



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧ. ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Ηλεκτρομαγνητικών Εφαρμογών Ηλεκτροοπτικής και Ηλεκτρονικών Υλικών

Σχεδιασμός και κατασκευή συστήματος μετρήσεων και ελέγχου
Τροφοδοσία πιεζοηλεκτρικού συστήματος μετατόπισης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ερσπάμερ Αλμπέρτο

Επιβλέπων: Κωνσταντίνος Πολιτόπουλος

Αν.Καθηγητής Ε.Μ.Π.

<Αθήνα, Οκτώβρης 2018>



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧ. ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Ηλεκτρομαγνητικών Εφαρμογών Ηλεκτροοπτικής και Ηλεκτρονικών Υλικών

Σχεδιασμός και κατασκευή συστήματος μετρήσεων και ελέγχου
Τροφοδοσία πιεζοηλεκτρικού συστήματος μετατόπισης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ερσπάμερ Αλμπέρτο

Επιβλέπων: Κωνσταντίνος Πολιτόπουλος

Αν.Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή στις 13/10/2018

.....

Κωνσταντίνος Πολιτόπουλος
Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Γεώργιος Καμπουράκης
Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Ματσόπουλος Γεώργιος
Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

<Αθήνα, Οκτώβρης 2018>

.....
Ερσπάμερ-Αλμπέρτο

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

Copyright © Ερσπάμερ- Αλμπέρτο 2018

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

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκτελέστηκε στο εργαστήριο της Βιοϊατρικής Οπτικής και εφαρμοσμένης Βιοφυσικής. Στο εργαστήριο αυτό χρησιμοποιούνται για την έρευνα μικροσκόπια. Για τις πειραματικές ανάγκες του εργαστηρίου χρειάζεται να μετακινείται η πλάκα ενός μικροσκοπίου με μεγάλη ακρίβεια της τάξεως μερικών nm και μετατοπίσεις οι οποίες να φτάνουν έως μερικά μικρόμετρα. Για την υλοποίηση αυτού του στόχου σχεδιάστηκε πρωτότυπη διάταξη η οποία χρησιμοποιεί δύο πιεζοηλεκτρικά στοιχεία ώστε να είναι δυνατή η μετακίνηση στους άξονες x,y. Λόγω της πολυπλοκότητας αυτού του συστήματος διαχωρίστηκε ο σχεδιασμός και η κατασκευή σε δύο ανεξάρτητα τμήματα. Το πρώτο τμήμα είναι το ψηφιακό, το οποίο αποτελείται από έναν μικροεπεξεργαστή. Μέσω αυτού ελέγχεται δυναμικά το σύστημα και επιβεβαιώνονται οι μετακινήσεις της πλάκας. Για την ακριβή μέτρηση της μετατόπισης υπάρχει γέφυρα η οποία χρησιμοποιεί την μεταβολή αντίστασης σύρματος. Το δεύτερο τμήμα είναι αναλογικό, ελέγχεται από τον μικροεπεξεργαστή και χρησιμεύει για την τροφοδοσία των πιεζοηλεκτρικών στοιχείων. Αποτελείται από ένα παλμικό τροφοδοτικό τύπου forward converter και πηγές ρεύματος.

Τα πιεζοηλεκτρικά στοιχεία συμπεριφέρονται ως πυκνωτικά στοιχεία και διαστέλλονται αναλόγως της ποσότητας του φορτίου που έχουν. Για τον έλεγχο του φορτίου και συνεπώς της μετατόπισης δημιουργήθηκαν πηγές ρεύματος (φόρτισης - εκφόρτισης). Λόγω του ότι παρουσιάζεται βρόγχος υστέρησης στη μετατόπιση των πιεζοηλεκτρικών είναι αναγκαία η χρήση της ανάδρασης για την επαλήθευση των μετακινήσεων. Οι τάσεις οι οποίες είναι χρειάζονται για την τροφοδοσία τους είναι της τάξεως των 150V. Για το λόγο αυτό είναι αναγκαία η δημιουργία αυτής της τάσεως, ούτως ώστε να δημιουργηθούν πηγές ρεύματος οι οποίες να ανταπεξέλθουν στις απαιτήσεις αυτές.

