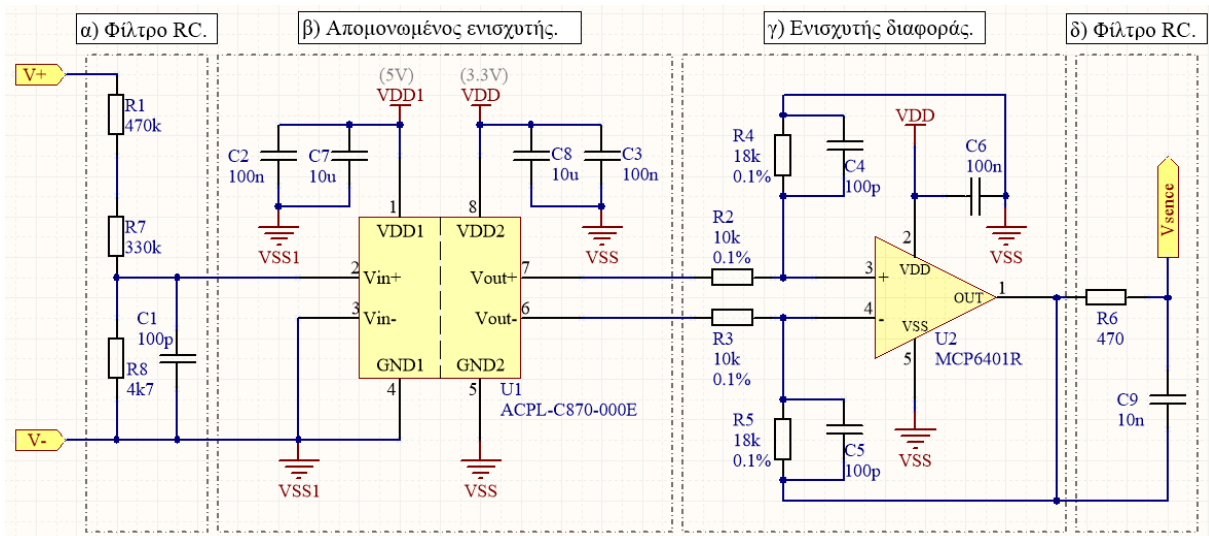
Το τελικό φίλτρο RC (Σχήμα 5.13, (δ)) έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$H_8 = \frac{\frac{1}{s \cdot C_9}}{\frac{1}{s \cdot C_9} + R_6} \Leftrightarrow H_8 = \frac{1}{C_9 R_6 \cdot s + 1} \quad (5.35)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (5.32), (5.33), (5.34) και (5.35) προκύπτει η τελική συνάρτηση μεταφοράς του δικτύου ανάδρασης τάσης:

$$H_{fb_v} = H_5 \cdot H_6 \cdot H_7 \cdot H_8 \Leftrightarrow \quad (5.36)$$

$$H_{fb_v} = \frac{0.01052}{6.293 \cdot 10^{-24} \cdot s^4 + 2.226 \cdot 10^{-17} \cdot s^3 + 2.259 \cdot 10^{-11} \cdot s^2 + 8.561 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1}$$

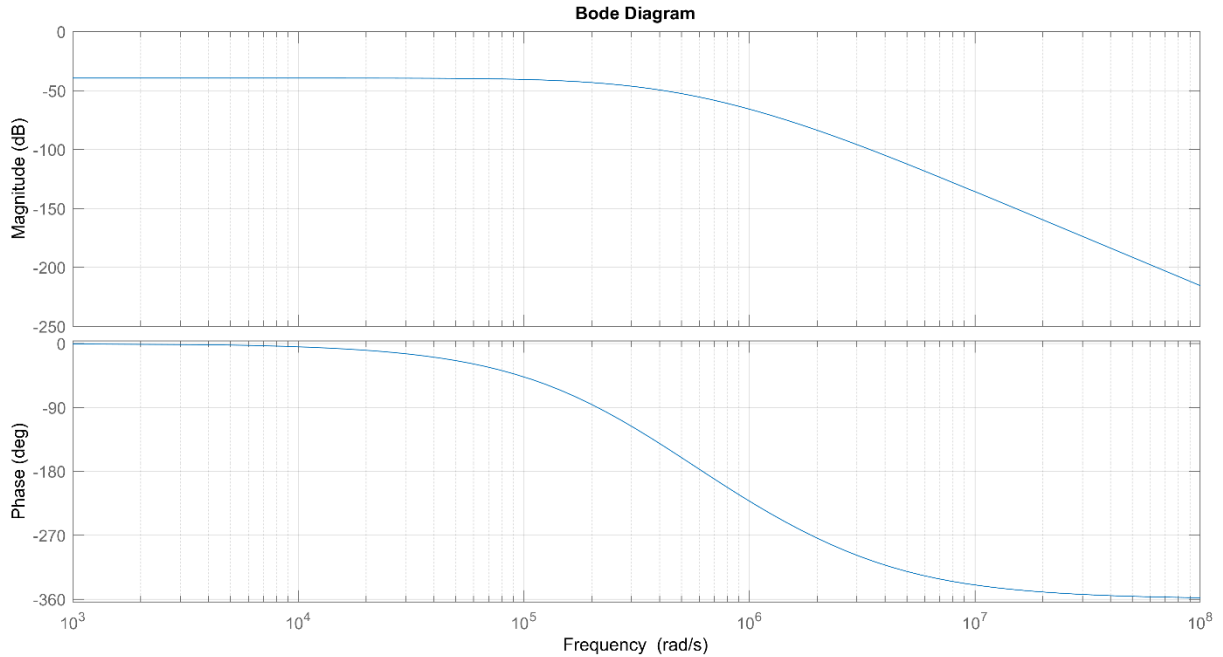


Σχήμα 5.13: Δίκτυο ανάδρασης τάσης.

Στο Σχήμα 5.14 παρουσιάζεται το διάγραμμα bode της συνάρτησης μεταφοράς του δικτύου ανάδρασης τάσης. Παρατηρείται ότι έχει κέρδος χαμηλών συχνοτήτων $-39dB$ και συχνότητα αποκοπής $26.9KHz$. Η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους για την αντιστάθμιση τάσης είναι $300Hz$ με φάση $-0,9^\circ$, τιμή που θεωρείται αποδεκτή.

Για τη μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου του συστήματος, η έξοδος του δικτύου ανάδρασης τάσης είναι ίση με:

$$V_{ADCMAX} = V_{max} \cdot 0,01052 = 3,156V \quad (5.37)$$



Σχήμα 5.14: Διάγραμμα bode κέρδους και φάσης δικτύου ανάδρασης τάσης.

5.9. Υπολογισμός συναρτήσεων μεταφοράς συστήματος ρεύματος και τάσης εξόδου ανοικτού βρόχου

Οι συναρτήσεις μεταφοράς του συστήματος που πρέπει να αντισταθμιστούν σύμφωνα με την ανάλυση της ενότητας 5.7 που έχει προηγηθεί είναι οι εξής:

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{d}}(s) = \frac{V_I \cdot R}{R + R_{DC}} \cdot \frac{1 + s \cdot R_C \cdot C}{1 + s \cdot \left[C \cdot \left(R_C + \frac{R \cdot R_{DC}}{R + R_{DC}} \right) + \frac{L(\hat{i}_L)}{R + R_{DC}} \right] + s^2 \cdot \left(L(\hat{i}_L) \cdot C \cdot \frac{R + R_C}{R + R_{DC}} \right)} \quad (5.38)$$

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}(s) = \frac{V_I}{R + R_{DC}} \cdot \frac{1 + s \cdot (R + R_C) \cdot C}{1 + s \cdot \left[C \cdot \left(R_C + \frac{R \cdot R_{DC}}{R + R_{DC}} \right) + \frac{L(\hat{i}_L)}{R + R_{DC}} \right] + s^2 \cdot \left(L(\hat{i}_L) \cdot C \cdot \frac{R + R_C}{R + R_{DC}} \right)} \quad (5.39)$$

Όπου η αυτεπαγωγή του πηνίου $L(\hat{i}_L)$ εξαρτάται από φορτίο εξόδου σύμφωνα με την ανάλυση που έγινε στην ενότητα 4.2.1 προσεγγίζεται με τον ακόλουθο τύπο:

$$L(\hat{i}_L) = (-0.023902 \cdot \hat{i}_L + 1.0122) \cdot L_0 \quad (5.40)$$

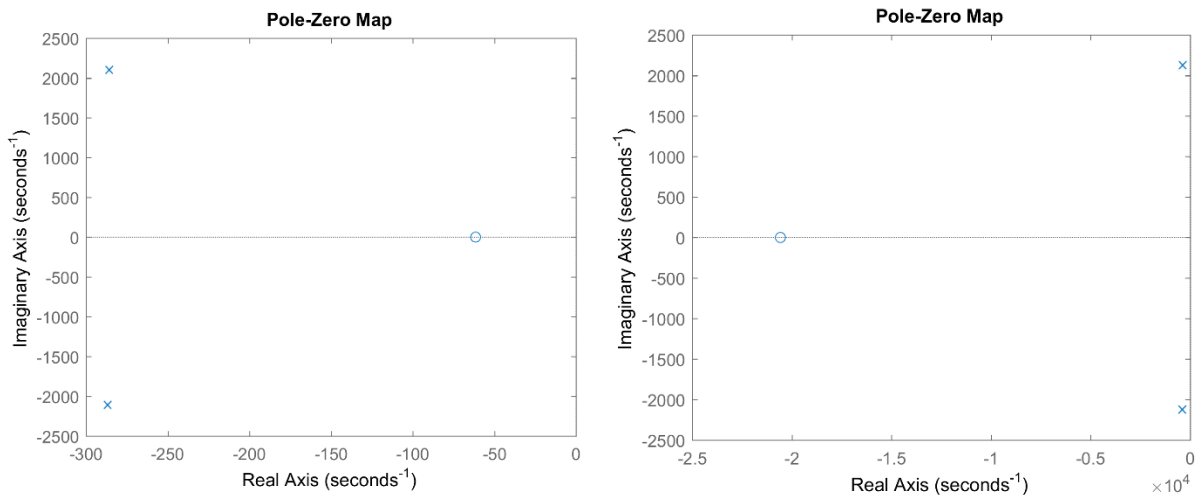
Με L_0 συμβολίζεται η αυτεπαγωγή του πηνίου για μηδενικό ρεύμα. Παρατηρείται λοιπόν, ότι τόσο η τάση εξόδου, όσο και το ρεύμα του πηνίου εξαρτώνται, εκτός από τη τιμή του βαθμού χρησιμοποίησης του διακόπτη \hat{d} (*duty-cycle*) και από το φορτίο της εξόδου, δηλαδή το πηλίκο της τιμής της τάσης εξόδου και του ρεύματος πηνίου. Η μεταβολή των μεγεθών αυτών οδηγεί σε

αλλαγή της θέσης των πόλων και των μηδενικών στη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος και θα μελετηθεί στη συνέχεια του κεφαλαίου. Προς το παρόν για την εύρεση των πόλων και των μηδενικών θεωρείται φορτίο αντίστασης R το οποίο αντιστοιχεί σε τιμή ρεύματος πηνίου $5A$ και τάση εξόδου $150V$ (50% της ονομαστικής τους). Επομένως οι τελικές συναρτήσεις μεταφοράς του συστήματος για $I_L = 5A$ και $V_o = 150V$ ($R = 30\Omega$) είναι οι ακόλουθες:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}(s) = \frac{7.648 \cdot 10^4 s + 1.574 \cdot 10^9}{s^2 + 572.3 s + 4.514 \cdot 10^6} \quad (5.41)$$

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}(s) = \frac{8.523 \cdot 10^5 s + 5.246 \cdot 10^7}{s^2 + 572.3 s + 4.514 \cdot 10^6}$$

Στο Σχήμα 5.15 παρουσιάζεται ο γεωμετρικός τόπος ριζών τόσο της συνάρτησης μεταφοράς της τάσης εξόδου όσο και του ρεύματος πηνίου ως προς τον βαθμό χρησιμοποίησης του διακόπτη (duty cycle). Παρατηρείται ότι και τα δύο συστήματα είναι 2^{ος} τάξης με αποτέλεσμα η διαδικασία υπολογισμού του αντισταθμιστή να είναι παρόμοια. Στη συνέχεια γίνεται ανάλυση της συνάρτησης μεταφοράς του ρεύματος πηνίου.



Σχήμα 5.15: Γεωμετρικός τόπος ριζών συνάρτησης μεταφοράς ρεύματος πηνίου (αριστερό) και τάσης εξόδου (δεξιά) ως προς το duty cycle κυκλώματος ισχύος 3^{ου} σταδίου. Απεικονίζεται μόνο το αριστερό ημιπίεδο.

5.10. Μετασχηματισμός συστήματος από συνεχές στο διακριτό χρόνο

Για την υλοποίηση του ψηφιακού αντισταθμιστή είναι απαραίτητος ο μετασχηματισμός του αντισταθμιστή που υπολογίστηκε, στο διακριτό χρόνο. Συχνά χρησιμοποιείται ο μετασχηματισμός τραπεζίου (Tustin / Bilinear transform), που αποτελεί προσεγγιστική μέθοδο και σύμφωνα με την οποία ισχύει ότι:

$$s = \frac{1}{T} \cdot \ln(z) \approx \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (5.42)$$

Σημαντικότερη ιδιότητα του μετασχηματισμού αυτού είναι ότι διατηρείται η ευστάθεια των συστημάτων συνεχούς χρόνου στο διακριτό χρόνο. Επομένως η εφαρμογή του μετασχηματισμού δεν θα εισάγει αστάθεια στην εξίσωση διαφορών, που εκτελείται εν τέλει από το μικροελεγκτή. Εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό Tustin στη συνάρτηση μεταφοράς του αντισταθμιστή $3p3z$, της σχέσης (5.4), μετασχηματίζεται στο πεδίο z ως εξής:

$$H_d(z) = H_a(s) \Big|_{s=\frac{2 \cdot z-1}{T_s \cdot z+1}} = \frac{T_s \cdot G \cdot \left(\frac{2 \cdot (z-1)}{T_s \cdot z_1 \cdot (z+1)} + 1 \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot (z-1)}{T_s \cdot z_2 \cdot (z+1)} + 1 \right) \cdot (z+1)}{\left(\frac{2 \cdot (z-1)}{T_s \cdot p_1 \cdot (z+1)} + 1 \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot (z-1)}{T_s \cdot p_2 \cdot (z+1)} + 1 \right) \cdot 2 \cdot (z-1)} \quad (5.43)$$

Η σχέση (5.43) μπορεί να γραφεί επίσης σε μορφή πολυωνύμου:

$$H_d(z) = \frac{u[z]}{e[z]} = \frac{B_0 + B_1 \cdot z^{-1} + B_2 \cdot z^{-2} + B_3 \cdot z^{-3}}{1 + A_1 \cdot z^{-1} + A_2 \cdot z^{-2} + A_3 \cdot z^{-3}} \quad (5.44)$$

Όπου $u[z]$ η έξοδος του αντισταθμιστή και $e[z]$ η είσοδος του. Η εξίσωση διαφορών του συστήματος που προκύπτει τελικά είναι:

$$u[n] = B_0 \cdot e[n] + B_1 \cdot e[n-1] + B_2 \cdot e[n-2] + B_3 \cdot e[n-3] + A_1 \cdot u[n-1] + A_2 \cdot u[n-2] + A_3 \cdot u[n-3] \quad (5.45)$$

Οι συντελεστές B και A προκύπτουν από τη σχέση (5.44). Σημειώνεται ότι ο συντελεστής κέρδους G επιλέγεται κατάλληλα, ώστε η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους να λαμβάνει την επιθυμητή τιμή. Επίσης επιλέχθηκε συχνότητα δειγματοληψίας 6250Hz για τη τάση και 12500Hz για το ρεύμα. Ο αντισταθμιστής $3p3z$ παρέχει δύο πόλους από τους οποίους απαιτείται μόνο ο ένας για την απαλοιφή του μηδενικού του συστήματος. Ο 2^{ος} πόλος τοποθετείται κοντά στη συχνότητα δειγματοληψίας με στόχο την απόρριψη υψηλότερων συχνοτήτων. Περισσότερα για το θόρυβο, τη συχνότητα δειγματοληψίας και το φιλτράρισμα της ανάδρασης αναφέρονται στη συνέχεια στην ενότητα 5.12. Οι τιμές των συντελεστών υπολογίζονται από τους ακόλουθους τύπους:

$$\begin{aligned} B_0 &= \frac{T_s \cdot G \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot (T_s \cdot z_1 + 2) \cdot (T_s \cdot z_2 + 2)}{2 \cdot z_1 \cdot z_2 \cdot (T_s \cdot p_1 + 2) \cdot (T_s \cdot p_2 + 2)} \\ B_1 &= \frac{T_s \cdot G \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot (2 \cdot T_s \cdot z_1 + 2 \cdot T_s \cdot z_2 + 3 \cdot T_s^2 \cdot z_1 \cdot z_2 - 4)}{2 \cdot z_1 \cdot z_2 \cdot (T_s \cdot p_1 + 2) \cdot (T_s \cdot p_2 + 2)} \\ B_2 &= -\frac{T_s \cdot G \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot (2 \cdot T_s \cdot z_1 + 2 \cdot T_s \cdot z_2 - 3 \cdot T_s^2 \cdot z_1 \cdot z_2 + 4)}{2 \cdot z_1 \cdot z_2 \cdot (T_s \cdot p_1 + 2) \cdot (T_s \cdot p_2 + 2)} \\ B_3 &= \frac{T_s \cdot G \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot (T_s \cdot z_1 - 2) \cdot (T_s \cdot z_2 - 2)}{2 \cdot z_1 \cdot z_2 \cdot (T_s \cdot p_1 + 2) \cdot (T_s \cdot p_2 + 2)} \\ A_1 &= \frac{2 \cdot T_s \cdot p_1 + 2 \cdot T_s \cdot p_2 - T_s^2 \cdot p_1 \cdot p_2 + 12}{(T_s \cdot p_1 + 2) \cdot (T_s \cdot p_2 + 2)} \end{aligned} \quad (5.46)$$

$$A_2 = \frac{2 \cdot T_s \cdot p_1 + 2 \cdot T_s \cdot p_2 + T_s^2 \cdot p_1 \cdot p_2 - 12}{(T_s \cdot p_1 + 2) \cdot (T_s \cdot p_2 + 2)}$$

$$A_3 = \frac{(T_s \cdot p_1 - 2) \cdot (T_s \cdot p_2 - 2)}{(T_s \cdot p_1 + 2) \cdot (T_s \cdot p_2 + 2)}$$

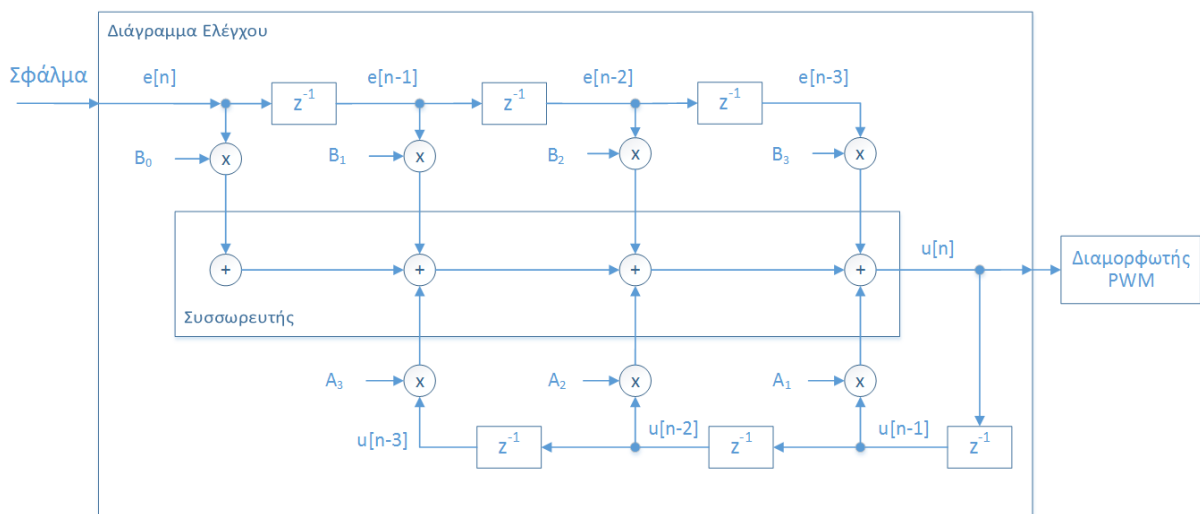
Τέλος στον Πίνακα 5.1 παρατίθενται οι τιμές των συντελεστών των τελικών εξισώσεων διαφορών των αντισταθμιστών τάσης και ρεύματος του συστήματος:

Πίνακας 5.1. Τιμές συντελεστών των εξισώσεων διαφοράς των αντισταθμιστών 3ρ3z του ελεγκτή τάσης και ρεύματος..

	Συντελεστές Αντισταθμιστή Τάσης	Συντελεστές Αντισταθμιστή ρεύματος
G	511	5407
A₁	0.2538	1.4931
A₂	0.6236	0.0064
A₃	0.1226	-0.4995
B₀	0.711	0.0569
B₁	-0.5740	-0.0528
B₂	-0.6346	-0.0553
B₃	0.6505	0.0544

5.11. Υλοποίηση Εξίσωσης Διαφορών Αντισταθμιστή

Η εξίσωση διαφορών υλοποιήθηκε σε γλώσσα μηχανής (assembly) και έγινε χρήση ειδικών εντολών επεξεργασίας σήματος (DSP εντολές) για την ελαχιστοποίηση του χρόνου εκτέλεσης στον μικροελεγκτή. Ο αλγόριθμος υπολογισμού απεικονίζεται στο Σχήμα 5.16 σε μορφή διαγράμματος ροής. Η έξοδος του αντισταθμιστή τροφοδοτεί τον ενσωματωμένο διαμορφωτή εύρους παλμών, ο οποίος παράγει το σήμα οδήγησης του διακοπτικού στοιχείου του κυκλώματος ισχύος. Ο μικροελεγκτής υπολογίζει τα μερικά γινόμενα σε ένα κύκλο ρολογιού, με αποτέλεσμα ο υπολογισμός της εξίσωσης διαφορών του αντισταθμιστή να απαιτεί συνολικά μόλις επτά κύκλους.



Σχήμα 5.16: Διάγραμμα ροής σήματος αλγόριθμου υλοποίησης ελεγκτή με αντιστάθμιση 3ρ3z. Για την εύρεση της εξόδου απαιτείται η εκτέλεση 7 πολλαπλασιασμών και αθροισμάτων.

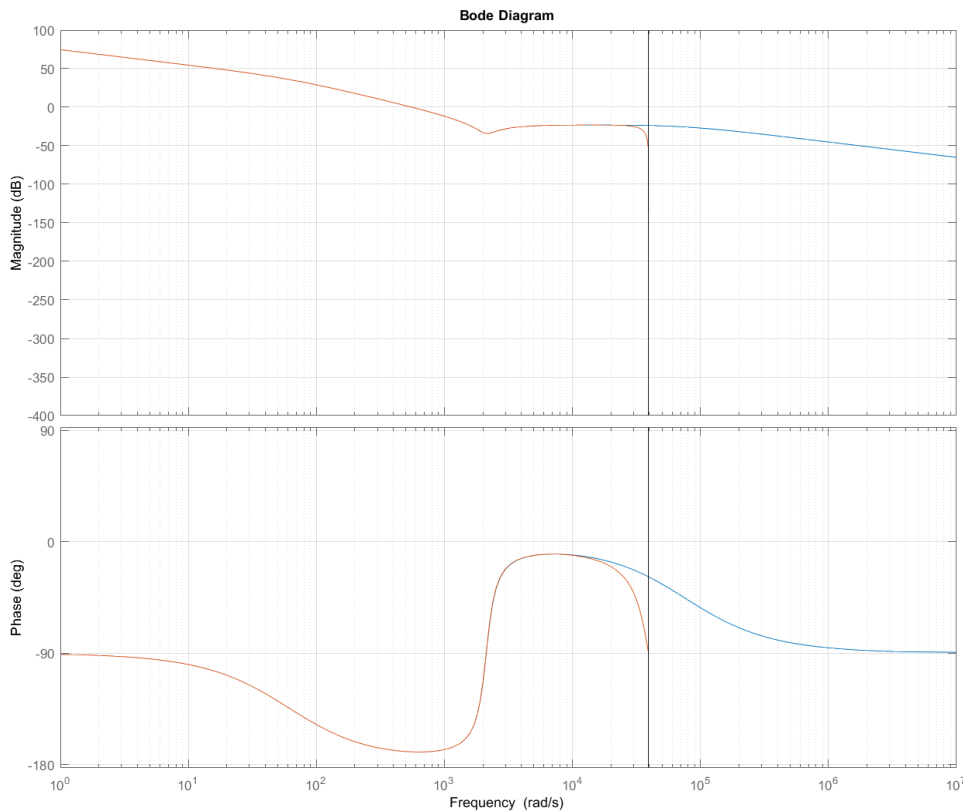
5.12. Επίδραση θορύβου στον έλεγχο του συστήματος

Με την εφαρμογή του αντισταθμιστή $3\pi 3Z$ το σύστημα κλειστού βρόχου έχει πλέον μόνο ένα πόλο. Η ρύθμιση του εύρους ζώνης γίνεται ανάλογα με την αλλαγή του κέρδους G χαμηλών συχνοτήτων της σχέσης (5.4). Επομένως, η αύξηση της τιμής του κέρδους G έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της συχνότητας μοναδιαίου κέρδους (ω_c) και η μείωση το αντίστροφο. Εφαρμόζοντας ανάδραση κέρδους K με τιμή αρκετά μικρότερη της μονάδας προκύπτει η ακόλουθη προσέγγιση του κέρδους κλειστού βρόχου στη συχνότητα ω_c :

$$H(\omega_c) \cong 1$$

$$H_{CL}(\omega_c) = \frac{H(\omega_c)}{1 + K \cdot H(\omega_c)} = \frac{1}{1 + K} \cong 1 \quad (5.47)$$

Επισημαίνεται ότι το κέρδος κλειστού βρόχου έχει επίσης τιμή ίση με τη μονάδα για συχνότητες μικρότερες της ω_c . Για μεγαλύτερες συχνότητες όμως το κέρδος κλειστού βρόχου μειώνεται με τον ίδιο ρυθμό με το κέρδος ανοικτού βρόχου.



Σχήμα 5.17: Διάγραμμα σύγκρισης κέρδους και φάσης αντισταθμιστή στο συνεχές (μπλε) και διακριτό χώρο (κόκκινο). Η κάθετη μαύρη γραμμή είναι το όριο της συχνότητας Nyquist.

Η αλλαγή της τιμής της παραμέτρου G έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της τιμής των παραμέτρων B_n της συνάρτησης διαφορών του αντισταθμιστή, το οποίο φαίνεται από τις σχέσεις (5.47). Επομένως η επίτευξη ταχύτερων χρόνων απόκρισης και η αύξηση του εύρους

ζώνης απαιτούν μεγαλύτερη ενίσχυση του σφάλματος $e[n]$. Όμως η τιμή που παρέχεται στον αντισταθμιστή περιέχει θόρυβο, ο οποίος παράγεται κυρίως από τα διακοπτικά στοιχεία του συστήματος. Η αύξηση της παραμέτρου G έχει ως αποτέλεσμα την ενίσχυση του θορύβου που λαμβάνει ο μικροελεγκτής, το οποίο οδηγεί σε τυχαίες διακυμάνσεις της εξόδου.

Σύμφωνα με το θεώρημα Nyquist το μέγιστο θεωρητικό εύρος ζώνης του αντισταθμιστή είναι ίσο με το $\frac{1}{2}$ της συχνότητας δειγματοληψίας. Στο Σχήμα 5.17 φαίνονται τα διαγράμματα κέρδους και φάσης του αντισταθμιστή ρεύματος πηνίου στο διακριτό και συνεχές χώρο.

Παρατηρείται ότι ο μετασχηματισμός τραπεζίου προσεγγίζει ικανοποιητικά το κέρδος. Όμως κοντά στο όριο συχνότητας Nyquist η φάση παρουσιάζει σημαντικό σφάλμα μειώνοντας επομένως το περιθώριο φάσης του αντισταθμιστή. Αυτό έχει αρνητικές συνέπειες στην ευστάθεια του συστήματος και για να αποφευχθεί επιλέγεται συνήθως συχνότητα μοναδιαίου κέρδους μικρότερη από το $\frac{1}{5}$ της συχνότητας δειγματοληψίας.

Για την αντιμετώπιση του θορύβου μπορεί να εφαρμοστεί ψηφιακό φίλτρο μέσης τιμής. Η μέση τιμή είναι αποτελεσματική για τη μείωση του θορύβου, διότι είναι ασυσχέτιστος. Όμως η εφαρμογή μέσης τιμής n δειγμάτων στο σήμα, έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της συχνότητας δειγματοληψίας του φιλτραρισμένου σήματος n φορές. Ο αριθμός δειγμάτων του μέσου όρου που απαιτείται εξαρτάται από τα επίπεδα θορύβου στο κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα και από την επιθυμητή κυμάτωση λόγω θορύβου στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Τελικά εφαρμόστηκε μέσος όρος 16 δειγμάτων για τη τάση με συχνότητα δειγματοληψίας 6250Hz. Επιλέχθηκε συχνότητα μοναδιαίου κέρδους 300Hz. Αντίστοιχα για το ρεύμα εφαρμόστηκε μέσος όρος 8 δειγμάτων με συχνότητα δειγματοληψίας 12500Hz και συχνότητα μοναδιαίου κέρδους 2KHz.

5.13. Σφάλμα Κβαντισμού Ψηφιακού Αντισταθμιστή

Η χρήση ψηφιακού ελέγχου έχει ως αποτέλεσμα την εισαγωγή σφάλματος κβαντισμού στο σύστημα. Ειδικότερα εμφανίζεται σφάλμα κβαντισμού, τόσο κατά τη μέτρηση των σημάτων ανάδρασης από τον μετατροπέα A/D, όσο και σήμα ελέγχου του βαθμού χρησιμοποίησης (διαμορφωτής PWM).

5.13.1. Σφάλμα Κβαντισμού Εισόδου

Ο A/D μετατροπέας του μικροελεγκτή, έχει ανάλυση 12bits και η ανάδραση τάσης έχει κέρδος:

$$\beta_V = \frac{3.1716}{300} \quad (5.48)$$

Άρα το σφάλμα κβαντισμού κατά τη μέτρηση τάσης είναι ίσο με:

$$V_{INerror} = \frac{300}{\frac{3.1716}{3.3} \cdot (2^{12} - 1)} \cong 76.23mV \quad (5.49)$$

Ομοίως η ανάδραση ρεύματος έχει κέρδος:

$$\beta_I = \frac{1}{5} \quad (5.50)$$

Επομένως το σφάλμα κβαντισμού κατά τη μέτρηση ρεύματος είναι ίσο με:

$$I_{INerror} = \frac{10}{\frac{\left(\frac{10}{5}\right)}{3,3} \cdot (2^{12} - 1)} \cong 4.03mA \quad (5.51)$$

5.13.2. Σφάλμα Κβαντισμού Εξόδου

Ο διαμορφωτής PWM έχει ανάλυση 10.000 τιμών σε συχνότητα λειτουργίας 100KHz και το εύρος που χρησιμοποιήθηκε αξιοποιεί τιμές 0-9000. (Δηλαδή περιορίζεται το duty cycle του διαμορφωτή στο 90%). Επομένως το ελάχιστο βήμα του βαθμού χρησιμοποίησης είναι 1/9000. Η ακρίβεια ελέγχου της τάσης εξόδου, λόγω κβαντισμού διαμορφωτή υπολογίζεται:

$$d = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \Leftrightarrow V_{OUTerror} = \frac{1 \cdot 350}{9000} \cong 39mV \quad (5.52)$$

Για την εύρεση της ακρίβειας στον έλεγχο ρεύματος πρέπει να ληφθεί υπ' όψη το φορτίο της εξόδου αντίστασης R (όπου R = 30Ohm φορτίο για τιμές ρεύματος και τάσης στο 50% των ονομαστικών τους τιμών):

$$d = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}, I_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{R} \Leftrightarrow I_{OUTerror} = \frac{1 \cdot 350}{9000 \cdot R} \cong 1.3mA \quad (5.53)$$

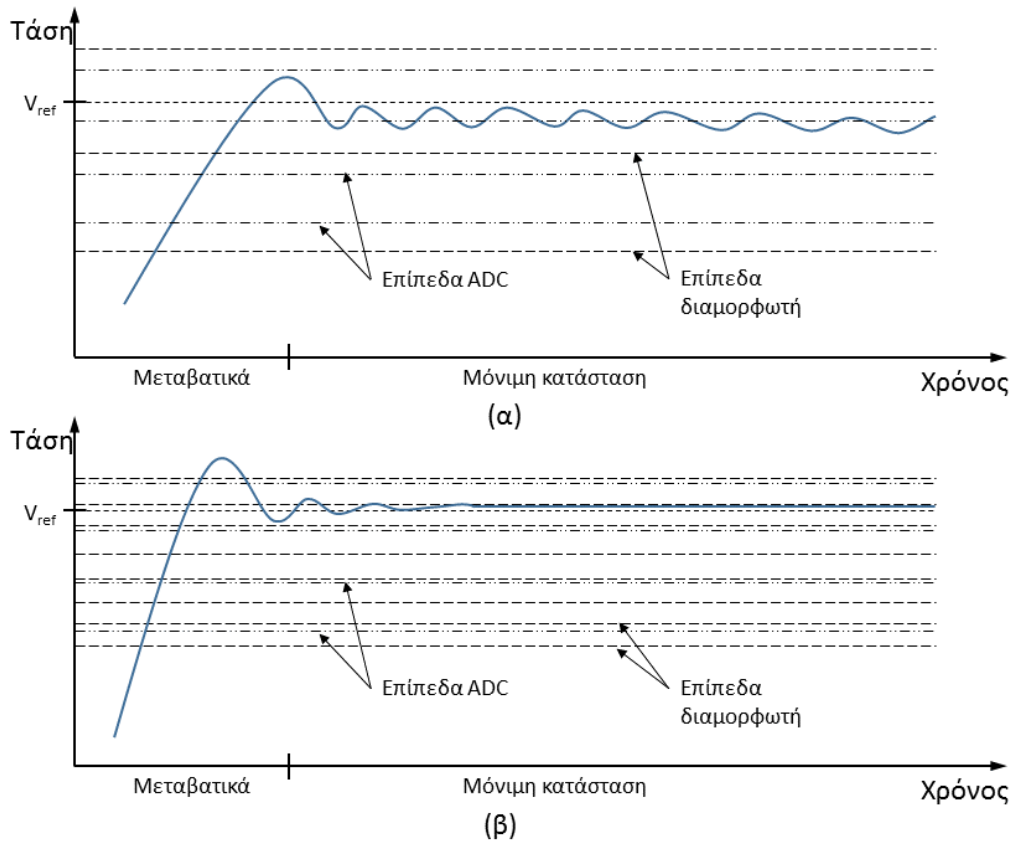
Διαπιστώνεται ότι η ελάττωση της ισοδύναμης ωμικής αντίστασης του φορτίου έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του σφάλματος κβαντισμού. Αυτό συμβαίνει, διότι απαιτείται μικρότερο εύρος βαθμού χρησιμοποίησης (duty cycle) για τη ρύθμιση του ρεύματος.

5.13.3. Επίδραση Σφάλματος Κβαντισμού στη Μόνιμη Κατάσταση

Το σφάλμα κβαντισμού στην είσοδο έχει ως αποτέλεσμα την εισαγωγή σταθερού σφάλματος στη μόνιμη κατάσταση με μέγιστη απόκλιση της εξόδου από την τάση/ρεύμα αναφοράς εξόδου όσο προέκυψε από τις σχέσεις (5.49) και (5.51). Αντίθετα το σφάλμα κβαντισμού στην έξοδο μπορεί να οδηγήσει σε αστάθεια στη μόνιμη κατάσταση, όταν η ανάλυση της εξόδου είναι μικρότερη από την ανάλυση της εισόδου. [15]

Αυτό το φαινόμενο παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.18. Στο διάγραμμα (α) του σχήματος αυτού η ανάλυση εξόδου είναι μικρότερη από την είσοδο. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μετάβαση της

εξόδου μεταξύ δύο επιπέδων μέτρησης του A/D του μικροελεγκτή, άρα αστάθεια στη μόνιμη κατάσταση. Αντίθετα στο διάγραμμα (β) του ίδιου σχήματος η έξοδος έχει διπλάσια ανάλυση από την είσοδο. Σε αυτή τη περίπτωση το σύστημα μπορεί να ισορροπήσει κοντά στην τιμή αναφοράς της εξόδου.



Σχήμα 5.18: Επίδραση σφάλματος κβαντισμού διαμορφωτή εξόδου στη μόνιμη κατάσταση. Στο διάγραμμα (α) η ανάλυση της εξόδου είναι μικρότερη από την είσοδο, το οποίο οδηγεί σε αστάθεια. Στο διάγραμμα (β) η έξοδος έχει διπλάσια ανάλυση από την είσοδο με αποτέλεσμα να έχουμε ισορροπία στη μόνιμη κατάσταση.

Στην περίπτωση του μετατροπέα υποβιβασμού του φορτιστή, κατά τον έλεγχο ρεύματος, η ανάλυση εξόδου εξαρτάται από το φορτίο. Η ελάχιστη τιμή φορτίου για την οποία δεν προκαλείται αστάθεια λόγω σφάλματος κβαντισμού είναι:

$$R_{MIN} = \frac{350}{9000 \cdot 4.03 \cdot 10^{-3}} \cong 9.650hm \quad (5.54)$$

5.14. Προσαρμογή Συντελεστών Ψηφιακού Αντισταθμιστή (Gain Scheduling)

Η διαδικασία προσαρμογής των συντελεστών του αντισταθμιστή ως συνάρτηση του χρόνου, των συνθηκών λειτουργίας ή ειδικών παραμέτρων του συστήματος ονομάζεται προσαρμοζόμενος έλεγχος (gain scheduling). Ο προσαρμοζόμενος έλεγχος αποτελεί τη πιο διαδεδομένη σχεδιαστική προσέγγιση ελέγχου μη γραμμικών συστημάτων με ευρείες εφαρμογές (πχ συστήματα ελέγχου πτήσης). [16]

Στόχος της προσαρμογής των συντελεστών του αντισταθμιστή είναι η γραμμικοποίηση της συναρτήσεως μεταφοράς του συστήματος. Αυτό επιτυγχάνεται συνήθως κατασκευάζοντας περιοχές λειτουργίας για κάθε παράμετρο (η οποία προκαλεί αλλαγή στη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος) και νέους αντίστοιχους συντελεστές. Η προσαρμογή συντελεστών ενδείκνυται και εφαρμόζεται εύκολα όταν οι παράμετροι υπό εξέταση αλλάζουν αργά σε σχέση με το εύρος ζώνης του συστήματος υπό έλεγχο.

Στο σύστημα που σχεδιάστηκε, βασική παράμετρος που επηρεάζει τη θέση των πόλων που προκαλούν ανεπιθύμητη ταλάντωση είναι η τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου και εξαρτάται από τη DC τιμή ρεύματος του πηνίου καθώς και η ισοδύναμη ωμική αντίσταση του φορτίου. Εξαιτίας της ύπαρξης του φίλτρου LC στην έξοδο, η DC τιμή ρεύματος πηνίου αλλάζει πιο αργά από το εύρος ζώνης του συστήματος. Ειδικότερα το LC φίλτρο έχει συχνότητα συντονισμού $f \cong 350\text{Hz}$ ενώ ο ελεγκτής ρεύματος έχει εύρος ζώνης 2KHz. Αυτό καθιστά δυνατή την εφαρμογή προσαρμοζόμενου ελέγχου. [16] Με την αλλαγή των συντελεστών του αντισταθμιστή ρεύματος τα μηδενικά του αντισταθμιστή πετυχαίνουν με μεγαλύτερη ακρίβεια τους πόλους του συστήματος αυξάνοντας δραστικά το περιθώριο φάσης. Επιλέχθηκαν 13 περιοχές λειτουργίας από 2A μέχρι 14A με βήμα 1A. Στον Πίνακα 5.2 παρουσιάζονται οι παράμετροι του αντισταθμιστή ρεύματος για ρεύμα αναφοράς 2A, 5A και 10A.

Πίνακας 5.2. Παράμετροι ψηφιακού αντισταθμιστή 3p3z για ρεύμα αναφοράς 2A, 5A και 10A.

Ρεύμα αναφοράς	2A	5A	10A
G	13486	5407	2714
A_1	1.496	1.4931	1.4882
A_2	0.0049	0.0064	0.0088
A_3	-0.501	-0.4995	-0.4971
B_0	0.0613	0.0569	0.0495
B_1	-0.0574	-0.0528	-0.0452
B_2	-0.0597	-0.0553	-0.0479
B_3	0.059	0.0544	0.0468

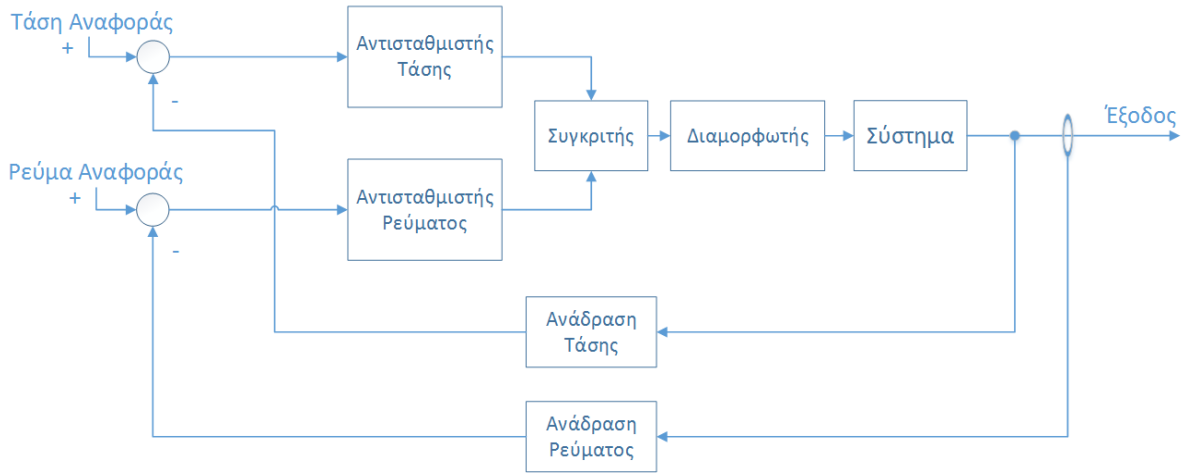
5.15. Περιορισμός Ρεύματος και Τάσης

Οι αντισταθμιστές 3p3z τάσης και ρεύματος που υλοποιήθηκαν ελέγχουν, είτε την τάση, είτε το ρεύμα εξόδου. Για την ταυτόχρονη επιβολή περιορισμού τόσο στη τάση, όσο και στο ρεύμα εξόδου απαιτείται η χρήση δύο αντισταθμιστών. Σε αυτή την περίπτωση οι τιμές αναφοράς τάσης και ρεύματος αποτελούν μέγιστα όρια τάσης και ρεύματος και το σύστημα λειτουργεί ανάλογα με το φορτίο ως πηγή τάσης ή ως πηγή ρεύματος.

Στο Σχήμα 5.19 φαίνεται το block διάγραμμα του τελικού ελεγκτή που υλοποιήθηκε. Ο ελεγκτής χρησιμοποιεί δύο αντισταθμιστές με προσαρμοζόμενους συντελεστές. Οι έξοδοι των αντισταθμιστών συγκρίνονται μέσω λογισμικού και στο διαμορφωτή εύρους παλμών τροφοδοτείται πάντα η χαμηλότερη έξοδος. Η επιλογή της χαμηλότερης εξόδου εξασφαλίζει ότι η τάση εξόδου δεν θα ξεπεράσει την τάση αναφοράς κατά την εφαρμογή ελέγχου ρεύματος και το αντίστροφο.

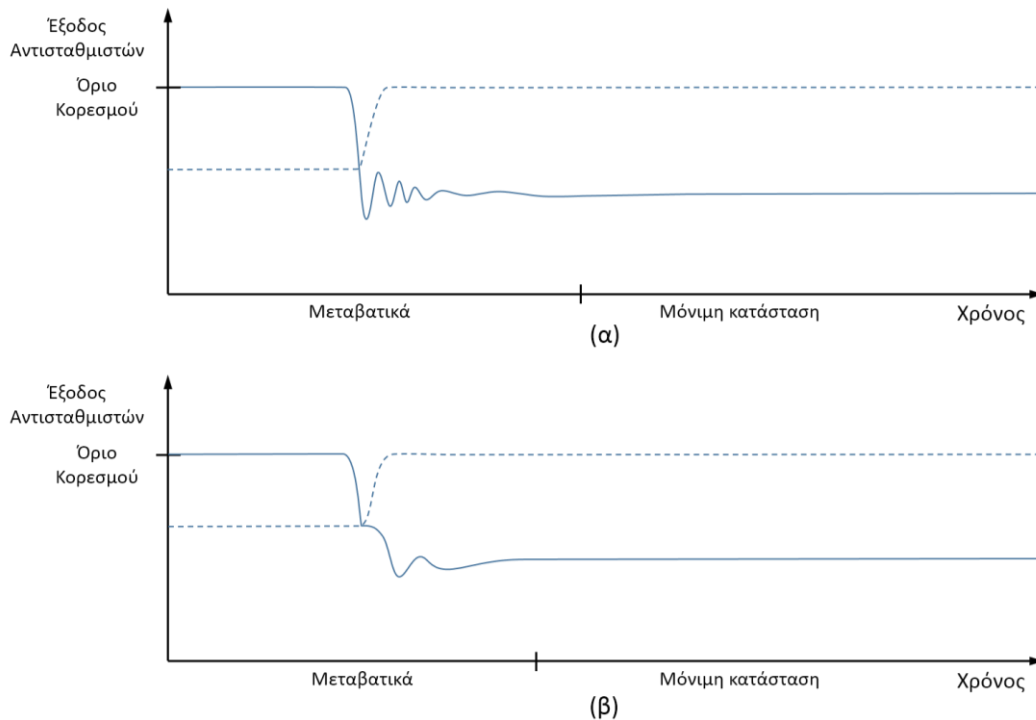
Η εναλλαγή όμως του σήματος ελέγχου από αντισταθμιστή ρεύματος σε τάσης και το αντίστροφο, ενδέχεται να οδηγήσει σε ταλαντώσεις, υπό ορισμένες συνθήκες λειτουργίας. Για

παράδειγμα στο Σχήμα 5.20 (α) όταν το σύστημα ελέγχει την τάση εξόδου (διακεκομμένη γραμμή) ο αντισταθμιστής ρεύματος (συμπαγής γραμμή) βρίσκεται σε κορεσμό.



Σχήμα 5.19: Block διάγραμμα ελεγκτή συστήματος με επιβολή περιορισμού τάσης και ρεύματος στην έξοδο.

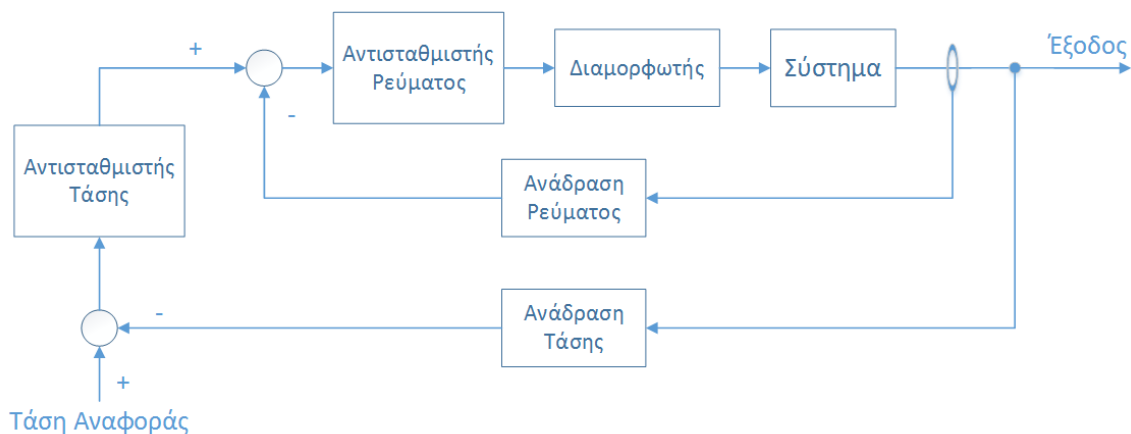
Με την αύξηση του φορτίου, το ρεύμα εξόδου αυξάνεται με αποτέλεσμα κάποια στιγμή να ισούται με το ρεύμα αναφοράς. Μόλις γίνει αυτό η έξοδος του αντισταθμιστή ρεύματος ελαττώνεται ταχύτατα. Τη στιγμή που γίνεται μικρότερη η έξοδος του αντισταθμιστή ρεύματος από τον αντισταθμιστή τάσης ο συγκριτής επιλέγει τον αντισταθμιστή ρεύματος. Όμως η αδράνεια (λόγω πόλων), που παρουσιάζει ο αντισταθμιστής ρεύματος όταν ξεπεράσει το σημείο εναλλαγής, προκαλεί βύθιση της εξόδου η ακόμη και ταλαντώσεις (όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.20 (α)).