Η παρούσα διπλωματική εργασία ασχολήθηκε κυρίως με τον σχεδιασμό και την υλοποίηση του παλμικού τροφοδοτικού και των πηγών ρεύματος οι οποίες ελέγχονται ψηφιακά. Παρουσιάζεται αναλυτική περιγραφή σε θεωρητικό αλλά και σε πρακτικό επίπεδο για τον σχεδιασμό και την κατασκευή του παλμικού τροφοδοτικού (forward converter). Δίνεται αναλυτική περιγραφή του υπολογισμού του μετασχηματιστή. Καθώς η παλμική λειτουργία δημιουργεί υπερτάσεις σε επαγωγικά φορτία, περιγράφεται τρόπος υπολογισμού συστήματος μείωσης αυτών των τάσεων (snubber). Τέλος δείχνεται τρόπος δημιουργίας των ψηφιακά ελεγχόμενων πηγών ρεύματος.

Το συνολικό σύστημα υλοποιήθηκε για πειραματικό σκοπό σε διάτρητη πλακέτα. Το τελικό σύστημα θα ενσωματωθεί με το ψηφιακό σε επόμενη εργασία.

Λέξεις κλειδιά: παλμικό τροφοδοτικό, υπολογισμός μετασχηματιστή, forward converter, snubber, πηγές ρεύματος, πιεζοηλεκτρικά στοιχεία.

Abstract

This thesis was executed in the laboratory of biomedical optics and applied biophysics. In this lab various microscopes are used for a wide variety of applications. To meet the lab's needs for a highly accurate auto moving plate of a microscope with nanometer accuracy, a prototype electronic system was implemented. This system uses two piezoelectric elements to control the movement of the plate to directions x,y. Due to the complexity of the system the design was separated in two different parts. The first part is the digital circuit that uses a microprocessor to dynamically control the system and the movement of the plate. The feedback control was facilitated by an electric bridge with position sensors (wired elements). The second part is an analog circuit controlled by the microprocessor in order to power the piezoelectric elements. It is implemented by a switching power supply and current sources.

The piezo elements behave like capacitors and their dilation correlates to the amount of their charge. To control the charge of the piezo and consequently the movement of the plate current sources were realized. Due to the hysteresis of the piezoelectric behavior feedback is necessary to evaluate the measurements. The voltage needed for the piezo is at the 150V range. Due to this fact, it is essential to create this voltage in order to drive the current sources.

The scope of this diploma thesis is the design and implementation of the switching power supply and the current sources. A theoretical and real world procedure for the design of a forward converter is presented. Also an analytic procedure for the design of the transformer is given. Due to the switching operation, high voltage spikes are presented to transformer's inductors. An analytic and practical method to suppress these spikes by the use of a snubber circuit is shown. Finally current sources driven by the high voltage (150V) were designed to control the amount of charge in the piezoelectric elements.

Keywords: switching power supply, transformer, forward converter, snubber, current sources, piezo elements.

Ευχαριστίες

Στο τέλος αυτού του ωραίου δρόμου θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον Καθηγητή κ. Κωνσταντίνο Πολιτόπουλο για την ανάθεση της διπλωματικής εργασίας και τη δυνατότητα που μου δόθηκε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα. Το πραγματικό του ενδιαφέρον για τον φοιτητή, οι γνώσεις και η συνεχής καθοδήγηση και υποστήριξη που μου προσέφερε ήταν παραπάνω από πολύτιμα «εργαλεία» για την εκπόνησή της.

Ερσπάμερ Αλμπέρτο

Αθήνα, Οκτώβρης 2018

Special thanks

At the end of this journey I would like to thank my professor Constantinos Politopoulos for instructing me for this project. His huge experience and background knowledge on the field, the love for science and his enormous dedication largely helped me.

Erspamer Alberto

Athens, October 2018

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1. Περιγραφή του συνολικού συστήματος.....	15
1.1. Εισαγωγή	15
1.2. Η τοποθέτηση των πιεζοηλεκτρικών στη πλάκα.....	15
1.3. Το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο.....	16
1.3.1. Οι ταλαντώσεις ενός πιεζοηλεκτρικού.....	16
1.3.2. Υστέρηση σε ένα πιεζοηλεκτρικό.....	17
1.4. Η γραμμικότητα μεταξύ μετατόπισης και φορτίου στο πιεζοηλεκτρικό.....	18
1.5. Η ανάδραση.....	18
1.5.1. Θεωρητική ανάλυση του strain gauge και της γέφυρας.....	20
1.6. Η τροφοδοσία των πιεζοηλεκτρικών	22
1.6.1. Μη γραμμική φόρτιση πιεζοηλεκτρικού στοιχείου	22
1.6.2. Γραμμική μέθοδος φόρτισης πιεζοηλεκτρικού στοιχείου	23
1.7. Έλεγχος φόρτισης πιεζοηλεκτρικού-πηγές ρεύματος.....	24
1.7.1. Θεωρητική ανάλυση.....	24
1.7.2. Το κύκλωμα φόρτισης του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου	25
1.7.3. Το κύκλωμα εκφόρτισης του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου	26
1.7.4. Το συνολικό κύκλωμα ελέγχου του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου	27
1.8. Το συνολικό block διάγραμμα	28
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2. Buck converter	29
2.1. Εισαγωγή	29
2.1.1. Το κύκλωμα του Buck converter	29
2.1.2. Διακοπτικά ολοκληρωμένα IC παραγωγής τετραγωνικών παλμών	30
2.2. Λειτουργία συνεχούς ή ασυνεχούς ρεύματος	30
2.3. Εξαγωγή εξισώσεων	31
2.2.1. Continuous current mode-λειτουργία συνεχούς ρεύματος	33
2.2.2. Discontinuous current mode-λειτουργία διακοπτόμενου ρεύματος	35
2.4. Από τον buck στον forward converter	37
2.5. Κώδικας matlab	38
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3. Μαγνητικές εξισώσεις μετασχηματιστή.....	41
3.1. Εισαγωγή	41
3.2. Εξισώσεις κυλινδρικού πηνίου.....	41
3.2.1. Πηνίο χωρίς μαγνητικό πυρήνα	41

3.2.2. Πηνίο με μαγνητικό πυρήνα	42
3.3. Τροφοδοσία με τετραγωνικό παλμό.....	43
3.4. Μετασχηματιστής	44
3.5. Το ηλεκτρικό ισοδύναμο των μαγνητικών κυκλωμάτων	45
3.5.1. Τοροειδής μετασχηματιστής.....	45
3.5.2. Η έννοια της μαγνητικής αντίστασης.....	46
3.5.3. Η χρήση της μαγνητικής αντίστασης σε μη ιδανικά μαγνητικά κυκλώματα	48
3.5.4. Μοντελοποίηση δισκελή πυρήνα τετράγωνης διατομής	49
3.6. Υπολογισμός στροφών πρωτεύοντος πηνίου μετασχηματιστή	52
3.7. Υπολογισμός στροφών για τα δευτερεύοντα τυλίγματα του μετασχηματιστή	53
3.8. Πάχος καλωδίων τυλιγμάτων, αριθμός στροφών και air gap του πυρήνα	53
3.9. Φυσική ερμηνεία των ρευμάτων που κυκλοφορούν σε έναν μετασχηματιστή	54
3.9.1. Η μαγνητεγερτική δύναμη και τα ρεύματα που διαρρέουν τον μετασχηματιστή	54
3.9.2. Αμοιβαία επαγωγή μετασχηματιστή	58
3.10. Συγκεντρωτικός πίνακας παρουσίασης των χρησιμότερων αποτελεσμάτων για τον σχεδιασμό του μετασχηματιστή	58
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. Forward converter	61
4.1. Απλουστευμένη ανάλυση	61
4.2. Πραγματική συμπεριφορά.....	63
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5. Υπολογισμός αριθμού σπειρών πρωτεύοντος και δευτερευόντων τυλιγμάτων μετασχηματιστή	67
5.1. Εισαγωγή	67
5.2. Επιλογή μέγιστης επιτρεπόμενης έντασης μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό του πυρήνα	67
5.3. Υπολογισμός χρόνου t_{on}, t_{max}	68
5.4. Υπολογισμός ελάχιστων στροφών πρωτεύοντος πηνίου N_P, MIN	69
5.5. Υπολογισμός ελάχιστης αυτεπαγωγής πρωτεύοντος πηνίου L_P, MIN για δεδομένο N_P, MIN	70
5.6. Υπολογισμός μέγιστης τιμής ρεύματος μαγνήτισης $I_m, peak, MAX$ για δεδομένο L_P, MIN	71
5.7. Τελική επιλογή αριθμού τυλιγμάτων πρωτεύοντος.	71
5.8. Αριθμός στροφών και αυτεπαγωγές δευτερευόντων τυλιγμάτων	72
5.9. Πειραματική μέθοδος μέτρησης τιμής πηνίου	74
5.9.1. Εισαγωγή.....	74
5.9.2. Μέθοδοι μέτρησης πηνίου	74