Σχήμα 5.20: Έξοδος αντισταθμιστών τάσης (διακεκομμένη γραμμή) και ρεύματος (συμπαγής γραμμή) κατά την αλλαγή λειτουργίας του συστήματος από πηγή τάσης σε πηγή ρεύματος. Στο διάγραμμα (β) έχει εφαρμοστεί μηδενισμός του ιστορικού του αντισταθμιστή ρεύματος κατά την αλλαγή μειώνοντας τις ταλαντώσεις σε αντίθεση με το διάγραμμα (α).

5.16. Έλεγχος Current Mode

Ο έλεγχος της τάσης εξόδου του συστήματος που περιεγράφηκε στις προηγούμενες ενότητες χρησιμοποιεί έναν αντισταθμιστή τάσης με ανάδραση τάσης εξόδου (Σχήμα 5.3). Αυτή η μέθοδος ελέγχου της τάσης ονομάζεται Voltage Mode Control. Εναλλακτική μέθοδος ελέγχου της τάσης εξόδου αποτελεί το Current Mode Control, το οποίο ελέγχει την τάση εξόδου μέσω ελέγχου ρεύματος. Στο Σχήμα 5.21 απεικονίζεται το block διάγραμμα ελεγκτή Current mode. Ο ελεγκτής Current mode χρησιμοποιεί ένα βρόχο με ανάδραση ρεύματος μεγάλου εύρους ζώνης. Το ρεύμα αναφοράς αυτού του βρόχου παρέχεται από έναν δεύτερο αντισταθμιστή τάσης με αρκετά μικρότερο εύρος ζώνης. Στον αντισταθμιστή τάσης παρέχεται η τάση αναφοράς και η ανάδραση τάσης της εξόδου.



Σχήμα 5.21: Block διάγραμμα ελεγκτή τάσης current mode.

Ο έλεγχος Current mode χρησιμοποιείται πολύ συχνά σε τροφοδοτικά και εν γέννη στους φορτιστές συσσωρευτών. Κατά τη χρήση Voltage mode ελέγχου είναι δυνατόν να δημιουργηθούν ταλαντώσεις στο ρεύμα εξόδου υπό ορισμένες συνθήκες. Ειδικότερα η χρήση μη γραμμικών φορτίων (όπως οι συσσωρευτές Λιθίου) σε συνδυασμό με την ύπαρξη σφάλματος κβαντισμού (όταν εφαρμόζεται ψηφιακός έλεγχος) καθιστούν την εφαρμογή Voltage mode ελέγχου ακατάλληλη. Το σφάλμα κβαντισμού είναι ποσοστιαία μεγαλύτερο όταν το σύστημα λειτουργεί σε χαμηλές τιμές εξόδου σε σχέση με τις ονομαστικές τιμές ρεύματος και τάσης. Επομένως στη περίπτωση της φόρτισης συσσωρευτών, μικρή διόρθωση της τάσεως εξόδου προκαλεί μεγάλη μεταβολή στο ρεύμα εξόδου του συστήματος.

Τα πλεονεκτήματα που παρουσιάζει η χρήση ελέγχου Current mode είναι τα εξής:

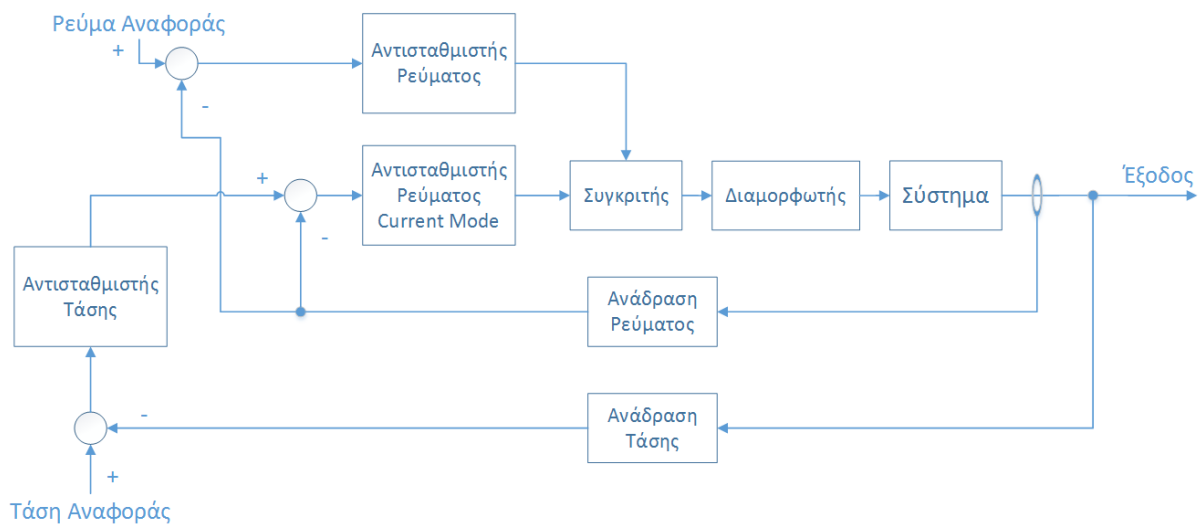
- Ο αντισταθμιστής τάσης έχει σημαντικά απλούστερη συνάρτηση μεταφοράς και είναι ευκολότερος στην υλοποίηση. Συγκεκριμένα για το μετατροπέα buck με χρήση Current mode ελέγχου, η συνάρτηση μεταφοράς τάσης είναι πρώτου βαθμού.
- Δυνατότητα αύξησης του εύρους ζώνης του συστήματος και ταχύτερης απόκρισης στα βηματικά φορτία σε σχέση με τον έλεγχο Voltage mode (εφόσον ο αντισταθμιστής ρεύματος έχει το απαιτούμενο εύρος ζώνης).
- Σταθερότερη έξοδος ρεύματος κατά τον έλεγχο τάσης και ανοχή σε ταλαντώσεις κατά την εφαρμογή εξαιρετικά μη γραμμικών φορτίων (όπως συσσωρευτές Λιθίου). Το περιθώριο ευστάθειας είναι αρκετά μεγαλύτερο από τον έλεγχο Voltage mode.

Αντίστοιχα τα μειονεκτήματα του ελέγχου Current mode είναι τα εξής:

- Η υλοποίηση είναι σημαντικά πολυπλοκότερη σε σχέση με το Voltage mode έλεγχο.
- Απαιτείται γρήγορος έλεγχος ρεύματος με μικρά επίπεδα θορύβου στο βρόχο ανάδρασης ρεύματος.
- Απαιτούνται δύο αντισταθμιστές εν σειρά, με αποτέλεσμα απαιτούνται περισσότεροι υπολογιστικοί πόροι στη περίπτωση του ψηφιακού ελέγχου.

5.16.1. Περιορισμός ρεύματος και τάσης σε έλεγχο current mode με χρήση τριών ανεξάρτητων ελεγκτών

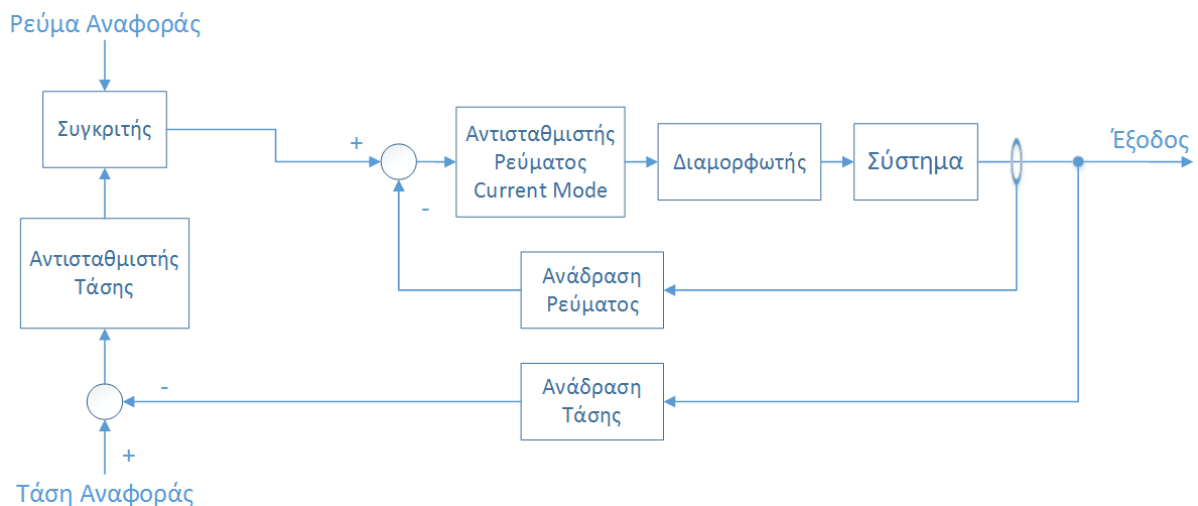
Ομοίως με τον έλεγχο Voltage mode μπορεί και στον Current mode έλεγχο να επιβληθεί ταυτόχρονος περιορισμός ρεύματος και τάσης στην έξοδο του συστήματος. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση ενός ξεχωριστού αντισταθμιστή ρεύματος ακριβώς όπως στον έλεγχο Voltage mode, το οποίο απεικονίζεται στο Σχήμα 5.19. Το block διάγραμμα του ελεγκτή Current mode με περιορισμό ρεύματος και τάσης παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.22. Η χρήση ανεξάρτητου αντισταθμιστή για την εφαρμογή του περιορισμού ρεύματος δίνει περισσότερες δυνατότητες ρύθμισης και βελτιστοποίησης των παραμέτρων του ψηφιακού ελεγκτή.



Σχήμα 5.22: Block διάγραμμα ελεγκτή συστήματος Current mode με επιβολή περιορισμού τάσης και ρεύματος στην έξοδο.

5.16.2. Περιορισμός ρεύματος και τάσης σε έλεγχο current mode με χρήση δύο ανεξάρτητων ελεγκτών

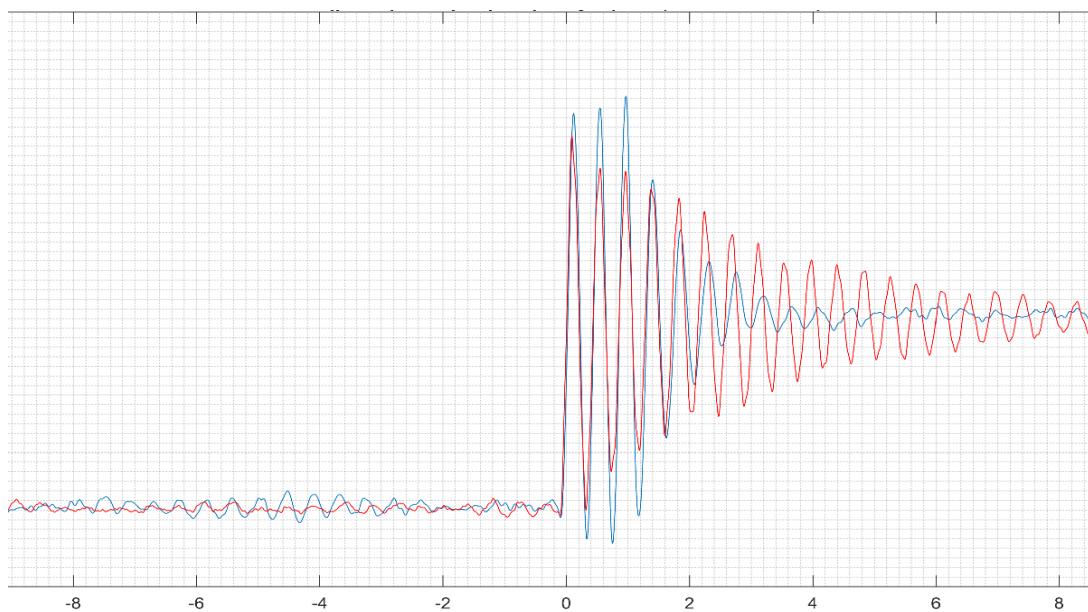
Εναλλακτικά είναι δυνατή η χρήση ενός αντισταθμιστή ρεύματος συγκρίνοντας την έξοδο του αντισταθμιστή τάσης με το ρεύμα αναφοράς και τροφοδοτώντας το αποτέλεσμα στο διαμορφωτή, το οποίο απεικονίζεται στο Σχήμα 5.23. Ακολουθώντας αυτή τη μέθοδο μειώνονται οι απαιτούμενοι υπολογιστικοί πόροι για την εφαρμογή του ελεγκτή, όμως δεν υπάρχει δυνατότητα εφαρμογής αντισταθμιστή διαφορετικών παραμέτρων κατά τον έλεγχο τάσης και κατά τον έλεγχο ρεύματος.



Σχήμα 5.23: Εφαρμογή περιορισμού τάσης και ρεύματος με έλεγχο Current mode με χρήση μόνο ενός αντισταθμιστή ρεύματος.

5.17. Συμπεράσματα

Παρόλο που επιχειρήθηκε η πλήρης απαλοιφή των πόλων του συστήματος, οι οποίοι προκαλούν ταλαντώσεις στη φυσική συχνότητα, αυτό δεν ήταν πάντα εφικτό. Ένας λόγος που συνεισφέρει σε αυτό είναι η αλλαγή της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος σε σχέση με την έξοδο (όπως αναφέρθηκε νωρίτερα) καθώς και η πεπερασμένη αριθμητική ακρίβεια στη περίπτωση των ψηφιακών αντισταθμιστών.



Σχήμα 5.24: Σύγκριση βηματικής απόκρισης ρεύματος πηνίου. Η απόκριση του συστήματος με προσαρμοζόμενο ελεγκτή (μπλέ χρώμα) παρουσιάζει σημαντικά μικρότερο χρόνο αποκατάστασης και μεγαλύτερη ευστάθεια από το σύστημα χωρίς προσαρμοζόμενο έλεγχο (κόκκινο χρώμα).

Για την επίλυση του προβλήματος των μεταβατικών φαινομένων κατά την εναλλαγή ελεγκτών έγινε μηδενισμός του ιστορικού ελέγχου του αντισταθμιστή που επιλέγεται από το συγκριτή κάθε φορά που αλλάζει η λειτουργία του συστήματος από πηγή τάσης σε ρεύματος και αντίστροφα. Αυτό απεικονίζεται στο Σχήμα 5.20 (β). Αν και αυξάνεται ο συνολικός χρόνος που

απαιτείται για να φτάσει η έξοδος του αντισταθμιστή στο σημείο αναφοράς, μειώνονται τα μεταβατικά φαινόμενα κατά την αλλαγή αντισταθμιστών σε πολύ μεγάλο βαθμό.

Στο Σχήμα 5.24 παρουσιάζεται η βηματική απόκριση του ρεύματος πηνίου μεταβάλλοντας βηματικά το ρεύμα αναφοράς με και χωρίς χρήση προσαρμοζόμενου ελέγχου. Όταν το σύστημα δεν έχει προσαρμοζόμενους συντελεστές αντισταθμιστή, επιλέγονται σταθεροί συντελεστές που αντιστοιχούν σε τιμή ρεύματος 5A (50% της ονομαστικής τιμής ρεύματος). Η τιμή ρεύματος πηνίου του διαγράμματος προέκυψε από ψηφιακό βαθυπερατό φίλτρο 5KHz το οποίο αφαιρεί εξ' ολοκλήρου τις διακοπτικές συχνότητες ρεύματος που υπερβαίνουν τα 100KHz. Περισσότερες λεπτομέρειες και μετρήσεις για τη βελτίωση λόγω εφαρμογής αντισταθμιστή προσαρμοζόμενων συντελεστών (gain scheduling) αναφέρονται στο κεφάλαιο 8.

6. Βοηθητικά κυκλώματα ελέγχου και προστασίες

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται σύντομη αναφορά στο ρόλο και τη λειτουργία των βοηθητικών κυκλωμάτων προστασίας, τα οποία σχεδιάστηκαν με στόχο να προστατεύσουν το σύστημα από ακραίες συνθήκες λειτουργίας, όπως υπερθέρμανση, υπερφόρτωση, βραχυκύκλωμα κλπ.

6.1. Αισθητήρες συστήματος

6.1.1. Αισθητήρες Θερμοκρασίας

Η μέτρηση της θερμοκρασίας κρίσιμων στοιχείων ενός κυκλώματος ισχύος έχει ιδιαίτερη σημασία, διότι μπορεί να προστατεύσει το σύστημα από πιθανή υπερθέρμανση ή και καταστροφική βλάβη. Οι μοντέρνοι μικροελεγκτές διαθέτουν μεγάλο πλήθος αναλογικών εισόδων και μετατροπέων αναλογικού σήματος σε ψηφιακό, με αποτέλεσμα να μην απαιτείται η υλοποίηση περίπλοκου αναλογικού κυκλώματος για τη μέτρηση θερμοκρασιών.

Για τη μέτρηση των θερμοκρασιών χρησιμοποιήθηκαν αισθητήρες NTC thermistor με κεραμικό περίβλημα, οι οποίοι έχουν εύρος λειτουργίας -40°C έως 125°C . Οι τρεις αισθητήρες προσαρμόστηκαν (α) στην ψήκτρα των διακοπτικών στοιχείων, (β) στον πυρήνα του πηνίου του 3^{ου} σταδίου ισχύος και (γ) στον πυρήνα του μετασχηματιστή του 2^{ου} σταδίου ισχύος. Οι μέγιστες επιτρεπόμενες θερμοκρασίες της ψήκτρας και των πυρήνων που επιλέχθηκαν είναι 70°C και 100°C αντίστοιχα. Εναλλακτικά ήταν δυνατή η χρήση ολοκληρωμένου γραμμικού αισθητήρα θερμοκρασίας, ο οποίος έχει ελάχιστη κατανάλωση και γραμμική έξοδο, προσφέροντας επομένως μεγαλύτερη ακρίβεια κατά τη μέτρηση και μικρότερο υπολογιστικό κόστος εξαγωγής της τιμής της θερμοκρασίας μέσω λογισμικού. Όμως επειδή δεν απαιτείται μεγάλη ακρίβεια κατά τη μέτρηση επιλέχθηκαν NTC thermistors.

Τα thermistors μετρήθηκαν με στόχο την εξαγωγή της χαρακτηριστικής τους καμπύλης. Χρησιμοποιήθηκαν 3 ανεξάρτητα στοιχεία και έγινε λήψη παράλληλων μετρήσεων. Οι μετρήσεις παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.1:

Πίνακας 6.1. Μετρήσεις αντίστασης NTC thermistor υπό διάφορες θερμοκρασίες και μέσος όρος.

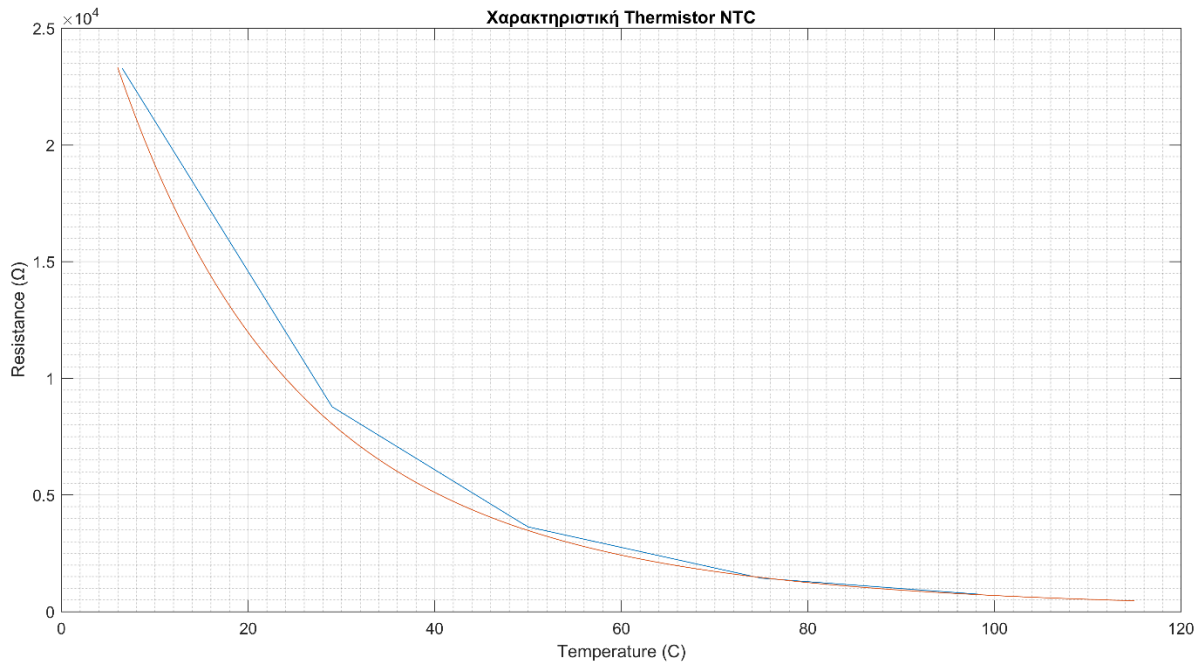
Θερμοκρασία ($^{\circ}\text{C}$)	Αντίσταση 01 (Ω)	Αντίσταση 02 (Ω)	Αντίσταση 03 (Ω)	Μέσος Όρος (Ω)
6,5	23210	24040	23280	23510
29	8810	8630	8780	8740
50	3760	3580	3630	3657
75	1414	1395	1430	1413
98,5	740	751	736	742

Επίσης, η μέτρηση θερμοκρασίας έγινε με ακρίβεια $0,5^{\circ}\text{C}$ ενώ η μέτρηση της αντίστασης είχε τέσσερα σημαντικά ψηφία. Από τις μετρήσεις των 3 ανεξάρτητων thermistor υπολογίστηκε ο μέσος όρος των αντιστάσεων τους.

Χρησιμοποιώντας τη προσεγγιστική εξίσωση Steinhart – Hart για την αντίσταση των thermistor, αγνοώντας τον όρο c , ο οποίος είναι σημαντικά μικρότερος από τον a και b και θέτοντας $b = \frac{1}{B}$, $a = \frac{1}{T_0} - \frac{1}{B} \cdot \ln R_0$ ισχύει ότι:

$$\frac{1}{T} = a + b \cdot \ln R + c \cdot (\ln R)^3 \Leftrightarrow R = R_0 e^{-B\left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T}\right)} \quad (6.1)$$

Όπου T η θερμοκρασία του thermistor σε μονάδες Kelvin και R_0 και T_0 ένα ζεύγος τιμών θερμοκρασίας και αντίστασης. Προσαρμόζοντας τον όρο B κατάλληλα στη σχέση (6.1) κατασκευάσαμε καμπύλη που προσεγγίζει με ικανοποιητική ακρίβεια τα αποτελέσματα των μετρήσεων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.1.



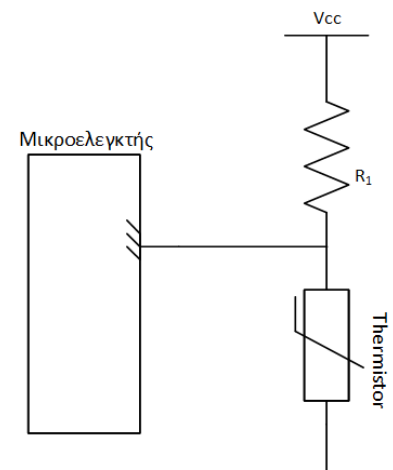
Σχήμα 6.1: Χαρακτηριστική καμπύλη θερμοκρασίας – αντίστασης NTC thermistor που χρησιμοποιήθηκαν στο σύστημα. Με μπλε χρώμα απεικονίζονται οι πειραματικές μετρήσεις των στοιχείων και με κόκκινο χρώμα η θεωρητική εκτίμηση της αντίστασης σύμφωνα με την εξίσωση Steinhart – Hart ($B = 3900, T_0 = 298, R_0 = 10000$).

Το κύκλωμα για τη μέτρηση θερμοκρασίας με τη χρήση thermistor αποτελείται από έναν διαιρέτη τάσης. Ισχύει η εξής σχέση για τη τάση στην είσοδο του μικροελεγκτή:

$$V_{ADC} = \frac{R_1}{R_{thermistor} + R_1} V_{cc} \quad (6.2)$$

Όπου R_1 η αντίσταση πόλωσης του thermistor η οποία έχει τιμή 4,7 ΚΩ. Η τιμή επομένως που θα διαβάζει ο επεξεργαστής από τον A/D μετατροπέα είναι:

$$adc_value = \frac{4700 \cdot (2^{12} - 1)}{R_{thermistor} + 4700} \quad (6.3)$$



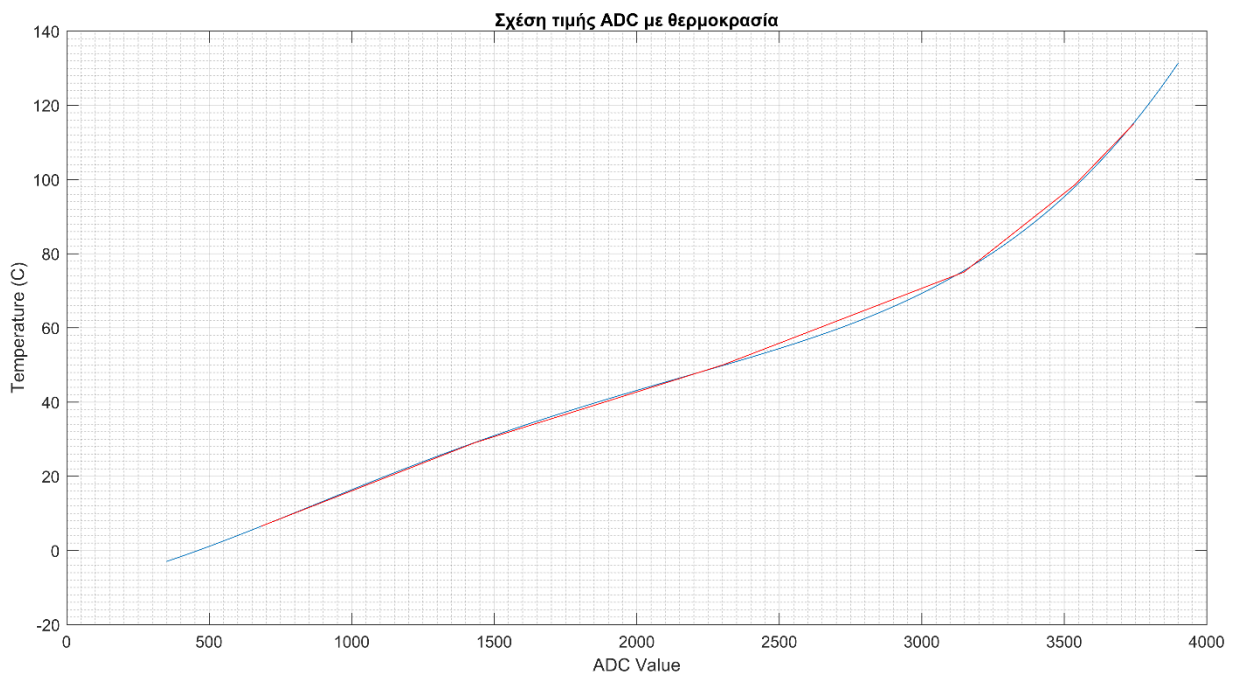
Σχήμα 6.2: Κύκλωμα μέτρησης θερμοκρασίας με χρήση NTC thermistor.

Από τη σχέση (6.3) μπορούμε να υπολογίσουμε τις τιμές του A/D μετατροπέα που αντιστοιχούν στις τιμές των αντιστάσεων του Πίνακα 6.2. Η τιμή για θερμοκρασία 115°C προέκυψε θεωρητικά από τη σχέση (6.1).

Πίνακας 6.2. Τιμές ADC μικροελεγκτή συναρτήσει της θερμοκρασίας που μετράνε οι αισθητήρες *thermistor*

Θερμοκρασία (°C)	Αντίσταση Thermistor (Ω)	Τιμή Μονάδας ADC
6,5	23510	682
29	8740	1432
50	3657	2303
75	1413	3149
98,5	742	3537
115	440	3745

Η συνάρτηση αντιστοίχισης των τιμών του A/D μετατροπέα σε θερμοκρασία πραγματοποιήθηκε μέσω πολυωνυμικής προσέγγισης 4^{ου} βαθμού, η οποία απεικονίζεται στο Σχήμα 6.3. Η πολυωνυμική προσέγγιση παρουσιάζει μικρό σφάλμα.



Σχήμα 6.3: Συνάρτηση τιμής ADC μικροελεγκτή συναρτήσει της θερμοκρασίας. Με κόκκινο απεικονίζονται οι τιμές που προκύπτουν από τις μετρήσεις ενώ με μπλε χρώμα πολυωνυμική προσέγγιση.

Η θερμοκρασία επομένως δίνεται από τη σχέση (6.4) όπου V η τιμή A/D μετατροπέα και T η θερμοκρασία σε βαθμούς °C πολλαπλασιασμένη με 10 ώστε κατά τη μετατροπή σε ακέραιο να διατηρείται ακρίβεια δέκατων βαθμών °C. Η χρήση αριθμών κινητής υποδιαστολής στο μικροελεγκτή έχει μεγάλο υπολογιστικό κόστος, όμως δεν απαιτείται μεγάλη συχνότητα δειγματοληψίας της θερμοκρασίας.

$$T = 2,065 \cdot 10^{-11} \cdot V^4 - 1,256 \cdot 10^{-7} \cdot V^3 + 2,34 \cdot 10^{-4} \cdot V^2 + 0,1352 \cdot V - 100,8 \quad (6.4)$$

6.1.2. Αναλογικός Συγκριτής Μικροελεγκτή

Ο αναλογικός συγκριτής αποτελεί αισθητήριο τάσης και συμπεριλαμβάνεται στους περισσότερους μοντέρνους μικροελεγκτές. Σε αντίθεση με τη μονάδα μετατροπής αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (A/D) παράγει έξοδο ενός bit δηλαδή συγκρίνει τη τάση εισόδου με μία τάση αναφοράς, η οποία προσδιορίζεται από το χρήστη. Η τάση αναφοράς παράγεται από εσωτερική μονάδα μετατροπής ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (D/A). Βασικό πλεονέκτημα του συγκριτή είναι η ταχύτητα απόκρισης σε σχέση με τις μονάδες A/D. Ο μικροελεγκτής που χρησιμοποιήθηκε στο σύστημα έχει σύμφωνα με το κατασκευαστή 15ns χρόνο απόκρισης. Η ανίχνευση υψηλότερης τάσης εισόδου από το προκαθορισμένο όριο ενεργοποιεί άμεσα ειδική ρουτίνα διακοπής, με αποτέλεσμα ο συνολικός χρόνος απόκρισης του μικροελεγκτή να είναι της τάξης των δεκάδων ns.

Κατά την αλλαγή κατάστασης των διακοπτικών στοιχείων παράγονται ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές μεγάλης έντασης, με αποτέλεσμα να αυξάνονται προσωρινά τα επίπεδα θορύβου. Ο θόρυβος που παράγεται είναι σε μερικές περιπτώσεις αρκετός για να προκαλέσει την εσφαλμένη ενεργοποίηση των συγκριτών, οδηγώντας σε ανεπιθύμητη συμπεριφορά. Το παραπάνω πρόβλημα λύνεται απενεργοποιώντας προσωρινά τους συγκριτές (blanking) στα διαστήματα των διακοπτικών φαινομένων. Η δυνατότητα αυτή στον συγκεκριμένο μικροελεγκτή που χρησιμοποιήθηκε, παρέχεται σε επίπεδο υλικού και δεν καταναλώνει υπολογιστικούς πόρους.

6.1.3. Μετασχηματιστής Ρεύματος

Ο μετασχηματιστής ρεύματος (Current Transformer) χρησιμοποιείται συχνά για τη μέτρηση του ρεύματος, ειδικά όταν οι τάσεις λειτουργίας του κυκλώματος είναι υψηλές, όπως συμβαίνει κατά κανόνα στα κυκλώματα ισχύος. Οι μετασχηματιστές ρεύματος, εν γένει, διακρίνονται σε προστασίας (protective) ή μετρήσεων (measuring). Κύρια πλεονεκτήματα του μετασχηματιστή ρεύματος είναι: (α) η γαλβανική απομόνωση που παρέχει, (β) το μεγάλο εύρος ζώνης και (γ) ότι δεν απαιτείται ειδική τροφοδοσία για τη λειτουργία του σε αντίθεση με τους HALL ή τους ενισχυτές για Shunt αντιστάσεις. Βασικό μειονέκτημά τους είναι η αδυναμία μέτρησης DC ρευμάτων με αποτέλεσμα να μην λειτουργούν σωστά σε τιμές βαθμού χρησιμοποίησης του διακόπτη κοντά στο 100%. Η έξοδος του μετασχηματιστή ρεύματος τερματίζεται σε μία μετρητική αντίσταση, που μετατρέπει την μετρούμενη τιμή ρεύματος σε ανάλογο σήμα τάσης. Επειδή οι μετασχηματιστές ρεύματος που ενσωματώθηκαν στο σύστημα δεν χρησιμοποιούνται για μέτρηση ρεύματος αλλά για προστασία δεν απαιτείται πολύ μεγάλη ακρίβεια.

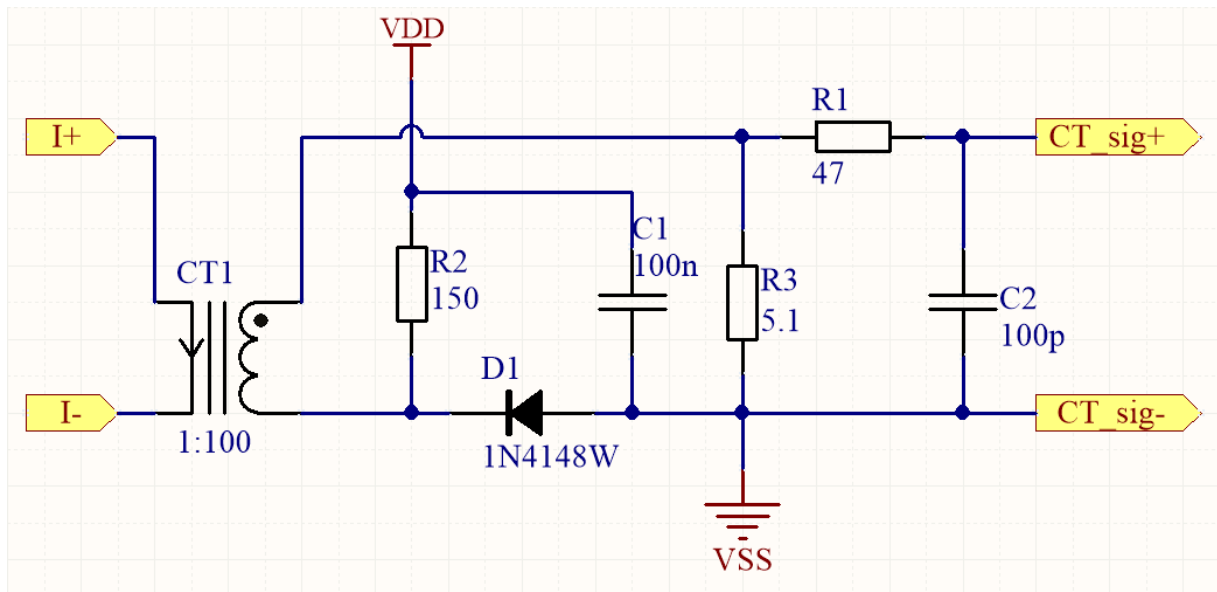
Στο σύστημα που σχεδιάστηκε ενσωματώθηκαν συνολικά δύο μετασχηματιστές ρεύματος με στόχο την προστασία των διακοπτικών στοιχείων, ένας στο στάδιο απομόνωσης και ένας στο στάδιο υποβιβασμού με λόγο μετασχηματισμού ρεύματος 1:100. Στο Σχήμα 6.4 απεικονίζεται το σχηματικό κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε.

Ως τερματική αντίσταση χρησιμοποιήθηκε αντίσταση τιμής 5,1Ω. Δεδομένου ότι το μέγιστο ρεύμα κυμάτωσης είναι 23.6% του ονομαστικού και ότι το ονομαστικό ρεύμα λειτουργίας είναι 10A η μέγιστη τάση εξόδου του μετασχηματιστή ρεύματος για ονομαστικό φορτίο είναι προσεγγιστικά:

$$V_{maxCT1} = I_{max} \cdot \frac{1}{100} \cdot R_1 = \frac{12.4 \cdot 5,1}{100} = 0,632 V \quad (6.5)$$

Η έξοδος του μετασχηματιστή ρεύματος φιλτράρεται από RC φίλτρο (R1, C2) με συχνότητα αποκοπής ίση με:

$$BW_{CT1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_2} = 33,86 MHz \quad (6.6)$$



Σχήμα 6.4: Σχηματικό κύκλωμα μετασχηματιστή ρεύματος προστασίας.

6.2. Προστασίες

Για την προστασία τόσο του συστήματος όσο και του φορτίου υπό τροφοδοσία, υλοποιήθηκε μια σειρά από προστασίες. Στόχος των προστασιών είναι η άμεση διακοπή της λειτουργίας του συστήματος σε περίπτωση μη κανονικών συνθηκών λειτουργίας. Οι προστασίες που υλοποιήθηκαν είναι οι ακόλουθες:

- Προστασία υπερέντασης
- Προστασία υπέρτασης
- Προστασία υπερθέρμανσης

Στη συνέχεια αναλύονται οι στόχοι και η υλοποίηση κάθε μιας από τις παραπάνω προστασίες.

6.2.1. Προστασία υπερθέρμανσης

Η υψηλή θερμοκρασία λειτουργίας μπορεί είτε να μειώσει δραστικά το χρόνο ζωής του συστήματος (πχ λόγω υπερθέρμανσης πυκνωτών), είτε να προκαλέσει καταστροφική βλάβη (πχ

υπερθέρμανση διακοπτικών στοιχείων). Η μέτρηση των θερμοκρασιών γίνεται σε κρίσιμα στοιχεία του κυκλώματος ισχύος (διακοπτικά στοιχεία, πηνία και μετασχηματιστής) με χρήση NTC thermistor. Περισσότερες λεπτομέρειες για τη μέτρηση θερμοκρασιών και τα όρια θερμοκρασίας αναφέρονται στην ενότητα 6.1.1. Επίσης, η θερμοκρασία των στοιχείων του συστήματος μεταβάλλεται με αργό ρυθμό και δεν απαιτείται υψηλός ρυθμός δειγματοληψίας. Η υπέρβαση των προκαθορισμένων ορίων θερμοκρασίας απενεργοποιεί την έξοδο του συστήματος. Το σύστημα επανέρχεται κατόπιν επανεκκίνησης εφόσον οι θερμοκρασίες επιστρέψουν σε επιτρεπτά επίπεδα.

6.2.2. Προστασία υπέρτασης

Η προστασία υψηλής τάσης εξόδου έχει στόχο την αποφυγή υψηλότερων τάσεων από το μέγιστο όριο τάσης που αντέχει το φορτίο. Το όριο υπέρτασης εξόδου είναι προγραμματιζόμενο και μπορεί να προσαρμοστεί κατάλληλα αλλάζοντας τις παραμέτρους του συστήματος. Η ανίχνευση υπέρτασης εξόδου γίνεται μέσω ενός αναλογικού συγκριτή του μικροελεγκτή. Κατά την ανίχνευση υπέρτασης το σύστημα απενεργοποιεί την έξοδο του. Το σύστημα επανέρχεται με επανεκκίνηση. Υπέρταση της εξόδου μπορεί να προκληθεί από μεταβατικά φαινόμενα, όταν η τάση εξόδου στη μόνιμη κατάσταση βρίσκεται πολύ κοντά στο όριο υπέρτασης. Επιπλέον υπέρταση μπορεί να προκληθεί ύστερα από καταστροφική βλάβη των διακοπτικών στοιχείων του κυκλώματος το οποίο συνήθως προκαλεί βραχυκύκλωμα της εισόδου της βαθμίδας που υπέστη βλάβη με την αντίστοιχη έξοδο της.

6.2.3. Προστασία υπερέντασης

Η προστασία υπερέντασης αποτελείται από τρεις ξεχωριστές προστασίες, οι οποίες υλοποιούνται από αναλογικούς συγκριτές και από τον A/D μετατροπέα του μικροελεγκτή. Στόχος αυτών των προστασιών είναι (α) ο περιορισμός της έντασης του ρεύματος του πηνίου, η οποία μπορεί στιγμιαία να λάβει πολύ μεγάλες τιμές και να προκαλέσει καταστροφική βλάβη στα διακοπτικά στοιχεία του κυκλώματος ισχύος και (β) η διακοπή λειτουργίας του συστήματος όταν η έξοδος του βραχυκυκλώνεται ή παρουσιάζει πολύ χαμηλή ωμική αντίσταση. Συγκεκριμένα οι προστασίες είναι οι ακόλουθες:

- Περιορισμός του duty cycle όταν το ρεύμα πηνίου ξεπεράσει ένα κατώφλι (cycle by cycle current limit). Η μέτρηση του ρεύματος πηνίου πραγματοποιείται από μετασχηματιστή ρεύματος. Σκοπός του cycle by cycle current limit είναι ο περιορισμός του ρεύματος πηνίου χωρίς να διακόπτεται η λειτουργία του κυκλώματος από μεταβατικά φαινόμενα λόγω ενεργοποίησης της δεύτερης προστασίας.
- Διακοπή λειτουργίας όταν το ρεύμα πηνίου ξεπεράσει ένα δεύτερο (μεγαλύτερο) κατώφλι. Η τάση που παράγεται από το μετασχηματιστή ρεύματος παρέχεται σε έναν δεύτερο συγκριτή. Αν το ρεύμα του πηνίου ξεπεράσει αυτό το όριο η έξοδος του συστήματος απενεργοποιείται.
- Εκτίμηση ωμικής αντίστασης φορτίου και διακοπή της λειτουργίας του όταν μειωθεί κάτω από ένα κατώφλι. Η ανίχνευση βραχυκυκλώματος της εξόδου γίνεται υπολογίζοντας το πηλίκο της τάσης – ρεύματος εξόδου. Όταν η υπολογιζόμενη αντίσταση φορτίου δεν ξεπερνάει ένα ελάχιστο κατώφλι για τουλάχιστον 10 δευτερόλεπτα, η έξοδος του συστήματος απενεργοποιείται. Η χρονική καθυστέρηση των

10 δευτερολέπτων εξασφαλίζει την αποφυγή ενεργοποίησης της προστασίας από μεταβατικά φαινόμενα.

Η επαναφορά του συστήματος από την προστασία υπερέντασης γίνεται με επανεκκίνηση. Η τρίτη προστασία υπερέντασης προστέθηκε, διότι ένα φορτίο έχει πολύ χαμηλή ωμική αντίσταση η ανάλυση ρύθμισης ρεύματος εξόδου μειώνεται, το οποίο οδηγεί σε αστάθεια στη μόνιμη κατάσταση. Περισσότερα για την επίδραση του φορτίου στο σφάλμα κβαντισμού της εξόδου αναφέρονται στην ενότητα 5.13.2. Επίσης όταν το duty cycle λειτουργίας του συστήματος ελαττωθεί αρκετά (εξαιτίας πχ βραχυκυκλώματος), ενδέχεται να αυξηθεί ο θόρυβος κατά τη δειγματοληψία τάσης και ρεύματος από τα δίκτυα ανάδρασης. Αυτό συμβαίνει, διότι η χρονική στιγμή δειγματοληψίας προσεγγίζει τη χρονική στιγμή εναλλαγής κατάστασης των διακοπτικών στοιχείων (κατά την οποία παράγονται ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές). Αυξημένος θόρυβος κατά τη δειγματοληψία τάσης και ρεύματος οδηγεί σε αστάθεια της μόνιμης κατάστασης.

7. Σχεδίαση λογισμικού

7.1. Διαδικασία Προγραμματισμού Φορτιστή

Ο φορτιστής που υλοποιήθηκε έχει τη δυνατότητα ελέγχου της τάσεως και του ρεύματος εξόδου με ακρίβεια σε ένα μεγάλο εύρος τιμών. Με την προσαρμογή των παραμέτρων φόρτισης, είναι δυνατή η φόρτιση τόσο συσσωρευτών λιθίου, όσο και μολύβδου σε μεγάλο εύρος ονομαστικών τάσεων. Προγραμματίζοντας το φορτιστή με τις κατάλληλες ρυθμίσεις επομένως είναι δυνατή η φόρτιση συσσωρευτών διαφόρων τάσεων και χωρητικότητων. Σε όλη την πορεία του προγραμματισμού και των δοκιμών, δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση στη προστασία, τόσο των συσσωρευτών, όσο και του φορτιστή.

Συνεπώς κρίθηκε απαραίτητη η σχεδίαση λογισμικού με στόχο το προγραμματισμό του φορτιστή με τη χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή (H/Y). Ειδικότερα η ανάπτυξη εξειδικευμένου λογισμικού για τον προγραμματισμό των παραμέτρων φόρτισης, παρουσιάζει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα:

- Ευκολότερη και ταχύτερη υλοποίηση λόγω των αυξημένων πόρων του H/Y και των διαθέσιμων εργαλείων και βιβλιοθηκών, σε σχέση με το περιβάλλον ανάπτυξης και τα εργαλεία του μικροελεγκτή.
- Ευκολότερη χρήση της εφαρμογής από τους χρήστες, λόγω της μεγαλύτερης οθόνης και του πληκτρολογίου του υπολογιστή σε σχέση με αντίστοιχα συστήματα που προγραμματίζονται χωρίς τη χρήση H/Y.
- Δυνατότητα υλοποίησης πολυπλοκότερης εφαρμογής, με περισσότερες επιλογές και ρυθμίσεις, χωρίς απώλεια λειτουργικότητας.

Για την υλοποίηση της επικοινωνίας μεταξύ μικροελεγκτή και H/Y επιλέχθηκε να γίνεται χρήση θύρας USB του H/Y. Επίσης όσον αφορά τον μικροελεγκτή, χρησιμοποιήθηκε μετατροπέας πρωτοκόλλου σειριακής επικοινωνίας UART (διαθέσιμο στα περιφερειακά του μικροελεγκτή) σε πρωτόκολλο USB. Ακόμα, η εξασφάλιση γαλβανικής απομόνωσης στον δίαυλο επικοινωνίας κρίθηκε ιδιαίτερα σημαντική, καθώς αναγκαίο να υπάρχει ένα μέτρο προστασίας τόσο του χρήστη, όσο και των κυκλωμάτων του H/Y από τα υψηλά επίπεδα τάσης του φορτιστή. Περισσότερες λεπτομέρειες για τη σειριακή επικοινωνία περιλαμβάνονται στην ενότητα 7.3.

Η αναγκαιότητα χρήσης H/Y για το προγραμματισμό του φορτιστή δεν θεωρήθηκε μειονέκτημα για τους παρακάτω λόγους:

- Η διαδικασία πρέπει να γίνεται με ιδιαίτερη προσοχή δεδομένου της ισχύος του φορτιστή.
- Δεν απαιτείται συχνή μεταβολή των παραμέτρων φόρτισης ενός on-board φορτιστή. Πιθανή αλλαγή είναι απαραίτητη μόνο κατά την αλλαγή συσσωρευτών του οχήματος, στο οποίο είναι προσαρμοσμένος ο φορτιστής.

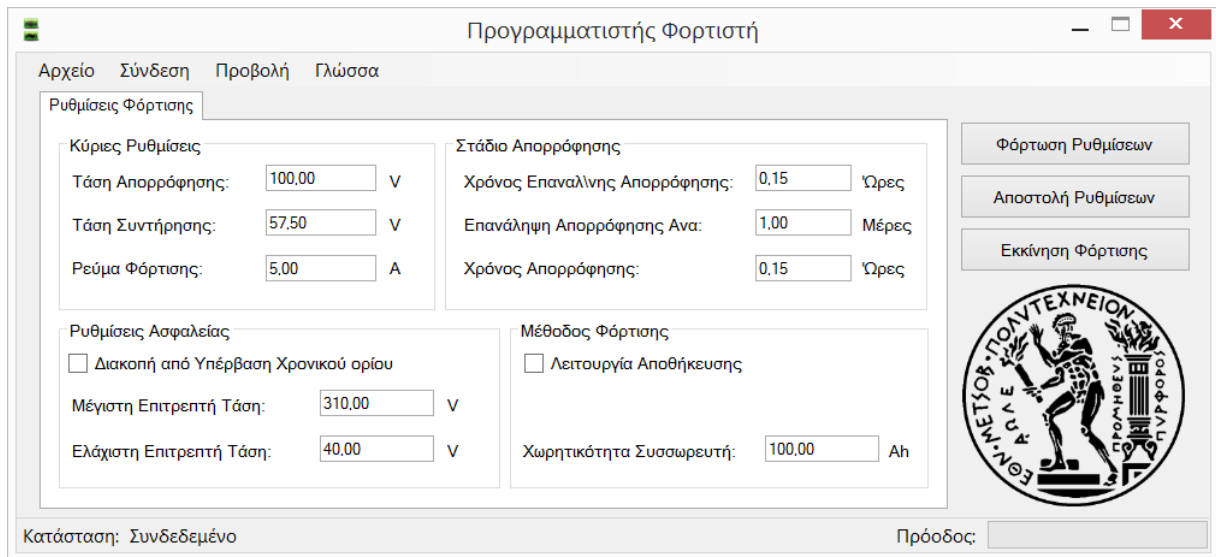
Η διαδικασία προγραμματισμού του φορτιστή πρέπει να επαληθεύεται με στόχο την αποφυγή οποιουδήποτε σφάλματος επικοινωνίας. Η αποστολή και χρήση λανθασμένων παραμέτρων φόρτισης μπορεί, είτε να καταστήσει τη φόρτιση αδύνατη, είτε να προξενήσει φθορές, είτε ακόμη και ολική καταστροφή του συσσωρευτή. Τέλος είναι απαραίτητο να μην προκαλείται κανένα σφάλμα από απρόσμενη διακοπή επικοινωνίας στον δίαυλο, λόγω διακοπής ρεύματος,

αφαίρεση καλωδίου σύνδεσης κλπ. Σε περίπτωση διακοπής επικοινωνίας, η επιθυμητή συμπεριφορά είναι η χρήση των προηγούμενων παραμέτρων φόρτισης και όχι η μερική αποθήκευση ή χρήση νέων παραμέτρων. Περισσότερες λεπτομέρειες για τη διαχείριση της αποθήκευσης δεδομένων από τον μικροελεγκτή με χρήση μνήμης τύπου EEPROM περιλαμβάνονται στο κεφάλαιο 7.4.

7.2. Διεπαφή χρήστη

7.2.1. Πρόγραμμα Διεπαφής Χρήστη

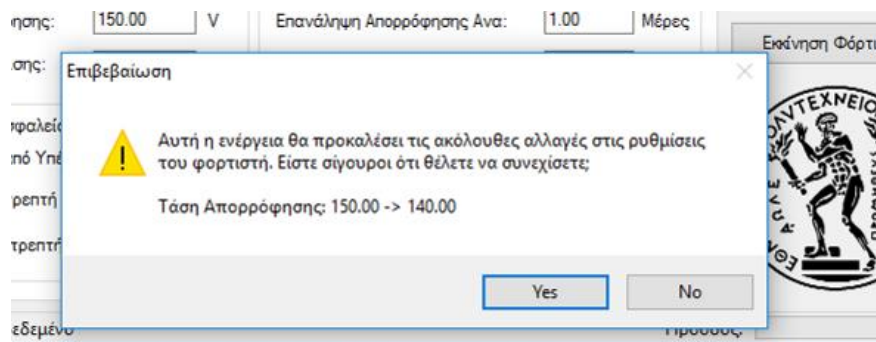
Το πρόγραμμα διεπαφής χρήστη για τη παραμετροποίηση του φορτιστή αναπτύχθηκε με πρότυπο αντίστοιχες εμπορικές εφαρμογές. Χρησιμοποιήθηκε η αντικειμενοστραφής γλώσσα προγραμματισμού C#. Το πρόγραμμα σχεδιάστηκε με χρήση παράλληλων νημάτων για την ελαχιστοποίηση της καθυστέρησης στο χειρισμό της επικοινωνίας H/Y και μικροελεγκτή και τη βελτίωση της απόκρισης των παραθύρων. Στο Σχήμα 7.1 απεικονίζεται το κεντρικό παράθυρο του προγράμματος μέσω του οποίου προσδιορίζονται οι παράμετροι φόρτισης.



Σχήμα 7.1: Παράθυρο παραμετροποίησης ρυθμίσεων φόρτισης

Κατά την εκκίνηση του προγράμματος και τη σύνδεση του φορτιστή επιτρέπεται μόνο η επιλογή «Φόρτωση Ρυθμίσεων» μέσω της οποίας ανακτώνται οι αποθηκευμένες παράμετροι φόρτισης και απεικονίζονται στο παράθυρο της διεπαφής. Στη συνέχεια ενεργοποιούνται οι επιλογές «Αποστολή Ρυθμίσεων» και «Εκκίνηση φόρτισης».

Με την επιλογή «Αποστολή Ρυθμίσεων» παρουσιάζεται η λίστα με τις αλλαγές που πραγματοποιήθηκαν από το χρήστη σε σχέση με τις προηγούμενες αποθηκευμένες παραμέτρους, με στόχο την αποφυγή λαθών το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 7.2. Όταν ο χρήστης προχωρήσει στην αποστολή των νέων παραμέτρων, αρχικά πραγματοποιείται αποστολή από τον H/Y στον μικροελεγκτή των νέων παραμέτρων. Στη συνέχεια ο μικροελεγκτής στέλνει πίσω στον H/Y για επαλήθευση τις τιμές που έχει λάβει και περίπτωση σφάλματος ο H/Y επαναλαμβάνει την αποστολή των συγκεκριμένων παραμέτρων.



Σχήμα 7.2: Μήνυμα προειδοποίησης αλλαγών κατά τη διαδικασία προγραμματισμού του φορτιστή.

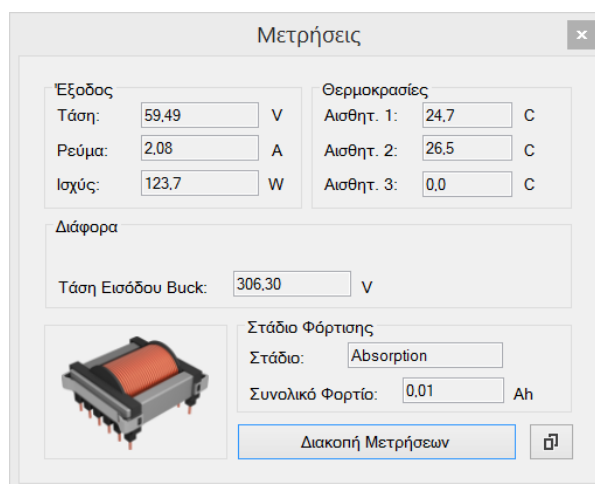
Με την επιλογή «Εκκίνηση Φόρτισης» παρουσιάζεται ένα παράθυρο για επιβεβαίωση της εντολής και κατόπιν ξεκινάει η διαδικασία φόρτισης των συσσωρευτών. Η φόρτιση μπορεί να διακοπεί οποιαδήποτε στιγμή μέσω του Η/Υ ή από τον ίδιο το φορτιστή. Επίσης η αλλαγή των παραμέτρων κατά τη διάρκεια φόρτισης είναι απενεργοποιημένη.

Μέσω της επιλογής «Προβολή» ενεργοποιούνται δύο επιπλέον παράθυρα με στόχο την απεικόνιση των μετρήσεων τάσης, ρεύματος, ισχύος και θερμοκρασίας, οι οποίες λαμβάνονται από το φορτιστή σε πραγματικό χρόνο, για την παρακολούθηση της διαδικασίας φόρτισης, τα οποία παρουσιάζονται εκτενέστερα στην επόμενη ενότητα.

Η αφαίρεση του καλωδίου σύνδεσης Η/Υ – φορτιστή οποιαδήποτε στιγμή καθώς και σφάλματα λόγω κακής επαφής εντοπίζονται από το πρόγραμμα, το οποίο παράγει αντίστοιχο μήνυμα για την ενημέρωση του χρήστη. Σε αυτή τη περίπτωση ενδέχεται να απαιτείται επανεκκίνηση του προγράμματος, χωρίς αυτό να έχει καμία επίπτωση στη λειτουργία του φορτιστή.

7.2.2. Καταγραφή Μετρήσεων

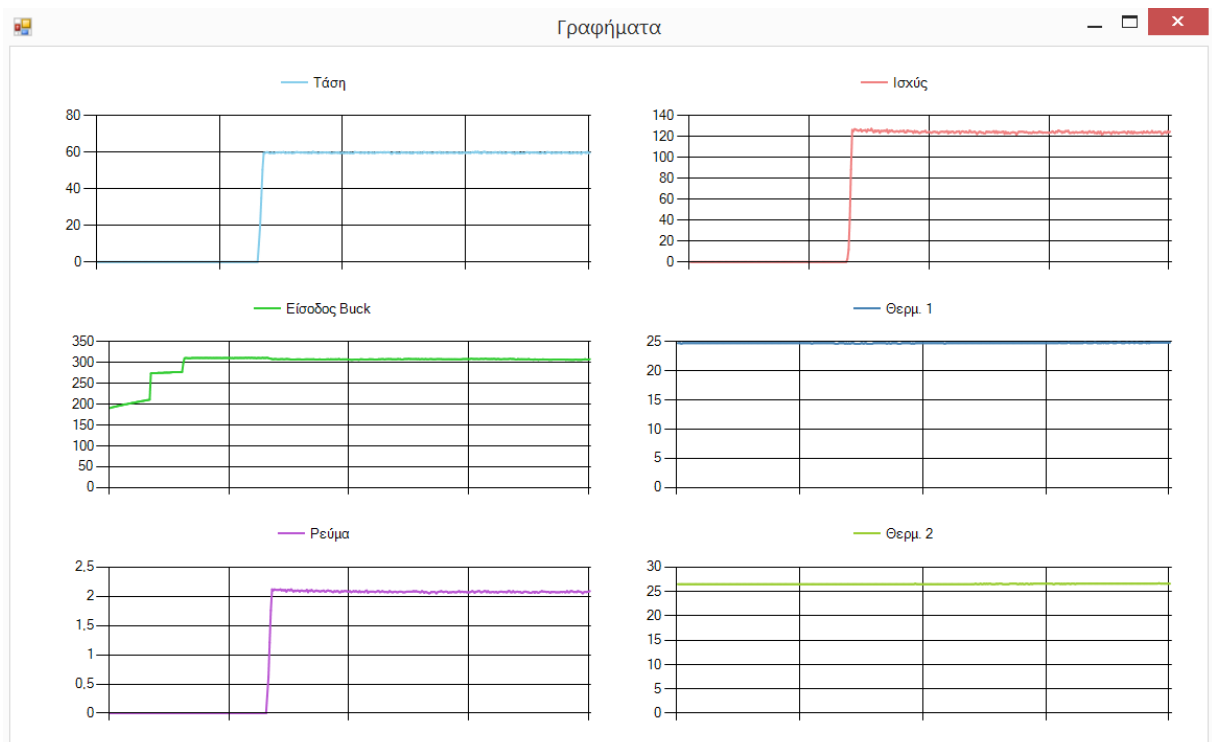
Κατά τη λειτουργία του φορτιστή λαμβάνονται περιοδικά διάφορες μετρήσεις από τους αισθητήρες του, οι οποίες αποστέλλονται στον Η/Υ με στόχο την επιτήρηση της διαδικασίας φόρτισης. Επίσης οι μετρήσεις φιλτράρονται ψηφιακά από το μικροελεγκτή για την αφαίρεση του θορύβου. Για την απεικόνιση μετρήσεων δημιουργήθηκε το παράθυρο που φαίνεται στο Σχήμα 7.3, μέσω του οποίου ενεργοποιείται ή διακόπτεται η λήψη μετρήσεων, η οποία είναι απαραίτητη για την εξασφάλιση ορθής φόρτισης των συσσωρευτών.



Σχήμα 7.3: Παράθυρο απεικόνισης μετρήσεων.

Οι μετρήσεις που λαμβάνονται απεικονίζονται επίσης σε μορφή γραφημάτων τα οποία ανανεώνονται σε πραγματικό χρόνο στο παράθυρο «Γραφήματα», όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.4. Κατά την αποστολή των μετρήσεων από το μικροελεγκτή γίνεται έλεγχος για τυχόν σφάλματα επικοινωνίας και σε περίπτωση που υπάρχουν σφάλματα οι μετρήσεις

αποστέλλονται ξανά. Η συχνότητα ανανέωσης των μετρήσεων των γραφημάτων και του παραθύρου μετρήσεων καθορίζονται από τον Η/Υ και έχει ρυθμιστεί στα ~5Hz καθώς η φόρτιση των συσσωρευτών διαρκεί πολλές ώρες και παρουσιάζει αργές μεταβολές.



Σχήμα 7.4: Παράθυρο απεικόνισης γραφημάτων μετρήσεων

7.3. Σειριακή επικοινωνία συστήματος

7.3.1. Ενσωματωμένα Συστήματα και Επικοινωνία

Η ραγδαία εξέλιξη των ηλεκτρονικών και ειδικότερα των μικροελεγκτών (microcontrollers) σε συνδυασμό με τη σημαντική μείωση κόστους, έδωσε τη δυνατότητα κατασκευής ολοένα περισσότερων «έξυπνων» ενσωματωμένων συστημάτων με αυξημένες δυνατότητες. Υπάρχει πλέον μεγάλη ποικιλία μικροελεγκτών και επεξεργαστών ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processor – DSP), οι οποίοι εξυπηρετούν εξειδικευμένες ανάγκες ανάλογα με τις απαιτούμενες εφαρμογές. Πράγματι, ηλεκτρικές συσκευές όπως κλιματιστικά, τηλεοράσεις, ψυγεία, αυτοκίνητα και τηλέφωνα περιέχουν κατά κανόνα μικροελεγκτές σε αντίθεση με το παρελθόν. Η παρουσία μικροελεγκτή καθιστά δυνατό τον επαναπρογραμματισμό της συσκευής, καθώς και την προσθήκη πολυπλοκότερων λειτουργιών, οι οποίες ήταν αδύνατες ή ασύμφωνες να υλοποιηθούν με αμιγώς αναλογικά ηλεκτρονικά ή ηλεκτρομηχανικές διατάξεις.

Πολλά από αυτά τα ενσωματωμένα συστήματα απαιτείται να επικοινωνούν με άλλα ανεξάρτητα συστήματα, με χρήστες ή με πολλαπλούς αισθητήρες για τη συλλογή μετρήσεων. Στην περίπτωση πολυπλοκότερων συστημάτων, είναι αναγκαία η εσωτερική επικοινωνία των υποσυστημάτων από τα οποία αποτελούνται (πχ όταν γίνεται χρήση πολλαπλών μικροελεγκτών σε ένα σύστημα). Για τους παραπάνω λόγους αναπτύχθηκαν με το πέρασ του χρόνου ποικίλα πρότυπα επικοινωνίας. Επίσης η ύπαρξη κατάλληλων προτύπων, τα οποία υποστηρίζονται σε

επίπεδο υλικού από τους περισσότερους μικροελεγκτές και τις περιφερειακές συσκευές, διευκολύνει και επιταχύνει τη διαδικασία υλοποίησης της επικοινωνίας.

7.3.2. Πρωτόκολλα Επικοινωνίας Ενσωματωμένων Συστημάτων

Ανάλογα με τις σχεδιαστικές απαιτήσεις του συστήματος επιλέγονται διαφορετικά πρωτόκολλα επικοινωνίας, καθένα από τα οποία έχει δικά του πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Τα πιο διαδεδομένα είναι τα εξής:

- I²C (Inter-Integrated-Circuit-bus)
- UART (Universal Asynchronous Receiver / Transmitter)
- SPI (Serial Peripheral Interface)
- USB (Universal Serial Bus)
- Ethernet
- Bluetooth
- RS-485

Τα βασικότερα κριτήρια με βάση τα οποία επιλέγεται η χρήση ενός πρωτοκόλλου επικοινωνίας είναι τα εξής:

- Πολυπλοκότητα υλοποίησης (τόσο σε επίπεδο λογισμικού όσο και σε υλικού)
- Ταχύτητα επικοινωνίας
- Ανοχή σφαλμάτων

7.3.3. Παράλληλη – Σειριακή Μεταφορά δεδομένων

Η μεταφορά δεδομένων μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε σειριακά, είτε παράλληλα. Κατά τη παράλληλη μεταφορά δεδομένων χρησιμοποιούνται πολλαπλές συνδέσεις (συνήα 8 συνδέσεις) μεταξύ των δύο υπό επικοινωνία συστημάτων, οι οποίες μεταφέρουν δεδομένα ταυτόχρονα. Σε αντίθεση η σειριακή μέθοδος μεταφοράς δεδομένων χρησιμοποιεί μόνο μια σύνδεση και τα δεδομένα μεταφέρονται σειριακά. Η παράλληλη επικοινωνία παρόλο που διαθέτει πολλαπλές ανεξάρτητες συνδέσεις συχνά δεν καταφέρνει να παρέχει μεγαλύτερες ταχύτητες από τη σειριακή μεταφορά, διότι υποφέρει από θόρυβο και Crosstalk (διαταραχές από τα γειτονικά σήματα) με αποτέλεσμα να χρησιμοποιούνται χαμηλότερες συχνότητες κατά τη μεταφορά. Αντίθετα, η σειριακή μέθοδος μεταφοράς δεδομένων μπορεί να λειτουργεί σε σημαντικά υψηλότερες συχνότητες, έχει λιγότερη εξασθένηση σε μεγάλες αποστάσεις και είναι οικονομικότερη στην υλοποίηση (χρήση λιγότερων γραμμών καλωδίων και ακροδεκτών στοιχείων).

7.3.4. Σύγχρονη – Ασύγχρονη Μετάδοση Πληροφορίας

Κατά την επικοινωνία δύο οποιονδήποτε ηλεκτρονικών συσκευών είναι απαραίτητος ο συγχρονισμός τους. Χωρίς συγχρονισμό είναι αδύνατον να πραγματοποιηθεί επιτυχής μεταφορά δεδομένων καθώς ο δέκτης απαιτείται να αναγνωρίσει την αρχή και το τέλος των δεδομένων στο σήμα που λαμβάνει. Υπάρχουν δύο μέθοδοι για τον συγχρονισμό κατά την επικοινωνία, η σύγχρονη και η ασύγχρονη μετάδοση.

- Κατά τη σύγχρονη μετάδοση εκτός από τη μετάδοση της πληροφορίας, μεταφέρεται και ένα ξεχωριστό σήμα, το ρολόι (clock), το οποίο καθορίζει πότε πρέπει να γίνει δειγματοληψία του σήματος για την ορθή ανάγνωση των δεδομένων. Η παράλληλη μεταφορά δεδομένων χρησιμοποιεί εν γένει σύγχρονη μετάδοση για πρακτικούς λόγους.
- Κατά την ασύγχρονη μετάδοση εισάγονται περιοδικά ορισμένα τμήματα πληροφορίας (πχ στη περίπτωση του πρωτοκόλλου UART τα bit εκκίνησης και διακοπής) με στόχο το συγχρονισμό του δέκτη με τον πομπού.

Τα πλεονεκτήματα της σύγχρονης επικοινωνίας είναι ασφαλώς επίτευξη μεγαλύτερων ταχυτήτων, καθώς δεν χρειάζεται να περιλαμβάνονται επιπλέον σήματα συγχρονισμού στο σήμα που φέρει τη πληροφορία. Η υλοποίηση ενός συστήματος ασύγχρονης μετάδοσης πληροφορίας είναι κατά κανόνα απλούστερη σε σχέση με τη σύγχρονη μετάδοση. Ακόμη η ασύγχρονη μετάδοση αποτελεί ιδανική λύση όταν τα συστήματα που επικοινωνούν παράγουν μηνύματα σε μη προκαθορισμένα χρονικά διαστήματα (πχ ένα πληκτρολόγιο και τα σήματα που παράγονται πιέζοντας τα πλήκτρα του).

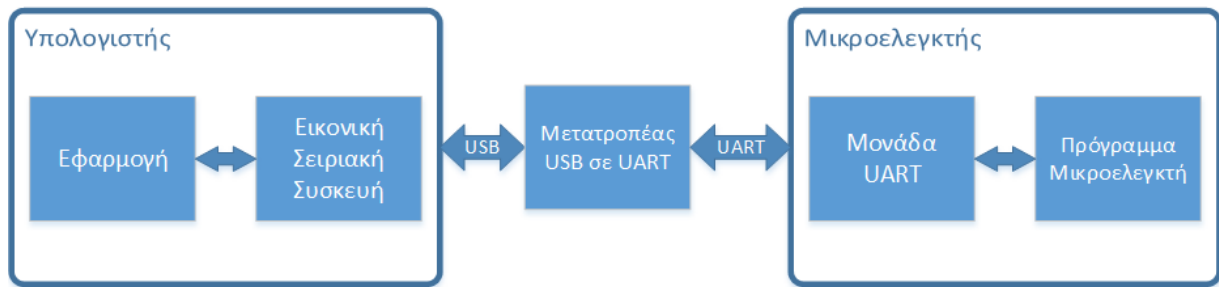
7.3.5. Πρωτόκολλο Σειριακής Επικοινωνίας UART

Το πρωτόκολλο σειριακής επικοινωνίας UART (με επίπεδα τάσεων από πρότυπο RS-232) αποτελούσε στο παρελθόν ένα από τα πιο διαδεδομένα πρωτόκολλα επικοινωνίας με ευρεία χρήση στους προσωπικούς υπολογιστές και πολλές περιφερειακές συσκευές. Σταδιακά αντικαταστάθηκε από το πρωτόκολλο USB λόγω των βελτιωμένων χαρακτηριστικών του. Όμως οι μικροελεγκτές χρησιμοποιούν ακόμη σε μεγάλο βαθμό μονάδες υλικού UART λόγω της απλότητας τους στη χρήση και της ελάχιστης επιβάρυνσης κόστους που εισάγουν. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να αποτελεί συχνά ιδανική επιλογή ως πρωτόκολλο επικοινωνίας μεταξύ μικροελεγκτών ή μεταξύ υπολογιστή και μικροελεγκτή.

7.3.6. Μετατροπές UART σε USB

Όταν απαιτείται διασύνδεση συσκευής με χρήση πρωτοκόλλου UART (όπως ένας μικροελεγκτής) με προσωπικούς υπολογιστές χρησιμοποιούνται μετατροπές UART σε USB εξαιτίας της έλλειψης ειδικής θύρας στη πλειονότητα των υπολογιστών. Οι μετατροπές αυτοί παρέχουν αυτόματη μετατροπή του σήματος σε πρωτόκολλο USB καθώς και μετατροπή της σύνδεσης USB σε εικονική σειριακή συσκευή με λογισμικό που παρέχεται από το κατασκευαστή του μετατροπέα. Επομένως οι εφαρμογές που αναπτύσσονται στον υπολογιστή δεν επηρεάζονται από την ύπαρξη μετατροπέα και δεν απαιτούν επιπλέον χρόνο κατά την

ανάπτυξη τους. Στο Σχήμα 7.5 φαίνεται το δομικό διάγραμμα σύνδεσης υπολογιστή και μικροελεγκτή με χρήση μετατροπέα USB σε UART.



Σχήμα 7.5: Δομικό διάγραμμα σύνδεσης υπολογιστή και μικροελεγκτή με χρήση μετατροπέα USB σε UART

7.3.7. Ρυθμός Μετάδοσης Δεδομένων (Baud Rate)

Το Baud Rate η αλλιώς ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων του σειριακού πρωτοκόλλου επικοινωνίας εκφράζει την ταχύτητα αποστολής δεδομένων ανά δευτερόλεπτα και συνήθως δίνεται σε μονάδες bits-per-second. Για την επικοινωνία δύο συστημάτων με τη χρήση UART είναι απαραίτητη η χρήση ίδιου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, διότι διαφορετικά είναι αδύνατος ο συγχρονισμός. Εξαιτίας της ύπαρξης επιπλέον bit συγχρονισμού το Baud Rate είναι μεγαλύτερο από το ρυθμό bit πληροφορίας που μεταφέρονται σειριακά. Ο μικροελεγκτής που χρησιμοποιήθηκε στο σύστημα μας, διαθέτει ειδικό κύκλωμα, το οποίο παράγει το ρολόι της μονάδας UART για τη μετάδοση των δεδομένων με διαίρεση του κεντρικού ρολογιού. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα πρώτον τη δυνατότητα λειτουργίας μόνο σε συγκεκριμένα Baud Rate και δεύτερον την εισαγωγή ενός μικρού σφάλματος. Το σφάλμα αυτό οφείλεται στο ότι το γινόμενο του λόγου διαίρεσης με το Baud Rate δεν ισούται απόλυτα με το ρολόι του μικροελεγκτή. Στον Πίνακα 7.1 αναγράφονται κάποια Baud Rate καθώς και τα αντίστοιχα σφάλματα σε ποσοστό. Εξαιτίας της αβεβαιότητας του εσωτερικού ρολογιού του μικροελεγκτή, η οποία είναι σύμφωνα με το κατασκευαστή $\pm 0.9\%$ υπάρχει περιθώριο περίπου 1% αβεβαιότητας στο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.

Πίνακας 7.1. Ρυθμός Μετάδοσης Δεδομένων UART μικροελεγκτή και ποσοστό σφάλματος

Ρυθμός Μετάδοσης Δεδομένων (Baud Rate)	Ποσοστό % σφάλματος Baud Rate
9.600	0,0298
19.200	0,0710
38.400	0,1536
57.600	0,3469
115.200	0,264
230.400	0,7637
400.000	0,9827

7.3.8. Συγχρονισμός UART

Για το συγχρονισμό των συστημάτων που επικοινωνούν μέσω UART χρησιμοποιούνται επιπλέον bits τα οποία πλαισιώνουν τα δεδομένα που αποστέλλονται. Η πιο συνηθισμένη

διάταξη των bit συγχρονισμού είναι η προσθήκη ενός bit πριν και μετά από ένα byte δεδομένων, με το bit ισοτιμίας (Parity bit) να παραλείπεται. Το bit ισοτιμίας υπολογίζεται από τη μονάδα UART δυναμικά και λαμβάνει τιμή ανάλογη με τον αριθμό των bits που είναι ίσα με μηδέν στη περιοχή των δεδομένων. Στο Σχήμα 7.6 φαίνονται τα bit συγχρονισμού και τα δεδομένα ενός πακέτου (frame) της UART. Με τη χρήση των start / stop bits η μονάδα UART μπορεί να συγχρονιστεί και να διαβάσει επιτυχώς τα δεδομένα. Η ανοχή στις μεταβολές του Baud Rate εξαρτάται από την υλοποίηση της μονάδας UART, τη μέθοδο συγχρονισμού καθώς και τη ταχύτητα λειτουργίας της. Μία τυπική τιμή είναι $\pm 2\%$ [17]. Το bit ισοτιμίας προσφέρει μία βασική ικανότητα ανίχνευσης σφαλμάτων στα δεδομένα του πακέτου. Διαφορές στο Baud Rate μεγαλύτερες από 2% συνήθως οδηγούν σε ανάγνωση λανθασμένων δεδομένων.



Σχήμα 7.6: Bit συγχρονισμού πακέτου δεδομένων UART (learn.sparkfun.com/)

7.3.9. Έλεγχος Ροής Δεδομένων Υλικού – Hardware Flow Control

Κατά την λήψη δεδομένων από τον αποστολέα (υπολογιστή) ο μικροελεγκτής αρχικά επεξεργάζεται το σήμα που λαμβάνει με τη χρήση της μονάδας υλικού UART. Τόσο ο συγχρονισμός όσο και η εξαγωγή των δεδομένων από το σήμα γίνεται αυτόματα από τη μονάδα UART. Κατόπιν το εξαγόμενο byte πληροφορίας αποθηκεύεται προσωρινά στην ενδιάμεση μνήμη (buffer) της μονάδας UART. Ο μικροελεγκτής επομένως δεν χρειάζεται να αφιερώνει υπολογιστική ισχύ για τη διαχείριση της επικοινωνίας.

Όμως η ενδιάμεση μνήμη (buffer) μπορεί σε ορισμένες περιπτώσεις να γεμίσει πλήρως με δεδομένα του αποστολέα πριν ο μικροελεγκτής καταφέρει να αντιγράψει τα δεδομένα αυτά στη κύρια μνήμη του, με σκοπό την επεξεργασία του περιεχομένου του πακέτου. Αυτό συμβαίνει διότι ο μικροελεγκτής δίνει μέγιστη προτεραιότητα στο κομμάτι του ελέγχου και της δειγματοληψίας των σημάτων από τους αισθητήρες με αποτέλεσμα στις υψηλότερες ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων (Baud Rate) να αυξάνεται η πιθανότητα να χάνονται δεδομένα. Σε αυτή τη περίπτωση αν δεν διακοπεί η επικοινωνία τότε όλα τα δεδομένα, που αποστέλλει ο υπολογιστής αγνοούνται από τη μονάδα UART μέχρι να αδειάσει ο buffer. Όταν η επικοινωνία γίνεται με τη μορφή πακέτων, η απώλεια μέρους της πληροφορίας καθιστά το πακέτο ακατάλληλο προς ανάγνωση. Το παραπάνω πρόβλημα λύνεται με τη χρήση του σήματος Clear to Send (CTS) της μονάδας UART του μικροελεγκτή. Η μονάδα UART ειδοποιεί αυτόματα τον αποστολέα μέσω της γραμμής CTS ότι η αποστολή πρέπει να σταματήσει.

7.3.10. Οργάνωση Ροής Δεδομένων UART σε πακέτα

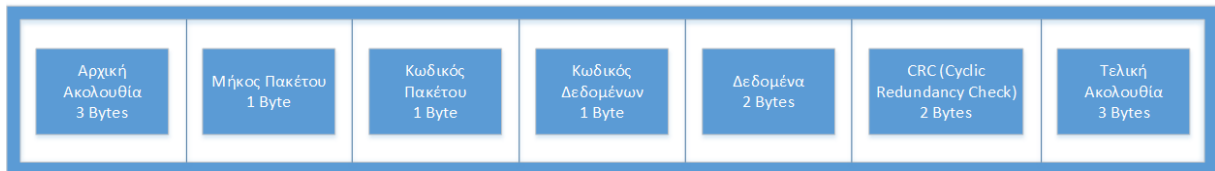
Η σειριακή επικοινωνία UART αποστέλλει τα δεδομένα με μορφή συνεχόμενης ροής (stream) σε τμήματα μεγέθους 8 bit. Για την υποστήριξη αμφίδρομης επικοινωνίας, πολλών διαφορετικών εντολών και αναγνώρισης σφαλμάτων (με δυνατότητα επαναποστολής) τα

δεδομένα οργανώθηκαν σε πακέτα η δομή των οποίων φαίνεται στο Σχήμα 7.7. Η δομή του πακέτου είναι η εξής:

- Ακολουθία προκαθορισμένου περιεχόμενου μήκους τριών bytes στην αρχή και τριών bytes στο τέλος των πακέτων για την αναγνώριση τους από τον υπολογιστή / μικροελεγκτή.
- Μέγεθος πακέτου, μήκους ενός byte.
- Κωδικός πακέτου (ο οποίος καθορίζει το είδος της εντολής / μηνύματος του πακέτου) μήκους ενός byte.
- Κωδικός δεδομένων (ο οποίος προσδιορίζει το περιεχόμενο των δεδομένων που μεταφέρει το πακέτο) μήκους ενός byte.
- Δεδομένα (μήκους τουλάχιστον δύο bytes).
- Κωδικός κυκλικού έλεγχου πλεονασμού (CRC) η χρησιμότητα του οποίου εξηγείται παρακάτω. (μήκους δύο bytes).

Ένα πακέτο μπορεί να περιλαμβάνει περισσότερα από δύο bytes δεδομένων. Αυτό γίνεται με τη προσθήκη επιπλέον κωδικού δεδομένων μήκους ενός byte, ο οποίος προσδιορίζει τα επόμενα δύο bytes δεδομένων και ούτω καθεξής. Όπως είναι προφανές η αποστολή μεγαλύτερου αριθμού δεδομένων σε ένα πακέτο χρησιμοποιεί αποδοτικότερα το εύρος ζώνης (bandwidth) της σειριακής σύνδεσης. Στον Πίνακα 7.2 φαίνεται η επίδραση του αριθμού δεδομένων πακέτου στο μήκος πακέτου και στο ποσοστό χρήσης του bandwidth. Βέβαια η αύξηση του μεγέθους του πακέτου αυξάνει τις απαιτήσεις μνήμης και της υπολογιστικής ισχύος από τη μεριά του μικροελεγκτή για τη διαχείριση και επεξεργασία του.

Δομή Ελάχιστου Πακέτου



Σχήμα 7.7: Δομή ελάχιστου πακέτου μεγέθους 13 byte

Πίνακας 7.2. Αριθμός δεδομένων (bytes) πακέτου συναρτήσει του μήκους πακέτου και του ποσοστού που καταλαμβάνουν τα δεδομένα.

Αριθμός Δεδομένων (Bytes)	Μήκος Πακέτου (Bytes)	Ποσοστό δεδομένων πακέτου
2	13	0.154
4	16	0.25
6	19	0.316
8	22	0.364
12	28	0.429
16	34	0.471

Για τον έλεγχο του μικροελεγκτή από τον υπολογιστή υλοποιήθηκαν 3 είδη εντολών / μηνυμάτων:

- **Εντολή ανάγνωσης**

Η εντολή ανάγνωσης χρησιμοποιείται για την ανάγνωση αποθηκευμένων παραμέτρων του μικροελεγκτή από τον υπολογιστή. Ο κωδικός δεδομένων προσδιορίζει τη παράμετρο που πρέπει να στείλει πίσω ο μικροελεγκτής, ενώ τα δεδομένα είναι αδιάφορα. Ο μικροελεγκτής απαντάει με όμοιο πακέτο (ίδιος κωδικός πακέτου), το οποίο όμως περιέχει στο τμήμα των δεδομένων του την τιμή της ζητούμενης παραμέτρου φόρτισης.

- **Εντολή αποθήκευσης**

Αντίστοιχα με την εντολή ανάγνωσης χρησιμοποιείται για την αποθήκευση νέων παραμέτρων φόρτισης στον μικροελεγκτή. Ο κωδικός δεδομένων προσδιορίζει τη παράμετρο που πρέπει να τροποποιηθεί και το τμήμα δεδομένων τη νέα τιμή της παραμέτρου.

- **Μήνυμα σφάλματος**

Αποστέλλεται από τον μικροελεγκτή στον υπολογιστή όταν ανιχνευτεί σφάλμα (είτε όταν δεν ανιχνευθεί στο αναμενόμενο σημείο η ακολουθία τερματισμού του πακέτου, είτε με τη χρήση του κωδικού CRC).

7.3.11. Κυκλικός Έλεγχος Πλεονασμού – Cyclic Redundancy Check (CRC)

Ο κυκλικός έλεγχος πλεονασμού είναι ένας αλγόριθμος εντοπισμού σφαλμάτων με ευρεία εφαρμογή σε ψηφιακά δίκτυα και ψηφιακά μέσα αποθήκευσης δεδομένων. Ο αλγόριθμος αυτός χρησιμοποιείται σε πολυάριθμα πρωτόκολλα επικοινωνίας λόγω της απλότητας του και της εύκολης υλοποίησης του και ειδικότερα της ικανότητας του να εντοπίζει με μεγάλη ακρίβεια τυχαία σφάλματα που οφείλονται στο θόρυβο και τις ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές. Παραλλαγές του αλγόριθμου CRC χρησιμοποιούνται στο Ethernet, στο USB και το Bluetooth. Ο αλγόριθμος CRC μπορεί να ανιχνεύσει όλους τους συνδυασμούς σφαλμάτων που προκαλούνται από ένα ή ένα ζεύγος bit [18]. Αρχικά ο αποστολέας των δεδομένων υπολογίζει το υπόλοιπο μιας πολυωνμικής διαίρεσης των δεδομένων με μια τιμή που εξαρτάται από τη συγκεκριμένη παραλλαγή του αλγόριθμου που υλοποιείται και το αποτέλεσμα (checksum) περιλαμβάνεται στα δεδομένα που πρόκειται να αποσταλούν. Κατά τη λήψη ο υπολογισμός επαναλαμβάνεται και το checksum που προκύπτει συγκρίνεται με το αποθηκευμένο. Αν οι τιμές δεν διαφέρουν τότε γνωρίζουμε ότι τα δεδομένα έχουν αποσταλεί με επιτυχία. Το checksum που παράγει ο αλγόριθμος CRC αποτελεί πλεονασμό καθώς αυξάνει το μέγεθος του μηνύματος προς αποστολή χωρίς να μεταφέρει επιπλέον πληροφορία.

Χρησιμοποιήθηκε ο αλγόριθμος CRC-16 ο οποίος έχει πολυώνυμο μεγέθους 16 bit. Σύμφωνα με το τύπο (7.1) (όπου r ο αριθμός bit του πολυωνύμου που εφαρμόζεται) ο μέγιστος αριθμός bit για τον οποίο μπορούν να ανιχνευθούν με επιτυχία οποιαδήποτε σφάλματα δύο τυχαίων bit είναι 65535 δηλαδή 8KB το οποίο υπερκαλύπτει τις απαιτήσεις του συστήματος. [19]

$$BlockLength = 2^r - 1 \quad (7.1)$$

7.3.12. Κυκλική Ενδιάμεση Μνήμη

Στο σύστημα που υλοποιήθηκε ενεργοποιήθηκε η δυνατότητα Hardware Flow Control της μονάδας UART του μικροελεγκτή το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 7.8. Όμως ο μετατροπέας που

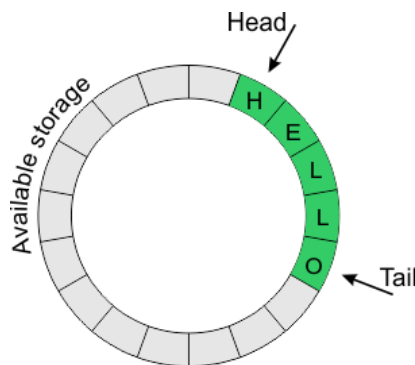
χρησιμοποιήθηκε για τη μετατροπή του σήματος UART σε USB παρουσιάζει συστηματική καθυστέρηση από τη στιγμή που έπρεπε να διακοπεί η επικοινωνία, η οποία μετρήθηκε σύμφωνα με το Σχήμα 7.8 και είναι ίση με δύο bytes.

Ως αποτέλεσμα της καθυστέρησης η πληροφορία αυτή χάνεται άρα διαπιστώνεται ότι η χρήση του Hardware Flow Control είναι ακατάλληλη.



Σχήμα 7.8: Κυματομορφή σήματος επικοινωνίας UART. Με γαλάζιο χρώμα εικονίζεται το κανάλι δεδομένων UART, με κίτρινο χρώμα το σήμα CTS (Clear To Send). Η διακοπή της αποστολής δεδομένων από τον υπολογιστή καθυστερεί επιτρέποντας την αποστολή 2 επιπλέον bytes.

Το πρόβλημα της απώλειας πληροφορίας με την εφαρμογή υψηλότερων ταχυτήτων λύνεται με τη χρήση ενός επιπλέον buffer, ο οποίος υλοποιείται σε επίπεδο λογισμικού, με στόχο την αφαίρεση των αποθηκευμένων δεδομένων της μονάδας UART. Η μονάδα UART απορρίπτει τα δεδομένα του αποστολέα όταν δεν έχει διαθέσιμο χώρο. Ο buffer αυτός πρέπει να είναι τύπου FIFO, δηλαδή κατά την ανάγνωσή του να επιστρέφονται τα παλαιότερα δεδομένα που είχαν εισαχθεί και κατόπιν να διαγράφονται. Η υλοποίηση buffer με συμπεριφορά FIFO χωρίς να απαιτούνται άσκοπες μετακινήσεις δεδομένων γίνεται με τη χρήση δύο δεικτών, οι οποίοι υποδεικνύουν το παλαιότερο στοιχείο (Head - στοιχείο προς ανάγνωση) και το νεότερο στοιχείο (Tail) μετά από το οποίο πρέπει να γίνεται προσθήκη επιπλέον δεδομένων. Αυτό το είδος buffer ονομάζεται «Κυκλική Προσωρινή Μνήμη» (Circular Buffer), φαίνεται στο Σχήμα 7.9 και βασικότερα πλεονεκτήματά του είναι: (α) η αποδοτική του υλοποίηση σε επίπεδο λογισμικού και (β) η απλότητα του.



Σχήμα 7.9: Κυκλική Ενδιάμεση Μνήμη – Circular Buffer (www.megunolink.com/)

7.3.13. Απόκριση και ταχύτητα μεταξύ υπολογιστή – μικροελεγκτή

Η ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων μεταξύ υπολογιστή και μικροελεγκτή υπολογίζεται εύκολα από τη σχέση (7.2) συναρτήσει του ρυθμού μεταφοράς δεδομένων της σειριακής σύνδεσης (Baud rate).

$$Bandwidth = \frac{BaudRate}{BitsPerFrame} \times \frac{PacketDataBytes}{PacketSize} \quad (7.2)$$

Αντικαθιστώντας για τυπικές τιμές (BaudRate = 115200, bit ανά frame = 10, byte δεδομένων πακέτου 16, μέγεθος πακέτου 34) βρίσκουμε τη μέγιστη ιδανική τιμή:

$$Bandwidth = 5.29 \text{ KB/s}$$

Στη πραγματικότητα, η ταχύτητα που επιτυγχάνεται είναι μικρότερη από το θεωρητικό μέγιστο, διότι η εικονική σειριακή συσκευή ανανεώνεται περιοδικά (και όχι σε πραγματικό χρόνο). Επίσης το πρωτόκολλο USB εισάγει επιπλέον καθυστερήσεις (οι οποίες πηγάζουν τόσο από το ίδιο το πρωτόκολλο όσο και από το λειτουργικό του υπολογιστή). Τα παραπάνω έχουν ως αποτέλεσμα ο υπολογιστής να εισάγει καθυστέρηση κατά μέσο όρο ~30ms κατά τη λήψη του πακέτου. Λαμβάνοντας υπόψιν το χρόνο καθυστέρησης υπολογίζεται προσεγγιστικά το πραγματικό bandwidth. Υποθέτουμε ότι τα δεδομένα που μεταφέρονται ανά μονάδα χρόνου απαιτούν χρόνο ίσο με το χρόνο αποστολής του πακέτου δύο φορές (η 2^η φορά αθροίζεται διότι αναμένεται απάντηση) συν το χρόνο αναμονής, λόγω της καθυστέρησης του υπολογιστή. Συνοψίζοντας τα παραπάνω καταλήγουμε στη σχέση (7.3).

$$Bandwidth = \frac{PacketDataBytes}{2 \left(\frac{PacketSize \times BitsPerFrame}{BaudRate} \right) + ResponseDelay} \quad (7.3)$$

$$Bandwidth = 0.44 \text{ KB/s}$$

Εξαιτίας του μεγάλου χρόνου απόκρισης του υπολογιστή περαιτέρω αύξηση του Baud Rate αυξάνει ελάχιστα τη πραγματική ταχύτητα. Πχ για Baud Rate 400.000 το bandwidth αυξάνεται σε 0.49 KB/s. Στην παρούσα εφαρμογή όμως, η μεγιστοποίηση του bandwidth δεν αποτελεί προτεραιότητα καθώς η ταχύτητα που επιτεύχθηκε καλύπτει της ανάγκες του συστήματος.

7.4. Μνήμη EEPROM

Η βασική ιδιότητα της μνήμης EEPROM (Electrically Erasable Programmable Read – Only Memory) είναι η διατήρηση των δεδομένων όταν σταματήσει να παρέχεται τροφοδοσία. Σχεδόν όλα τα ενσωματωμένα συστήματα χρησιμοποιούν μνήμη για την αποθήκευση ρυθμίσεων ή τη καταγραφή μετρήσεων. Πολλοί μικροελεγκτές περιέχουν ενσωματωμένη μνήμη EEPROM, η

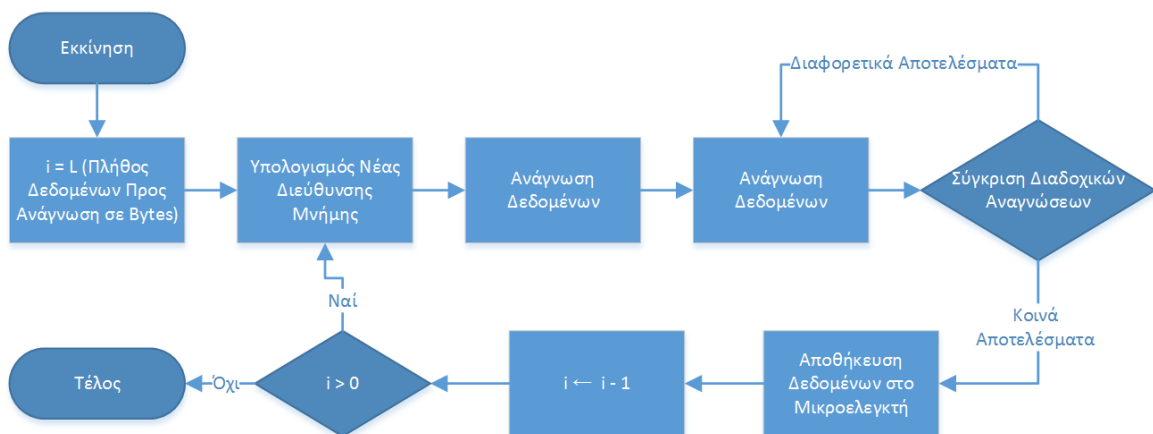
οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί έναντι εξωτερικής μνήμης για τη μείωση των εξαρτημάτων του τυπωμένου κυκλώματος. Ο μικροελεγκτής που χρησιμοποιήθηκε για το φορτιστή, δεν διαθέτει ενσωματωμένη μνήμη, επομένως πρέπει να χρησιμοποιηθεί ξεχωριστή μνήμη.

Επιλέχθηκε μνήμη EEPROM της εταιρείας Microchip, η οποία επικοινωνεί με δίαυλο σειριακής επικοινωνίας I²C με συχνότητα 400KHz και χωρητικότητα 512Kbit, η οποία είναι σημαντικά μεγαλύτερη από την ενσωματωμένη EEPROM που διαθέτει η πλειονότητα των μικροελεγκτών. Επίσης διαθέτει εξαιρετική διάρκεια διατήρησης δεδομένων (200 χρόνια) και ανθεκτικότητα σε επαναλαμβανόμενες εγγραφές (1 εκατομμύριο εγγραφές), καθιστώντας την ιδανική για κρίσιμες εφαρμογές, όπως η αποθήκευση των παραμέτρων φόρτισης. Η χρήση της μονάδας I2C του ελεγκτή για την επικοινωνία με τη μνήμη EEPROM καθιστά εύκολη την επικοινωνία και μειώνει στο ελάχιστο τις απαιτήσεις πόρων, χωρίς να απαιτείται η τήρηση αυστηρών χρονισμών μέσω λογισμικού.

Η μνήμη EEPROM που χρησιμοποιήθηκε υποστηρίζει ανάγνωση και εγγραφή σε επίπεδο byte αλλά και σε επίπεδο τομέων (page). Εξαιτίας των μικρών απαιτήσεων ταχύτητας που υπάρχουν, επιλέχθηκε η αποθήκευση σε επίπεδο byte. Η ταχύτητα διαύλου ρυθμίστηκε στα 100KHz για τη μείωση πιθανότητας εμφάνισης σφάλματος εξαιτίας της επικοινωνίας μικροελεγκτή – μνήμης. Αξίζει να αναφερθεί ότι δεν εντοπίστηκε κανένα σφάλμα επικοινωνίας στους ελέγχους που πραγματοποιήθηκαν σε συχνότητα 400KHz. Η ταχύτητα ανάγνωσης της μνήμης καθορίζεται από τη συχνότητα του διαύλου. Αντίθετα η ταχύτητα εγγραφής περιορίζεται, εξαιτίας της καθυστέρησης εγγραφής δεδομένων, η οποία σύμφωνα με το κατασκευαστή είναι 5ms.

7.4.1. Αλγόριθμος ανάγνωσης με επαλήθευση

Στο Σχήμα 7.10 περιγράφεται με τη μορφή λογικού διαγράμματος, ο αλγόριθμος ανάγνωσης δεδομένων με επαλήθευση από τη μνήμη EEPROM. Στόχος είναι η εξασφάλιση της ορθότητας των δεδομένων, επομένως δεν είναι κρίσιμη η απώλεια ταχύτητας έναντι της απλής ανάγνωσης.