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6. Snubber	79
6.1. Εισαγωγή	79
6.2. Κορεσμός του πυρήνα του μετασχηματιστή εξαιτίας του ρεύματος μαγνήτισης I_m .	80
6.3. Θεωρητικός υπολογισμός παρασιτικής χωρητικότητας πρωτεύοντος πηνίου	81
6.3.1. Χωρητικότητα μεταξύ δύο τυλιγμάτων ενός πηνίου τυλιγμένου σε πυρήνα κυλινδρικής διατομής.....	81
6.3.2. Συνολική κατανεμημένη χωρητικότητα μεταξύ των τυλιγμάτων ενός πηνίου τυλιγμένου σε πυρήνα κυλινδρικής διατομής.....	82
6.3.3. Θεωρητικός υπολογισμός κατανεμημένης χωρητικότητας του πρωτεύοντος πηνίου του μετασχηματιστή	84
6.3.4. Πειραματικός υπολογισμός κατανεμημένης χωρητικότητας πρωτεύοντος πηνίου	84
6.4. Υπολογισμός παρασιτικής χωρητικότητας MOSFET	86
6.5. Συνολική παρασιτική χωρητικότητα C_{lump}	86
6.6. Λειτουργία χωρίς SNUBBER	87
6.6.1. Το κύκλωμα χωρίς το SNUBBER	87
6.6.2. Οι φάσεις λειτουργίας στην μόνιμη κατάσταση.....	88
6.7. Λειτουργία με snubber.....	104
6.7.1. Αλλαγές στη φάση 3.....	105
6.7.2. Αλλαγές στη φάση 4.....	109
6.8. Κώδικας Matlab.....	111
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7. Το auxiliary τύλιγμα	113
7.1. Εισαγωγή	113
7.2. Επιλογή επιπέδου τάσης τροφοδοσίας του uc3842	113
7.3. Υλοποίηση τάσης τροφοδοσίας για το uc3842.....	113
7.3.1. Υλοποίηση με χρήση Zener	114
7.4. Τεχνική soft start	114
7.5. Η ταχύτητα φόρτισης του πυκνωτή τροφοδοσίας.....	115
7.5.1. Φόρτιση από τα 310V.....	115
7.5.2. Φόρτιση από το aux τύλιγμα.....	116
7.6. Η ταχύτητα εκφόρτωσης του πυκνωτή τροφοδοσίας.	117
7.7. Τελικοί χρόνοι και επιλογή R_{start}	118
7.8. Τεχνική ημιανόρθωσης	118
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8. Το κύκλωμα ταλάντωσης του ολοκληρωμένου uc3842.....	121
8.1. Εισαγωγή-ταλαντωτες.....	121
8.2. Ο ταλαντωτής του uc3842.....	121

8.2.1. Υλοποίηση	122
8.2.2. Επιλογή στοιχείων	122
8.3. Επεξήγηση της λειτουργίας του ταλαντωτή- η εσωτερική λειτουργία του uc3842 ..	123
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9. Ανάδραση.....	125
9.1. Εισαγωγή	125
9.2. Οι διαφορετικοί τύποι ανάδρασης στα switching τροφοδοτικά	125
9.3. Current mode control.....	126
9.4. Η λειτουργία του error amplifier.....	127
9.5. Επιλογή στοιχείων για τον oramp του error amplifier	129
9.6. Πειραματικό κύκλωμα για έλεγχο λειτουργίας ανάδρασης.....	131
9.6.1. Η κατασκευή μιας εικονικής τριγωνικής κυματομορφής	132
9.7. Η λειτουργία του ortocoupler	134
9.7.1. Η αναλογία του φωτοτρανζίστορ με το απλό τρανζίστορ	134
9.7.2. Ο διαιρέτης τάσης μεταξύ ortocoupler και error amplifier.	135
9.8. Η λειτουργία του ortocoupler συνδεδετικά με το υπόλοιπο κύκλωμα ανάδρασης	136
9.9. Επιλογή στοιχείων για τον ortocoupler.....	137
9.9.1. Εργαστηριακός προσδιορισμός στοιχείων.	138
9.10. Το βαθυπερατό φίλτρο στο current sense pin.....	139
9.10.1. Γενική συνάρτηση μεταφοράς βαθυπερατού φίλτρου	140
9.10.2. Επιλογή στοιχείων.....	140
9.10.3. Η απόκριση συχνότητας του βαθυπερατού φίλτρου	140
9.10.4. Προσομοίωση Matlab	140
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 10. Καταναλώσεις	143
10.1. Υπολογισμός του συνολικού ρεύματος κατανάλωσης στο πρωτεύον $iLp, TOTAL$	143
10.2. Υπολογισμός $RSENSE$	145
Το τελικό κύκλωμα του Forward converter	147
Βιβλιογραφία	149