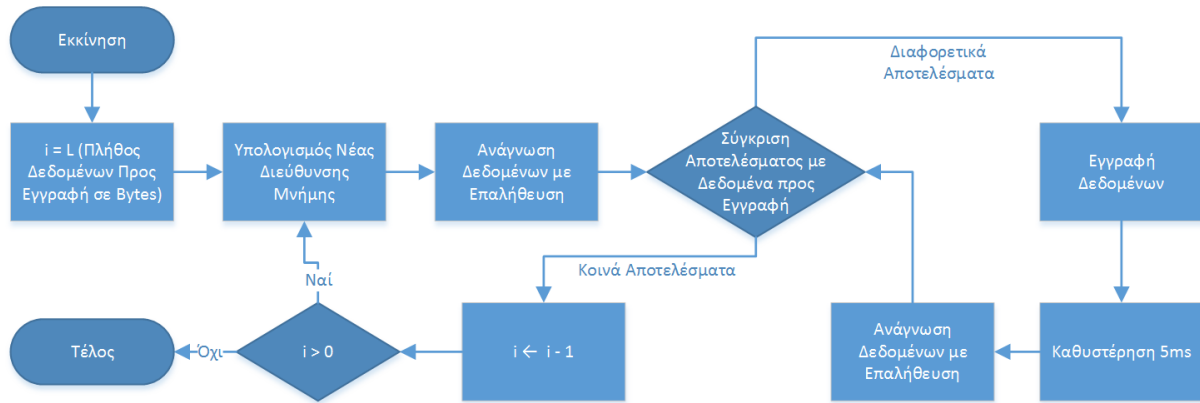


Σχήμα 7.10: Αλγόριθμος ανάγνωσης δεδομένων από τη μνήμη EEPROM με επαλήθευση.

7.4.2. Αλγόριθμος εγγραφής με επαλήθευση

Αντίστοιχα στο Σχήμα 7.11 περιγράφεται με μορφή λογικού διαγράμματος ο αλγόριθμος εγγραφής δεδομένων με επαλήθευση στη μνήμη EEPROM. Ο αλγόριθμος εγγραφής

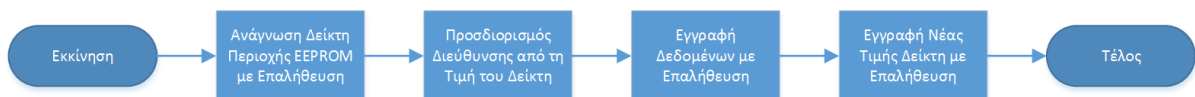
χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο ανάγνωσης του Σχήματος 7.10 για την επαλήθευση των δεδομένων. Ο ελεγκτής της μνήμης EEPROM δεν ελέγχει σε επίπεδο υλικού αν απαιτείται εγγραφή (δηλαδή αν τα δεδομένα προς εγγραφή είναι ίδια με την αποθηκευμένη τιμή της EEPROM), επομένως ελέγχεται αν απαιτείται εγγραφή στον αλγόριθμο. Ύστερα από κάθε εγγραφή εισάγεται καθυστέρηση 5ms, σύμφωνα με τα στοιχεία του κατασκευαστή.



Σχήμα 7.11: Αλγόριθμος εγγραφής δεδομένων σ τη μνήμη EEPROM με επαλήθευση.

7.4.3. Απώλεια Τροφοδοσίας Κατά την Εγγραφή

Η απώλεια τροφοδοσίας κατά την εγγραφή δεδομένων στη μνήμη EEPROM, έχει ως αποτέλεσμα τη διακοπή της εγγραφής πριν αυτή ολοκληρωθεί. Αν αποθηκευτεί μέρος των δεδομένων υπάρχει περίπτωση να οδηγηθούμε σε ανεπιθύμητη συμπεριφορά. Για να αποφευχθεί αυτό το ενδεχόμενο χρησιμοποιούνται δύο περιοχές της μνήμης για την αποθήκευση των επιθυμητών δεδομένων. Ένας δείκτης, ο οποίος αποθηκεύεται επίσης στην μνήμη EEPROM δηλώνει τη περιοχή με τη πιο πρόσφατη εγγραφή. Ο δείκτης περιοχής μνήμης ανανεώνεται μόνο όταν ολοκληρωθεί η αποθήκευση των δεδομένων και διατηρεί τη τιμή του με τη διακοπή της διαδικασίας. Άρα με αυτή τη μέθοδο απορρίπτονται πάντα οι ημιτελείς αποθηκεύσεις δεδομένων. Χρησιμοποιώντας αυτή τη μέθοδο επιτυγχάνεται και ελάττωση του ρυθμού των εγγραφών στο μισό, απαιτείται όμως διπλάσιος αποθηκευτικός. Επειδή η χωρητικότητα της μνήμης είναι αρκετά μεγαλύτερη από τις απαιτήσεις, αυτό δεν αποτελεί μειονέκτημα. Στο Σχήμα 7.12 παρουσιάζεται ο αλγόριθμος εγγραφής δεδομένων με εναλλαγή περιοχών. Όλες οι αναγνώσεις και εγγραφές γίνονται με τους αλγόριθμους του Σχήματος 7.10 και 7.11, με στόχο την επαλήθευση των δεδομένων.



Σχήμα 7.12: Αλγόριθμος εγγραφής δεδομένων στη μνήμη EEPROM με εναλλαγή περιοχών.

8. Μετρήσεις και προσομοιώσεις συστήματος

8.1. Θερμική Ανάλυση

Κατά την ανάλυση του κυκλώματος ισχύος του τρίτου σταδίου χρησιμοποιήθηκε θερμική κάμερα με στόχο την ακριβή μέτρηση θερμοκρασιών λειτουργίας. Στο Σχήμα 8.1 φαίνεται η θερμική κάμερα FLIR E60 κατά τη διαδικασία λήψης μετρήσεων, η οποία καταγράφει θερμικές φωτογραφίες και βίντεο. Τα πιο ευαίσθητα στοιχεία του πρωτότυπου τυπωμένου κυκλώματος στην άνοδο της θερμοκρασίας είναι οι πυκνωτές και τα διακοπτικά στοιχεία. Ως φορτίο εξόδου χρησιμοποιήθηκε το ηλεκτρονικό φορτίο Chroma 63803, το οποίο δέχεται μέχρι 36A/350V/3.6KW. Το σύστημα ρυθμίστηκε ως πηγή ρεύματος στα 13A, (ένταση που ξεπερνάει τη περιοχή λειτουργίας του συστήματος) με στόχο την εύρεση των μέγιστων θερμοκρασιών λειτουργίας. Η θερμοκρασία περιβάλλοντος κατά τη διάρκεια των μετρήσεων ήταν 18°C. Το ηλεκτρονικό φορτίο ρυθμίστηκε ως σταθερή αντίσταση 12Ohm με στόχο η τάση εξόδου να προσεγγίζει τα 150V. Αυτό έγινε κατά πρώτον για να μεγιστοποιηθούν τα ρεύματα κυμάτωσης στους πυκνωτές εισόδου και εξόδου (επειδή το duty cycle πλησιάζει τιμή 50%) και κατά δεύτερον για να τηρηθεί ο περιορισμός ισχύος του ηλεκτρονικού φορτίου (3,6KW).



Σχήμα 8.1: Πειραματική διάταξη μέτρησης θερμοκρασιών λειτουργίας με χρήση θερμικής κάμερας.

Στο Σχήμα 8.2 απεικονίζονται θερμικές εικόνες των πυκνωτών και των διακοπτικών στοιχείων. Οι πυκνωτές παρουσιάζουν ελάχιστη άνοδο θερμοκρασίας ($\cong 15^\circ\text{C}$) υπό μέγιστα ρεύματα κυμάτωσης. Επομένως η θερμοκρασία τους αποτελεί περισσότερο συνάρτηση της θερμοκρασίας περιβάλλοντος. Για θερμοκρασία περιβάλλοντος 60°C η θερμοκρασία των πυκνωτών δεν θα υπερβαίνει τους 85°C, η οποία είναι και η μέγιστη ασφαλή θερμοκρασία λειτουργίας τους σύμφωνα με τον κατασκευαστή.

Αντίθετα η μέγιστη θερμοκρασία του των διακοπτικών στοιχείων βρέθηκε ίση με 80°C. Αυτό οφείλεται εν μέρει στη χρήση μικρής ψήκτρας για την παθητική απαγωγή θερμότητας. Κατά τη διάρκεια των μετρήσεων η θερμοκρασία της ψήκτρας έφτασε τους 55°C. Η μέγιστη

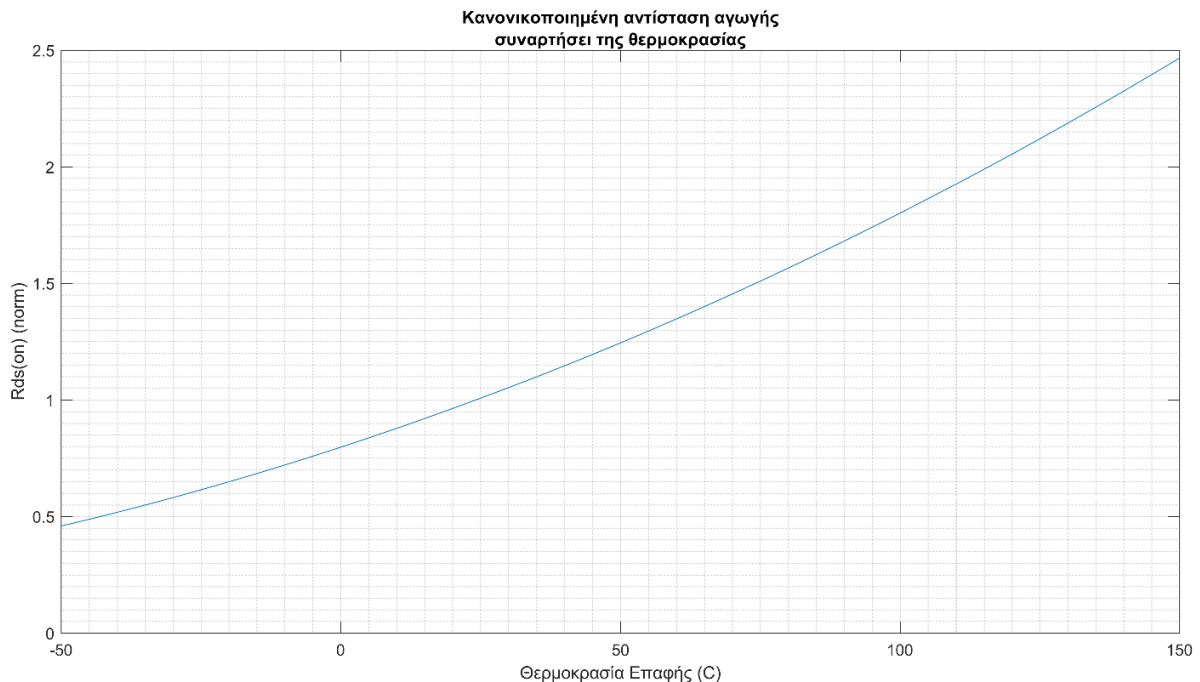
θερμοκρασία επαφής (junction) του Mosfet που χρησιμοποιήθηκε είναι σύμφωνα με το κατασκευαστή 150°C ενώ της διόδου 175°C. Τέλος η θερμοκρασία του δακτυλιδιού φερρίτη που τοποθετήθηκε στον ακροδέκτη του Mosfet με στόχο τη μείωση των ανεπιθύμητων ταλαντώσεων στο κύκλωμα ισχύος, ήταν $\cong 100^\circ\text{C}$, η υψηλότερη που μετρήθηκε στο πρωτότυπο κύκλωμα. Το δακτυλίδι φερρίτη έχει μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας 150°C.



Σχήμα 8.2: Θερμικές εικόνες πρωτότυπου τυπωμένου κυκλώματος. Αριστερά απεικονίζεται η θερμοκρασία των πυκνωτών εξόδου, στο κέντρο η θερμοκρασία των διακοπτικών στοιχείων και δεξιά η θερμοκρασία του δακτυλιδιού φερρίτη.

8.1.1. Προσεγγιστική εκτίμηση θερμοκρασίας επαφής Mosfet

Η εκτίμηση της ισχύος απωλειών του Mosfet παρουσιάζεται στην ενότητα 4.5.1. Σύμφωνα με τα στοιχεία του κατασκευαστή η αντίσταση αγωγής του Mosfet εξαρτάται κατά πολύ μεγάλο βαθμό από τη θερμοκρασία επαφής. Η εξάρτηση αυτή φαίνεται στο Σχήμα 8.3.



Σχήμα 8.3: Εξάρτηση αντίστασης αγωγής Mosfet συναρτήσει της θερμοκρασίας επαφής

Η αντίσταση αγωγής του Mosfet συναρτήσει της θερμοκρασίας επαφής είναι ίση με:

$$R_{DS(T_j)} = R_{DS(Nom)} \cdot (2.182 \cdot 10^{-5} \cdot T_j^2 + 7.9 \cdot 10^{-3} \cdot T_j + 0.7973) \quad (8.1)$$

Για τη θερμική αντίσταση μεταξύ επαφής Mosfet και περιβλήματος διόδου ισχύει:

$$R_{jc} = \frac{T_j - T_c}{P_j} \Leftrightarrow T_j = R_{jc} \cdot P_j + T_c \quad (8.2)$$

Επιλύοντας το σύστημα για $R_{jc} = 0.5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$, $I = 13\text{A}$, $T_c = 80^\circ\text{C}$ (η ισχύς επαφής του Mosfet δίνεται από τη σχέση (4.182)) βρίσκουμε:

$$T_j = 89.8^\circ\text{C}$$

8.1.2. Προσεγγιστική εκτίμηση θερμοκρασίας επαφής διόδου

Για τον προσεγγιστικό υπολογισμό της θερμοκρασίας επαφής της διόδου χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο του κατασκευαστή σύμφωνα με το οποίο η διάδος προσεγγίζεται με αντίσταση και πηγή τάσης εξαρτώμενες από τη θερμοκρασία επαφής.

$$V_f = 0.93 - T_j \cdot 9.3 \cdot 10^{-4} \quad (8.3)$$

$$R_t = 0.058 + T_j \cdot 5.7 \cdot 10^{-4} \quad (8.4)$$

$$P_j = I \cdot (V_f + I \cdot R_t) \cdot (1 - D) \quad (8.5)$$

Όπου V_f η πτώση τάσης ορθής πόλωσης της διόδου και R_t η ωμική αντίσταση της διόδου. Για τη θερμική αντίσταση μεταξύ επαφής διόδου και περιβλήματος διόδου ισχύει:

$$R_{jc} = \frac{T_j - T_c}{P_j} \Leftrightarrow T_j = R_{jc} \cdot P_j + T_c \quad (8.6)$$

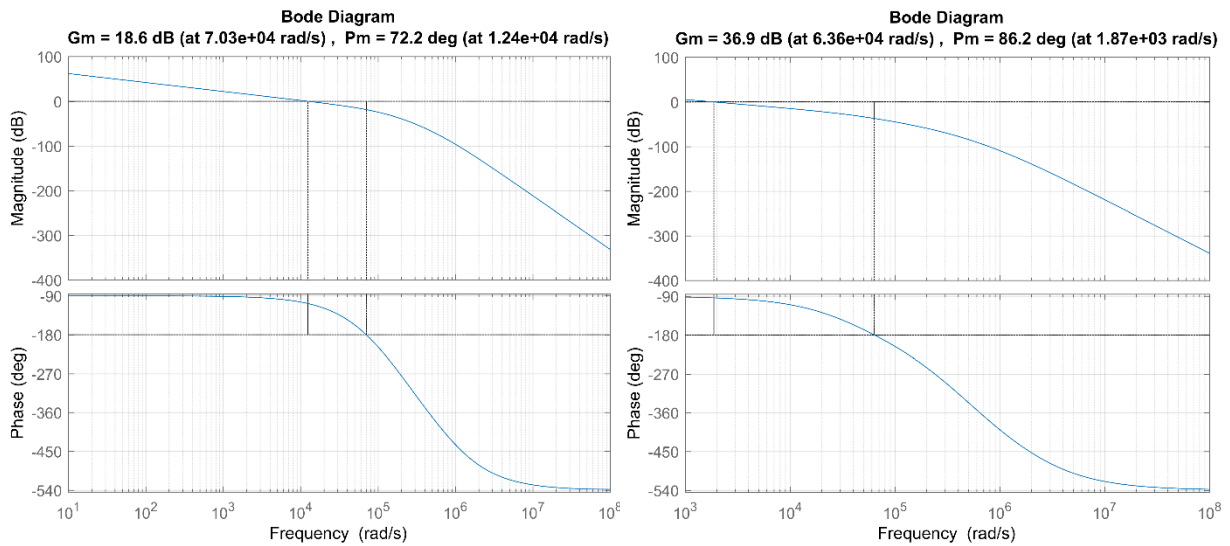
Επιλύοντας το σύστημα για $R_{jc} = 0.75 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$, $I = 13\text{A}$, $T_c = 80^\circ\text{C}$ βρίσκουμε:

$$T_j = 95.5^\circ\text{C}$$

8.2. Θεωρητικός Υπολογισμός Ευστάθειας με χρήση Matlab

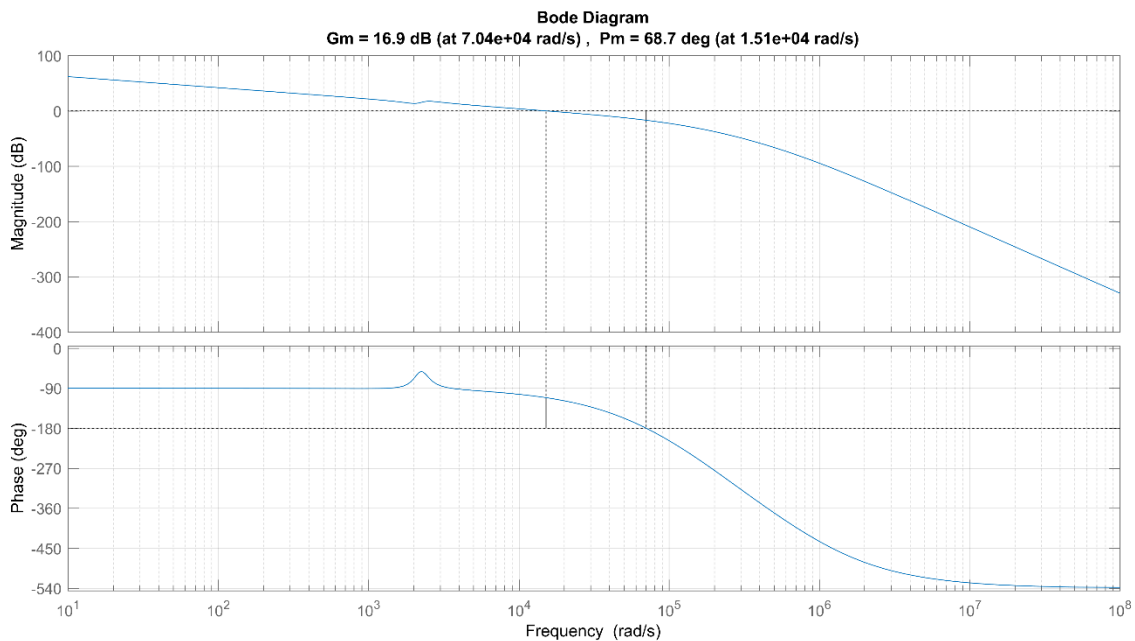
Το περιθώριο φάσης αποτελεί μια από τις σημαντικότερες παραμέτρους επίδοσης του ελέγχου. Επειδή ο άμεσος υπολογισμός του είναι περίπλοκος υπολογίστηκε με χρήση Matlab εκ των υστέρων. Για την αύξηση του περιθωρίου φάσης απαιτείται τροποποίηση των παραμέτρων του αντισταθμιστή και επανυπολογισμός του περιθωρίου φάσης. Στο Σχήμα 8.4 απεικονίζονται τα διάγραμμα bode ανοικτού βρόχου του συστήματος με εφαρμογή ελέγχου ρεύματος (αριστερό διάγραμμα) και ελέγχου τάσης (δεξί διάγραμμα). Με κάθετες μαύρες γραμμές είναι σημειωμένες η κρίσιμη συχνότητα και η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους. Το περιθώριο φάσης του ελέγχου ρεύματος είναι 72° ενώ του ελέγχου τάσης 86° . Η επιλογή μεγαλύτερης συχνότητας

μοναδιαίου κέρδους μειώνει το περιθώριο φάσης. Επίσης η ανάδραση ρεύματος έχει χαμηλότερη συχνότητα αποκοπής για τη μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος πηνίου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την περαιτέρω μείωση του περιθώριου φάσης του ελέγχου ρεύματος.



Σχήμα 8.4: Θεωρητικός υπολογισμός περιθωρίου φάσης για τον έλεγχο ρεύματος (αριστερά) και τον έλεγχο τάσης (δεξιά).

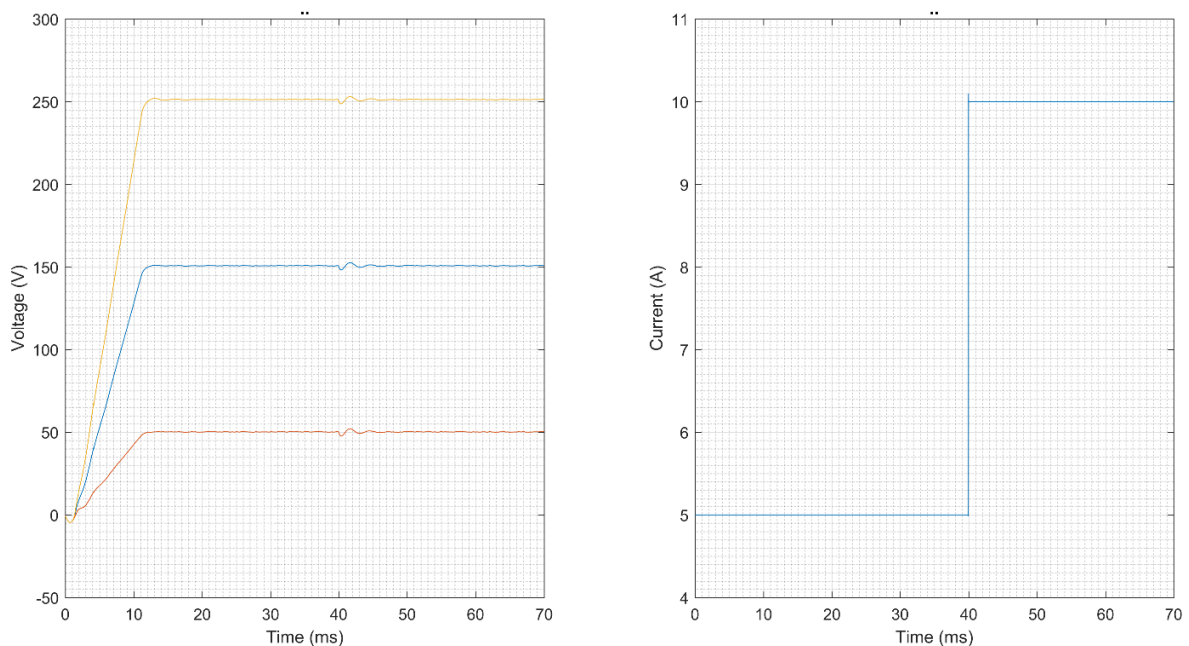
Από τις σχέσεις (5.39) και (5.40) παρατηρείται ότι η αλλαγή του ρεύματος εξόδου μετακινεί τους πόλους του συστήματος. Επειδή η ρουτίνα προσαρμογής των συντελεστών του αντισταθμιστή ρεύματος εκτελείται με χαμηλότερη συχνότητα από το εύρος ζώνης του συστήματος, κατά τη βηματική είσοδο στο ρεύμα αναφοράς το περιθώριο φάσης προσωρινά ελαττώνεται. Στο Σχήμα 8.5 απεικονίζεται η επίδραση της καθυστέρησης προσαρμογής του αντισταθμιστή ρεύματος στο περιθώριο φάσης. Παρατηρείται μείωση $3,5^\circ$. Ο αντισταθμιστής ρεύματος έχει ρυθμιστεί για 5A ρεύματος πηνίου ενώ το σύστημα έχει 10A ρεύμα πηνίου.



Σχήμα 8.5: Θεωρητικός υπολογισμός περιθωρίου φάσης ελέγχου ρεύματος. Οι συντελεστές του αντισταθμιστή αντιστοιχούν σε διαφορετική τιμή ρεύματος από το ρεύμα του πηνίου.

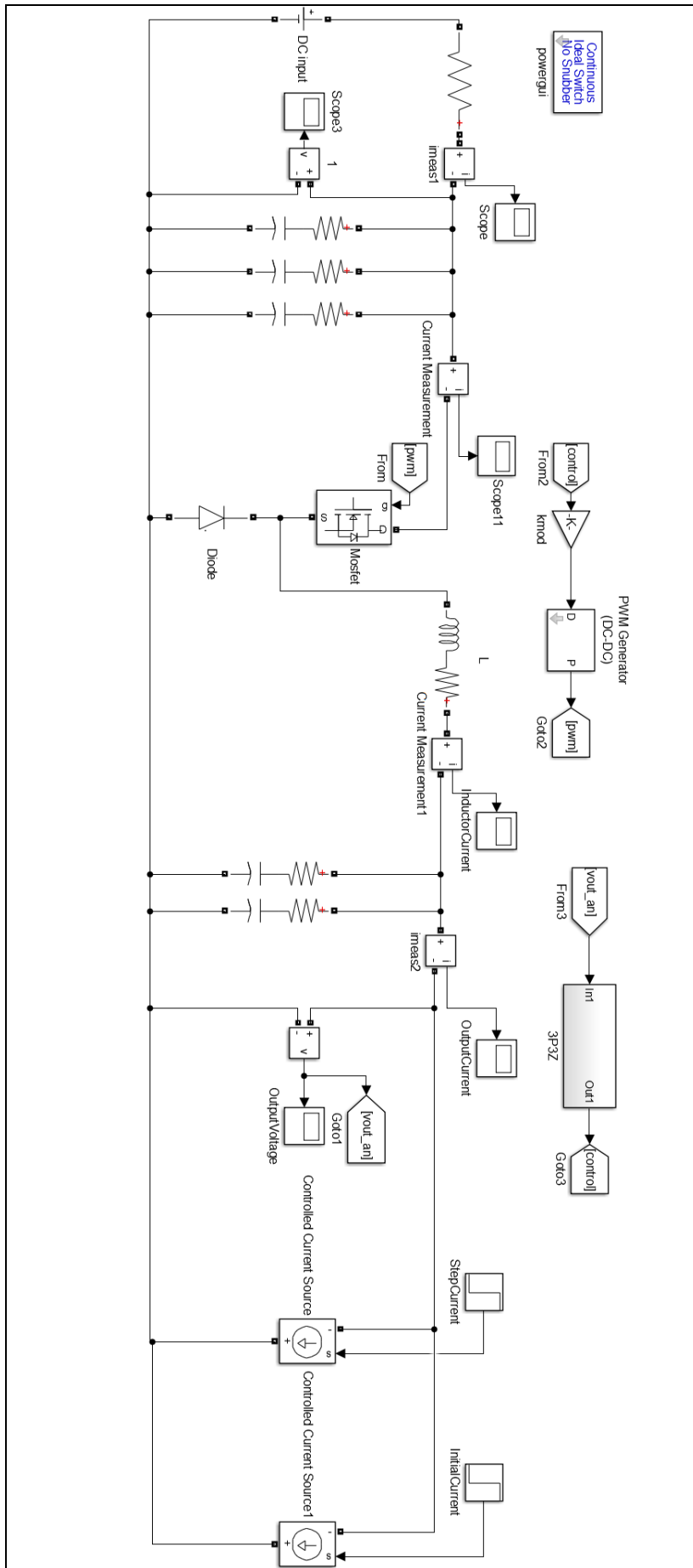
8.3. Εξομοίωση Συστήματος με χρήση Simulink

Η βηματική απόκριση του συστήματος εξομοιώθηκε με το πρόγραμμα Simulink. Συγκεκριμένα το κύκλωμα ανάδρασης σχεδιάστηκε στο Simulink σε μορφή συναρτήσεως μεταφοράς ενώ το τμήμα ισχύος του συστήματος σχεδιάστηκε σε επίπεδο στοιχείων. Τα στοιχεία που επιλέχθηκαν (διακοπτικά στοιχεία, πυκνωτές, πηνίο) είναι ιδανικά, με προσθήκη των αντίστοιχων αντιστάσεων για την εξομοίωση των ωμικών απωλειών. Ο αντισταθμιστής 3p3z υλοποιήθηκε αναλυτικά με τον ίδιο τρόπο που υπολογίζεται στον μικροελεγκτή σύμφωνα με το Σχήμα 5.16 και δέχεται παραμετρικά τους συντελεστές A και B (προσαρμοσμένους σε 16bit μορφή που χρησιμοποιεί ο μικροελεγκτής). Ιδιαίτερη σημασία δόθηκε στην αριθμητική ακρίβεια των πράξεων. Επίσης προστέθηκε ψηφιακός θόρυβος στην ανάδραση. Η ισχύς του θορύβου προσδιορίστηκε εμπειρικά εξισώνοντας τη κυμάτωση της εξόδου του συστήματος στο Simulink με τις πραγματικές μετρήσεις της εξόδου που λήφθηκαν με χρήση παλμογράφου. Στο Σχήμα 8.6 φαίνεται (αριστερό διάγραμμα) το αποτέλεσμα της εξομοίωσης του συστήματος στο Simulink για τάσεις αναφοράς 50V, 150V και 250V και το ρεύμα που διαρρέει το φορτίο (δεξιό διάγραμμα). Στην επόμενη ενότητα συγκρίνονται αναλυτικά τα αποτελέσματα της εξομοίωσης με τις μετρήσεις του συστήματος.

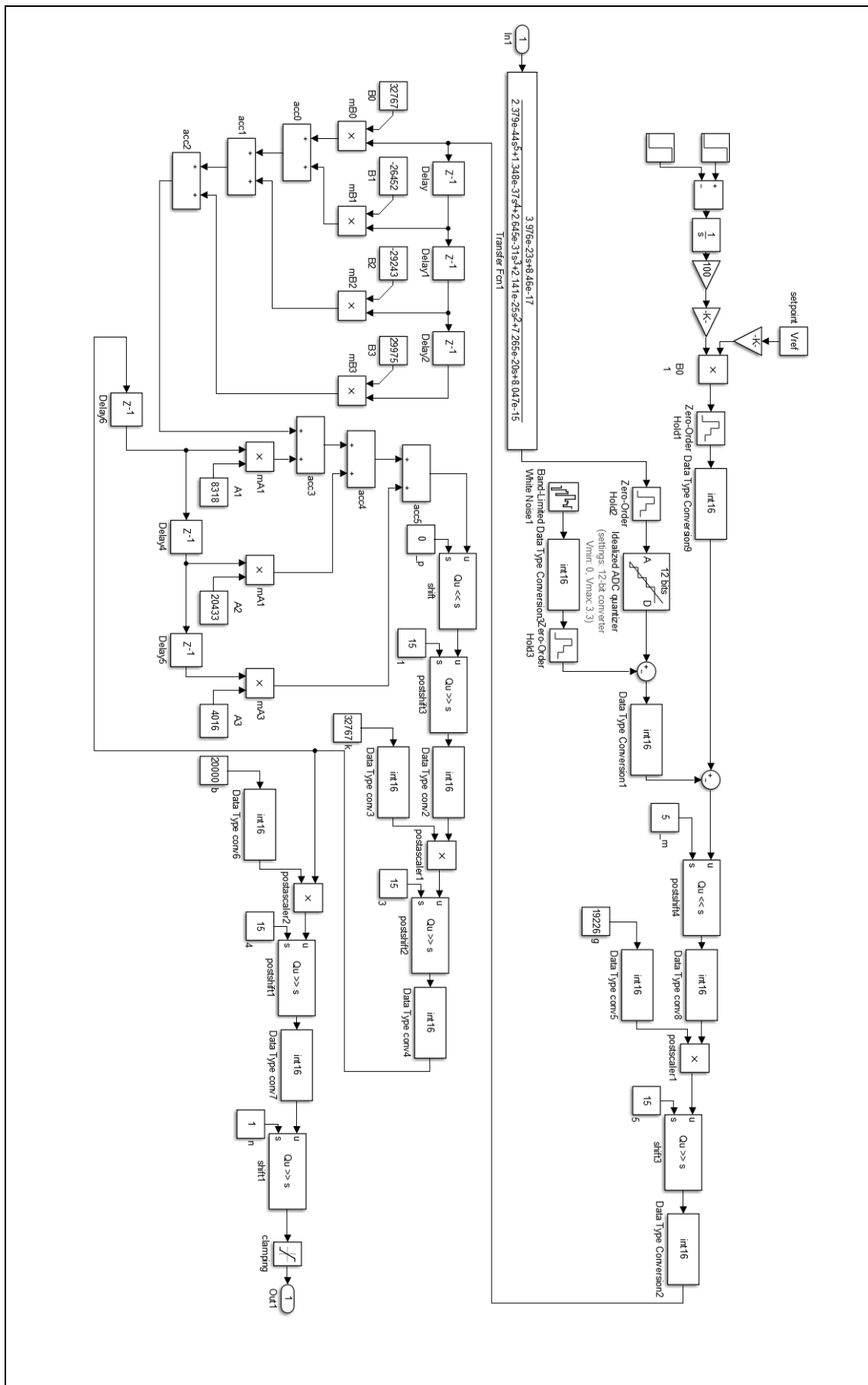


Σχήμα 8.6: Βηματική απόκριση τάσης εξόδου συστήματος από εξομοίωση στο Simulink. Αριστερά απεικονίζεται η έξοδος του συστήματος για τάσεις αναφοράς 50V, 150V και 250V. Δεξιά απεικονίζεται το ρεύμα που διαρρέει το φορτίο.

Στο Σχήμα 8.7 απεικονίζεται το σχηματικό διάγραμμα που δημιουργήθηκε στο Simulink με στόχο την εξομοίωση της βηματικής απόκρισης εξόδου του τρίτου σταδίου ισχύος συστήματος και στο Σχήμα 8.8 ο αντισταθμιστής 3p3z ο οποίος εκτελεί τις μαθηματικές πράξεις με ακρίβεια 16 bit (όπως κάνει και ο μικροελεγκτής).



Σχήμα 8.7: Σχηματικό διάγραμμα μοντέλου εξομώσεως βηματικής απόκρισης εξόδου του συστήματος στο Simulink



Σχήμα 8.8: Σχηματικό διάγραμμα μοντέλου ψηφιακού αντισταθμιστή 3^{ης} ζ. Οι πράξεις εκτελούνται με την αντίστοιχη ακρίβεια του υλικού του μικροελεγκτή.

8.4. Μετρήσεις κυκλώματος ισχύος μετατροπέα Buck

8.4.1. Μέτρηση κυμάτωσης πυκνωτών

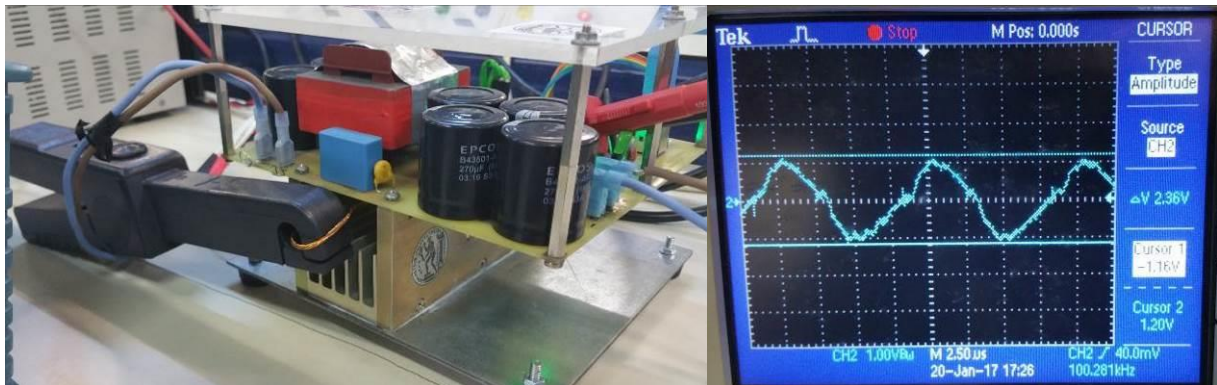
Η κυμάτωση των πυκνωτών εισόδου και εξόδου του μετατροπέα Buck μετρήθηκε σε τάση εξόδου 150V και ρεύμα εξόδου 10A. Υπό αυτές της συνθήκες το duty cycle του μετατροπέα είναι κατά προσέγγιση $D = \frac{150}{350} \cong 0.43$, το οποίο προσεγγίζει τη τιμή 0.5 και σε συνδυασμό με την υψηλή τιμή έντασης ρεύματος εξόδου μεγιστοποιεί τη κυμάτωση τάσης των πυκνωτών. Στο Σχήμα 8.9 απεικονίζονται οι μετρήσεις της κυμάτωσης των πυκνωτών εξόδου (αριστερά) και εισόδου (δεξιά). Η κυμάτωση της τάσης των πυκνωτών εξόδου μετρήθηκε ίση με $\Delta V_{out} = 288mV$ και των πυκνωτών εισόδου $\Delta V_{in} = 496mV$ οι οποίες δεν ξεπερνάνε τις προδιαγραφές. Σύμφωνα με την ενότητα 4.2.2 οι θεωρητικές τάσεις κυμάτωσης είναι $\Delta V_{in} = 573mV$ και $\Delta V_{out} = 245mV$. Οι διακυμάνσεις τάσης που φαίνονται κατά την εναλλαγή κατάστασης των διακοπτικών στοιχείων οφείλονται σε θόρυβο τύπου Common Mode και είναι ιδιαίτερα εμφανής εξαιτίας της κλίμακας τάσης (200mV/div) που επιλέχθηκε για τη μέτρηση και της έλλειψης ειδικού φίλτρου Common Mode στην είσοδο και έξοδο του συστήματος.



Σχήμα 8.9: Μετρήσεις κυμάτωσης τάσης πυκνωτών εξόδου (αριστερά) και εισόδου (δεξιά).

8.4.2. Μέτρηση κυμάτωσης ρεύματος πηνίου

Η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου του μετατροπέα Buck μετρήθηκε με χρήση απομονωμένου probe ρεύματος με αισθητήρα Hall, το οποίο έχει εύρος ζώνης 100KHz. Εξαιτίας του περιορισμού του εύρους ζώνης η κυματομορφή ρεύματος του πηνίου φαίνεται παραμορφωμένη.



Σχήμα 8.10: Μέτρηση κυμάτωσης ρεύματος πηνίου (δεξιά) και πειραματική διάταξη μέτρησης (αριστερά).

Στο Σχήμα 8.10 απεικονίζεται η πειραματική διάταξη κατά τη μέτρηση και η κυματομορφή του ρεύματος πηνίου. Η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου μετρήθηκε για τάση εξόδου 150V, ρεύμα εξόδου 10A και έχει τιμή $I_{ripple} = 2.36A$ αποτέλεσμα που συμφωνεί με το θεωρητικό υπολογισμό της σχέσης (4.45). ($I_{ripple} = 2.44A$)

8.4.3. Μέτρηση χρόνου ανόδου τάσης διακοπτικών στοιχείων

Η μέτρηση του χρόνου ανόδου της τάσης κατά την εναλλαγή κατάστασης των διακοπτικών στοιχείων παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.11. Στην αριστερή εικόνα απεικονίζεται η κυματομορφή τάσης σε χρονική κλίμακα ίδιας τάξης μεγέθους με τη διακοπτική συχνότητα. Στα δεξιά απεικονίζεται ο χρόνος ανόδου της τάσης ο οποίος μετρήθηκε ίσος με $t_{rise} \cong 15ns$.



Σχήμα 8.11: Κυματομορφή τάσης διακοπτικών στοιχείων μετατροπέα Buck στη κάθοδο της διόδου (αριστερά) και του χρόνου ανόδου (δεξιά).

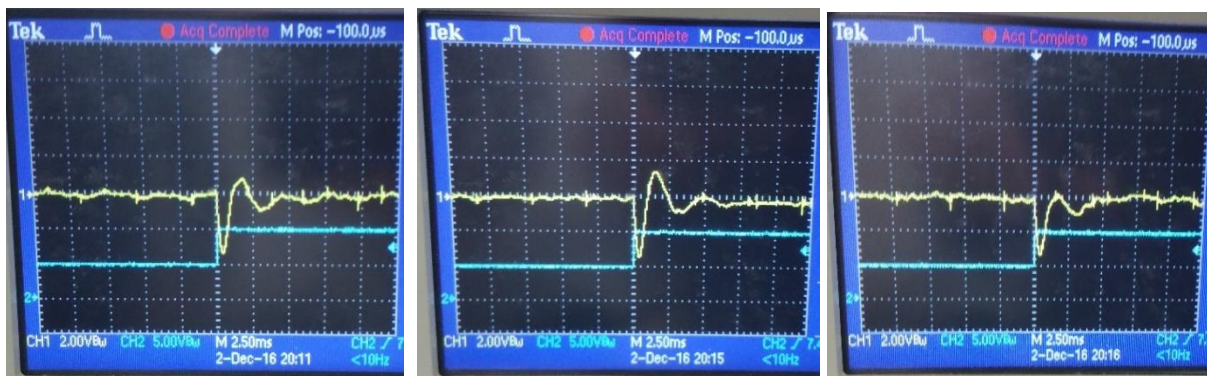
8.5. Πειραματικές Μετρήσεις Βηματικής Απόκρισης Τάσης Εξόδου και Ρεύματος Πηνίου

Για την επαλήθευση της θεωρητικής ανάλυσης και των επιδόσεων του ελεγκτή πραγματοποιήθηκε μια σειρά μετρήσεων της βηματικής απόκρισης του συστήματος με τη χρήση ηλεκτρονικού φορτίου. Το ηλεκτρονικό φορτίο που χρησιμοποιήθηκε είναι το Chroma 63803 το οποίο δέχεται στην είσοδο του 36A/350V/3.6KW καλύπτοντας επομένως τις σχεδιαστικές απαιτήσεις. Στο Σχήμα 8.12 παρουσιάζεται η πειραματική διάταξη και το ηλεκτρονικό φορτίο που χρησιμοποιήθηκε.



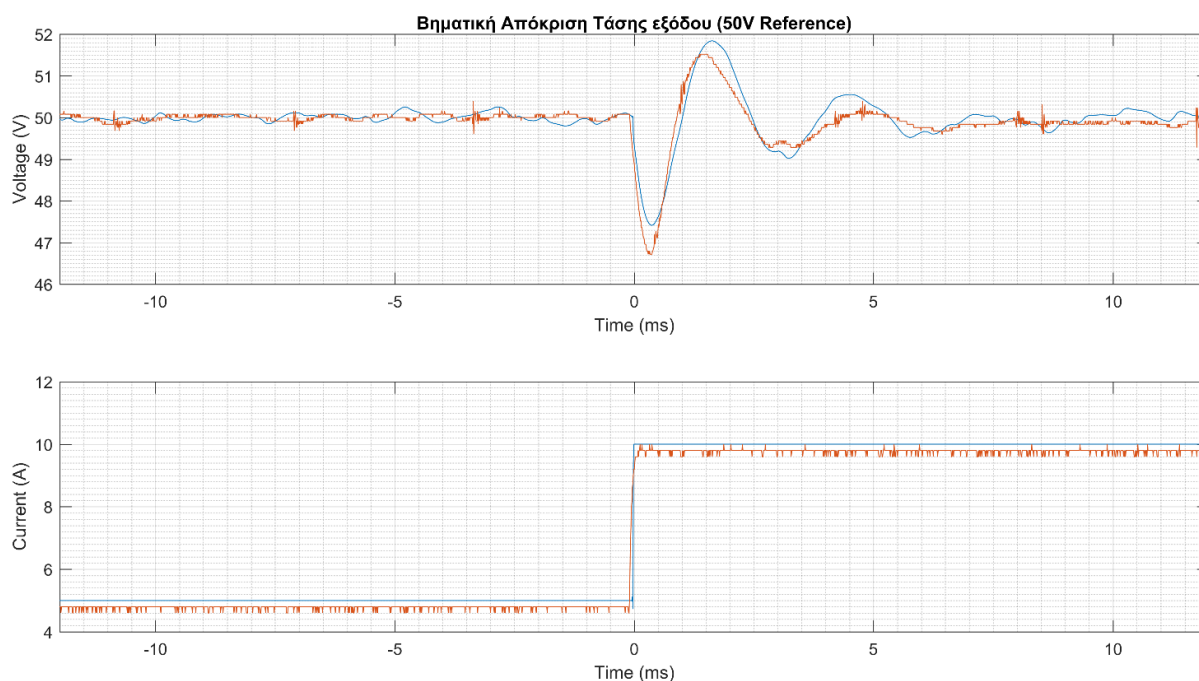
Σχήμα 8.12: Πειραματική διάταξη μέτρησης βηματικής απόκρισης (αριστερά), ηλεκτρονικό φορτίο με ρύθμιση 10A/250V (δεξιά).

Στο Σχήμα 8.13 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης και ρεύματος εξόδου με μετάβαση από το 50% της ονομαστικής τιμής του ρεύματος στο 100% (από 5A στα 10A). Πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις για τιμές τάσης 50V, 150V και 250V. Παρατηρήθηκε ότι ο ελεγκτής έχει χρόνο αποκατάστασης $T_s \cong 7.5ms$ με βύθιση τάσης (Voltage undershoot) $V_U \leq 4V$ το οποίο είναι σταθερό ανεξαρτήτως της τάσης αναφοράς του συστήματος. Σε σχέση με την ονομαστική τάση εξόδου η ποσοστιαία βύθιση τάσης είναι μόλις $V_{PU} \leq \frac{4}{300} \times 100 \cong 1,33\%$.

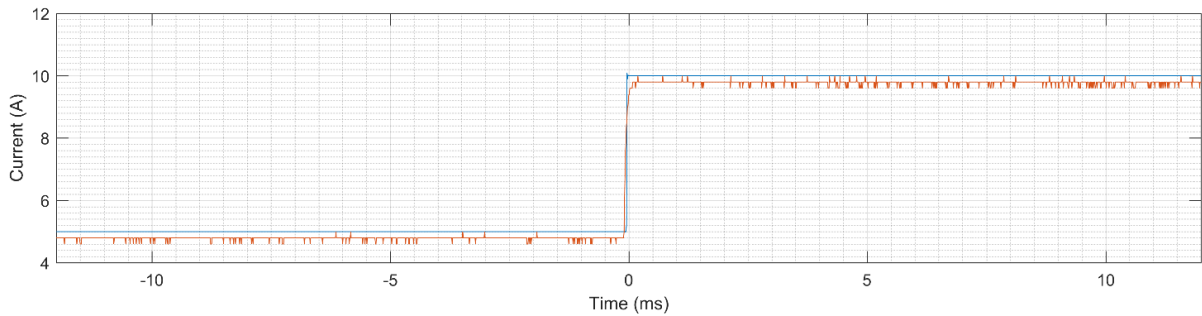
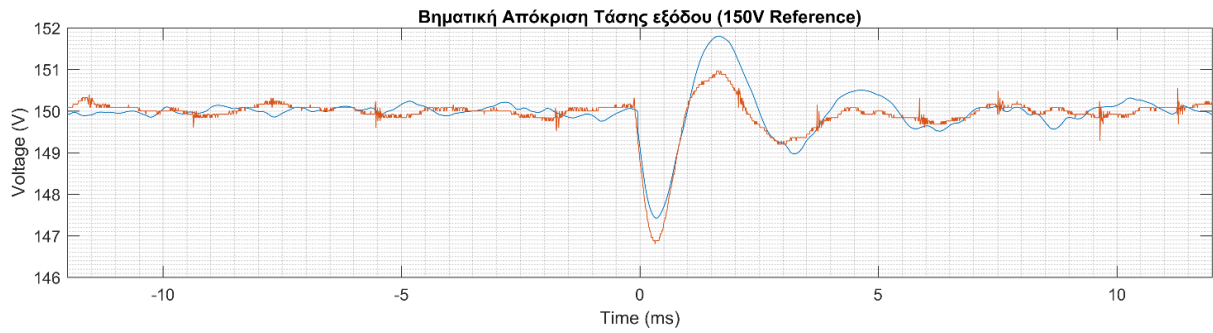


Σχήμα 8.13: Βηματική απόκριση συστήματος για τιμές ρεύματος από 5A στα 10A για τάση αναφοράς 150V (αριστερά), 50V (κέντρο) και 250V (δεξιά).

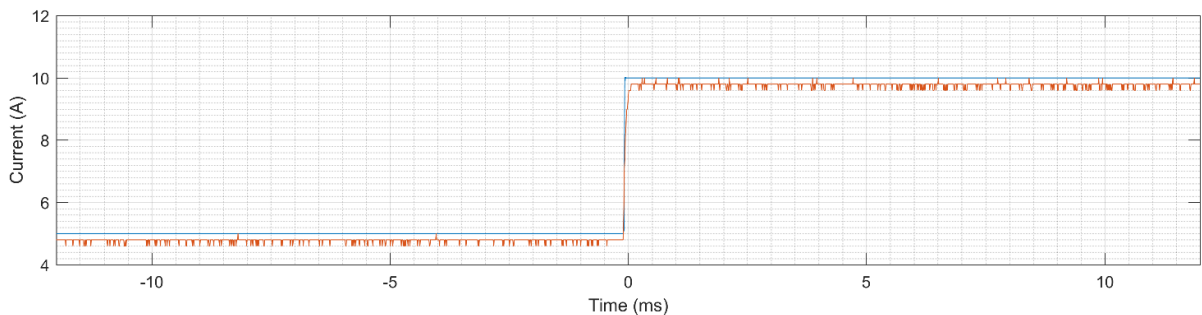
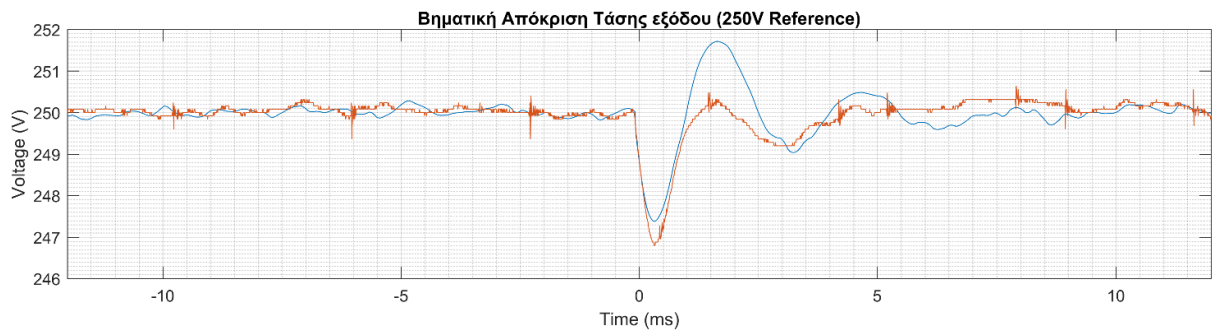
Στα Σχήματα 8.14, 8.15 και 8.16 συγκρίνεται η βηματική απόκριση του συστήματος της εξομοίωσης του Simulink και των μετρήσεων. Παρατηρείται ότι η εξομοίωση πετυχαίνει με πολύ μεγάλη ακρίβεια τη βηματική απόκριση του συστήματος.



Σχήμα 8.14: Βηματική απόκριση συστήματος για τάση αναφοράς 50V και βηματικό φορτίο από 5A στα 10A. Με κόκκινο απεικονίζονται οι μετρήσεις ενώ με μπλε χρώμα τα αποτελέσματα της εξομοίωσης Simulink,

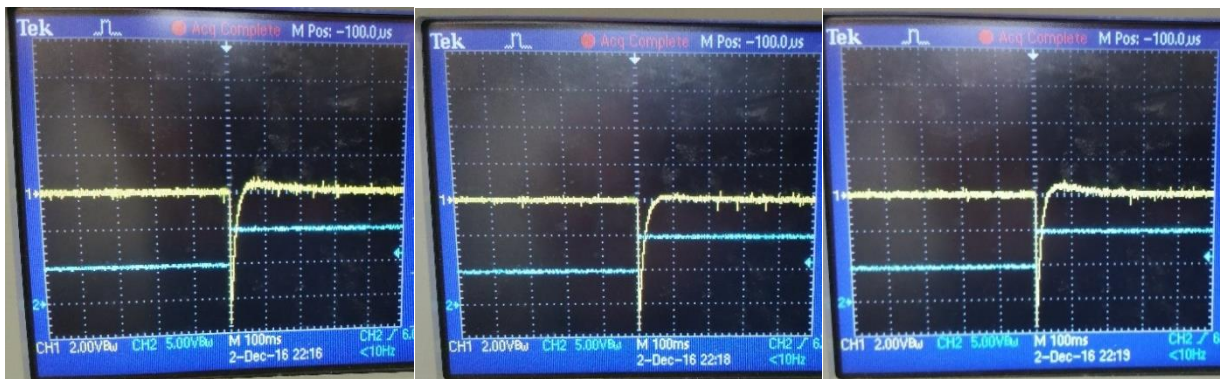


Σχήμα 8.15: Βηματική απόκριση συστήματος για τάση αναφοράς 150V και βηματικό φορτίο από 5A στα 10A. Με κόκκινο απεικονίζονται οι μετρήσεις ενώ με μπλε χρώμα τα αποτελέσματα της εξομοίωσης Simulink



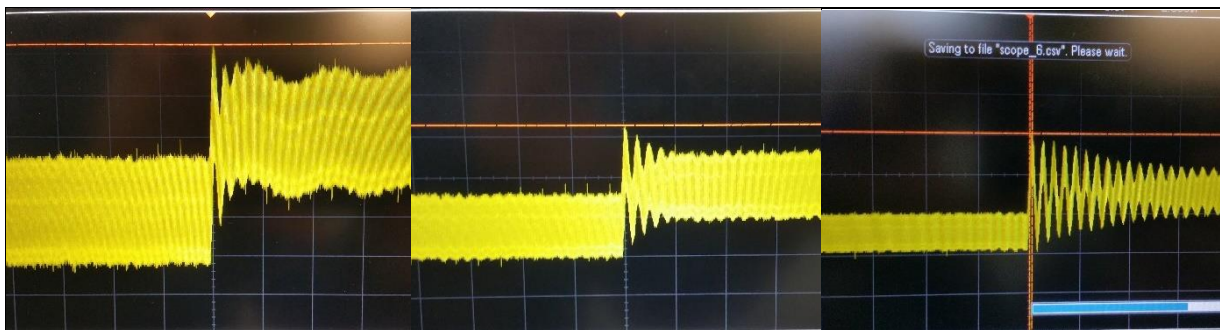
Σχήμα 8.16: Βηματική απόκριση συστήματος για τάση αναφοράς 250V και βηματικό φορτίο από 5A στα 10A. Με κόκκινο απεικονίζονται οι μετρήσεις ενώ με μπλε χρώμα τα αποτελέσματα της εξομοίωσης Simulink.

Στο Σχήμα 8.17 παρουσιάζεται η βηματική απόκριση της τάσης εξόδου του συστήματος με χρήση ελεγκτή Current mode. Από τις μετρήσεις προκύπτει ότι ο χρόνος αποκατάστασης είναι περίπου ίσος με $T_s \cong 100ms$ ενώ η βύθιση τάσης (Voltage undershoot) είναι ίση με $V_U \leq 8V$. Η τάση εξόδου είναι εν γένει πιο σταθερή με την εφαρμογή του ελέγχου Current mode εξαιτίας του μειωμένου θορύβου της ανάδρασης ρεύματος και του μεγαλύτερου εύρους ζώνης.

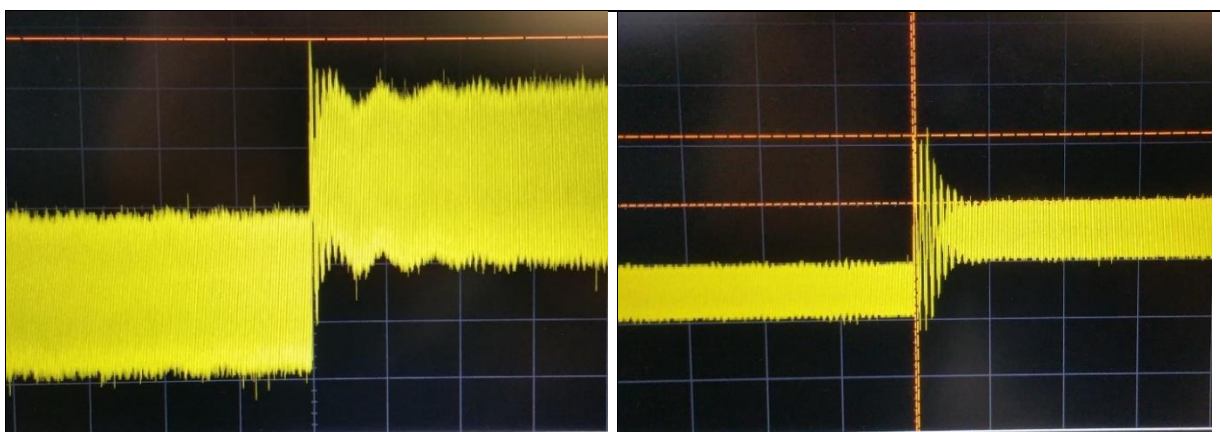


Σχήμα 8.17: Βηματική απόκριση συστήματος με ηλεκτική Current Mode για τιμές ρεύματος από 5A στα 10A για τάση αναφοράς 150V (αριστερά), 50V (κέντρο) και 250V (δεξιά).

Στο Σχήμα 8.18 απεικονίζεται η βηματική απόκριση του ρεύματος πηνίου του μετατροπέα Buck για βηματική είσοδο ρεύματος αναφοράς. Το ρεύμα μετρήθηκε με χρήση απομονωμένου probe με αισθητήρα Hall, το οποίο έχει εύρος ζώνης 100KHz, όπως φαίνεται στο Σχήμα 8.10. Για ρεύμα πηνίου $I \leq 5A$ το σύστημα ισορροπεί ταχύτατα στη νέα μόνιμη κατάσταση. Όμως για μεγαλύτερες τιμές ρεύματος πηνίου, εξαιτίας της μεταβολής της συνάρτησης μεταφοράς του ρεύματος ανοικτού βρόχου ο συντελεστής απόσβεσης ελαττώνεται, με αποτέλεσμα την αύξηση του χρόνου αποκατάστασης και την ελάττωση της σχετικής ευστάθειας του συστήματος.



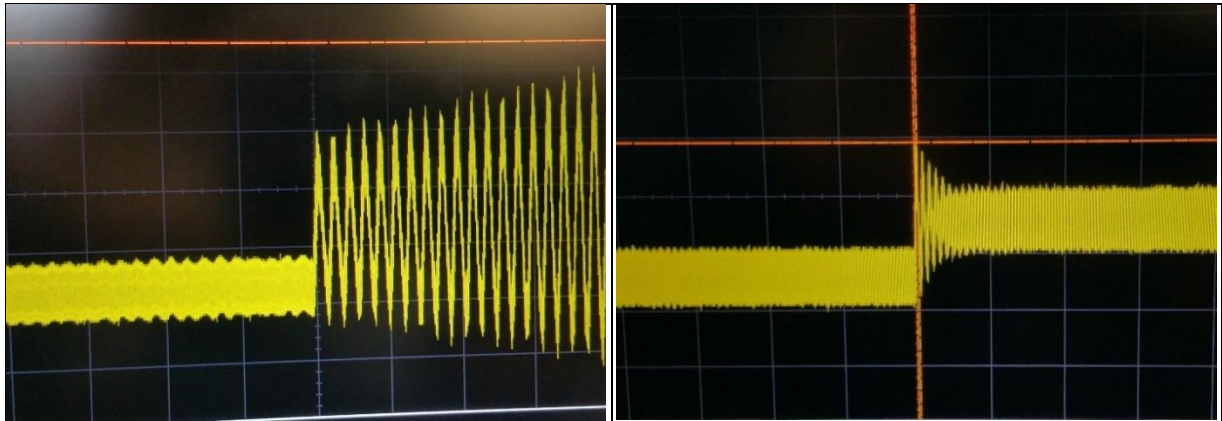
Σχήμα 8.18: Βηματική απόκριση ρεύματος πηνίου με βηματική είσοδο ρεύματος αναφοράς από 1.5A στα 2.5A (αριστερά), από 4.5A στα 5.5A (κέντρο) και από 8A στα 10A (δεξιά).



Σχήμα 8.19: Βηματική απόκριση ρεύματος πηνίου με βηματική είσοδο ρεύματος αναφοράς εφαρμόζοντας τη μέθοδο προσαρμογής συντελεστών του αντισταθμιστή ρεύματος (gain scheduling). Αριστερά απεικονίζεται η απόκριση της εξόδου για ρεύμα αναφοράς από 1.5A στα 2.5A και δεξιά από 8A στα 10A.

Για ακόμα μεγαλύτερες τιμές ρεύματος το σύστημα είναι ασταθές όπως φαίνεται στο Σχήμα 8.20 (βηματική μεταβολή ρεύματος αναφοράς από 10A στα 12A). Το πρόβλημα μεταβολής της

συνάρτησης μεταφοράς ρεύματος επιλύεται με τη τεχνική προσαρμοζόμενων συντελεστών του αντισταθμιστή ρεύματος (gain scheduling), η οποία περιγράφεται στην ενότητα 5.14. Η βελτίωση μετά την εφαρμογή gain scheduling φαίνεται στο Σχήμα 8.19. Χωρίς τη χρήση gain scheduling το σύστημα είναι ασταθές για ρεύμα αναφοράς μεγαλύτερο από 10A το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 8.20.



Σχήμα 8.20: Βηματική απόκριση ρεύματος πηνίου με βηματική είσοδο ρεύματος αναφοράς από 10A στα 12A με εφαρμογή προσαρμοζόμενων συντελεστών αντισταθμιστή (gain scheduling) (δεξιά) και χωρίς (αριστερά).

8.6. Θεωρητική εκτίμηση απόδοσης

8.6.1. Απόδοση συστήματος

Βασική παράμετρος ενός μετατροπέα DC/DC αποτελεί η απόδοση του. Ένας μετατροπέας με υψηλή απόδοση παράγει λιγότερη θερμότητα λόγω μικρότερων απωλειών. Αυτό ελαττώνει τις ανάγκες ψύξης του συστήματος και επιτρέπει μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος και μικρότερο συνολικό βάρος. Όμως η επίτευξη υψηλής απόδοσης, απαιτεί κατά κανόνα χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα με στόχο την ελαχιστοποίηση των διακοπτικών απωλειών καθώς και ακριβέστερα εξαρτήματα με καλύτερα τεχνικά χαρακτηριστικά. Παράλληλα, η επιλογή χαμηλότερης διακοπτικής συχνότητας απαιτεί χρήση μεγαλύτερων πυκνωτών και πηνίων, το οποίο αυξάνει το κόστος και το βάρος του συστήματος.

8.6.2. Θεωρητική εκτίμηση απόδοσης μετατροπέα Buck

Για τον υπολογισμό της απόδοσης του μετατροπέα Buck εξετάστηκαν οι απώλειες στα στοιχεία τα οποία απαριθμούνται στον Πίνακα 8.1. Αναφέρεται επίσης η αντίστοιχη ενότητα στην οποία αναλύεται η μεθοδολογία υπολογισμού κάθε επιμέρους πηγής απωλειών.

Πίνακας 8.1. Απαρίθμηση επιμέρους στοιχείων οι απώλειες των οποίων αναλύθηκαν για τη θεωρητική εκτίμηση της απόδοσης του μετατροπέα buck.

Πηγές απωλειών	Αιτία απωλειών	Ενότητα ανάλυσης
MOSFET	Διακοπτικές απώλειες, αγωγή	4.5.1
Δίοδος	αγωγή	4.5.2
Πυκνωτές	ESR	4.2.2
Snubber	φόρτιση – αποφόρτιση πυκνωτών	4.6
Πηνίο	χαλκού, πυρήνα	4.2.1
Αντίσταση Shunt	ωμικές	5.8.1

Η αύξηση της θερμοκρασίας των διακοπτικών στοιχείων και του χαλκού του πηνίου συμπεριλήφθηκε στην ανάλυση της απόδοσης του συστήματος. Η επίδραση της είχε μικρό αποτέλεσμα στη συνολική απόδοση (~0.2%), διότι ένα μεγάλο ποσοστό των απωλειών είναι ανεξάρτητο της θερμοκρασίας.

Για τον υπολογισμό της απόδοσης χρησιμοποιήθηκαν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$P_{in} = P_{loss} + P_{out} \quad (8.7)$$

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} \quad (8.8)$$

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} \quad (8.9)$$

$$I_{in} = D \cdot I_{out} \quad (4.9)$$

Όπου P_{in} , V_{in} , I_{in} , η ισχύς, τάση και ρεύμα εισόδου του μετατροπέα Buck και P_{out} , V_{out} , I_{out} η ισχύς, τάση και ρεύμα εξόδου του μετατροπέα. Η σχέση (8.7) αποτελεί τη διατήρηση ενέργειας και P_{loss} είναι το άθροισμα των απωλειών των στοιχείων που απαριθμούνται στον Πίνακα 8.1. Η σχέση (4.9) αποτελεί τη διατήρηση φορτίου με D το duty cycle του μετατροπέα. Για την επίλυση του συστήματος αγνοήθηκαν οι ac συνιστώσες των ρευμάτων I_{in} και I_{out} (θεωρήθηκε ότι οι πυκνωτές παρέχουν / απορροφούν πλήρως τις ac συνιστώσες). Ο υπολογισμός της ενεργού τιμής του ρεύματος του πηνίου είναι:

$$I_L(t) = i_{ripple}(t) + I_{out} \quad (4.24)$$

$$i_{ripple}(t) = \begin{cases} i_1(t), & t \in [0, T_{ON}] \\ i_2(t), & t \in [T_{ON}, T_S] \end{cases} = \begin{cases} \frac{\Delta I_L}{2} \cdot (-1 + 2 \cdot \frac{t}{T_{ON}}), & t \in [0, T_{ON}] \\ \frac{\Delta I_L}{2} \cdot (1 - 2 \cdot \frac{t - T_{ON}}{T_{OFF}}), & t \in [T_{ON}, T_S] \end{cases} \quad (4.25)$$

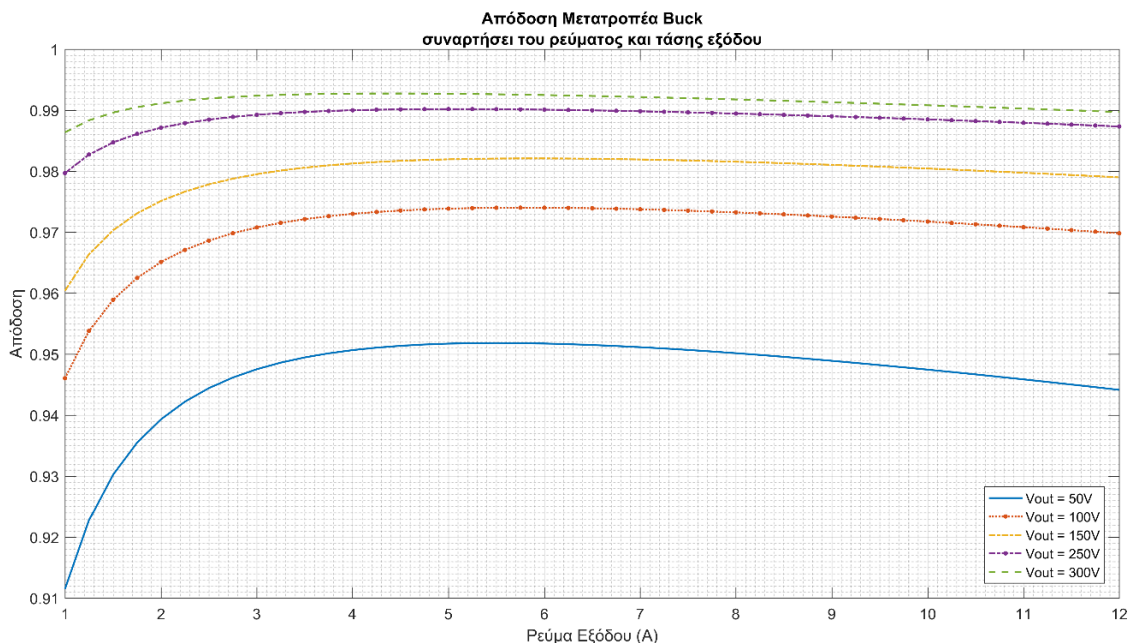
Από τις σχέσεις (4.24) και (4.25) και μέγιστη κυμάτωση ρεύματος 30% του ρεύματος εξόδου προκύπτει ότι:

$$I_{Lrms}^2 = I_{out}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \Leftrightarrow I_{Lrms} = I_{out} \cdot 1.00375 \quad (8.10)$$

Επομένως μπορεί χωρίς μεγάλο σφάλμα να θεωρηθεί $I_{Lrms} \cong I_{out}$ για τον υπολογισμό των απωλειών χαλκού του πηνίου και των απωλειών αγωγής της διόδου και του mosfet. Το σύστημα των σχέσεων (8.7), (8.8), (8.9), (4.9), (4.182), (4.50), (4.55), (4.185), (4.64), (4.65), (4.190), (5.23) επιλύθηκε με τη χρήση Matlab. Για την επίλυση του συστήματος απαιτούνται οποιοσδήποτε δύο από τις μεταβλητές $D, V_{out}, I_{out}, P_{out}$. Θεωρήθηκε $V_{in} = 350V$ σταθερή.

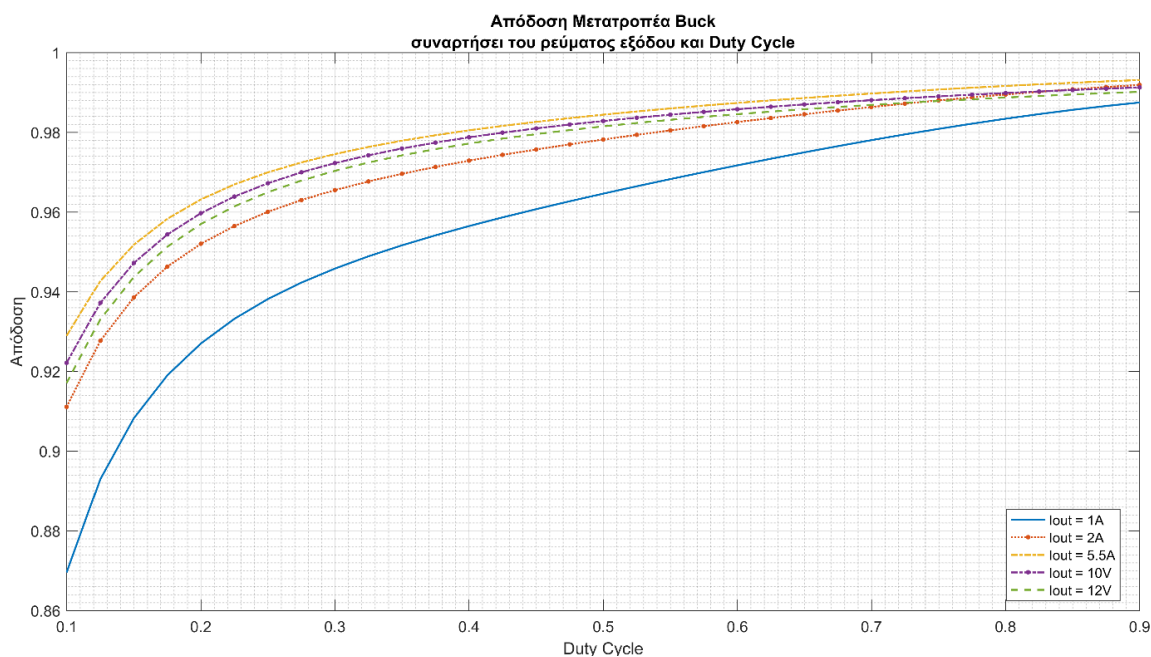
Στο Σχήμα 8.21 απεικονίζεται η απόδοση του συστήματος ($e = \frac{P_{out}}{P_{in}}$) για διάφορες τιμές τάσης από 50V μέχρι 300V και ρεύμα από 1A μέχρι 12A. Το ονομαστικό ρεύμα του μετατροπέα είναι 10A. Παρατηρείται ότι ο μετατροπέας έχει απόδοση $e \geq 0.98$ για τάση εξόδου $V_{out} > 150V$ και ρεύμα εξόδου $I_{out} > 3A$. Η ελάχιστη απόδοση που απεικονίζεται στο σχήμα είναι $e \cong 0.91$ για τάση εξόδου $V_{out} = 50V$ και ρεύμα εξόδου $I_{out} = 1A$. Υπό αυτές τις συνθήκες λειτουργίας

η ισχύς εξόδου αντιστοιχεί στο $\frac{50 \cdot 1}{3000} \cdot 100\% = 1.66\%$ της ονομαστικής ισχύς εξόδου του μετατροπέα. Η απόδοση του μετατροπέα αυξάνεται με την αύξηση της τάσης εξόδου.



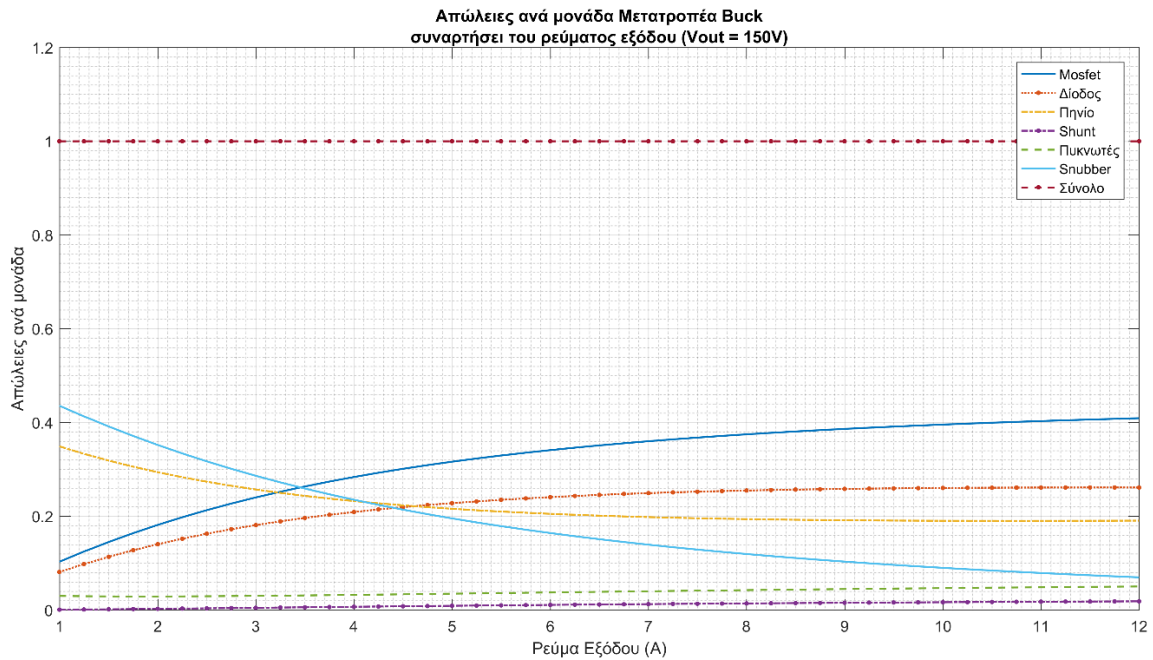
Σχήμα 8.21: Απόδοση μετατροπέα Buck συναρτήσεσι ρεύματος και τάσης εξόδου για τάσεις από 50V μέχρι 300V και ρεύμα εξόδου από 1A μέχρι 12A.

Στο Σχήμα 8.22 απεικονίζεται η απόδοση του μετατροπέα buck για διάφορες τιμές ρεύματος από 1A έως 12A και τάση εξόδου σταθερή στα 150V. Το duty cycle του μετατροπέα μεταβάλλεται από 0.1 έως 0.9. Από τις καμπύλες απόδοσης συμπεραίνεται ότι ο μετατροπέας παρουσιάζει μέγιστη απόδοση για ρεύμα εξόδου $I_{out} \cong 5.5A$ για όλες τις τιμές του duty cycle. Για μεγαλύτερες τιμές του ρεύματος εξόδου η απόδοση μειώνεται.



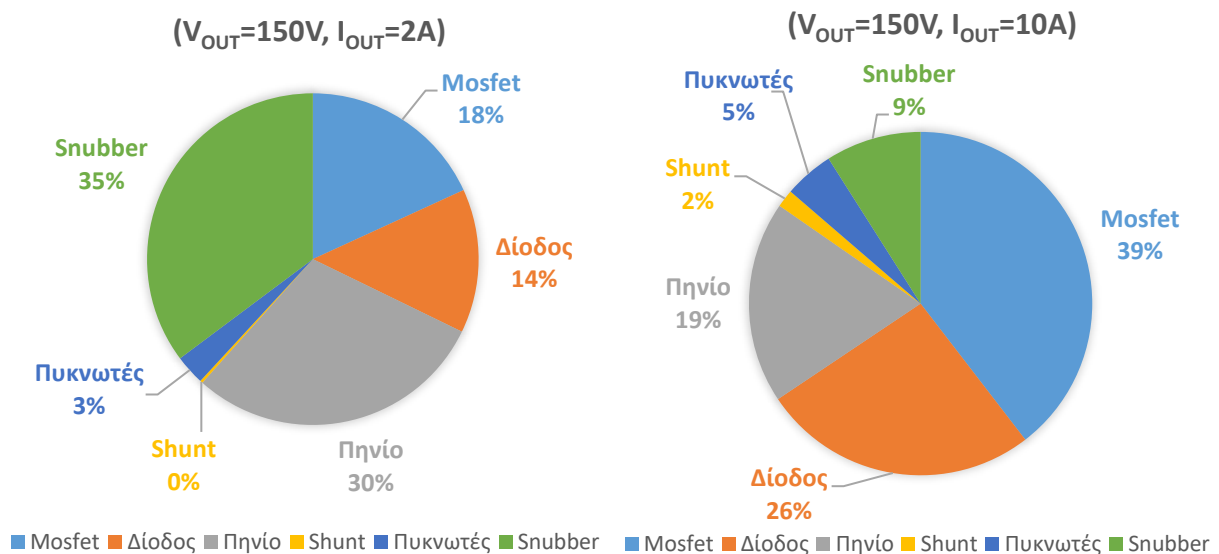
Σχήμα 8.22: Απόδοση μετατροπέα Buck συναρτήσεσι του ρεύματος εξόδου και της τιμής του duty cycle. Το duty cycle λαμβάνει τιμές από 0.1 μέχρι 0.9 το οποίο αποτελεί το μέγιστο επιτρεπτό duty cycle του μετατροπέα.

Ακόμη όμως και για ρεύμα εξόδου μεγαλύτερο του ονομαστικού ($I_{out} = 12A$) η απόδοση είναι σχεδόν ίση με τη μέγιστη απόδοση για ρεύμα εξόδου $I_{out} \cong 5.5A$.



Σχήμα 8.23: Απώλειες του μετατροπέα Buck ανά μονάδα συναρτήσεσι του ρεύματος εξόδου. Το ρεύμα εξόδου λαμβάνει τιμές από 1A μέχρι 12A και η τάση εξόδου είναι ίση με 150V.

Στο Σχήμα 8.23 παρουσιάζονται οι επιμέρους απώλειες ανά μονάδα για τιμές ρεύματος από 1A έως 12A και τάση εξόδου 150V. Οι απώλειες του snubber και του πυρήνα σιδήρου του πηνίου είναι σταθερές και ανεξάρτητες του ρεύματος εξόδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ελάττωση της απόδοσης για χαμηλό ρεύμα εξόδου. Αντίθετα όταν αυξάνεται το ρεύμα εξόδου αυξάνονται οι απώλειες στα διακοπτικά στοιχεία και το χαλκό του πηνίου ανάλογα του τετραγώνου του ρεύματος το οποίο οδηγεί σε μικρή πτώση της απόδοσης. Στο Σχήμα 8.24 παρουσιάζονται τα αντίστοιχα ποσοστά του Σχήματος 8.23 σε μορφή διαγραμμιάτων πίτας.



Σχήμα 8.24: Απώλειες ανά μονάδα μετατροπέα Buck για τάση εξόδου 150V και ρεύμα εξόδου 2A (αριστερά) και 10A (δεξιά).

8.6.3. Θεωρητική εκτίμηση απόδοσης σταδίου απομόνωσης σε σειρά με το μετατροπέα Buck

Ακολουθώντας την ίδια μέθοδο για τον υπολογισμό της απόδοσης του μετατροπέα Buck υπολογίστηκε η απόδοση του σταδίου απομόνωσης συνδεδεμένο εν σειρά με το μετατροπέα Buck. Για τον προσδιορισμό των απωλειών του δεύτερου στάδιο λήφθηκαν υπόψιν οι απώλειες του μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας, οι οποίες έχουν αναλυθεί στην ενότητα 4.3.1 και υπολογίζονται μέσω της σχέσης (4.138). Τα ρεύματα των πηνίων θεωρήθηκαν αμιγώς DC εξισώνοντας την ενεργό τιμή με τη DC τιμή τους. Επιπλέον το ρεύμα μαγνήτισης του μετασχηματιστή αγνοήθηκε για την απλοποίηση του μοντέλου εκτίμησης της απόδοσης. Επομένως θεωρήθηκε ότι ο μετασχηματιστής παρέχει στην έξοδο του ίση ένταση ρεύματος με την είσοδο του (αφού έχει αναλογία σπειρών $\frac{N_1}{N_2} = 1$). Το σύστημα εξισώσεων για τον υπολογισμό της απόδοσης είναι το ακόλουθο:

$$P_{in} = P_{loss} + P_{out} \quad (8.11)$$

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} \quad (8.12)$$

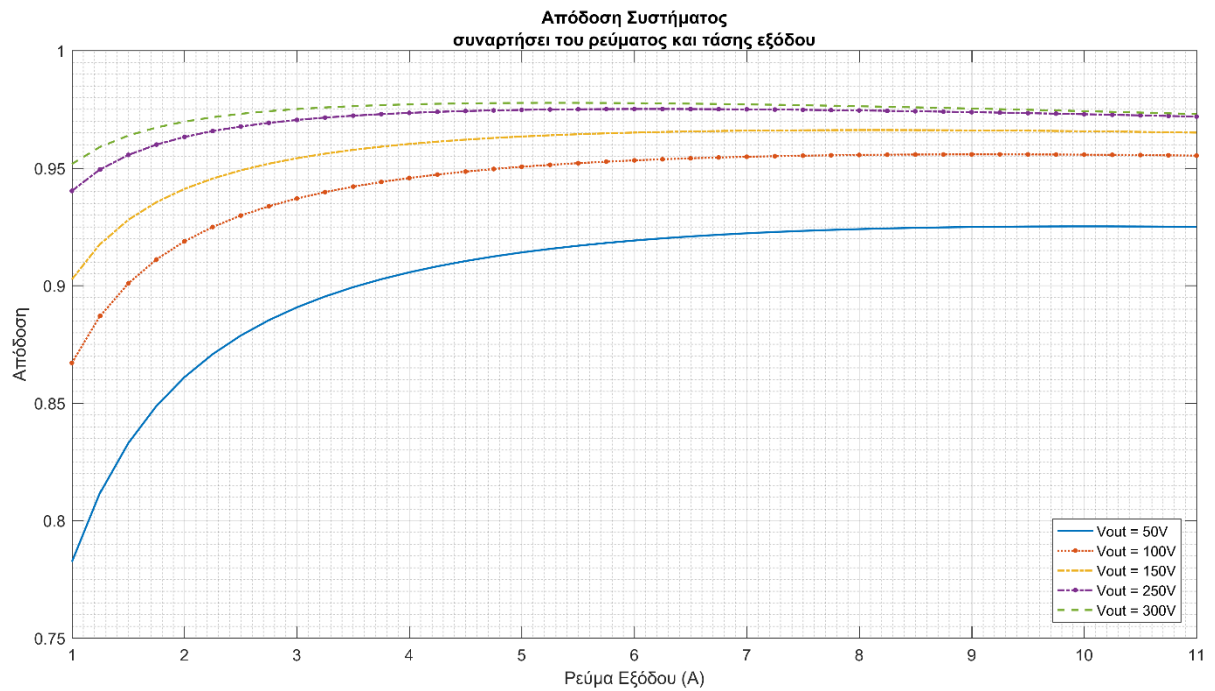
$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} \quad (8.13)$$

$$I_{in_buck} = D_{buck} \cdot I_{out} \quad (4.9)$$

$$I_{in} = D_{bridge} \cdot I_{in_buck} \quad (8.14)$$

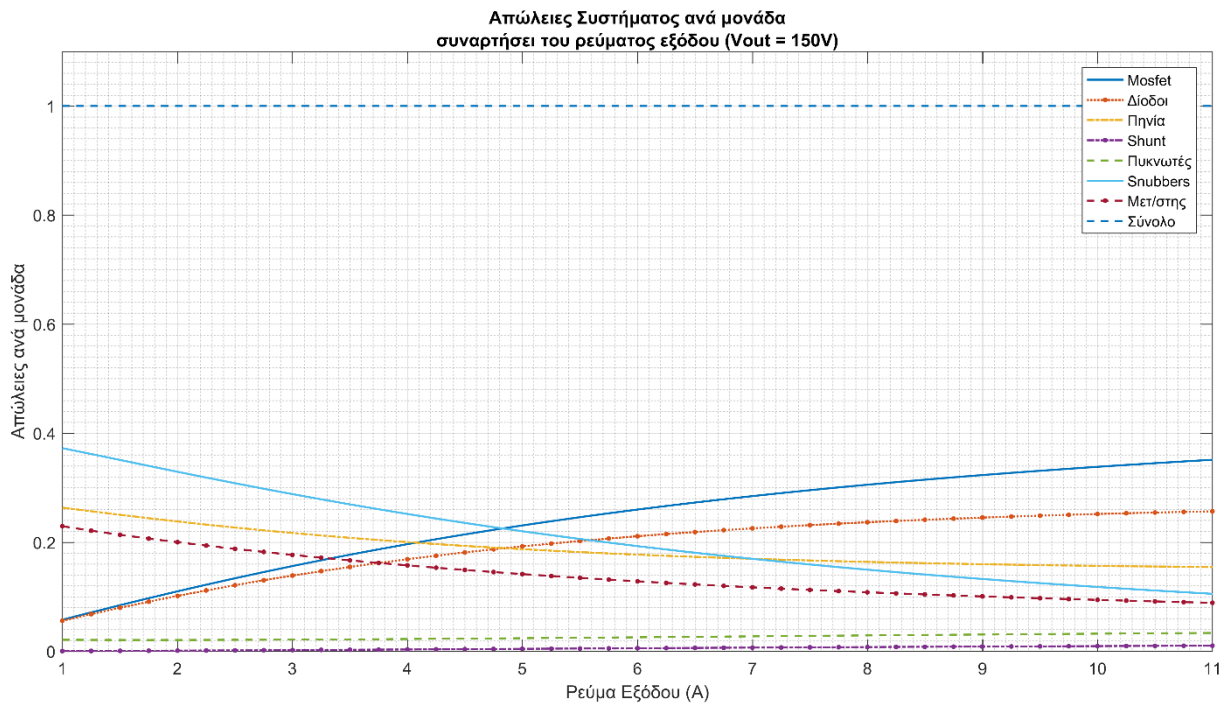
Όπου P_{in} , V_{in} , I_{in} , η ισχύς, τάση και ρεύμα εισόδου του συστήματος και P_{out} , V_{out} , I_{out} η ισχύς, τάση και ρεύμα εξόδου του μετατροπέα. Η σχέση (8.11) αποτελεί τη διατήρηση ενέργειας και P_{loss} είναι το άθροισμα των απωλειών των στοιχείων που απαριθμούνται στον Πίνακα 8.1 και των απωλειών του μετασχηματιστή. Η σχέση (4.9) αποτελεί τη διατήρηση φορτίου για το μετατροπέα Buck όπου D_{buck} το duty cycle και I_{in_buck} το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα Buck. Τέλος η σχέση (8.14) είναι προσεγγιστική για το στάδιο απομόνωσης και προκύπτει υποθέτοντας ότι ο μετασχηματιστής παρέχει στην έξοδο του ίση ένταση ρεύματος με την είσοδο του. Επιλύοντας το παραπάνω σύστημα εξισώσεων με χρήση Matlab υπολογίστηκε η συνολική απόδοση του συστήματος συναρτήσει του ρεύματος και τάσης εξόδου (I_{out} , V_{out}). Η τάση εισόδου θεωρήθηκε σταθερή και ίση με $V_{in} = 400V$.

Στο Σχήμα 8.25 παρουσιάζεται η απόδοση του συστήματος συναρτήσει του ρεύματος και της τάσης εξόδου για τάσεις από 50V έως 300V. Οι τιμές του ρεύματος εξόδου κυμαίνονται από 1A έως 11A. Η ελάχιστη απόδοση του συστήματος στο διάγραμμα είναι $e \cong 0.78$ για τάση εξόδου $V_{out} = 50V$ και ρεύμα εξόδου $I_{out} = 1A$, δηλαδή μόλις για ισχύ εξόδου $\frac{50 \cdot 1}{3000} \cdot 100\% = 1.66\%$ της ονομαστικής ισχύς εξόδου του συστήματος. Παρατηρείται ότι το σύστημα έχει απόδοση $e \geq 0.95$ για τάση εξόδου $V_{out} > 150V$ και ρεύμα εξόδου $I_{out} > 3A$. Για μεγαλύτερες τιμές τάσης και ρεύματος εξόδου η απόδοση του συστήματος είναι $e \cong 0.97$.



Σχήμα 8.25: Απόδοση συστήματος συναρτήσει ρεύματος και τάσης εξόδου για τάσεις από 50V μέχρι 300V και ρεύμα εξόδου από 1A μέχρι 11A.

Στο Σχήμα 8.26 παρουσιάζονται οι επιμέρους απώλειες ανά μονάδα για τιμές ρεύματος από 1A έως 11A και τάση εξόδου 150V.



Σχήμα 8.26: Απώλειες του συστήματος ανά μονάδα συναρτήσει του ρεύματος εξόδου. Το ρεύμα εξόδου λαμβάνει τιμές από 1A μέχρι 11A και η τάση εξόδου είναι ίση με 150V.

9. Συμπεράσματα

Η εργασία περιλαμβάνει τη σχεδίαση και κατασκευή ενός προγραμματιζόμενου φορτιστή συσσωρευτών ονομαστικής ισχύος 3kW με δυνατότητα ρύθμισης τάσης εξόδου σε μεγάλο εύρος, κατάλληλου για τη φόρτιση συστοιχίας συσσωρευτών ερευνητικού ηλεκτρικού οχήματος.

Η διαδικασία σχεδίασης που ακολουθήθηκε για τα κυκλώματα ισχύος καθώς και η επιλογή σύγχρονων εξαρτημάτων με βελτιωμένα τεχνικά χαρακτηριστικά, είχε ως αποτέλεσμα την επίτευξη υψηλής απόδοσης του συστήματος, η οποία υπολογίστηκε θεωρητικά και είναι $e \cong 0.96$ για ονομαστικό ρεύμα εξόδου. Σημαντικό ρόλο για την ελαχιστοποίηση του χρόνου ανόδου του ρεύματος στα διακοπτικά στοιχεία (επομένως και τις ελαχιστοποίησης των διακοπτικών απωλειών) και των επιπέδων θορύβου διαδραμάτισε η βελτιστοποίηση του σχεδίου του τυπωμένου κυκλώματος. Τέλος αξίζει να αναφερθεί ότι η λειτουργία του μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας καθώς και οι απώλειές του υπολογίστηκαν θεωρητικά με ακρίβεια με αποτέλεσμα την επίτευξη των σχεδιαστικών απαιτήσεων του συστήματος.

Η χρήση μικροελεγκτή DSP (dsPic33ep128gp502), ο οποίος διαθέτει αυξημένη υπολογιστική ισχύ, κατέστησε δυνατή την υλοποίηση ψηφιακού ελέγχου. Ο ψηφιακός έλεγχος σε συνδυασμό με τη τεχνική των προσαρμοζόμενων παραμέτρων (gain scheduling) έδωσε τη δυνατότητα αύξησης του εύρους ζώνης του ελέγχου και μείωσης ανεπιθύμητων φαινομένων κατά τα βηματικά μεταβαλλόμενα φορτία, βελτιώνοντας την ευστάθεια του συστήματος.

Από τις μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν κατά τη φόρτιση συσσωρευτή λιθίου έγιναν εμφανή τα πλεονεκτήματα του ελέγχου current mode. Η χρήση ελέγχου voltage mode σε έντονα μη γραμμικά φορτία παρουσίαζε ανεπιθύμητες ταλαντώσεις. Αντίθετα η έξοδος του συστήματος με έλεγχο current mode ήταν σημαντικά πιο σταθερή, όπως φαίνεται και από τις μετρήσεις του Σχήματος 8.17.

Η αντιμετώπιση των μεταβάσεων μεταξύ ελεγκτών τάσης και ρεύματος έγινε μέσω μηδενισμού του ιστορικού των ελεγκτών τη στιγμή της μετάβασης, το οποίο περιγράφεται στην ενότητα 5.17. Με αυτή τη μέθοδο αντιμετωπίστηκαν επιτυχώς τα μεταβατικά φαινόμενα κατά την αλλαγή από έλεγχο τάσης σε έλεγχο ρεύματος και το αντίστροφο.

Εξαιτίας του χαμηλού χρόνου ανόδου που επιλέχθηκε κατά την εναλλαγή κατάστασης των διακοπτικών στοιχείων αυξάνονται τα επίπεδα θορύβου, τα οποία επηρέαζαν ιδιαίτερα τη σταθερότητα του ελέγχου στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του συστήματος. Ο θόρυβος μειώθηκε σημαντικά χρησιμοποιώντας δακτυλίδι φερριτή [20] στο MOSFET του σταδίου υποβιβασμού. Για την περαιτέρω μείωση του θορύβου χρησιμοποιήθηκε βαθυπερατό ψηφιακό φίλτρο μέσου όρου, το οποίο βελτίωσε σε μεγάλο βαθμό τη σταθερότητα της εξόδου.

Η επικοινωνία του φορτιστή με τον Η/Υ και η διαδικασία προγραμματισμού του σχεδιάστηκαν με γνώμονα την εξασφάλιση της ορθότητας των δεδομένων κατά τη μεταφορά και της αποφυγής λαθών. Επιπλέον η διακοπή επικοινωνίας / τροφοδοσίας οποιαδήποτε χρονική στιγμή προβλέφθηκε κατά τη σχεδίαση και αντιμετωπίστηκε, διατηρώντας τις προηγούμενες παραμέτρους που είχαν δοθεί στο φορτιστή χωρίς να υπάρχει κίνδυνος εσφαλμένου προγραμματισμού.

9.1. Θέματα για περαιτέρω διερεύνηση

Θέματα που είναι σκόπιμο να διερευνηθούν περαιτέρω και αναδείχθηκαν με την ολοκλήρωση της εργασίας είναι τα εξής:

9.1.1. Φίλτρα εισόδου και εξόδου

Εξαιτίας των διακοπτικών στοιχείων και του μικρού χρόνου ανόδου και καθόδου της τάσης κατά την εναλλαγή κατάστασης, η είσοδος και η έξοδος του συστήματος έχουν αυξημένα επίπεδα θορύβου, που φαίνεται ιδιαίτερα στο Σχήμα 8.9 κατά τη μέτρηση της τάσης κυμάτωσης των πυκνωτών εισόδου και εξόδου του μετατροπέα Buck. Η αντιμετώπιση του θορύβου κοινού σήματος (Common mode) μπορεί να επιτευχθεί με φίλτρα που αποτελούνται συνήθως από πυκνωτές και πηνία σε διάφορες συνδεσμολογίες ανάλογα με τις απαιτήσεις και τη μέθοδο σχεδιασμού του φίλτρου.

9.1.2. Προσθήκη σταδίου διόρθωσης συντελεστή ισχύος (Power Factor Correction)

Σύμφωνα με διεθνείς κανονισμούς όλες οι ηλεκτρονικές συσκευές πρέπει να έχουν υψηλό Σ/I που να προσεγγίζει τη μονάδα. Απλές ανορθωτικές διατάξεις (είτε μονοφασικές είτε πολυφασικές) επιτυγχάνουν Σ/I 0.65 ή ακόμα μικρότερο [11]. Επομένως η προσθήκη κατάλληλου σταδίου διόρθωσης συντελεστή ισχύος (PFC) στο σύστημα είναι σημαντική.