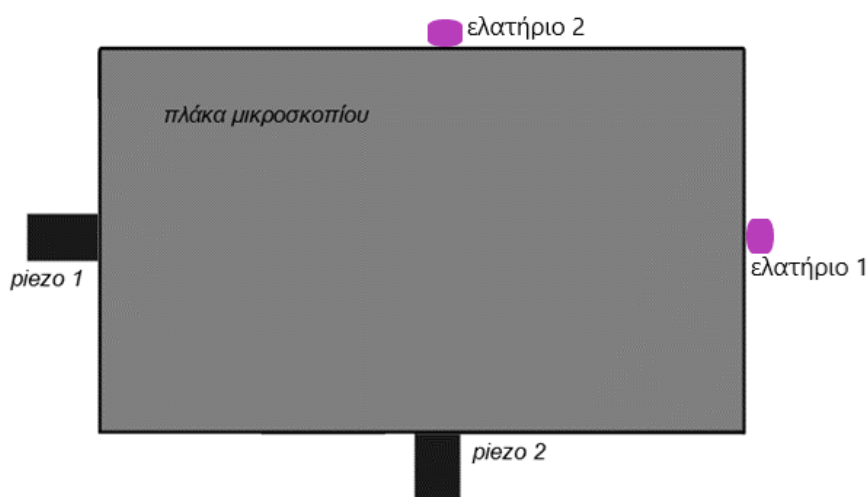
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1. Περιγραφή του συνολικού συστήματος

1.1. Εισαγωγή

Για τις πειραματικές ανάγκες του εργαστηρίου χρειάζεται να μετακινείται η πλάκα ενός μικροσκοπίου με μεγάλη ακρίβεια (τάξεως nm). Είναι αδύνατον να χρησιμοποιηθούν κινητήρες, καθώς είναι σχεδόν αδύνατη η κατασκευή και η σχεδίαση ενός μηχανικού συστήματος που να παρουσιάζει τέτοια ακρίβεια. Αντίθετα χρησιμοποιούνται πιεζοηλεκτρικά στοιχεία με δυνατότητα μέγιστης μετατόπισης τα 20 μικρόμετρα. Το κόστος τους είναι εξαιρετικά χαμηλό και επιπλέον, το σύστημα ελέγχου και διόρθωσης λαθών στη μετατόπιση τους, παρόλο που εισαγάγει μια πολυπλοκότητα από άποψη ηλεκτρονικής, δεν απαιτεί αυστηρή βιομηχανική και μηχανολογική προτυποποίηση.

1.2. Η τοποθέτηση των πιεζοηλεκτρικών στη πλάκα

Για να επιτευχθεί η μετακίνηση της πλάκας του μικροσκοπίου στους άξονες x,y χρησιμοποιούνται δύο πιεζοηλεκτρικά στοιχεία. Το κάθε ένα είναι υπεύθυνο για την μετακίνηση της πλάκας σε έναν από τους δύο άξονες. Για το λόγο αυτό, τοποθετούνται με κατάλληλο τρόπο πλάι από την πλάκα.



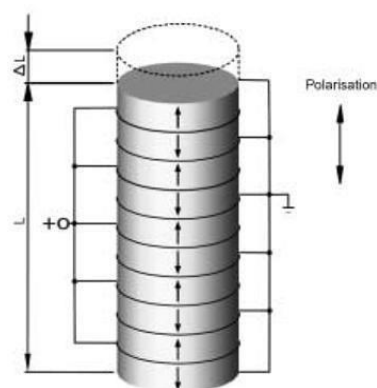
Εικόνα 1. Η πλάκα μικροσκοπίου με τα πιεζοηλεκτρικά στοιχεία