9.1.3. Μετατροπή σταδίου απομόνωσης (χρήστη Phase Shifted Full Bridge)

Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας με ολίσθηση φάσεως (Phase Shifted Full Bridge) αποτελεί βελτιωμένη εκδοχή του απλού μετατροπέα πλήρους γέφυρας (Full Bridge). Λειτουργεί σε υψηλότερες συχνότητες, παρουσιάζει χαμηλότερες διακοπτικές απώλειες και απώλειες πυρήνα και βελτιωμένα χαρακτηριστικά ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας λόγω των μειωμένων αρμονικών στο ρεύμα εισόδου του. Επειδή το σύστημα έχει δομηθεί από ανεξάρτητες λειτουργικές μονάδες (modular design), η αλλαγή του σταδίου απομόνωσης δεν απαιτεί περαιτέρω αλλαγές στο υπόλοιπο σύστημα.

9.1.4. Χρήση μικροελεγκτή με δυνατότητα εκτέλεσης πράξεων 32bit

Η αντικατάσταση του μικροελεγκτή που χρησιμοποιήθηκε στα πλαίσια της διπλωματικής με αντίστοιχο 32bit έχει ως αποτέλεσμα την ελαχιστοποίηση των αριθμητικών σφαλμάτων αυξάνοντας την ακρίβεια ρύθμισης της τάσης και ρεύματος εξόδου.

9.1.5. Χρήση μη αναδρομικού βαθυπερατού φίλτρου (FIR)

Η εφαρμογή αριθμητικού μέσου όρου με στόχο την υλοποίηση βαθυπερατού φίλτρου δεν παρέχει τη βέλτιστη εξασθένιση του θορύβου στην ανάδραση. Η αντικατάσταση του με αντίστοιχο FIR φίλτρο θα βελτιώσει την επίδοση του ψηφιακού ελεγκτή επιτρέποντας ενδεχομένως μεγαλύτερο εύρος ζώνης.

9.1.6. Ανασχεδιασμός τυπωμένου κυκλώματος σε ενιαία πλακέτα

Ο ανασχεδιασμός του τυπωμένου κυκλώματος του σταδίου απομόνωσης και σταδίου υποβιβασμού σε ενιαία πλακέτα θα ελαχιστοποιούσε σημαντικά τον όγκο του συστήματος (πχ ένωση πυκνωτών εξόδου 2^{ου} σταδίου με των πυκνωτών εισόδου 3^{ου} σταδίου).

9.1.7. Μέτρηση απόκρισης συχνότητας ανοικτού βρόχου μετατροπέα υποβιβασμού

Η σχεδίαση των αντισταθμιστών τάσης και ρεύματος εξόδου βασίστηκε στις συναρτήσεις μεταφοράς που προέκυψαν από θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος. Η πειραματική μέτρηση της απόκρισης συχνότητας ανοικτού βρόχου παρέχει μεγαλύτερη ακρίβεια στο προσδιορισμό των πόλων και των μηδενικών της συνάρτησης μεταφοράς επιτρέποντας σημαντική βελτίωση του ελεγκτή στα μεταβατικά φαινόμενα.

10. Βιβλιογραφία

- [1] Energy Information Administration Office of Integrated Analysis and Forecasting, «International Energy Outlook,» U.S. Department of Energy, Washington, DC, 2009.
- [2] R. C. Stempel, S. R. Ovshinsky, P. R. Gifford και D. A. Corrigan, «Nickel metal hydride: ready to serve,» *IEEE Spectrum*, pp. 29-34, November 1998.
- [3] C. T. Tsai, Y. C. Kuo, Y. P. Kuo και C. T. Hsieh, «A Reflex Charger with ZVS and Non-Dissipative Cells for Photovoltaic Energy Conversion,» *Energies*, pp. 1373--1389, 2015.
- [4] G. Glanzer, T. Sivaraman, J. I. Buffalo, M. Kohl και H. Berger, «Cost-efficient integration of electric vehicles with the power grid by means of smart charging strategies and integrated on-board chargers,» σε *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2011 10th International Conference on*, 2011.
- [5] R. W. Erickson και D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, Springer Science, Business Media, 2007.
- [6] C. R. Sullivan, «Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 283-291, 1999.
- [7] C. R. Sullivan και R. Y. Zhang, «Simplified design method for litz wire,» σε *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, 2014.
- [8] J. G. Breslin και W. G. Hurley, «Derivation of optimum winding thickness for duty cycle modulated current waveshapes,» σε *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC'97 Record., 28th Annual IEEE*, 1997.
- [9] E. Rogers, «Understanding Buck-Boost Power Stages in Switch Mode Power Supplies,» Citeseer, 1999.
- [10] Cornell Dubilier, «Designing an RC Snubber».
- [11] A. W. Kelley και W. F. Yadusky, «Rectifier design for minimum line current harmonics and maximum power factor,» σε *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1989. APEC'89. Conference Proceedings 1989., Fourth Annual IEEE*, 1989.
- [12] J. C. Maxwell, *On Governors*, 1868.
- [13] G. Ellis, *Control System Design Guide*, 2004.
- [14] L. Dixon, «Average current mode control of switching power supplies,» σε *Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM700*, 1990, pp. 1-12.
- [15] A. V. Peterchev και S. R. Sanders, «Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters,» σε *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, 2001.
- [16] D. J. Leith και W. E. Leithead, «Survey of gain-scheduling analysis and design,» *International journal of control*, pp. 1001-1025, 2000.
- [17] Maxim Integrated, 7 August 2003. [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/2141>.
- [18] N. Matloff, «Cyclic Redundancy Checking,» σε *The 10th symposium of Department of Computer Science, University of California*, 2001.
- [19] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky και W. T. Vetterling, «Cyclic redundancy and other checksums,» *The Art of Scientific Computing*, pp. 888--895, 1992.

- [20] Advanced Power Technology, «Eliminating Parasitic Oscillation between Parallel MOSFETs,» 2004.
- [21] R. Severns και E. Reduce, «Design of snubbers for power circuits,» *International Rectifier Corporation*, 2006.
- [22] V. Vorperian, «Analysis of Resonant Converters,» 1984.
- [23] Texas Instruments, [Ηλεκτρονικό]. Available:
<http://www.ti.com/lit/sg/slur001f/slur001f.pdf>.
- [24] Maxim Integrated, May 2007. [Ηλεκτρονικό]. Available:
<https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/4266>.
- [25] M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci και L. M. Tolbert, «Reactive power operation analysis of a single-phase EV/PHEV bidirectional battery charger,» σε *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, 2011.
- [26] D. Jaunsarás Munárriz, «Analysis and design of resonant dc/dc converters for automotive applications,» 2014.
- [27] S. N. Manias και A. Kaletsanos, *Industrial Electronics*, Athens: Symeon, 2003.
- [28] S. N. Manias, *Power Electronics*, Athens: Symeon, 2014.

Ευρετήριο σχημάτων

Σχήμα 2.1: Βολταϊκή στήλη – μουσιακό έκθεμα. (en.wikipedia.org).....	4
Σχήμα 2.2: Δομή στοιχείου Daniel. (en.wikipedia.org).....	4
Σχήμα 2.3: Συσσωρευτής μόλυβδου – οξέος (en.wikipedia.org).....	5
Σχήμα 2.4: Διάγραμμα φόρτισης εμπορικού φορτιστή συσσωρευτών μολύβδου 4 σταδίων (www.cnlipower.com).....	7
Σχήμα 2.5: Διάγραμμα φόρτισης συσσωρευτή νικελίου καδμίου. (www.hangtimes.com/nicdbasics.html)	7
Σχήμα 2.6: Συσσωρευτής NiMH. 1. Θετικός ακροδέκτης. 2. Εξωτερικό μεταλλικό περίβλημα. 3. Θετικό ηλεκτρόδιο. 4. Αρνητικό ηλεκτρόδιο. 5. Διαχωριστική επιφάνεια μεταξύ ηλεκτροδίων. (en.wikipedia.org).....	8
Σχήμα 2.7: Συσσωρευτές NiFe (en.wikipedia.org).....	8
Σχήμα 2.8: Συσσωρευτής ιόντων λιθίου, για κινητά τηλέφωνα. (en.wikipedia.org)	9
Σχήμα 2.9: Συσσωρευτής ιόντων λιθίου (δεξιά) τύπου 18650 σε σύγκριση με αλκαλικό AA (αριστερά).....	9
Σχήμα 2.10: Διάγραμμα φόρτισης συσσωρευτών λιθίου 2 σταδίων (qnono.com/)	9
Σχήμα 2.11: Διάγραμμα πυκνότητας ενέργειας διαφόρων τεχνολογιών συσσωρευτών. (www.mpoweruk.com)..	10
Σχήμα 2.12: Διάγραμμα Ragone διαφόρων τεχνολογιών συσσωρευτών. Ο κατακόρυφος άξονας έχει μονάδες Wh/Kg. (www.mpoweruk.com)	10
Σχήμα 2.13: Πειραματικές μετρήσεις ελάττωσης χωρητικότητας συσσωρευτή από συνεχόμενους κύκλους φορτίσεων – εκφορτίσεων συναρτήσει του ρυθμού φόρτισης (http://qnono.com/).....	12
Σχήμα 2.14: Φαινόμενο υστέρησης συσσωρευτή (www.mpoweruk.com/).....	13
Σχήμα 2.15: Τυπωμένο κύκλωμα συστήματος διαχείρισης συσσωρευτών με χρήση μικροελεγκτή (www.metricmind.com/).....	14
Σχήμα 2.16: Δομικό διάγραμμα συστήματος διαχείρισης συσσωρευτών ηλεκτρικού οχήματος (www.mpoweruk.com/).....	14
Σχήμα 2.17: Διάγραμμα φόρτισης 3 σταδίων (www.chargetek.com/).....	17
Σχήμα 2.18: Ενσωματωμένο και αυτόνομο σύστημα φόρτισης. Στην αριστερή εικόνα φαίνεται ένας φορτιστής εντός-οχήματος (onboard) και στη δεξιά εικόνα ένας σταθερός φορτιστής εκτός-οχήματος (offboard).....	18
Σχήμα 2.19: Φόρτιση οχήματος με επαγωγή	19
Σχήμα 2.20: Μηχανική φόρτιση οχήματος με εναλλαγή συσσωρευτών σε ειδικούς σταθμούς.	19
Σχήμα 2.21: Τυπική τοπολογία φορτιστή συσσωρευτών αποτελούμενη από δύο στάδια μετατροπής ισχύος.	20
Σχήμα 2.22: Λίστα κυκλωμάτων ισχύος τύπου Buck, Boost, Buck-Boost και Sepic συμπεριλαμβανομένων των τύπων υπολογισμού τάσης εισόδου και εξόδου καθώς και των βασικών κυματομορφών λειτουργίας.....	22
Σχήμα 2.23: Λίστα κυκλωμάτων ισχύος τύπου Flyback, Forward, και 2 Switch Forward συμπεριλαμβανομένων των τύπων υπολογισμού τάσης εισόδου και εξόδου καθώς και των βασικών κυματομορφών λειτουργίας.	23
Σχήμα 2.24: Λίστα κυκλωμάτων ισχύος τύπου Half Bridge, Push Pull, Full Bridge, και Phase Shift ZVT συμπεριλαμβανομένων των τύπων υπολογισμού τάσης εισόδου και εξόδου καθώς και των βασικών κυματομορφών λειτουργίας.	24
Σχήμα 2.25: Λίστα σχηματικών κυκλωμάτων ισχύος μεταβλητής συχνότητας τύπου SRC, PRC, SPRC και LLC.	26
Σχήμα 3.1: Δομικές μονάδες μετατροπών ισχύος του φορτιστή.	28
Σχήμα 4.1: Απλοποιημένο κύκλωμα ισχύος μετατροπέα Buck (από Texas Instruments).	30
Σχήμα 4.2: Λειτουργικές φάσεις διακοπτικών στοιχείων σε CCM περιοχή λειτουργίας (από Texas Instruments).	31
Σχήμα 4.3: Κυματομορφές μετατροπέα Buck σε CCM λειτουργία (από Texas Instruments).....	32
Σχήμα 4.4: Κρίσιμο ρεύμα πηνίου στο όριο μετάβασης από CCM σε DCM περιοχή λειτουργίας (από Texas Instruments).....	34
Σχήμα 4.5: Ρεύμα πηνίου σε DCM περιοχή λειτουργίας (από Texas Instruments).	34
Σχήμα 4.6: Κυματομορφές μετατροπέα Buck σε DCM λειτουργία (από Texas Instruments).....	36
Σχήμα 4.7: Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα πυκνωτών εισόδου μετατροπέα Buck.	37
Σχήμα 4.8: Κυμάτωση τάσης εισόδου μετατροπέα λόγω ESR και εκφόρτισης πυκνωτών.	37
Σχήμα 4.9: Ισοδύναμο κύκλωμα πυκνωτών εξόδου μετατροπέα Buck.	39
Σχήμα 4.10: Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα Buck (www.eetimes.com).	41
Σχήμα 4.11: Κυματομορφή ρεύματος πυκνωτών εισόδου.	41
Σχήμα 4.12: Χαρακτηριστικά πυρήνα 00K5530E(DIN 55/25)-60μ (Magnetics).....	43
Σχήμα 4.13: Χαρακτηριστικά δοχείου περιέλιξης PCB5530FA (Magnetics).	44
Σχήμα 4.14: Τύλιγμα πηνίου στο δοχείο περιέλιξης.	45
Σχήμα 4.15: Μαγνητική διαπερατότητα συναρτήσει της έντασης μαγνητικού πεδίου για τη σειρά Kool Mu (Magnetics).	45
Σχήμα 4.16: Καμπύλες απωλειών πυρήνα για το υλικό 60u (Magnetics).	47
Σχήμα 4.17: Διαστάσεις πυκνωτή B43501A9277M000 (EPCOS).....	50

Σχήμα 4.18: Καμπύλες εσωτερικής αντίστασης και ονομαστικού ρεύματος λειτουργίας συναρτήσει της συχνότητας για τους πυκνωτές B43501A9277M000 (EPCOS).....	51
Σχήμα 4.19: Καμπύλες διάρκειας ζωής της σειράς πυκνωτών B43501.....	53
Σχήμα 4.20: Σχηματικό κυκλώματος απομονωμένου μετατροπέα DC/DC πλήρους γέφυρας.....	55
Σχήμα 4.21: Κυματομορφές ρευμάτων απομονωμένου μετατροπέα DC/DC πλήρους γέφυρας.....	55
Σχήμα 4.22: Φίλτρο εξόδου και κυματομορφές απομονωμένου μετατροπέα DC/DC πλήρους γέφυρας.....	56
Σχήμα 4.23: Μαγνητεγερτική δύναμη F.....	56
Σχήμα 4.24: Ροή μαγνητικού πεδίου Φ.....	56
Σχήμα 4.25: Νόμος Faraday σε ανοικτή καμπύλη εμβαδού A_c και μαγνητικής ροής Φ.....	57
Σχήμα 4.26: Νόμος Ampere σε μήκος μαγνητικού κυκλώματος l_m	57
Σχήμα 4.27: Χαρακτηριστική καμπύλη σιδηρομαγνητικού υλικού (αριστερά) και προσεγγιστικό μοντέλο (δεξιά).	57
Σχήμα 4.28: Μαγνητική αντίσταση σιδηρομαγνητικού υλικού.....	59
Σχήμα 4.29: Προσεγγιστικό μοντέλο μετ/στη με n_1 σπείρες στο πρωτεύον και n_2 στο δευτερεύον.....	59
Σχήμα 4.30: Ιδανικό μοντέλο μετασχηματιστή.....	59
Σχήμα 4.31: Προσεγγιστικό μοντέλο μετ/στη, λαμβάνοντας υπόψη την αυτεπαγωγή μαγνήτισης.....	60
Σχήμα 4.32: Ισοδύναμο απλοποιημένο μοντέλο μετ/στη, λαμβάνοντας υπόψη την αυτεπαγωγή μαγνήτισης.....	60
Σχήμα 4.33: Αυτεπαγωγές σκέδασης στο πρωτεύον και δευτερεύον τύλιγμα μετασχηματιστή.....	61
Σχήμα 4.34: Μοντέλο μετ/στη λαμβάνοντας υπόψη αυτεπαγωγές σκέδασης στο πρωτεύον και δευτερεύον τύλιγμα.....	61
Σχήμα 4.35: Διάγραμμα πυκνότητας μαγνητικής ροής μετασχηματιστή.....	62
Σχήμα 4.36: Διάγραμμα συνολικών απωλειών μετασχηματιστή (άθροισμα απωλειών χαλκού και πυρήνα).....	65
Σχήμα 4.37: Τομή τυλίγματος μετασχηματιστή.....	66
Σχήμα 4.38: Τομή τυλιγμάτων μετασχηματιστή.....	67
Σχήμα 4.39: Επίδραση επιδερμικού φαινομένου σε αγωγό.....	68
Σχήμα 4.40: Τομή αγωγού Litz.....	68
Σχήμα 4.41: Γεωμετρικές διαστάσεις πυρήνα μετασχηματιστή PM87/70 σύμφωνα με το datasheet του κατασκευαστή.....	70
Σχήμα 4.42: Καμπύλες πυκνότητας ισχύος απωλειών υλικού N87 πυρήνα μετασχηματιστή.....	71
Σχήμα 4.43: Κυματομορφή πυκνότητας μαγνητικής ροής μετασχηματιστή.....	72
Σχήμα 4.44: Σχηματικό διάγραμμα διόδου σταδίου απομόνωσης και των κυματομορφών των ρευμάτων που τις διαρρέουν.....	73
Σχήμα 4.45: Ονομαστική ισχύς εξόδου μετασχηματιστή συναρτήσει του συντελεστή αντίστασης R_F	74
Σχήμα 4.46: Τετραγωνική κυματομορφή ρεύματος μετασχηματιστή αποτελούμενη από τις τρεις πρώτες αρμονικές ($1^{\text{η}}$, $3^{\text{η}}$, $5^{\text{η}}$).....	76
Σχήμα 4.47: Χαρακτηριστικά πυρήνα τύπου Iron Powder T175-60 της Micrometals.....	78
Σχήμα 4.48: Περιοχές λειτουργίας τυπικών ημιαγωγών διακοπτικών στοιχείων (en.wikipedia.org).....	85
Σχήμα 4.49: Περιβλήμα του Mosfet STW45N60DM2AG.....	86
Σχήμα 4.50: Κυματομορφές απωλειών Mosfet (www.maximintegrated.com).....	86
Σχήμα 4.51: Συνδεσμολογία ακροδεκτών της διόδου C3D16060D (Cree).....	87
Σχήμα 4.52: Χαρακτηριστικές τάσης ορθής πόλωσης της διόδου C3D16060D.....	87
Σχήμα 4.53: Θεωρητικός υπολογισμός ισχύς απωλειών διόδου για θερμοκρασία περιβλήματος $T_c = 80C$	88
Σχήμα 4.54: RC Snubber (en.wikipedia.org/).	88
Σχήμα 4.55: Μοντέλο Spice τύπου Buck μετατροπέα.....	90
Σχήμα 4.56: Κυματομορφή τάσης διόδου κατά τον χρόνο ανόδου, χωρίς Snubber.....	90
Σχήμα 4.57: Κυματομορφή τάσης διόδου κατά τον χρόνο ανόδου, με Snubber.....	91
Σχήμα 4.58: Κυματομορφές εισόδου ρεύματος – τάσης κυκλώματος. Αριστερά απεικονίζεται η τάση εισόδου (συμπαγής γραμμή) και το ρεύμα εισόδου (διακεκομμένη) με χαμηλό συντελεστή ισχύος. Δεξιά απεικονίζεται το αντίστοιχο διάγραμμα με συντελεστή ισχύος $PF = 1$ (http://power-topics.blogspot.gr/).....	91
Σχήμα 4.59: Σχηματικό κύκλωμα της μονάδας PFC ανύψωσης τάσης στην είσοδο του συστήματος (Infineon application note).....	92
Σχήμα 4.60: Εμπορική μονάδα διόρθωσης συντελεστή ισχύος (www.astecsemi.com).....	92
Σχήμα 5.1: Κρουστική απόκριση συστήματος ανοιχτού βρόχου. Το σύστημα παρουσιάζει πολύ χαμηλό συντελεστή απόσβεσης. Η συχνότητα ταλάντωσης προκύπτει από το φίλτρο LC στην έξοδο του κυκλώματος ισχύος.....	93
Σχήμα 5.2: Μεταβολή κέρδους και φάσης συνάρτησης μεταφοράς ρεύματος πηνίου για σύστημα ανοικτού βρόχου (αριστερό) και αντισταθμισμένου κλειστού βρόχου (δεξιά) σε σχέση με τη DC τιμή ρεύματος πηνίου.....	95
Σχήμα 5.3: Αλσιδωτή αντιστάθμιση (αριστερά) και αντιστάθμιση ανάδρασης (δεξιά).....	98
Σχήμα 5.4: Βασική δομή ελέγχου κλειστού βρόχου μετατροπέων ισχύος (Texas Instruments).....	102
Σχήμα 5.5: Δεξιά φαίνονται τα διακοπτικά στοιχεία του κυκλώματος ισχύος και δεξιά το ισοδύναμο (μη γραμμικό) μοντέλο τους σε συνθήκες συνεχούς ρεύματος πηνίου (CCM). (Texas Instruments).....	103

Σχήμα 5.6: Ισοδύναμο διακοπτικό μοντέλο (PWM switch model) μεγάλου και μικρού σήματος. (Texas Instruments).....	105
Σχήμα 5.7: Γραμμικοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ισχύος μετατροπέα Buck σε CCM. (Texas Instruments)...	105
Σχήμα 5.8: Ισοδύναμο (μη γραμμικό) μοντέλο διακοπτικών στοιχείων σε συνθήκες ασυνεχούς ρεύματος πηνίου (DCM). (Texas Instruments).....	107
Σχήμα 5.9: Μη γραμμικό ισοδύναμο κύκλωμα ισχύος μεγάλου σήματος μετατροπέα Buck σε DCM λειτουργία. (Texas Instruments).....	107
Σχήμα 5.10: Ισοδύναμο διακοπτικό μοντέλο(PWM switch model) μικρού σήματος DCM λειτουργίας. (Texas Instruments).....	108
Σχήμα 5.11: Κύκλωμα ανάδρασης ρεύματος.....	111
Σχήμα 5.12: Διάγραμμα bode κέρδους και φάσης δικτύου ανάδρασης ρεύματος.....	111
Σχήμα 5.13: Δίκτυο ανάδρασης τάσης.....	113
Σχήμα 5.14: Διάγραμμα bode κέρδους και φάσης δικτύου ανάδρασης τάσης.	114
Σχήμα 5.15: Γεωμετρικός τόπος ριζών συνάρτησης μεταφοράς ρεύματος πηνίου (αριστερό) και τάσης εξόδου (δεξιά) ως προς το duty cycle κυκλώματος ισχύος 3 ^{ου} σταδίου. Απεικονίζεται μόνο το αριστερό ημιπίεδο. ...	115
Σχήμα 5.16: Διάγραμμα ροής σήματος αλγόριθμου υλοποίησης ελεγκτή με αντιστάθμιση 3p3z. Για την εύρεση της εξόδου απαιτείται η εκτέλεση 7 πολλαπλασιασμών και αθροισμάτων.	117
Σχήμα 5.17: Διάγραμμα σύγκρισης κέρδους και φάσης αντισταθμιστή στο συνεχές (μπλε) και διακριτό χώρο (κόκκινο). Η κάθετη μαύρη γραμμή είναι το όριο της συχνότητας Nyquist.....	118
Σχήμα 5.18: Επίδραση σφάλματος κβαντισμού διαμορφωτή εξόδου στη μόνιμη κατάσταση. Στο διάγραμμα (α) η ανάλυση της εξόδου είναι μικρότερη από την είσοδο, το οποίο οδηγεί σε αστάθεια. Στο διάγραμμα (β) η έξοδος έχει διπλάσια ανάλυση από την είσοδο με αποτέλεσμα να έχουμε ισορροπία στη μόνιμη κατάσταση.	121
Σχήμα 5.19: Block διάγραμμα ελεγκτή συστήματος με επιβολή περιορισμού τάσης και ρεύματος στην έξοδο. 123	123
Σχήμα 5.20: Έξοδος αντισταθμιστών τάσης (διακεκομμένη γραμμή) και ρεύματος (συμπαγής γραμμή) κατά την αλλαγή λειτουργίας του συστήματος από πηγή τάσης σε πηγή ρεύματος. Στο διάγραμμα (β) έχει εφαρμοστεί μηδενισμός του ιστορικού του αντισταθμιστή ρεύματος κατά την αλλαγή μειώνοντας τις ταλαντώσεις σε αντίθεση με το διάγραμμα (α).....	123
Σχήμα 5.21: Block διάγραμμα ελεγκτή τάσης current mode.	124
Σχήμα 5.22: Block διάγραμμα ελεγκτή συστήματος Current mode με επιβολή περιορισμού τάσης και ρεύματος στην έξοδο.	125
Σχήμα 5.23: Εφαρμογή περιορισμού τάσης και ρεύματος με έλεγχο Current mode με χρήση μόνο ενός αντισταθμιστή ρεύματος.....	126
Σχήμα 5.24: Σύγκριση βηματικής απόκρισης ρεύματος πηνίου. Η απόκριση του συστήματος με προσαρμοζόμενο ελεγκτή (μπλε χρώμα) παρουσιάζει σημαντικά μικρότερο χρόνο αποκατάστασης και μεγαλύτερη ευστάθεια από το σύστημα χωρίς προσαρμοζόμενο έλεγχο (κόκκινο χρώμα).	126
Σχήμα 6.1: Χαρακτηριστική καμπύλη θερμοκρασίας – αντίστασης NTC thermistor που χρησιμοποιήθηκαν στο σύστημα. Με μπλε χρώμα απεικονίζονται οι πειραματικές μετρήσεις των στοιχείων και με κόκκινο χρώμα η θεωρητική εκτίμηση της αντίστασης σύμφωνα με την εξίσωση Steinhart – Hart ($B = 3900, T_0 = 298, R_0 = 10000$).....	129
Σχήμα 6.2: Κύκλωμα μέτρησης θερμοκρασίας με χρήση NTC thermistor.	129
Σχήμα 6.3: Συνάρτηση τιμής ADC μικροελεγκτή συναρτήσει της θερμοκρασίας. Με κόκκινο απεικονίζονται οι τιμές που προκύπτουν από τις μετρήσεις ενώ με μπλε χρώμα πολυωνυμική προσέγγιση.....	130
Σχήμα 6.4: Σχηματικό κύκλωμα μετασχηματιστή ρεύματος προστασίας.	132
Σχήμα 7.1: Παράθυρο παραμετροποίησης ρυθμίσεων φόρτισης.....	136
Σχήμα 7.2: Μήνυμα προειδοποίησης αλλαγών κατά τη διαδικασία προγραμματισμού του φορτιστή.....	137
Σχήμα 7.3: Παράθυρο απεικόνισης μετρήσεων.....	137
Σχήμα 7.4: Παράθυρο απεικόνισης γραφημάτων μετρήσεων	138
Σχήμα 7.5: Δομικό διάγραμμα σύνδεσης υπολογιστή και μικροελεγκτή με χρήση μετατροπέα USB σε UART 141	141
Σχήμα 7.6: Bit συγχρονισμού πακέτου δεδομένων UART (learn.sparkfun.com/)	142
Σχήμα 7.7: Δομή ελάχιστου πακέτου μεγέθους 13 byte	143
Σχήμα 7.8: Κυματομορφή σήματος επικοινωνίας UART. Με γαλάζιο χρώμα εικονίζεται το κανάλι δεδομένων UART, με κίτρινο χρώμα το σήμα CTS (Clear To Send). Η διακοπή της αποστολής δεδομένων από τον υπολογιστή καθυστερεί επιτρέποντας την αποστολή 2 επιπλέον bytes.....	145
Σχήμα 7.9: Κυκλική Ενδιάμεση Μνήμη – Circular Buffer (www.megunolink.com/).....	145
Σχήμα 7.10: Αλγόριθμος ανάγνωσης δεδομένων από τη μνήμη EEPROM με επαλήθευση.	147
Σχήμα 7.11: Αλγόριθμος εγγραφής δεδομένων σ τη μνήμη EEPROM με επαλήθευση.....	148
Σχήμα 7.12: Αλγόριθμος εγγραφής δεδομένων στη μνήμη EEPROM με εναλλαγή περιοχών.	148
Σχήμα 8.1: Πειραματική διάταξη μέτρησης θερμοκρασιών λειτουργίας με χρήση θερμικής κάμερας.	149
Σχήμα 8.2: Θερμικές εικόνες πρωτότυπου τυπωμένου κυκλώματος. Αριστερά απεικονίζεται η θερμοκρασία των πυκνωτών εξόδου, στο κέντρο η θερμοκρασία των διακοπτικών στοιχείων και δεξιά η θερμοκρασία του δακτυλιδιού φερρίτη.	150

Σχήμα 8.3: Εξάρτηση αντίστασης αγωγής Mosfet συναρτήσει της θερμοκρασίας επαφής	150
Σχήμα 8.4: Θεωρητικός υπολογισμός περιθωρίου φάσης για τον έλεγχο ρεύματος (αριστερά) και τον έλεγχο τάσης (δεξιά).....	152
Σχήμα 8.5: Θεωρητικός υπολογισμός περιθωρίου φάσης ελέγχου ρεύματος. Οι συντελεστές του αντισταθμιστή αντιστοιχούν σε διαφορετική τιμή ρεύματος από το ρεύμα του πηνίου.	152
Σχήμα 8.6: Βηματική απόκριση τάσης εξόδου συστήματος από εξομοίωση στο Simulink. Αριστερά απεικονίζεται η έξοδος του συστήματος για τάσεις αναφοράς 50V, 150V και 250V. Δεξιά απεικονίζεται το ρεύμα που διαρρέει το φορτίο.	153
Σχήμα 8.7: Σχηματικό διάγραμμα μοντέλου εξομοίωσης βηματικής απόκρισης εξόδου του συστήματος στο Simulink.....	154
Σχήμα 8.8: Σχηματικό διάγραμμα μοντέλου ψηφιακού αντισταθμιστή 3r3z. Οι πράξεις εκτελούνται με την αντίστοιχη ακρίβεια του υλικού του μικροελεγκτή.	155
Σχήμα 8.9: Μετρήσεις κυμάτωσης τάσης πυκνωτών εξόδου (αριστερά) και εισόδου (δεξιά).	156
Σχήμα 8.10: Μέτρηση κυμάτωσης ρεύματος πηνίου (δεξιά) και πειραματική διάταξη μέτρησης (αριστερά).	156
Σχήμα 8.11: Κυματομορφή τάσης διακοπτικών στοιχείων μετατροπέα Buck στη κάθοδο της διόδου (αριστερά) και του χρόνου ανόδου (δεξιά).	157
Σχήμα 8.12: Πειραματική διάταξη μέτρησης βηματικής απόκρισης (αριστερά), ηλεκτρονικό φορτίο με ρύθμιση 10A/250V (δεξιά).	157
Σχήμα 8.13: Βηματική απόκριση συστήματος για τιμές ρεύματος από 5A στα 10A για τάση αναφοράς 150V (αριστερά), 50V (κέντρο) και 250V (δεξιά).	158
Σχήμα 8.14: Βηματική απόκριση συστήματος για τάση αναφοράς 50V και βηματικό φορτίο από 5A στα 10A. Με κόκκινο απεικονίζονται οι μετρήσεις ενώ με μπλε χρώμα τα αποτελέσματα της εξομοίωσης Simulink,	158
Σχήμα 8.15: Βηματική απόκριση συστήματος για τάση αναφοράς 150V και βηματικό φορτίο από 5A στα 10A. Με κόκκινο απεικονίζονται οι μετρήσεις ενώ με μπλε χρώμα τα αποτελέσματα της εξομοίωσης Simulink.....	159
Σχήμα 8.16: Βηματική απόκριση συστήματος για τάση αναφοράς 250V και βηματικό φορτίο από 5A στα 10A. Με κόκκινο απεικονίζονται οι μετρήσεις ενώ με μπλε χρώμα τα αποτελέσματα της εξομοίωσης Simulink.	159
Σχήμα 8.17: Βηματική απόκριση συστήματος με ελεγκτή Current Mode για τιμές ρεύματος από 5A στα 10A για τάση αναφοράς 150V (αριστερά), 50V (κέντρο) και 250V (δεξιά).	160
Σχήμα 8.18: Βηματική απόκριση ρεύματος πηνίου με βηματική είσοδο ρεύματος αναφοράς από 1.5A στα 2.5A (αριστερά), από 4.5A στα 5.5A (κέντρο) και από 8A στα 10A (δεξιά).	160
Σχήμα 8.19: Βηματική απόκριση ρεύματος πηνίου με βηματική είσοδο ρεύματος αναφοράς εφαρμόζοντας τη μέθοδο προσαρμογής συντελεστών του αντισταθμιστή ρεύματος (gain scheduling). Αριστερά απεικονίζεται η απόκριση της εξόδου για ρεύμα αναφοράς από 1.5A στα 2.5A και δεξιά από 8A στα 10A.	160
Σχήμα 8.20: Βηματική απόκριση ρεύματος πηνίου με βηματική είσοδο ρεύματος αναφοράς από 10A στα 12A με εφαρμογή προσαρμοζόμενων συντελεστών αντισταθμιστή (gain scheduling) (δεξιά) και χωρίς (αριστερά).	161
Σχήμα 8.21: Απόδοση μετατροπέα Buck συναρτήσει ρεύματος και τάσης εξόδου για τάσεις από 50V μέχρι 300V και ρεύμα εξόδου από 1A μέχρι 12A.....	163
Σχήμα 8.22: Απόδοση μετατροπέα Buck συναρτήσει του ρεύματος εξόδου και της τιμής του duty cycle. Το duty cycle λαμβάνει τιμές από 0.1 μέχρι 0.9 το οποίο αποτελεί το μέγιστο επιτρεπτό duty cycle του μετατροπέα.....	163
Σχήμα 8.23: Απώλειες του μετατροπέα Buck ανά μονάδα συναρτήσει του ρεύματος εξόδου. Το ρεύμα εξόδου λαμβάνει τιμές από 1A μέχρι 12A και η τάση εξόδου είναι ίση με 150V.	164
Σχήμα 8.24: Απώλειες ανά μονάδα μετατροπέα Buck για τάση εξόδου 150V και ρεύμα εξόδου 2A (αριστερά) και 10A (δεξιά).	164
Σχήμα 8.25: Απόδοση συστήματος συναρτήσει ρεύματος και τάσης εξόδου για τάσεις από 50V μέχρι 300V και ρεύμα εξόδου από 1A μέχρι 11A.....	166
Σχήμα 8.26: Απώλειες του συστήματος ανά μονάδα συναρτήσει του ρεύματος εξόδου. Το ρεύμα εξόδου λαμβάνει τιμές από 1A μέχρι 11A και η τάση εξόδου είναι ίση με 150V.	166
Σχήμα 11.1: Άνω όψη σχεδίου τυπωμένου κυκλώματος μετατροπέα Buck.....	177
Σχήμα 11.2: Κάτω όψη σχεδίου τυπωμένου κυκλώματος μετατροπέα Buck.....	178
Σχήμα 11.3: Άνω όψη σχεδίου τυπωμένου κυκλώματος σταδίου απομόνωσης.....	179
Σχήμα 11.4: Κάτω όψη σχεδίου τυπωμένου κυκλώματος σταδίου απομόνωσης.....	179
Σχήμα 11.5: Τρισδιάστατη απεικόνιση κυκλώματος σταδίου απομόνωσης μέσω του προγράμματος Altium. ...	180
Σχήμα 11.6: Σφάλμα τάσης εξόδου συναρτήσει της τάσης αναφοράς. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται η επιθυμητή έξοδος του συστήματος και με κόκκινο χρώμα η πραγματική έξοδος.....	181
Σχήμα 11.7: Προτεινόμενο σχηματικό κύκλωμα τροφοδοσίας μετατροπέα FT230X από το δίαυλο USB του H/Y. (http://www.ftdichip.com/)	182
Σχήμα 11.8: Σχηματικό κύκλωμα μετατροπέα USB σε Σειριακή.....	183
Σχήμα 11.9: Άνω και κάτω όψη τυπωμένου κυκλώματος.....	195
Σχήμα 11.10: Κοπή και τρύπημα πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος μετατροπέα Buck με χρήση CNC..	195
Σχήμα 11.11: Επικασσιτέρωση πλακέτας και τοποθέτηση εξαρτημάτων.	196
Σχήμα 11.12: Κοπή διάκενων και τρύπημα πλακέτας σταδίου απομόνωσης με χρήση CNC.....	196

Σχήμα 11.13: Κόλληση μικροελεγκτή, μετατροπέα UART σε USB και απομονωμένης τροφοδοσίας και προγραμματισμός του από H/Y για επαλήθευση της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος.	197
Σχήμα 11.14: Κόλληση κυκλώματος ισχύος και έλεγχος ορθής λειτουργίας.	197
Σχήμα 11.15: Κατασκευή πλακέτας αισθητήρα μέτρησης ρεύματος με χρήση αντίστασης Shunt (αριστερά). Κόλληση πλακέτας αισθητήρα μέτρησης ρεύματος και βρόχου μέτρησης ρεύματος πηνίου (δεξιά).	198
Σχήμα 11.16: Τελικό κύκλωμα μετατροπέα Buck εν λειτουργία ύστερα από τη κόλληση όλων των στοιχείων και τη προσθήκη των αισθητήρων θερμοκρασίας.	198
Σχήμα 11.17: Τροφοδοσία κυκλώματος ισχύος μετατροπέα μέσω ανόρθωσης πυκνωτών 400V/4200uF και βοηθητικής τροφοδοσίας (auxiliary supplies) μέσω γραμμικού εργαστηριακού τροφοδοτικού.	199
Σχήμα 11.18: Λήψη μετρήσεων πραγματικού χρόνου (α) τάσης εισόδου, (β) τάσης εξόδου, (γ) ρεύματος εξόδου μετατροπέα, (δ) θερμοκρασιών ψήκτρας διακοπτικών στοιχείων και πηνίου μέσω του προγράμματος διεπαφής χρήστη κατά τη λειτουργία του μετατροπέα. Τα δεδομένα μεταφέρονται στον H/Y με χρήση καλωδίου USB. .	199
Σχήμα 11.19: Κεντρικό σχηματικό διάγραμμα. Απεικονίζονται οι ενώσεις μεταξύ των επιμέρους υποκυκλωμάτων του συστήματος.	200
Σχήμα 11.20: Σχηματικό διάγραμμα μικροελεγκτή (DSP), ο οποίος υλοποιεί το ψηφιακό ελεγκτή του συστήματος.	201
Σχήμα 11.21: Σχηματικό διάγραμμα μετατροπέα UART σε USB.	202
Σχήμα 11.22: Σχηματικό διάγραμμα κυκλωμάτων οδήγησης διακοπτικών στοιχείων.	202
Σχήμα 11.23: Σχηματικό διάγραμμα κυκλωμάτων ισχύος.	203
Σχήμα 11.24: Σχηματικό διάγραμμα κυκλωμάτων ανάδρασης τάσης / ρεύματος.	204
Σχήμα 11.25: Σχηματικό διάγραμμα βοηθητικών κυκλωμάτων τροφοδοσίας.	205

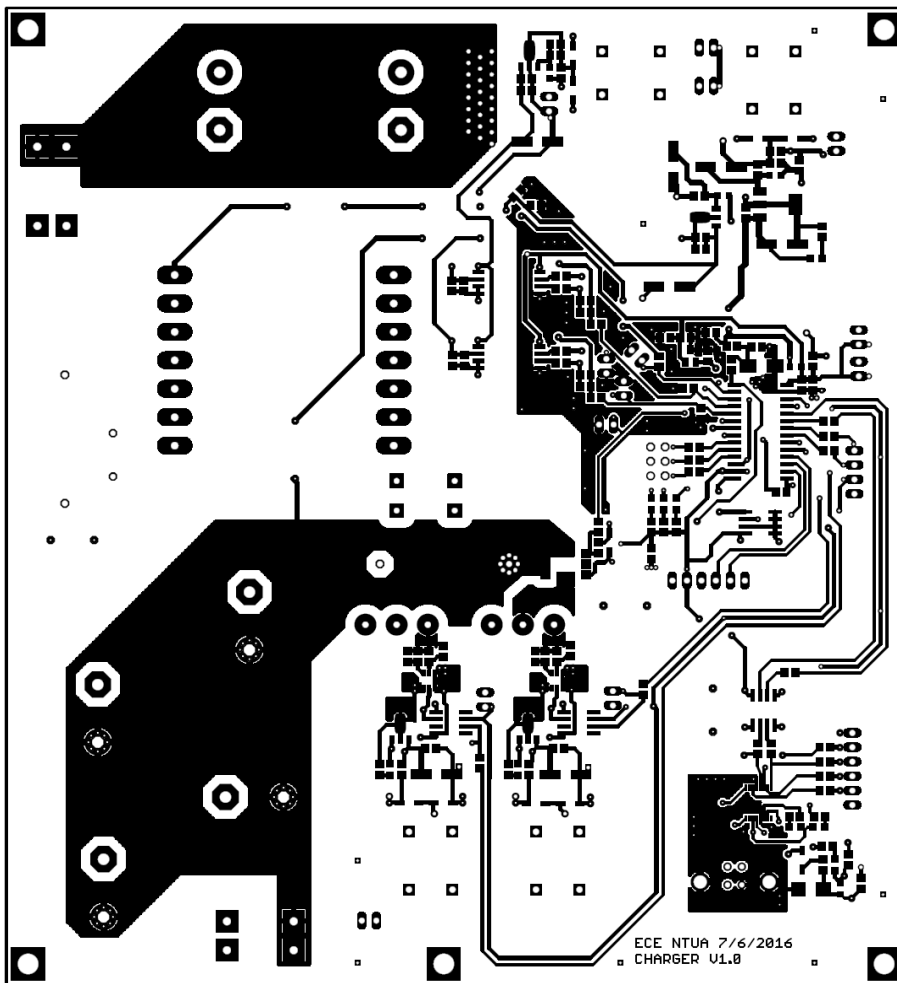
Ευρετήριο πινάκων

Πίνακας 2.1. Κατηγοριοποίηση συστημάτων φόρτισης.	17
Πίνακας 4.1. Μαγνητική διαπερατότητα συναρτήσει της έντασης μαγνητικού πεδίου της σειράς Kool Mu (Magnetics).	46
Πίνακας 4.2. Τεχνικά χαρακτηριστικά πυρήνα μετασχηματιστή PM87/70 σύμφωνα με το datasheet του κατασκευαστή.	70
Πίνακας 4.3. Πυκνότητα ισχύος απωλειών πυρήνα μετασχηματιστή συναρτήσει του πλάτους της πυκνότητας μαγνητικής ροής.	71
Πίνακας 4.4. Διαθέσιμα δεδομένα μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων.	73
Πίνακας 4.5. Συντελεστές και σχέση υπολογισμού μαγνητικής διαπερατότητας συναρτήσει της έντασης μαγνητικού πεδίου για τη σειρά 200C Iron Powder της Micrometals.	79
Πίνακας 4.6. Συντελεστές και σχέση υπολογισμού απωλειών πυρήνα σιδήρου συναρτήσει της έντασης της μαγνητικής ροής και της διακοπτικής συχνότητας για τη σειρά 200C Iron Powder της Micrometals.	80
Πίνακας 4.7. Τεχνικά χαρακτηριστικά Mosfet STW45N60DM2AG.	86
Πίνακας 4.8. Τεχνικά χαρακτηριστικά εσωτερικής διόδου Mosfet STW45N60DM2AG.	86
Πίνακας 5.1. Τιμές συντελεστών των εξισώσεων διαφοράς των αντισταθμιστών 3p3z του ελεγκτή τάσης και ρεύματος.	117
Πίνακας 5.2. Παράμετροι ψηφιακού αντισταθμιστή 3p3z για ρεύμα αναφοράς 2A, 5A και 10A.	122
Πίνακας 6.1. Μετρήσεις αντίστασης NTC thermistor υπό διάφορες θερμοκρασίες και μέσος όρος.	128
Πίνακας 6.2. Τιμές ADC μικροελεγκτή συναρτήσει της θερμοκρασίας που μετράνε οι αισθητήρες thermistor	130
Πίνακας 7.1. Ρυθμός Μετάδοσης Δεδομένων UART μικροελεγκτή και ποσοστό σφάλματος.	141
Πίνακας 7.2. Αριθμός δεδομένων (bytes) πακέτου συναρτήσει του μήκους πακέτου και του ποσοστού που καταλαμβάνουν τα δεδομένα.	143
Πίνακας 8.1. Απαρίθμηση επιμέρους στοιχείων οι απώλειες των οποίων αναλύθηκαν για τη θεωρητική εκτίμηση της απόδοσης του μετατροπέα buck.	161

11. Παραρτήματα

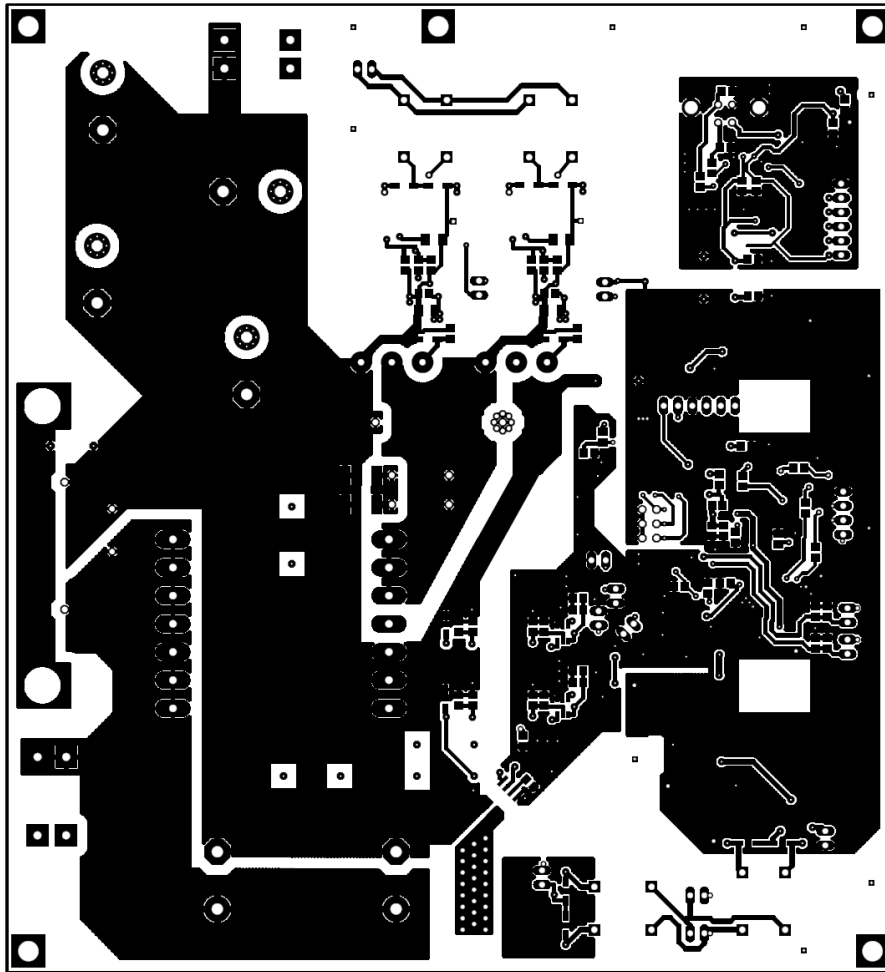
11.1. Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος μετατροπέα Buck

Στα Σχήματα 11.1 και 11.2 παρουσιάζεται το σχέδιο του τυπωμένου κυκλώματος του μετατροπέα τύπου Buck του οποίου η διαδικασία ανάλυσης και σχεδίασης καθώς και η επιλογή εξαρτημάτων έχει αναφερθεί στο κεφάλαιο 4. Το σχέδιο του τυπωμένου κυκλώματος σχεδιάστηκε με χρήση του προγράμματος Eagle και παρουσιάζεται σε διάσταση μικρότερη της φυσικής διατηρώντας τις αναλογίες του σχεδίου. Η τυπωμένη πλακέτα σχεδιάστηκε σε δύο επίπεδα και έχει διαστάσεις $17\text{cm} \times 15.5\text{cm}$.



Σχήμα 11.1: Άνω όψη σχεδίου τυπωμένου κυκλώματος μετατροπέα Buck.

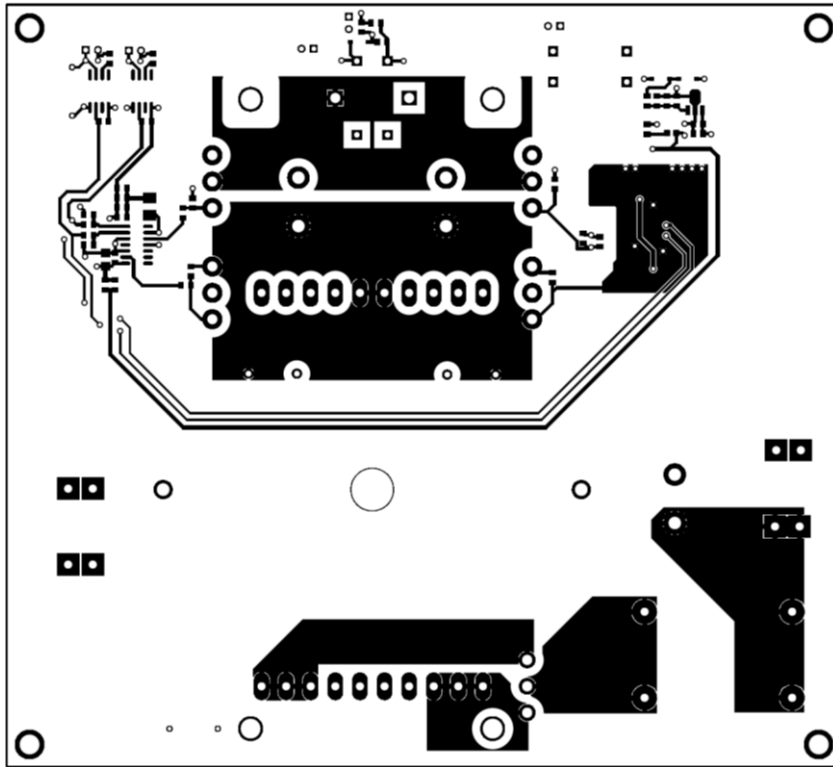
Σχεδιάστηκαν συνολικά τρία ξεχωριστά απομονωμένα ground plane: (α) για το κύκλωμα ισχύος, (β) για το μικροελεγκτή, (γ) για το μετατροπέα σειριακής επικοινωνίας σε πρωτόκολλο USB με στόχο την επικοινωνία με H/Y.



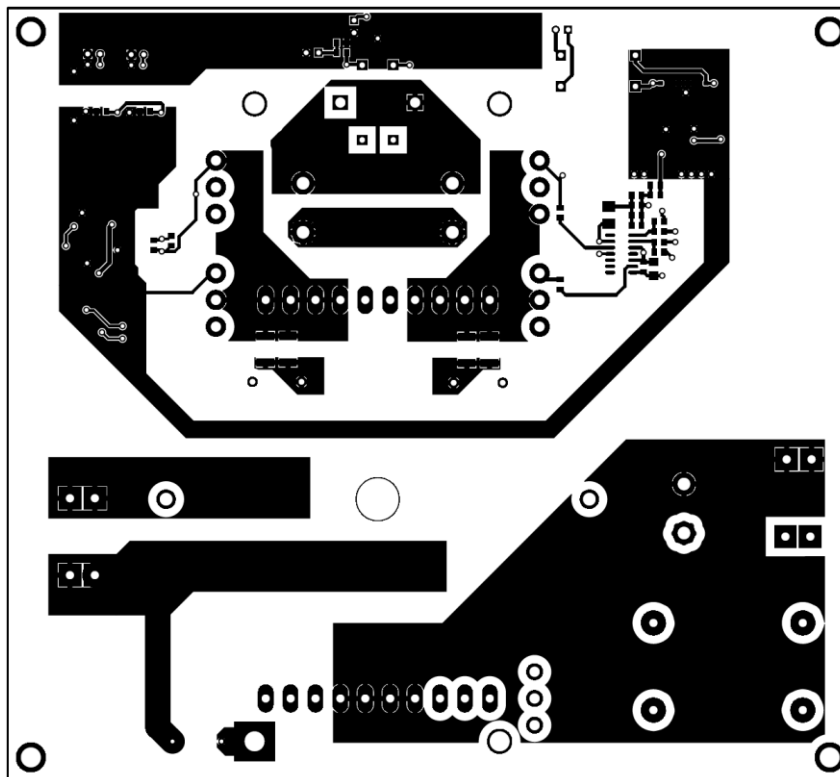
Σχήμα 11.2: Κάτω όψη σχεδίου τυπωμένου κυκλώματος μετατροπέα Buck

11.2. Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος σταδίου απομόνωσης

Στα Σχήματα 11.3 και 11.4 παρουσιάζεται το σχέδιο του τυπωμένου κυκλώματος του σταδίου απομόνωσης του οποίου η διαδικασία ανάλυσης και σχεδίασης καθώς και η επιλογή εξαρτημάτων έχει αναφερθεί στο κεφάλαιο 4. Το σχέδιο του τυπωμένου κυκλώματος σχεδιάστηκε με χρήση του προγράμματος Altium και παρουσιάζεται σε διάσταση μικρότερη της φυσικής διατηρώντας τις αναλογίες του σχεδίου. Η τυπωμένη πλακέτα σχεδιάστηκε σε δύο επίπεδα και έχει διαστάσεις $17.2\text{cm} \times 15.7\text{cm}$.

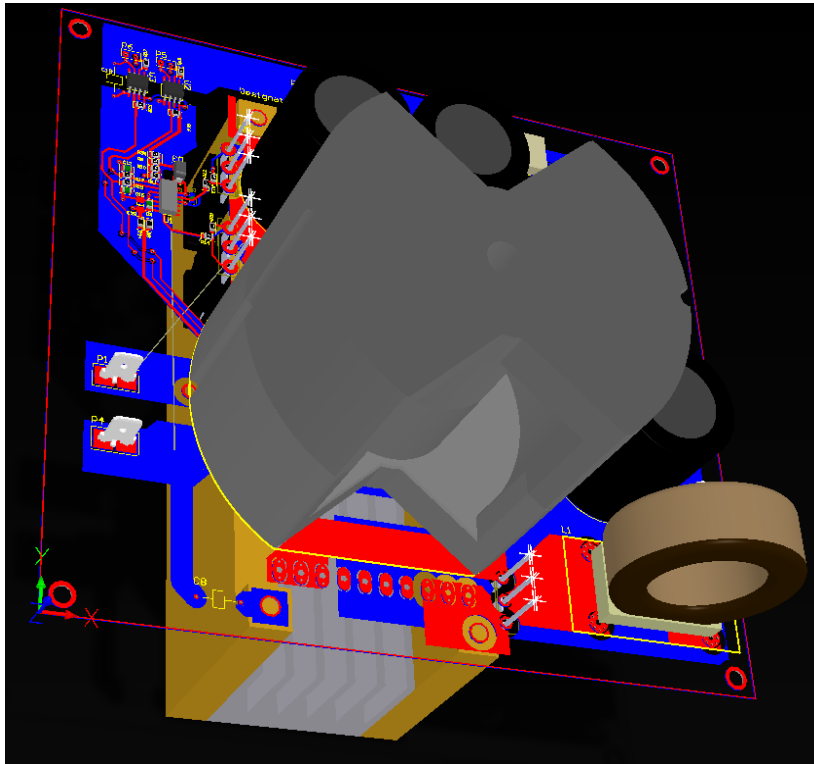


Σχήμα 11.3: Άνω όψη σχεδίου τυπωμένου κυκλώματος σταδίου απομόνωσης.



Σχήμα 11.4: Κάτω όψη σχεδίου τυπωμένου κυκλώματος σταδίου απομόνωσης.

Στο Σχήμα 11.5 απεικονίζεται τρισδιάστατη αναπαράσταση του κυκλώματος του σταδίου απομόνωσης η οποία δημιουργήθηκε με τη βοήθεια του προγράμματος Altium εισάγοντας τα τρισδιάστατα μοντέλα των εξαρτημάτων που χρησιμοποιήθηκαν.



Σχήμα 11.5: Τρισδιάστατη απεικόνιση κυκλώματος σταδίου απομόνωσης μέσω του προγράμματος Altium.

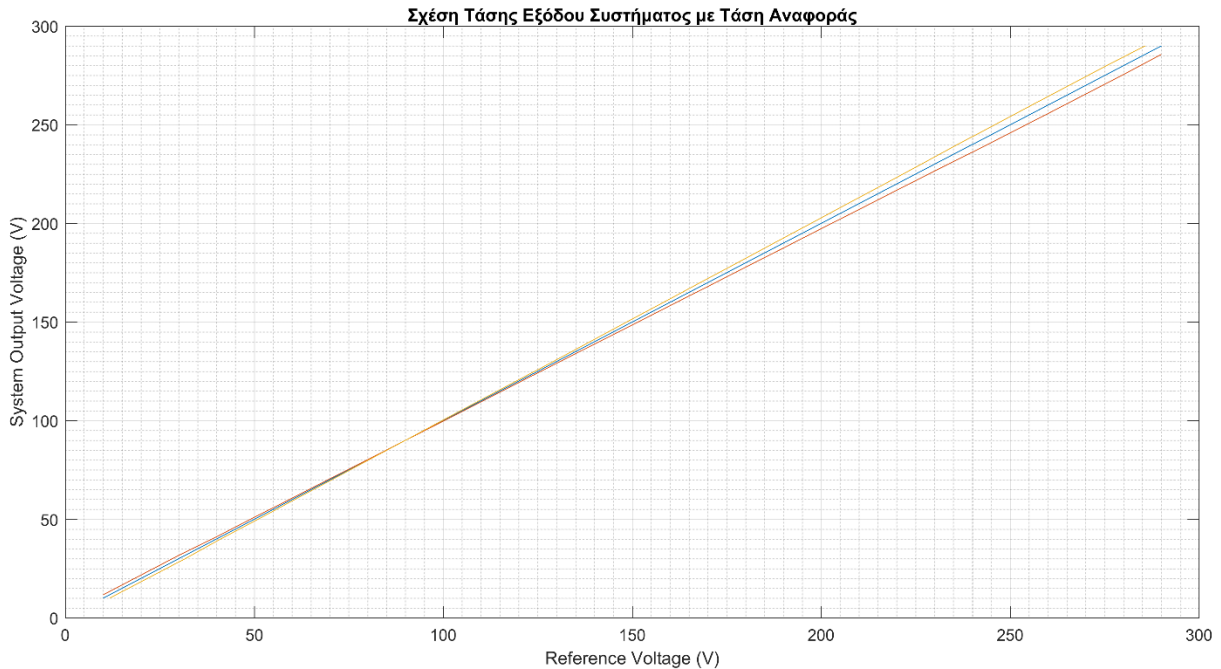
11.3. Γραμμική παρεμβολή τάσης εξόδου

Η ακρίβεια ελέγχου της τάσης εξόδου του φορτιστή έχει ιδιαίτερη σημασία για την πλήρη και ασφαλή φόρτιση των συσσωρευτών. Το ελάχιστο δυνατό σφάλμα της τάσης στη μόνιμη κατάσταση εξαρτάται από το σφάλμα κβαντισμού κατά τη δειγματοληψία του μικροελεγκτή. Περισσότερα για τα σφάλματα κβαντισμού αναφέρονται στην ενότητα 5.13. Εκτός από το σφάλμα κβαντισμού, η ακρίβεια της εξόδου επηρεάζεται από τη πεπερασμένη αριθμητική ακρίβεια κατά τον υπολογισμό της εξίσωσης διαφορών του ψηφιακού αντισταθμιστή. Επιπλέον το δίκτυο ανάδρασης εισάγει ένα μικρό σφάλμα για ακραίες τιμές τάσης καθώς δεν είναι απόλυτα γραμμικό.

Η τάση εξόδου του συστήματος συναρτήσε της τάσης αναφοράς φαίνεται στο Σχήμα 11.6. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται η επιθυμητή έξοδος η οποία είναι ίση με τη τάση αναφοράς (άξονας $Y=X$) ενώ με κόκκινο χρώμα οι μετρήσεις τις τάσης εξόδου. Με κίτρινο χρώμα απεικονίζεται η συμμετρική συνάρτηση της τάσης εξόδου ως προς τον άξονα $Y=X$. Η καμπύλη αυτή προέκυψε εναλλάσσοντας τη τάση αναφοράς με τη τάση εξόδου του συστήματος.

Το σφάλμα που φαίνεται στο Σχήμα 11.6 διορθώθηκε με κατάλληλη προσαρμογή της τάσης αναφοράς του συστήματος. Η επιλογή της τάσης αναφοράς έγινε σύμφωνα με τη ανάστροφη συνάρτηση του Σχήματος 11.6. Οι ενδιάμεσες τιμές των μετρήσεων υπολογίζονται στο μικροελεγκτή σε πραγματικό χρόνο με χρήση γραμμικής παρεμβολής. Μετά τη διόρθωση της

τάσης αναφοράς το σφάλμα της τάσης εξόδου περιορίστηκε σε λιγότερο από 1V σε όλο το εύρος τάσεων εξόδου.



Σχήμα 11.6: Σφάλμα τάσης εξόδου συναρτήσει της τάσης αναφοράς. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται η επιθυμητή έξοδος του συστήματος και με κόκκινο χρώμα η πραγματική έξοδος.

11.4. Μετατροπέας USB σε Σειριακή

Η επικοινωνία του συστήματος με τον Η/Υ έχει ως στόχο την αλλαγή ρυθμίσεων του και την απεικόνιση μετρήσεων κατά τη διαδικασία φόρτισης συσσωρευτών. Το πρωτόκολλο επικοινωνίας που επιλέχθηκε είναι το USB. Επειδή ο μικροελεγκτής δεν διαθέτει μονάδα USB για την άμεση επικοινωνία με τον Η/Υ, χρησιμοποιήθηκε μετατροπέας USB σε σειριακή επικοινωνία UART. Επομένως ο μικροελεγκτής επικοινωνεί με το μετατροπέα με χρήση της μονάδας UART. Περισσότερες λεπτομέρειες για την σειριακή επικοινωνία του μικροελεγκτή παρατίθενται στην ενότητα 7.3. Ο μετατροπέας που χρησιμοποιήθηκε είναι ο FT230X της FTDI και αποτελεί συχνή επιλογή εξαιτίας του χαμηλού κόστους του και των πολυάριθμων δυνατοτήτων του.

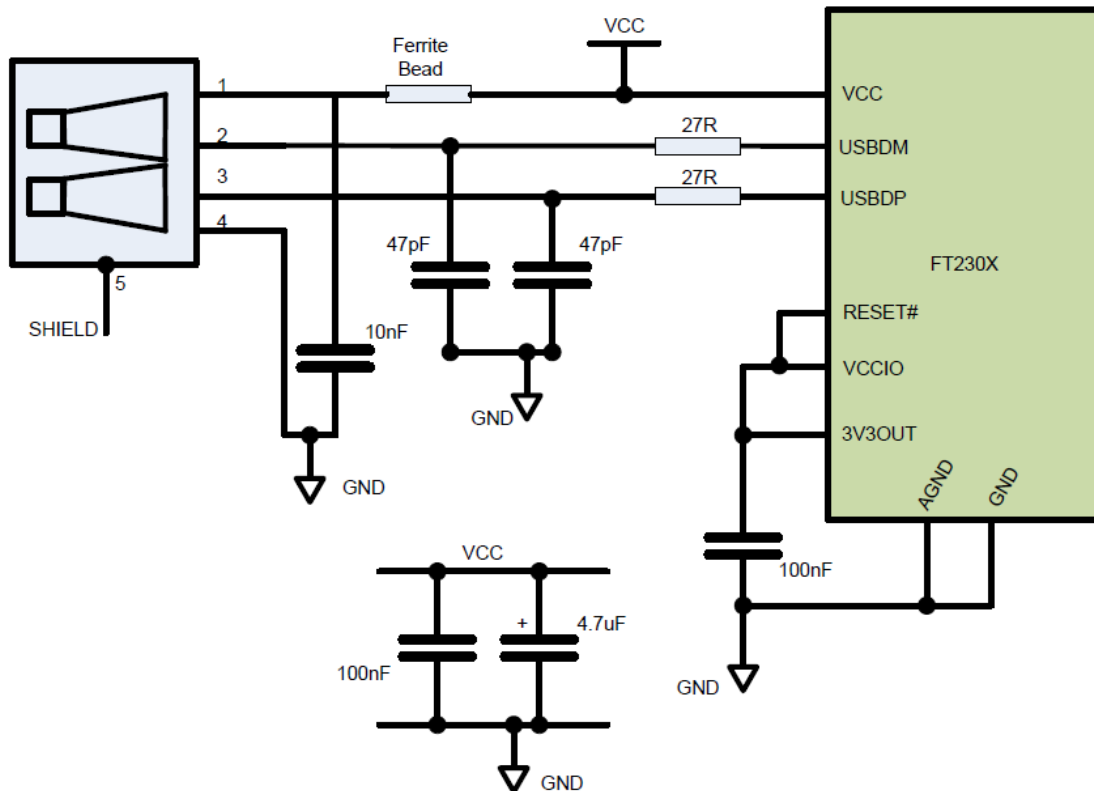
Ο μετατροπέας αναγνωρίζει το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων της σειριακής και συγχρονίζεται αυτόματα. Η διαδικασία μετατροπής του πρωτοκόλλου UART σε USB γίνεται πλήρως αυτοματοποιημένα χωρίς να απαιτείται προγραμματισμός του από το χρήστη. Ο μετατροπέας διαθέτει επίσης buffers μεγέθους 512 bytes για τη προσωρινή αποθήκευση των εισερχόμενων δεδομένων από τη σειριακή και των δεδομένων προς αποστολή στη σειριακή. Ο προγραμματισμός του μετατροπέα γίνεται μέσω ενσωματωμένης μνήμης FLASH.

Η ονομαστική τάση τροφοδοσίας του μετατροπέα είναι 5V με δυνατότητα παροχής της είτε από το δίαυλο USB του υπολογιστή είτε από ανεξάρτητο κύκλωμα τροφοδοσίας. Η μονάδα UART του μετατροπέα λειτουργεί στα 3,3V. Η τροφοδοσία αυτή παράγεται μέσω ενσωματωμένου κυκλώματος του μετατροπέα και είναι ικανή να χρησιμοποιηθεί για τη τροφοδοσία εξωτερικών φορτίων έως 50mA.

11.4.1. Διασύνδεση Μετατροπέα με τον Η/Υ

Η διασύνδεση του μετατροπέα με το δίαυλο USB του ηλεκτρονικού υπολογιστή έγινε σύμφωνα με το προτεινόμενο κύκλωμα που παρέχεται από το κατασκευαστή. Ο μετατροπέας τροφοδοτείται από τον Η/Υ και δεν χρησιμοποιήθηκε ανεξάρτητη τροφοδοσία. Αυτό έγινε κατά πρώτον για την ελαχιστοποίηση των απαιτούμενων εξαρτημάτων (καθώς δεν απαιτείται κατασκευή επιπλέον κυκλώματος τροφοδοσίας) και κατά δεύτερον για την αυτόματη απενεργοποίηση του μετατροπέα όταν δεν είναι απαραίτητη η λειτουργία του. Μέγιστο όριο ρεύματος που παρέχεται από το δίαυλο USB του Η/Υ είναι 500mA και από USB hub 100mA.

Το σχηματικό κύκλωμα παροχής τροφοδοσίας του μετατροπέα από το δίαυλο USB, το οποίο προτείνεται από τον κατασκευαστή παρουσιάζεται στο Σχήμα 11.7. Η τροφοδοσία που παρέχεται από τον Η/Υ φιλτράρεται μέσω φερρίτη και πυκνωτών απόζευξης. Αυτό γίνεται με στόχο την αποφυγή εισαγωγής θορύβου από το σύστημα στον Η/Υ. Στους ακροδέκτες του μετατροπέα που επικοινωνούν με το δίαυλο USB εισάγονται βαθυπερατά φίλτρα.



Σχήμα 11.7: Προτεινόμενο σχηματικό κύκλωμα τροφοδοσίας μετατροπέα FT230X από το δίαυλο USB του Η/Υ. (<http://www.ftdichip.com/>)

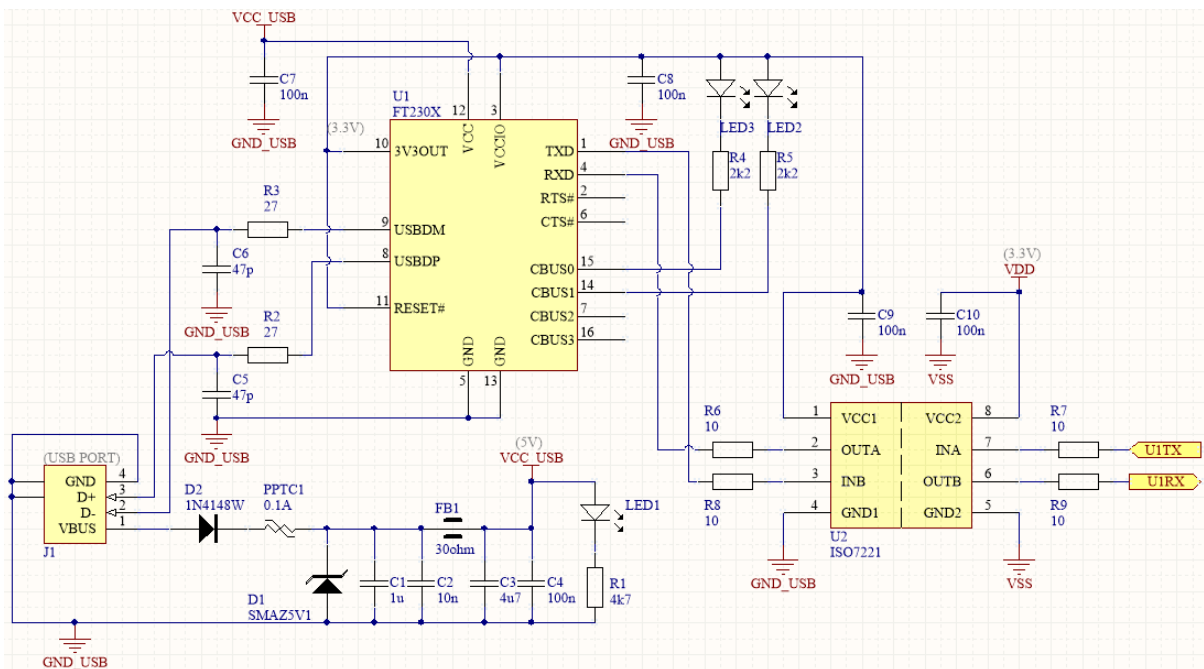
11.4.2. Κύκλωμα Μετατροπέα USB σε Σειριακή

Το τελικό σχηματικό κύκλωμα του μετατροπέα USB σε σειριακή επικοινωνία παρουσιάζεται στο Σχήμα 11.8. Εκτός από όσα προαναφέρθηκαν για τη τροφοδοσία του από το δίαυλο USB προστέθηκε δίοδος προστασίας πολικότητας, ασφάλεια υψηλής έντασης ρεύματος (PTC thermistor 0,1A) και δίοδος προστασίας υπέρτασης TVS. Παράλληλα προστέθηκε ενδεικτικό

LED τροφοδοσίας καθώς και επιπλέον δύο ενδεικτικά LED για την αποστολή και λήψη δεδομένων από τον μετατροπέα.

Για τη προστασία του Η/Υ σε περίπτωση βλάβης του συστήματος χρησιμοποιήθηκε ψηφιακός απομονωτής για τη γαλβανική απομόνωση του μικροελεγκτή από το δίαυλο USB του Η/Υ. Ο απομονωτής τροφοδοτείται από τη τροφοδοσία 3,3V που παρέχεται από το μετατροπέα USB σε σειριακή καθώς η κατανάλωση του δεν υπερβαίνει τα 50mA. Η δεύτερη τροφοδοσία του απομονωτή παρέχεται από τη τροφοδοσία του μικροελεγκτή.

Ο μετατροπέας έχει μέγιστη ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων 3 MBaud ενώ ο απομονωτής 1 MBaud, το οποίο καλύπτει τις απαιτήσεις του συστήματος.



Σχήμα 11.8: Σχηματικό κύκλωμα μετατροπέα USB σε Σειριακή.

11.5. Αλγόριθμος υπολογισμού απόδοσης

Παρακάτω παρατίθεται ο αλγόριθμος υπολογισμού της απόδοσης του συστήματος. Ο αλγόριθμος είναι γραμμένος σε γλώσσα προγραμματισμού matlab και υπολογίζει ξεχωριστά τις απώλειες των στοιχείων που παρατίθενται στον Πίνακα 8.1 καθώς και του μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας του δεύτερου σταδίου ισχύος. Ο αλγόριθμος επιλύει αριθμητικά το σύστημα εξισώσεων του συστήματος και στη συνέχεια ελέγχει αν τηρούνται οι προδιαγραφές που τέθηκαν στη κυμάτωση του ρεύματος των πηνίων και της κυμάτωσης της τάσης των πυκνωτών. Η συνάρτηση υπολογισμού της απόδοσης δέχεται ως είσοδο δύο από τις εξής παραμέτρους: P_{out} , V_{out} , D (ισχύς εξόδου, τάση εξόδου, τιμή duty cycle μετατροπέα buck) καθώς και το I_{out} είτε το I_{in} (ρεύμα εξόδου και ρεύμα εισόδου) και θεωρεί τη τάση εισόδου του συστήματος σταθερή. Η τάση εξόδου του σταδίου απομόνωσης υπολογίζεται παραμετρικά με τα δεδομένα εισόδου και εισάγεται στις εξισώσεις υπολογισμού του μετατροπέα buck.

Αρχικά παρατίθεται ο κώδικας κατασκευής των διαγραμμάτων της απόδοσης, στη συνέχεια η συνάρτηση υπολογισμού της απόδοσης και στο τέλος οι επιμέρους συναρτήσεις υπολογισμού των απωλειών του συστήματος, οι οποίες χρησιμοποιούνται από τη συνάρτηση υπολογισμού της απόδοσης.

```

clc;
clearvars;
close all;

%Main script that generates efficiency graphs
line_styles = {'-'; ':.'; '-.'; '-..'; '--'; '-'; '-..'; '--'};
lineWidth = 1.2;
markerSize = 10;

Imin = 1; Imax = 11;
Istep = 0.25;

Vout = [50 100 150 250 300];
Iout = Imin:Istep:Imax;

effic_vals = zeros(numel(Vout), numel(Iout));

Tc = 80;
T_ambient = 60;

for i = 1:numel(Vout)
    for j = 1:numel(Iout)
        effic_vals(i, j) = GetSystemEfficiency(T_ambient, Tc, 'Vout', Vout(i),
'Iout', Iout(j));
    end
end

Losses = cell(1, numel(Iout));

for i = 1:numel(Iout)
    [~, ~, ~, Losses{i}] = GetSystemEfficiency(T_ambient, Tc, 'Vout', 150, 'Iout',
Iout(i));
end

f = figure('units','normalized','outerposition',[0.2 0.2 0.6 0.6]);
Losses_mat = cell2mat(Losses);
fields = fieldnames(Losses_mat);
for i=1:numel(fields)
    plot(Iout, extractfield(Losses_mat, fields{i})./extractfield(Losses_mat,
'Ploss'), line_styles{i}, 'LineWidth', lineWidth, 'markers', markerSize);
    hold on;
end

hold off;
grid on; grid minor;
title({'Απώλειες Συστήματος ανά μονάδα'; 'συναρτήσει του ρεύματος εξόδου (Vout =
150V)'});
ylabel('Απώλειες ανά μονάδα');
xlabel('Ρεύμα Εξόδου (A)');
legend('Mosfet', 'Δίοδοι', 'Πηνία', 'Shunt', 'Πυκνωτές', 'Snubbers', 'Μετ/οιης',
'Σύνολο', 'Location', 'northeast');
ylim([0 1.1]);
xlim([Imin Imax]);
print(f, 'Losses_current.png', '-dpng', '-r400');

f = figure('units','normalized','outerposition',[0.2 0.2 0.6 0.6]);
for i = 1:numel(Vout)
    plot(Iout, effic_vals(i,:), line_styles{i}, 'LineWidth', lineWidth,
'markers', markerSize);
    hold on;
end
hold off; grid on; grid minor;
title({'Απόδοση Συστήματος'; 'συναρτήσει του ρεύματος και τάσης εξόδου'});
ylabel('Απόδοση');
xlabel('Ρεύμα Εξόδου (A)');
legend('Vout = 50V', 'Vout = 100V', 'Vout = 150V', 'Vout = 250V', 'Vout = 300V',
'Location', 'southeast');
ylim([0.75 1]);
xlim([Imin Imax]);

```

```
print(f, 'efficiency_voltage_current.png', '-dpng', '-r400');
```

```
function [ efficiency, Losses_buck, Losses_bridge, Losses_total, PowerVals ] =
GetSystemEfficiency( T_ambient, Tc, varargin )

%-----fixed parameters-----

Vin = 400;
fs = 1e5;

%-----max values-----

D_bridge = 0.90;
D_buck_max = 0.9;
Vin_ripple_max_buck = 0.7;
Vout_ripple_max_buck = 0.3;
Vin_ripple_max_bridge = 1.1;
Vout_ripple_max_bridge = 0.35;
I_min_buck = 1;

%-----

folders = {'buck_coil'; 'bridge_coil'};
for i = 1:numel(folders)
    addpath(folders{i});
end

D_buck = sym('D_buck', 'real');
syms Iout Iin_buck Vout_bridge Vin_buck Vout Pout Pin Iin;

assert(numel(varargin) <= 4, 'Too many parameters');
v = 1;
while v < numel(varargin)
    switch varargin{v}
        case 'Vout'
            assert(v+1<=numel(varargin));
            v = v+1;
            Vout = varargin{v};
        case 'Iout'
            assert(v+1<=numel(varargin));
            v = v+1;
            Iout = varargin{v};
        case 'Iin_buck'
            assert(v+1<=numel(varargin));
            v = v+1;
            Iin_buck = varargin{v};
        case 'Pout'
            assert(v+1<=numel(varargin));
            v = v+1;
            Pout = varargin{v};
        case 'D_buck'
            assert(v+1<=numel(varargin));
            v = v+1;
            D_buck = varargin{v};
        otherwise
            error('Unsupported parameter: %s', varargin{v});
    end
    v = v+1;
end

%-----system equations-----
%Generate system equations
[T_coil_buck, Pcoil_buck, T_buck, L_buck, Iripple_buck, L_min_buck] =
GetBuckCorePowerTemp(T_ambient, Iout, D_buck, fs, Vin_buck);
[Pcap_buck, Icin_max_buck, Icout_max_buck, Icin_buck, Icout_buck, Vin_ripple_buck,
Vout_ripple_buck] = ...
    GetBuckCapPower(D_buck, Iout, Iripple_buck, Vin_buck, fs, L_buck );
[Pdiode_buck, Tjdbk, T_diode_bk] = GetBuckDiodePower(Tc, D_buck, Iout);
```

```

[Pmosfet_buck, Tjm_bk, T_mosfet_bk] = GetBuckMosfetPower(Iout, D_buck, Vin_buck,
fs, Tc);
Pshunt = GetShuntPower(Iout);
Psnubber_buck = GetBuckSnubberPower(Vin_buck, fs);

%Calculate third stage total power losses
Ploss_buck = Pcoil_buck + Pshunt + Pcap_buck + Pdiode_buck + Psnubber_buck +
Pmosfet_buck;

[T_coil_bridge, Pcoil_bridge, T_bridge, L_bridge, Iripple_bridge] =
GetBridgeCorePowerTemp(T_ambient, Iin_buck, fs, D_bridge, Vin);
[ Pcap_bridge, Icin_max_bridge, Icout_max_bridge, Icin_bridge, Icout_bridge,
Vin_ripple_bridge, Vout_ripple_bridge ] = ...
    GetBridgeCapPower( D_bridge, Iin_buck, Iripple_bridge, Vin, Vin_buck, fs,
L_bridge );
[Pdiode_bridge, Tjd_br, T_diode_br] = GetBridgeDiodePower(Tc, D_bridge,
Iin_buck);
[Pmosfet_bridge, Tjm_br, T_mosfet_br] = GetBridgeMosfetPower(Iin, D_bridge, Vin,
fs, Tc);
Ptransformer = GetTransformerPower(Vin, fs/2, D_bridge, Iin_buck );
Psnubber_bridge = GetBridgeSnubberPower(Vin, fs/2);

%Calculate second stage total power losses
Ploss_bridge = Ptransformer + Pdiode_bridge + Psnubber_bridge + Pcoil_bridge +
Pcap_bridge + Pmosfet_bridge;

%-----

for i = 1:numel(folders)
    rmpath(folders{i});
end

%Construct parameter and range list
param_list = [];
range_list = [];
sym_list = {D_buck, T_buck, Vout, Pout, Iout, Tjd_bk, Tjm_bk,...
    Iin_buck, Pin, Iin, Vin_buck, Tjd_br, T_bridge, Tjm_br };
limits_list = { [0 1], [0 200], [0 300], [NaN NaN], [NaN NaN], [0 200], [0
200],...
    [NaN NaN], [NaN NaN], [NaN NaN], [100 400], [0 200], [0 200], [0 200] };
for i = 1:numel(sym_list)
    if isa(sym_list{i}, 'sym') == 1
        param_list = [param_list sym_list{i}];
        range_list = [range_list; limits_list{i}];
    end
end

%Group all the system equations in one matrix
equations = [Pin == Ploss_buck + Ploss_bridge + Pout,...
    Pin == Vin*Iin, Iin == D_bridge*Iin_buck,...
    T_coil_buck, T_diode_bk, T_mosfet_bk, T_diode_br,...
    T_coil_bridge, T_mosfet_br,...
    Pout == Vout*Iout,...
    Iin_buck == D_buck*Iout,...
    Pin == Ploss_bridge + Vin_buck*Iin_buck ];

%Solve system equation numericaly
S = vpasolve(equations, param_list, range_list);

if isstruct(S)
    fields = fieldnames(S);
    for i=1:numel(S)
        for j=1:numel(fields)
            eval(strcat(fields{j}, '=', num2str(double(S(i).(fields{j}))), ';'));
        end
    end
else
    error('solve failed');
end

```

```

%Performing numerical substitution to the system equations
Psnubber_buck = double(subs(Psnubber_buck));
Iin_buck = double(subs(Iin_buck));
Pin = double(subs(Pin));
Pmosfet_buck = double(subs(Pmosfet_buck));
Pdiode_buck = double(subs(Pdiode_buck));
Pcoil_buck = double(subs(Pcoil_buck));
Pshunt = double(subs(Pshunt));
Pcap_buck = double(subs(Pcap_buck));
L_min_buck = double(subs(L_min_buck));
Vin_ripple_buck = double(subs(Vin_ripple_buck));
Vout_ripple_buck = double(subs(Vout_ripple_buck));
Icin_buck = double(subs(Icin_buck));
Icout_buck = double(subs(Icout_buck));
Ploss_buck = double(subs(Ploss_buck));

Pdiode_bridge = double(subs(Pdiode_bridge));
Pmosfet_bridge = double(subs(Pmosfet_bridge));
Pcoil_bridge = double(subs(Pcoil_bridge));
Ploss_bridge = double(subs(Ploss_bridge));
Ptransformer = double(subs(Ptransformer));
Pcap_bridge = double(subs(Pcap_bridge));
Vin_ripple_bridge = double(subs(Vin_ripple_bridge));
Vout_ripple_bridge = double(subs(Vout_ripple_bridge));
Icin_bridge = double(subs(Icin_bridge));
Icout_bridge = double(subs(Icout_bridge));

%-----assertions-----
%Check if system does not exceed maximum and minimum values required
assert(D_buck <= D_buck_max);
assert(Icin_max_buck > Icin_buck);
assert(Icout_max_buck > Icout_buck);
assert(Vin_ripple_buck < Vin_ripple_max_buck);
assert(Vout_ripple_buck < Vout_ripple_max_buck);
assert(L_buck > L_min_buck);
assert(Iout >= I_min_buck);

assert(Icin_max_bridge > Icin_bridge);
assert(Icout_max_bridge > Icout_bridge);
assert(Vin_ripple_bridge < Vin_ripple_max_bridge);
assert(Vout_ripple_bridge < Vout_ripple_max_bridge);

%-----
%Efficiency calculation
efficiency = Pout/Pin;
%Returning power losses for each component and stage organized in struct
Losses_buck = struct('Pmosfet', Pmosfet_buck, 'Pdiode', Pdiode_buck, 'Pcoil',
Pcoil_buck, ...
'Pshunt', Pshunt, 'Pcap', Pcap_buck, 'Psnubber', Psnubber_buck,
'Ptransformer', 0, 'Ploss', Ploss_buck);
Losses_bridge = struct('Pmosfet', Pmosfet_bridge, 'Pdiode', Pdiode_bridge,
'Pcoil', Pcoil_bridge, ...
'Pshunt', 0, 'Pcap', Pcap_bridge, 'Psnubber', Psnubber_bridge, 'Ptransformer',
Ptransformer, 'Ploss', Ploss_bridge);
Losses_total = struct('Pmosfet', Pmosfet_buck + Pmosfet_bridge, 'Pdiode',
Pdiode_buck + Pdiode_bridge, ...
'Pcoil', Pcoil_buck + Pcoil_bridge, 'Pshunt', Pshunt, 'Pcap', Pcap_buck +
Pcap_bridge, ...
'Psnubber', Psnubber_buck + Psnubber_bridge, 'Ptransformer', Ptransformer,
'Ploss', Ploss_buck + Ploss_bridge);

PowerVals = struct('Iin', Iin, 'Iin_buck', Iin_buck, 'Iout', Iout, 'Pin', Pin,
'Vin_buck', Vin_buck, 'Pout', Pout);

end

```



```

function [ P, Icin_max, Icout_max, Icin, Icout, Vin_ripple, Vout_ripple ] =
GetBridgeCapPower( D, Iout, DL, Vin, Vout, fs, L )
%Second stage capacitor power loss function
C_cap = 270*10^-6;
V_cap = 450;
Irms_nom = 2.41;
Inp_cap_count = 2;
Out_cap_count = 1;
ESR_mult = 0.5;
ESR_100H = 360*10^-3;
Irms_mult = 1.35;

Icin_max = Inp_cap_count*Irms_mult*Irms_nom;
Icout_max = Out_cap_count*Irms_mult*Irms_nom;

Icin = sqrt(D*((Iout^2)*(1-D) + (1/12)*DL^2));
Icout = (1/sqrt(12))*((Vin*D*(1-D))/(L*fs));

ESR_in = (ESR_100H*ESR_mult)/Inp_cap_count;
ESR_out = (ESR_100H*ESR_mult)/Out_cap_count;

Cout = C_cap*Out_cap_count;
Cin = C_cap*Inp_cap_count;

Vin_ripple = (Iout*(1-D)*D)/(Cin*fs) + (Iout + DL/2)*ESR_in;
Vout_ripple = DL / (8*Cout*fs) + DL*ESR_out;

Pin = ESR_in*Icin.^2;
Pout = ESR_out*Icout.^2;

leakage_t_mult = 5;
leakage_v_mult = 0.7;

Leakage_i = leakage_t_mult*leakage_v_mult*(250*C_cap*V_cap + 1)*10^-6;
Pin_leak = Inp_cap_count*Leakage_i*Vin;
Pout_leak = Out_cap_count*Leakage_i*Vout;

P = Pin + Pout + Pin_leak + Pout_leak;

end

function [ P, Tjd_br, T_diode_br ] = GetBridgeDiodePower( Tc, D, I )
%Second stage diode power loss function
Tjd_br = sym('Tjd_br','real');
Rjc = 0.75;

Vt = 0.93 - Tjd_br*9.3e-4;
Rt = 0.058 + Tjd_br*5.7e-4;
P = (1-D)*I*(Vt + I*(Rt/2)) + D*I*(Vt + I*Rt);
T_diode_br = Tjd_br == Rjc*P + Tc;

end

function [ P, Tjm_br, T_mosfet ] = GetBridgeMosfetPower( Iout, D, Vin, fs, Tc )
%Second stage mosfet power loss function
tr = 27e-9;
tf = 6e-9;
Rds = 0.085;
Rjc = 0.50/4;

T0 = 0; Rm0 = 0.8;
T1 = 25; Rm1 = 1;
T2 = 50; Rm2 = 1.25;
T3 = 100; Rm3 = 1.8;
T = [T0 T1 T2 T3];
Rm = [Rm0 Rm1 Rm2 Rm3];
p = polyfit(T, Rm, 2);

Tjm_br = sym('Tjm_br','real');

```

```

Rds_m = sum(p.*(Tjm_br.^(2:-1:0)));

P = 2*M_loss(Iout, Vin, D, Rds*Rds_m, tr, tf, fs/2);
T_mosfet = Tjm_br == Rjc*P + Tc;

end

function [ P ] = GetBridgeSnubberPower( Vin, fs )
%Second stage snubber power loss function
C = 220e-12;
P = 2*C*fs*Vin^2;

end

function [ P, Icin_max, Icout_max, Icin, Icout, Vin_ripple, Vout_ripple ] =
GetBuckCapPower( D, Iout, DL, Vin, fs, L )
%Third stage capacitor power loss function
C_cap = 270*10^-6;
V_cap = 400;
Irms_nom = 1.62;
Inp_cap_count = 4;
Out_cap_count = 2;
ESR_mult = 0.4;
ESR_100H = 490*10^-3;
Irms_mult = 1.35;

Icin_max = Inp_cap_count*Irms_mult*Irms_nom;
Icout_max = Out_cap_count*Irms_mult*Irms_nom;

Icin = sqrt(D*((Iout^2)*(1-D) + (1/12)*DL^2));
Icout = (1/sqrt(12))*((Vin*D*(1-D))/(L*fs));

ESR_in = (ESR_100H*ESR_mult)/Inp_cap_count;
ESR_out = (ESR_100H*ESR_mult)/Out_cap_count;

Cout = C_cap*Out_cap_count;
Cin = C_cap*Inp_cap_count;

Vin_ripple = (Iout*(1-D)*D)/(Cin*fs) + (Iout + DL/2)*ESR_in;
Vout_ripple = DL / (8*Cout*fs) + DL*ESR_out;

Pin = ESR_in*Icin.^2;
Pout = ESR_out*Icout.^2;

leakage_t_mult = 5;
leakage_v_mult = 0.7;

Leakage_i = leakage_t_mult*leakage_v_mult*(250*C_cap*V_cap + 1)*10^-6;
Pin_leak = Inp_cap_count*Leakage_i*Vin;

P = Pin + Pout + Pin_leak;

end

function [ P, Tjd_bk, T_diode_bk ] = GetBuckDiodePower( Tc, D, I )
%Third stage diode power loss function
Tjd_bk = sym('Tjd_bk','real');
Rjc = 0.75;

Vt = 0.93 - Tjd_bk*9.3e-4;
Rt = 0.058 + Tjd_bk*5.7e-4;
Vft = Vt + I*(Rt/2);
P = Vft*I*(1-D);
T_diode_bk = Tjd_bk == Rjc*P + Tc;

end

function [ P, Tjm_bk, T_mosfet ] = GetBuckMosfetPower( Iout, D, Vin, fs, Tc )
%Third stage mosfet power loss function

```

```

tr = 27e-9;
tf = 6e-9;
Rds = 0.085;
Rjc = 0.50;

T0 = 0; Rm0 = 0.8;
T1 = 25; Rm1 = 1;
T2 = 50; Rm2 = 1.25;
T3 = 100; Rm3 = 1.8;
T = [T0 T1 T2 T3];
Rm = [Rm0 Rm1 Rm2 Rm3];
p = polyfit(T, Rm, 2);

Tjm_bk = sym('Tjm_bk','real');
Rds_m = sum(p.*(Tjm_bk.^(2:-1:0)));

P = M_loss(Iout, Vin, D, Rds*Rds_m, tr, tf, fs);
T_mosfet = Tjm_bk == Rjc*P + Tc;

end

function [ P ] = GetBuckSnubberPower( Vin, fs )
%Third stage snubber power loss function
C = 220e-12;
P = C*fs*Vin^2;

end

function [ P ] = GetShuntPower( I )
%Shunt resistance power loss function
Rshunt = 5e-3;
P = Rshunt*I^2;

end

function [ P ] = GetTransformerPower( Vin, fs, D, I )
%High frequency transformer power loss function
Al=12000e-9;
le=146e-3;
Amin=7e-4;
Ae=9.1e-4;
Wa=6.57e-4;
MLT=0.158;
Coil_Former_b = 47.2e-3; %WIDTH (m)
b=2.73;
Kfe=10.7e6;
Ku=0.3; %FILL FACTOR

l1=Vin*(0.5/fs)*D;

Rf=2.36;
deltaB = 0.113;

a=1; %turns ratio n2/n1
p_20C=1.68e-8; %copper's resistivity at 20C
Rth=8; %core's thermal resistance K/W
dT=70; %temperature rise [C]
T_amb=40;
T=T_amb+dT;
p=(1.68e-8)*(1+0.0039*(T-20)); %copper's resistivity at T

Itot = I*(a*(sqrt(D)+sqrt(1+D)));
Pfe=tr_Pfe(Kfe,b,deltaB,Ae,le);
Pcu=tr_Pcu(Rf,p,l1,Itot,Ku,MLT,Wa,Ae,deltaB);

P = Pfe + Pcu;

end

```

```

function p = M_loss(Io,Vin,D,Rds,tr,tf,fs)
% Calculates Mosfets' switching losses

%Io -> conduction current (A)
%Vin -> off state voltage (V)
%D -> Duty cycle (0-1)
%tr -> rise time (s)
%tf -> fall time (s)

p_con = (Io^2)*Rds*D;
p_sw = 0.5*Vin*Io*(tr+tf)*fs;
p= p_con+p_sw;

end

function P = tr_Pcu(Rf,p,ll,Itot,Ku,MLT,Wa,Ac,B)
% Summary of this function goes here
% B -> delta_B (T)
% Ac -> (m^2)

P=((Rf*p)*(ll^2)*(Itot^2))/(4*Ku)*(MLT/(Wa*(Ac^2)))*(1/B)^2);

end

function P = tr_Pfe(Kfe,b,B,Ac,lm)
% Summary of this function goes here
% B -> delta_B (T)
% Ac -> (m^2)
% lm -> (m)

P=Kfe*(B^b)*Ac*lm;

end

function [ n, R, wire_l ] = CalcCoil_N_R( wire_d, wire_count, N )

core_outer_diam = 44.5; %mm
core_inner_diam = 27.2; %mm
core_h = 16.5; %mm
avg_diam = (core_outer_diam + core_inner_diam) / 2;
core_l = avg_diam*pi;
copper_ro = 1.68*10^-8;

n_max = pi / asin(wire_d / (core_outer_diam - wire_d)) - 1;
n = floor(n_max / wire_count);

if(N < n)
    wire_l = (2*N*(core_h + wire_d) + N*(core_outer_diam - core_inner_diam +
    wire_d) + core_l)*10^-3; %m
elseif (N < 1.9*n)
    wire_l = (2*n*(core_h + wire_d) + n*(core_outer_diam - core_inner_diam +
    wire_d) + ...
    2*(N - n)*(core_h + 2*wire_d) + (N - n)*(core_outer_diam - core_inner_diam
    + 2*wire_d) + core_l)*10^-3; %m
else
    error('Too many windings set');
end

wire_R = 4*copper_ro*(wire_l/(pi*(wire_d/1000)^2));
R = wire_R / wire_count;

end

function [ Pcu, T ] = GetBridgeCopperLoss( T_ambient, coil_R, I_max )
%Calculate copper loss of coil in W

T = sym('T','real');
copper_thermal_coef = 0.0039;

```

```

Pcu = (I_max^2)*coil_R*(1 + copper_thermal_coef*(T + T_ambient - 20));

end

function [ Pfe, L, DeltaI ] = GetBridgeCoreMagnLoss( I_nom, D, fs, N, Vin )
%Get core loss in W
le = 11.2; %cm
AL_initial = 82*10^-9;
Ve = 15.0; %cm^3
perm_initial = 55; %initial permability of core
vacuum_perm = 4*pi*10^-7; %vacuum permability

a = 10140;
b = 6.06*10^-3;
c = -0.570;
d = 2.24*10^-4;
e = 0.0304;

H = (N*I_nom)/le;
Hoe = H*(10/(4*pi));
core_factor = sqrt((a + c*Hoe + e*Hoe^2)/(1 + b*Hoe + d*Hoe^2));
L = AL_initial*(N^2)*(core_factor/100);

DeltaI = (D*(1-D)*Vin)/(L*fs);
DeltaHpp = (N*DeltaI)/le;
perm = perm_initial*(core_factor/100)*vacuum_perm;
DeltaBpp = perm*DeltaHpp*10^2;
BAC = DeltaBpp/2;

BAC_gauss = BAC*1000*10;

a = 5.3*10^8;
b = 1.4*10^8;
c = 1.2*10^6;
d = 2.7*10^-14;

PL = fs/((a/BAC_gauss^3) + (b/BAC_gauss^2.3) + (c/BAC_gauss^1.65)) +
d*(fs^2)*(BAC_gauss^2);
Pfe = (PL*Ve)/1000;

end

function [ T_coil, P, T, L, Iripple ] = GetBridgeCorePowerTemp( T_ambient, I_nom,
fs, D, Vin )
%Calculate core working temperature

wire_d = 1.5; %mm
wire_count = 2;
N = 60;
[~, coil_R]= CalcCoil_N_R(wire_d, wire_count, N);

[Pfe, L, Iripple ] = GetBridgeCoreMagnLoss( I_nom, D, fs, N, Vin );
[Pcu, T] = GetBridgeCopperLoss( T_ambient, coil_R, I_nom );

T_coil = T == ((1000*(Pfe + Pcu))/GetBridgeCoreSurface(wire_d))^0.833;
P = Pfe + Pcu;

end

function [ total_surface ] = GetBridgeCoreSurface( Wire_D )
%calculate core surface in cm^2 from datasheet dimensions (datasheet
%included in folder

if nargin < 1
D = 0;
else
D = Wire_D;
end