Τα πιεζοηλεκτρικά στοιχεία διαστέλλονται αναλόγως της ποσότητας του ηλεκτρικού φορτίου που έχουν. Το απλούστερο ηλεκτρικό τους ισοδύναμο είναι ένας πυκνωτής. Σε πιο σύνθετες περιπτώσεις το ισοδύναμο μοντέλο μπορεί να περιλαμβάνει και άλλα

στοιχεία, είτε γραμμικά (αντίσταση) είτε μη γραμμικά (πηνίο). Στην προκειμένη περίπτωση, το ισοδύναμο του πυκνωτή είναι ικανοποιητικό εφόσον τα πιεζοηλεκτρικά φορτίζονται με αργό ρυθμό και με συχνότητα μακριά από τη περιοχή συντονισμού τους. Συνεπώς οι μετακινήσεις της πλάκας πρέπει να γίνονται αργά, με όσο το δυνατόν μεγαλύτερο χρονικό περιθώριο.

1.3. Το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο

Ένα πιεζοηλεκτρικό στοιχείο μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική μετατόπιση. Εφαρμόζοντας τάση στον κρύσταλλο, τα μικρότερα κρυσταλλικά στοιχεία από τα οποία αποτελείται, πολώνονται και προκαλείται μετατόπιση.



Εικόνα 2. Πιεζοηλεκτρικοί κρύσταλλοι συνδεδεμένοι σε σειρά

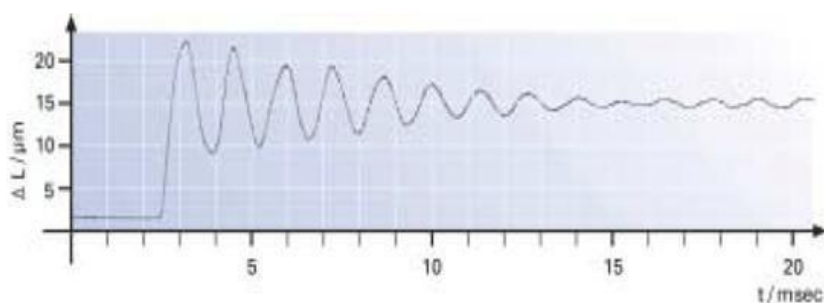
Για να αυξηθεί η μέγιστη μετατόπιση που μπορεί να προκληθεί λόγω του πιεζοηλεκτρικού φαινομένου τοποθετούνται πολλοί κρύσταλλοι σε σειρά. Το πιεζοηλεκτρικό που χρησιμοποιείται στο εργαστήριο παρουσιάζει μέγιστη μετατόπιση περίπου 20 μm. Συνεπώς, η μέγιστη μετατόπιση της πλάκας θα φτάνει τα 20 μικρόμετρα, τόσο στον οριζόντιο όσο και στον κάθετο άξονα.

Οι προδιαγραφές τροφοδοσίας του στοιχείου του εργαστηρίου είναι περί της τάξεως των 150 V και πληρούνται χάρη σε ένα ειδικό παλμικό τροφοδοτικό (forward converter) που σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε για το σκοπό αυτό.

1.3.1. Οι ταλαντώσεις ενός πιεζοηλεκτρικού

Σε απότομες μεταβολές της τάσης, ο πιεζοηλεκτρικός κρύσταλλος παρουσιάζει ταλαντώσεις. Η ταλάντωση αυτή φθίνει, και η τιμή της τείνει να σταθεροποιηθεί με το

πέρασμα του χρόνου. Για την μείωση του χρόνου αυτού, χρησιμοποιείται συνήθως ένα ελατήριο το οποίο πιέζει τον κρύσταλλο.



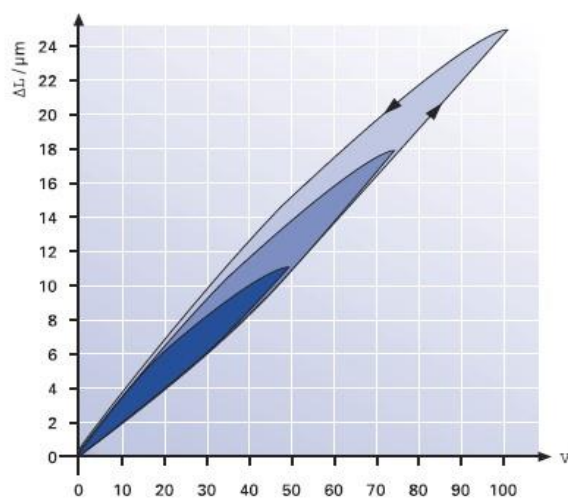
Εικόνα 3. Ταλάντωση πιεζοηλεκτρικού

Στην περίπτωση μας, όπως φαίνεται στην εικόνα 1 τα ελατήρια αυτά τοποθετούνται στην πλάκα απέναντι του πιεζοηλεκτρικού, βοηθώντας τόσο στη πιο ακριβή μετατόπιση της πλάκας όσο και στις ταλαντώσεις του κρυστάλλου.