```

```

OD = 44.5 + 2*D;          %all dimensions in mm
ID = 27.2 - 2*D;
Ht = 16.5 + 2*D;

%single side surface calculations
external_surface = OD*pi*Ht;
top_surface = (pi/4)*(OD^2 - ID^2);
bottom_surface = top_surface;
internal_surface = ID*pi*Ht;
%convert surface to cm^2
total_surface = (external_surface + top_surface + bottom_surface +
internal_surface)/10^2;

end

function [ Pcu, T_buck ] = GetBuckCopperLoss( T_ambient, I_max )
%Calculate copper loss of coil in W

T_buck = sym('T_buck','real');
r_copper = 29*10^-3;
copper_thermal_coef = 0.0039;

Pcu = (I_max^2)*r_copper*(1 + copper_thermal_coef*(T_buck + T_ambient - 20));

end

function [ Pfe, L, DeltaI, L_min ] = GetBuckCoreMagnLoss( I_nom, D, fs, Vin )
%Calculate magnetic core loss in W

N = 42;                    %turns of coil
le = 12.3;
perm_initial = 60;         %initial permability of core
vacuum_perm = 4*pi*10^-7; %vacuum permability
I_max = 10;

AL_initial = 261*10^-9;    %core specs
Ve = 51.4;

a = 1;                     %core coefficients
b = -4.445*10^-3;
c = -8.763*10^-5;
d = 9.446*10^-7;
e = -2.616*10^-9;

kool_m_coef = [a b c d e];

DeltaI_max = 0.3*I_max;
L_min = (D*(1-D)*Vin)/(DeltaI_max*fs);

H_max = (N*I_nom)/le;

H_max_matrix = H_max.^(0:4);

kool_m_factor_max = sum(kool_m_coef.*H_max_matrix); % kool_m_factor_max = a +
b*H_max + c*H_max^2 + d*H_max^3 + e*H_max^4;

L = AL_initial*(N^2)*kool_m_factor_max;

DeltaI = (D*(1-D)*Vin)/(L*fs);
DeltaHpp = (N*DeltaI)/le;
perm = perm_initial*kool_m_factor_max*vacuum_perm;
DeltaBpp = perm*DeltaHpp*10^2;
BAC = DeltaBpp/2;
PL = 193*(BAC^2.01)*((fs/1000)^1.29);
Pfe = (PL*Ve)/1000;

end

```

```

function [ T_coil, P, T_buck, L, Iripple, L_min ] = GetBuckCorePowerTemp(
T_ambient, I_nom, D, fs, Vin )
%Calculate core working temperature

[Pfe, L, Iripple, L_min] = GetBuckCoreMagnLoss( I_nom, D, fs, Vin );
[Pcu, T_buck] = GetBuckCopperLoss( T_ambient, I_nom );

T_coil = T_buck == ((1000*(Pfe + Pcu))/GetBuckCoreSurface())^0.833;
P = Pfe + Pcu;

end

function [ total_surface ] = GetBuckCoreSurface( )
%calculate core surface in cm^2 from datasheet dimensions (datasheet
%included in folder

A = 54.86;    %all dimensions in mm
B = 27.56;
C = 24.6;
D = 18.5;
F = 16.8;
L = 8.38;
M = 10.2;

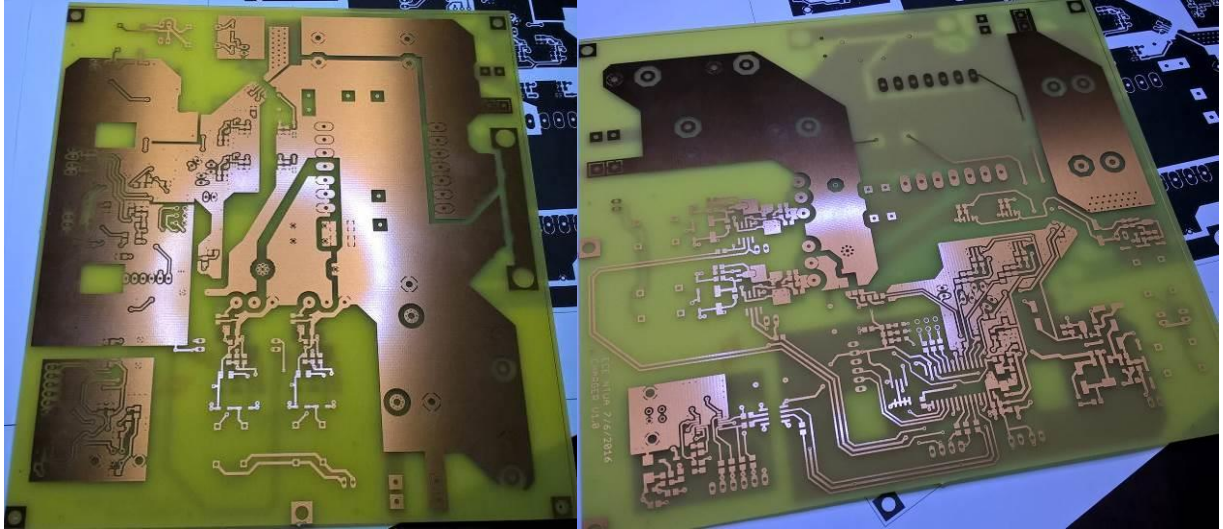
%single side surface calculations
external_surface = 2*C*B + C*A;
top_surface = F*B + 2*B*L + 2*M*(B-D);
bottom_surface = top_surface;
internal_surface = 2*M*C + 4*D*C;
%convert surface to cm^2
total_surface = 2*(external_surface + top_surface + bottom_surface +
internal_surface)/10^2;

end

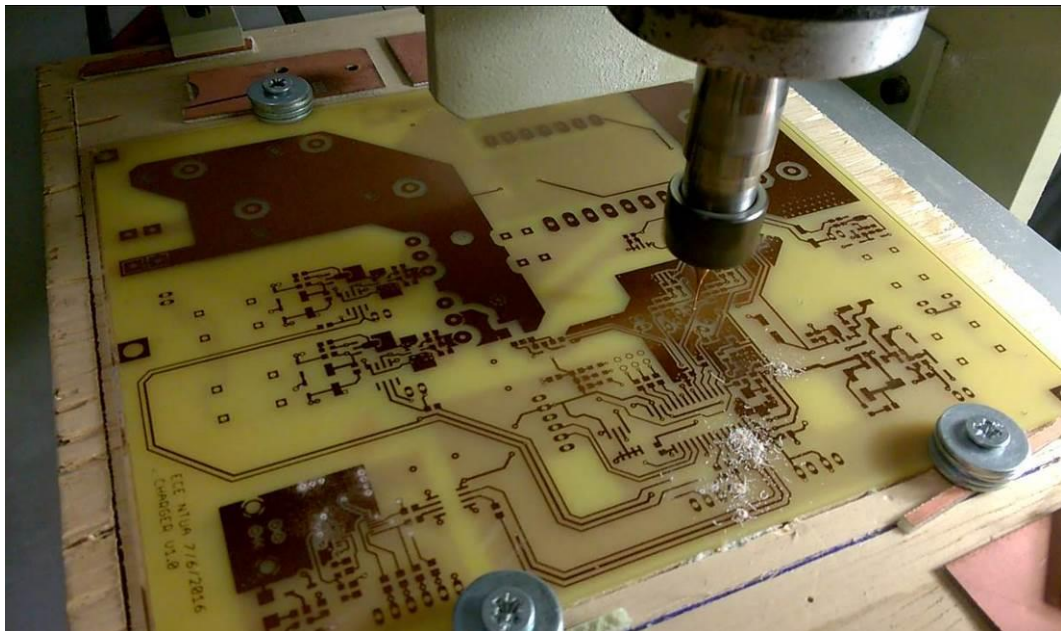
```

11.6. Φωτογραφίες συστήματος

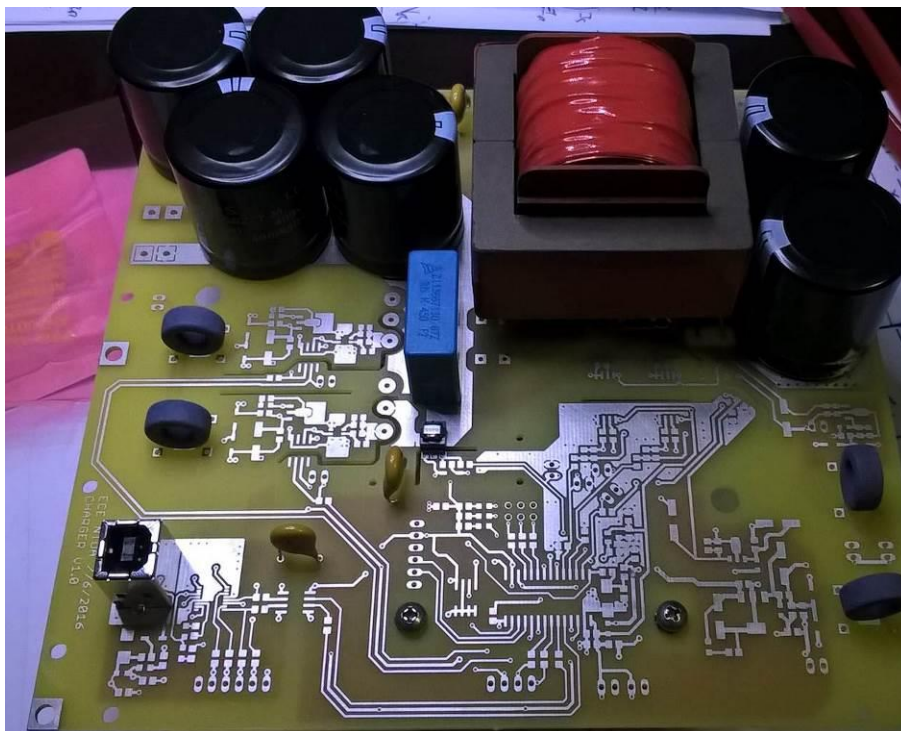
Στα ακόλουθα σχήματα παρουσιάζονται φωτογραφίες κατά τη διάρκεια κατασκευής και ελέγχου του μετατροπέα Buck και του σταδίου απομόνωσης.



Σχήμα 11.9: Άνω και κάτω όψη τυπωμένου κυκλώματος



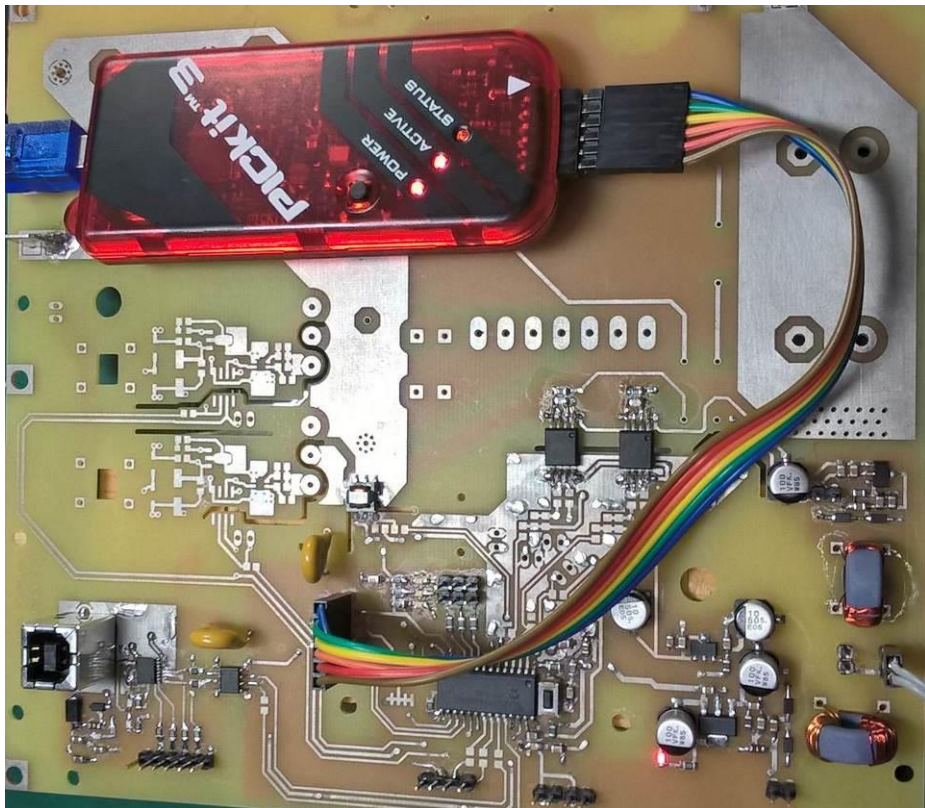
Σχήμα 11.10: Κοπή και τρύπημα πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος μετατροπέα Buck με χρήση CNC..



Σχήμα 11.11: Επικασσιτέρωση πλακέτας και τοποθέτηση εξαρτημάτων.



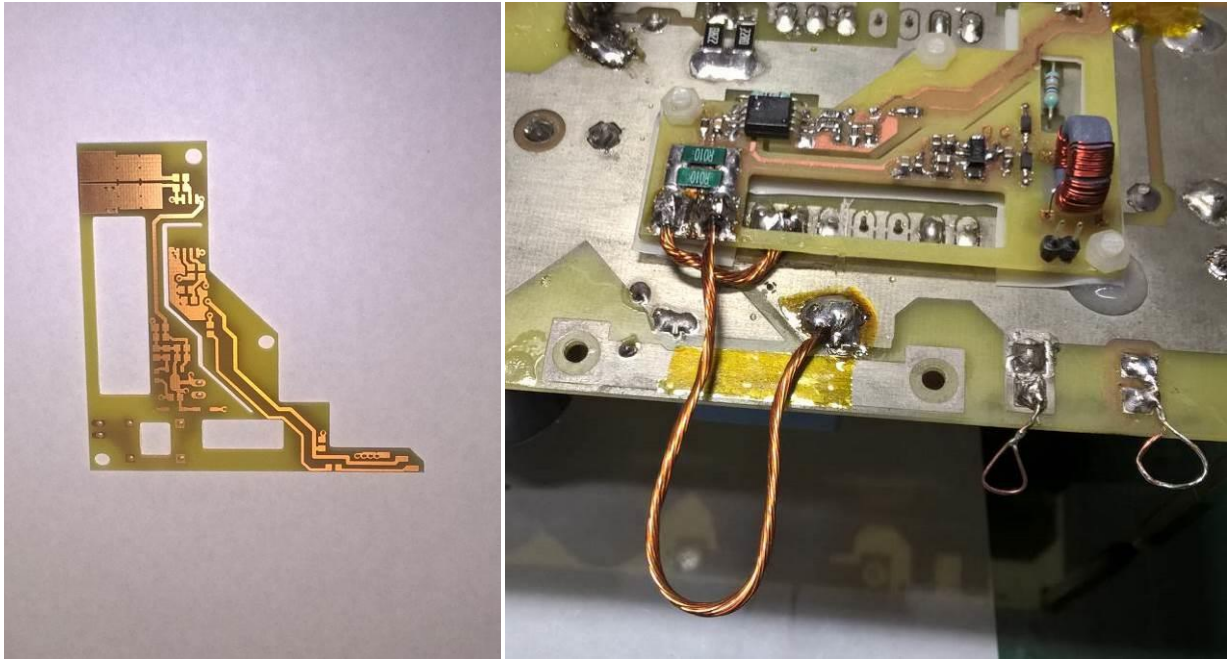
Σχήμα 11.12: Κοπή διάκενων και τρύπημα πλακέτας σταδίου απομόνωσης με χρήση CNC.



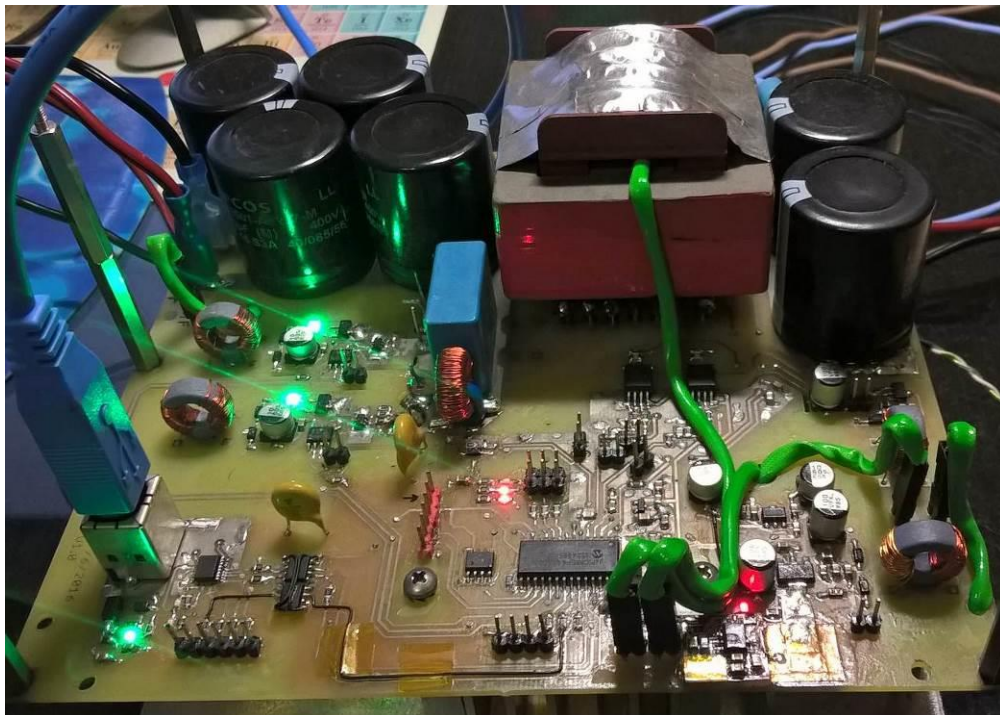
Σχήμα 11.13: Κόλληση μικροελεγκτή, μετατροπέα UART σε USB και απομονωμένης τροφοδοσίας και προγραμματισμός του από Η/Υ για επαλήθευση της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος.



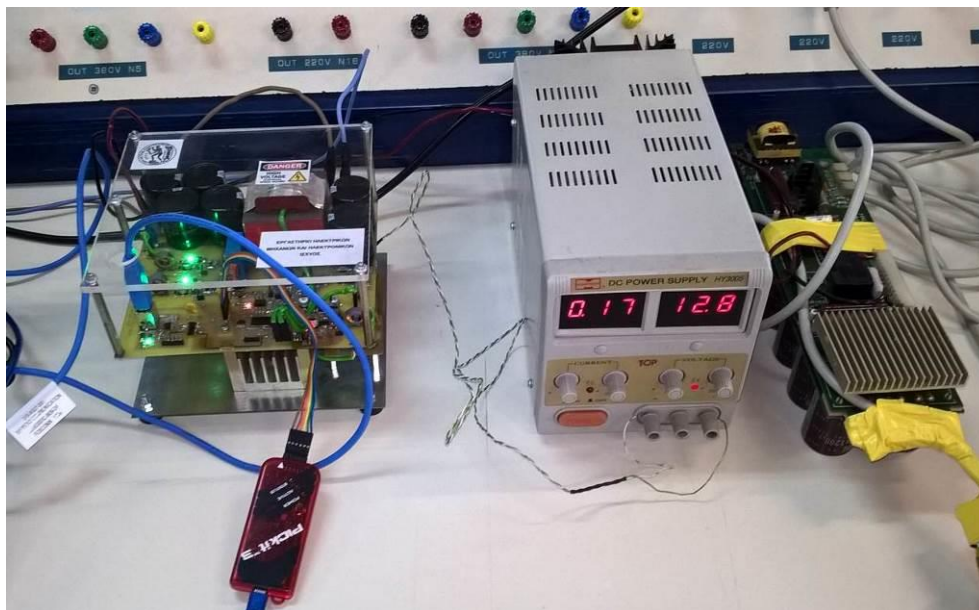
Σχήμα 11.14: Κόλληση κυκλώματος ισχύος και έλεγχος ορθής λειτουργίας.



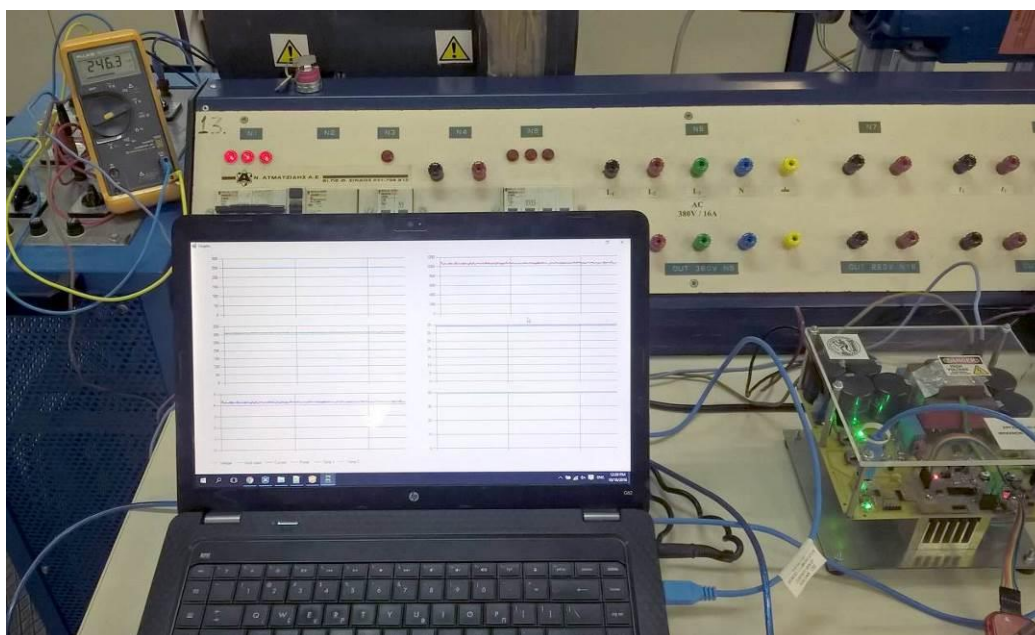
Σχήμα 11.15: Κατασκευή πλακέτας αισθητήρα μέτρησης ρεύματος με χρήση αντίστασης Shunt (αριστερά). Κόλληση πλακέτας αισθητήρα μέτρησης ρεύματος και βρόχου μέτρησης ρεύματος πηνίου (δεξιά).



Σχήμα 11.16: Τελικό κύκλωμα μετατροπέα Buck εν λειτουργία ύστερα από τη κόλληση όλων των στοιχείων και τη προσθήκη των αισθητήρων θερμοκρασίας.



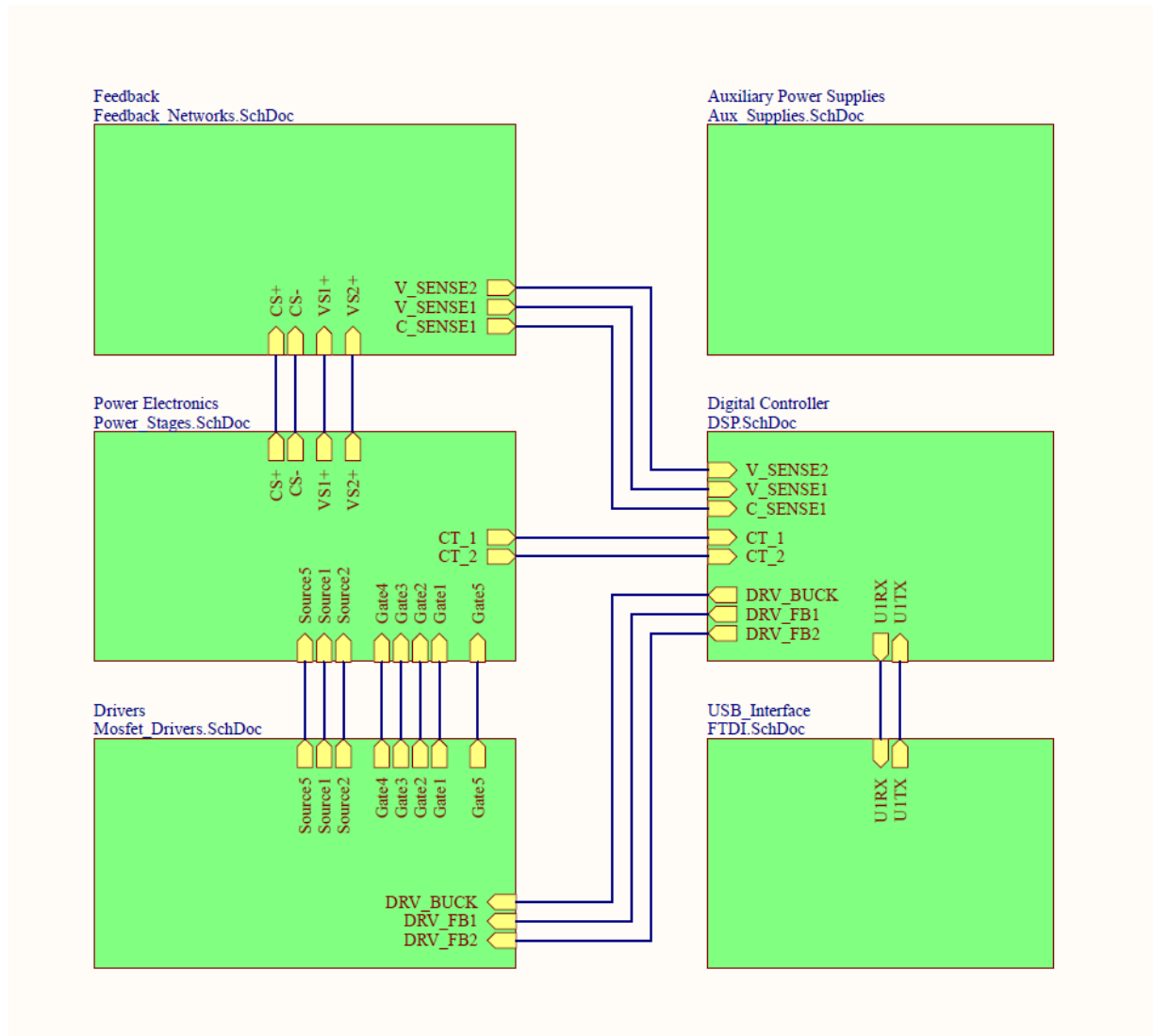
Σχήμα 11.17: Τροφοδοσία κυκλώματος ισχύος μετατροπέα μέσω ανόρθωσης πυκνωτών 400V/4200uF και βοηθητικής τροφοδοσίας (auxiliary supplies) μέσω γραμμικού εργαστηριακού τροφοδοτικού.



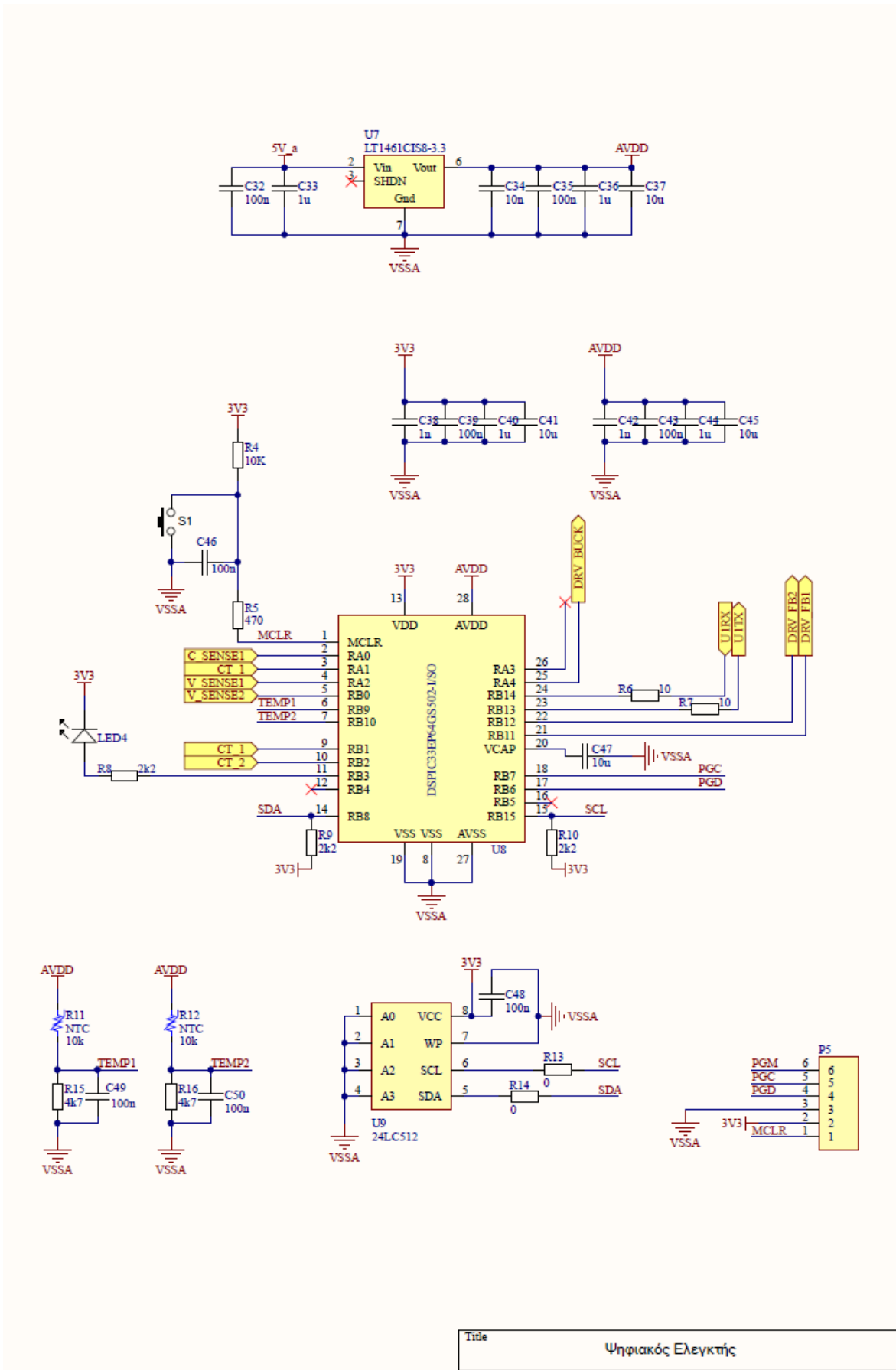
Σχήμα 11.18: Λήψη μετρήσεων πραγματικού χρόνου (α) τάσης εισόδου, (β) τάσης εξόδου, (γ) ρεύματος εξόδου μετατροπέα, (δ) θερμοκρασιών ψήκτρας διακοπτικών στοιχείων και πηνίου μέσω του προγράμματος διεπαφής χρήστη κατά τη λειτουργία του μετατροπέα. Τα δεδομένα μεταφέρονται στον Η/Υ με χρήση καλωδίου USB.

11.7. Σχηματικά Διαγράμματα

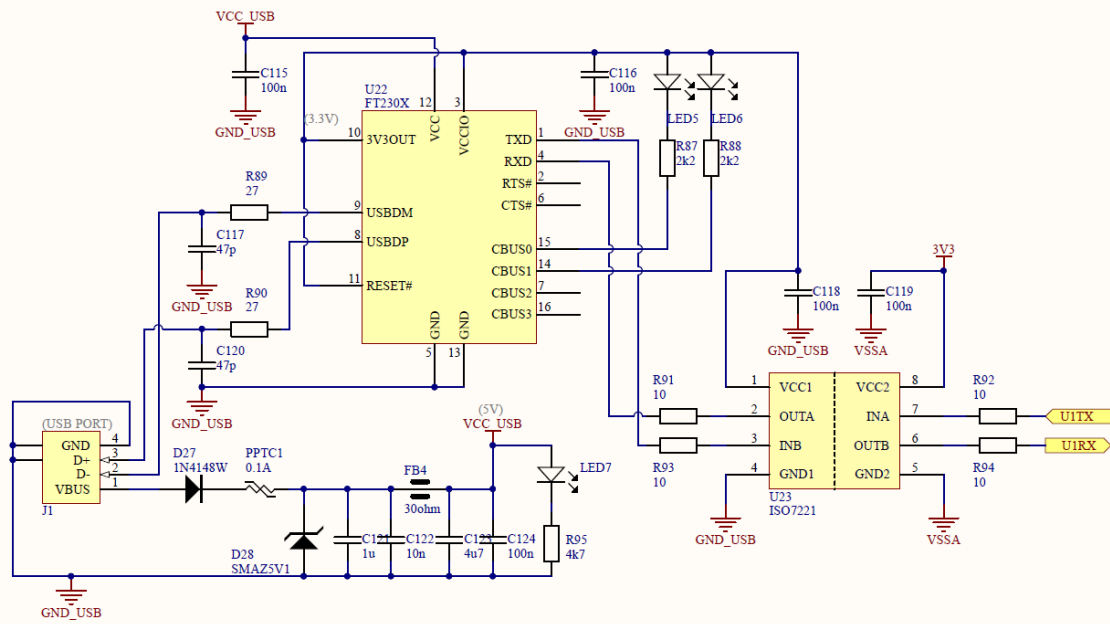
Τα ακόλουθα σχηματικά διαγράμματα περιγράφουν το σύνολο των κυκλωμάτων, τα οποία απαρτίζουν το φορτιστή, ο οποίος υλοποιήθηκε στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Σχεδιάστηκαν με χρήση του προγράμματος Altium.



Σχήμα 11.19: Κεντρικό σχηματικό διάγραμμα. Απεικονίζονται οι ενώσεις μεταξύ των επιμέρους υποκυκλωμάτων του συστήματος.

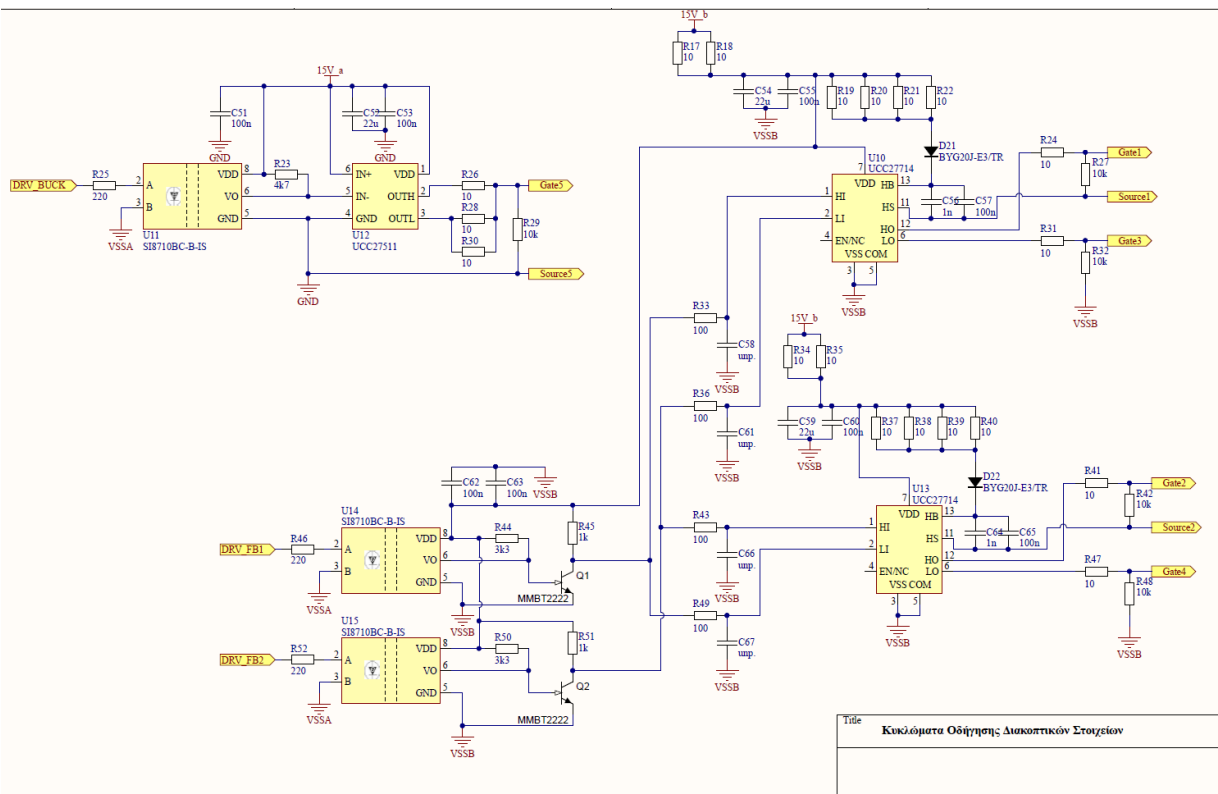


Σχήμα 11.20: Σχηματικό διάγραμμα μικροελεγκτή (DSP), ο οποίος υλοποιεί το ψηφιακό ελεγκτή του συστήματος.



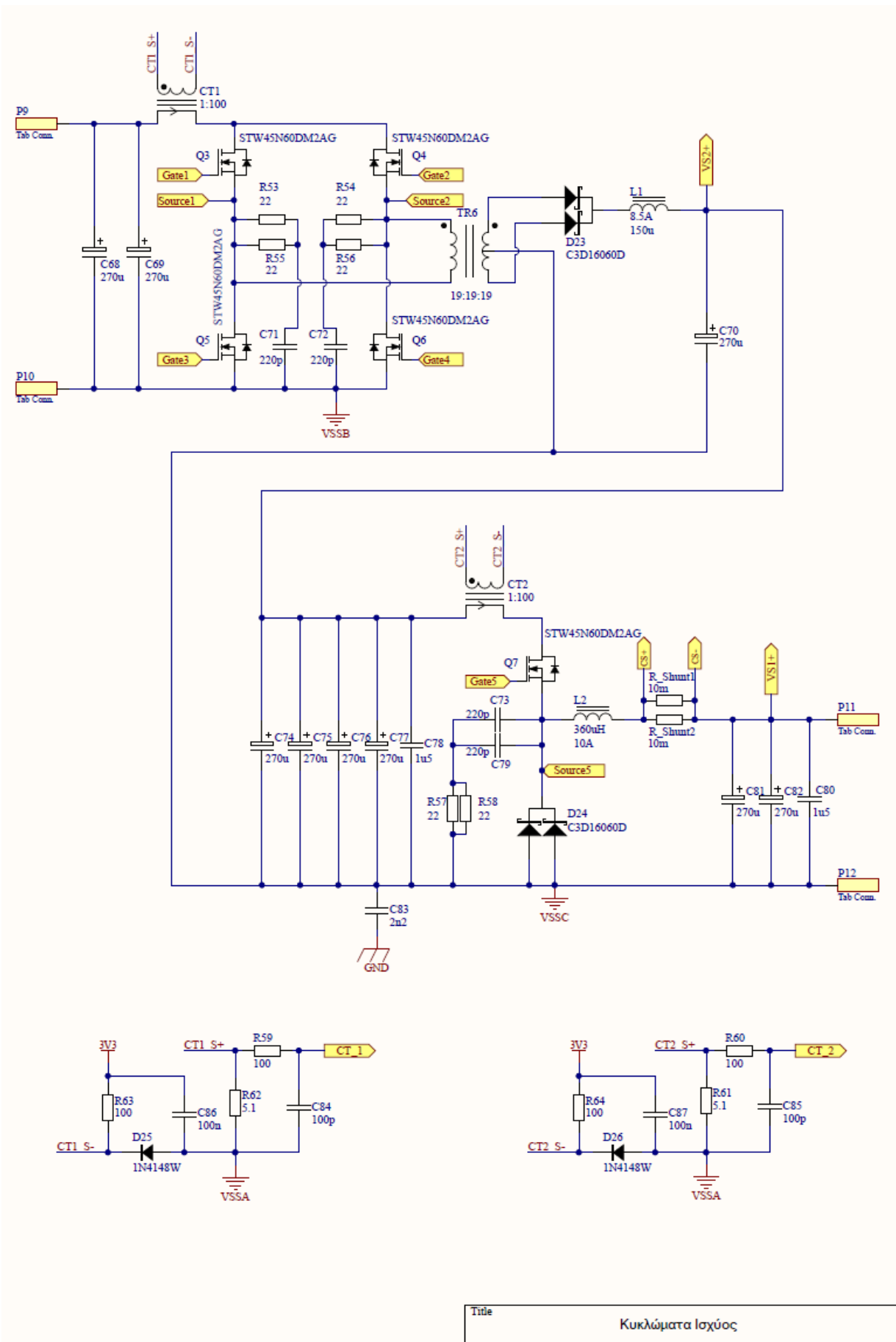
Title
Μετατροπέας UART σε USB

Σχήμα 11.21: Σχηματικό διάγραμμα μετατροπέα UART σε USB.



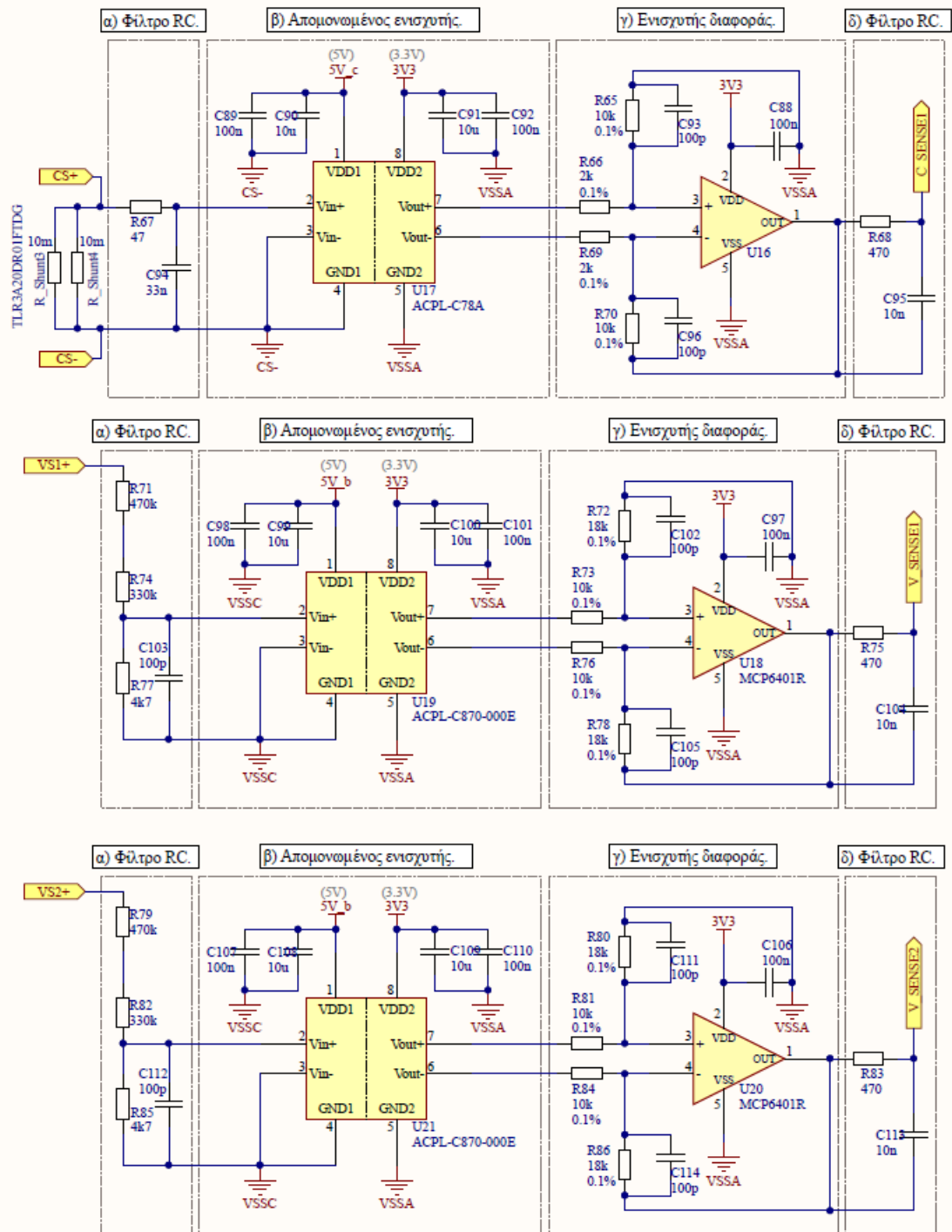
Title
Κυκλώματα Οδήγησης Διακοπτικών Στοιχείων

Σχήμα 11.22: Σχηματικό διάγραμμα κυκλωμάτων οδήγησης διακοπτικών στοιχείων.



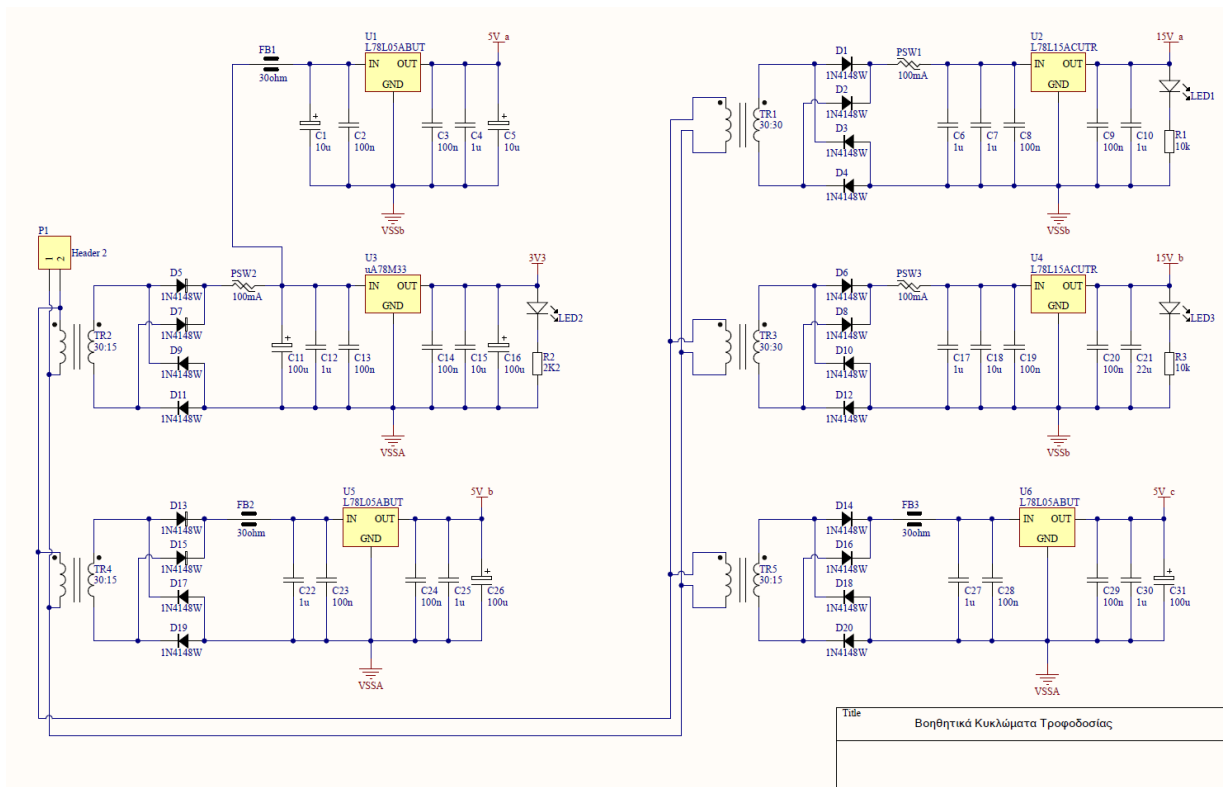
Title Κυκλώματα Ισχύος

Σχήμα 11.23: Σχηματικό διάγραμμα κυκλωμάτων ισχύος.



Title
Κυκλώματα Ανάδρασης Τάσης/Ρεύματος

Σχήμα 11.24: Σχηματικό διάγραμμα κυκλωμάτων ανάδρασης τάσης / ρεύματος.



Σχήμα 11.25: Σχηματικό διάγραμμα βοηθητικών κυκλωμάτων τροφοδοσίας.