1.3.2. Υστέρηση σε ένα πιεζοηλεκτρικό

Η παραμένουσα μετατόπιση των πιεζοηλεκτρικών στοιχείων στο χρόνο t εξαρτάται όχι μόνο από το ηλεκτρικό πεδίο που εφαρμόζεται σε αυτά στον τρέχοντα χρόνο, αλλά και από την πόλωση της παρελθούσας χρονικής στιγμής. Το πόσο το στοιχείο θα διασταλεί ή συσταλεί στην επόμενη κατάσταση, εξαρτάται πάντα από την προηγούμενη του κατάσταση. Η υστέρηση που εμφανίζεται είναι τυπικά της τάξης του 10 % έως 15 % της επιθυμητής μετατόπισης.

Η χρήση ενός ελατηρίου φόρτισης μειώνει το βρόχο υστέρησης, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 4, αλλά και τη μέγιστη μετατόπιση.



Εικόνα 4. Η υστέρηση ενός πιεζοηλεκτρικού

1.4. Η γραμμικότητα μεταξύ μετατόπισης και φορτίου στο πιεζοηλεκτρικό

Η υστέρηση που εμφανίζει ένα πιεζοηλεκτρικό στοιχείο είναι μη γραμμική. Επομένως δεν υπάρχει ένα γραμμικό μοντέλο που να συσχετίζει το φορτίο που έχει αποθηκευμένο με τη σχετική του μετατόπιση. Ωστόσο για πολύ μικρές μετατοπίσεις μπορεί να χρησιμοποιηθεί το μοντέλο του αρμονικού ταλαντωτή.

Έστω ότι ασκείται μία δύναμη F στο πιεζοηλεκτρικό. Τότε αναπτύσσεται φορτίο Q . Αν για μικρή δύναμη (και συνεπώς για μικρή μετατόπιση) θεωρηθεί ότι το φορτίο είναι ανάλογο της δύναμης, ισχύει

$$Q = k'F \quad V = \frac{Q}{C} = \frac{Qx}{\epsilon\epsilon_0 A}$$

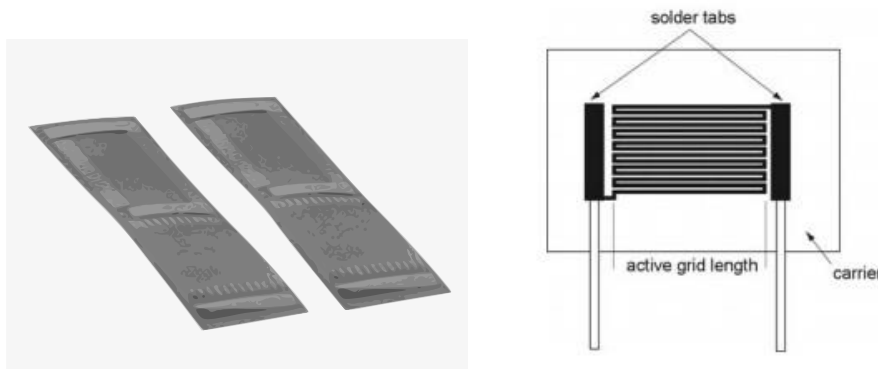
$$V = \frac{Q}{C} = \frac{Qx}{\epsilon\epsilon_0 A} = \frac{k'Fx}{\epsilon\epsilon_0 A} \Rightarrow$$

$$V = kx \quad (1.4 - 1)$$

Προκύπτει λοιπόν ότι η τάση τροφοδοσίας του πιεζοηλεκτρικού είναι ανάλογη της μετατόπισης για μικρές μετακινήσεις.

1.5. Η ανάδραση

Προκειμένου να ελέγχονται με μεγάλη ακρίβεια οι μετακινήσεις της πλάκας, πρέπει συνεχώς το συνολικό σύστημα να παρακολουθεί το αποθηκευμένο φορτίο στο πιεζοηλεκτρικό και να το συγκρίνει με τη διαστολή του στοιχείου (συνεπώς με τη θέση της πλάκας). Ο πιο κοινός τρόπος για να μετρηθεί η διαστολή ενός πιεζοηλεκτρικού είναι η χρήση ενός strain gauge.

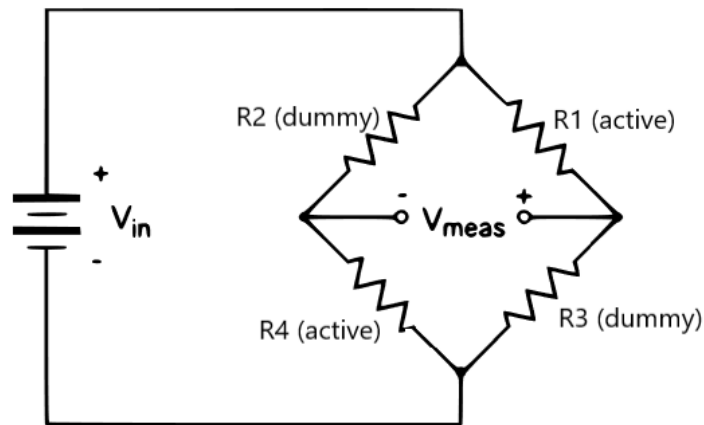


Εικόνα 5. Strain gauge για τη μέτρηση της μετατόπισης του πιεζοηλεκτρικού.

Το strain gauge (ή αλλιώς μετρητής μεταβολής αντίστασης) αποτελείται από ένα πολύ λεπτό σύρμα ή έλασμα, σε μορφή πλέγματος, το οποίο μεγιστοποιεί την ποσότητα του

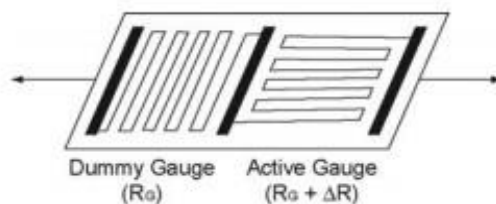
υλικού που υπόκειται σε επιμήκυνση. Αυτό το πλέγμα συνδέεται σε έναν φορέα και στη συνέχεια απευθείας επάνω στο μετρούμενο αντικείμενο (εν προκειμένω στο πιεζοηλεκτρικό). Έτσι, η μεταβολή του μήκους του αντικειμένου μεταφέρεται απευθείας στον μετρητή, ο οποίος διαστέλλεται ή συστέλλεται, προκαλώντας ανάλογη μεταβολή στην ηλεκτρική του αντίσταση.

Οι μετατοπίσεις του συστήματός μας είναι της τάξης των nm, γι' αυτό απαιτείται μεγάλη ευαισθησία μέτρησης των μεταβολών της αντίστασης. Συνδέοντας ηλεκτρονικά το κάθε strain gauge σε μία διάταξη γέφυρας, καταφέρνουμε τελικά να μεταφράσουμε την διαστολή (ή συστολή) του πιεζοηλεκτρικού σε αύξηση (ή μείωση) του δυναμικού στα άκρα της γέφυρας. Παρακάτω παρουσιάζεται μία τυπική διάταξη γέφυρας ενσωματωμένη με ένα strain gauge.



Εικόνα 6. Γέφυρα weatstone και strain gauge

Ιδανικά, η αντίσταση του μετρητή θα έπρεπε να αλλάζει μόνο όταν εφαρμόζεται κάποια μετατόπιση. Όμως το υλικό του, καθώς και το αντικείμενο στο οποίο είναι προσαρτημένος, επηρεάζεται επίσης από αλλαγές της θερμοκρασίας. Χρησιμοποιώντας την διάταξη γέφυρας, η επίπτωση της θερμοκρασίας μπορεί να ελαχιστοποιηθεί. Για παράδειγμα, στην Εικόνα 7 φαίνεται η διάταξη ενός τέτοιου μετρητή μετατόπισης όπου η μία αντίσταση είναι τοποθετημένη κάθετα στη μετατόπιση ($R_G + \Delta R$, Active Gauge), ενώ η δεύτερη αντίσταση (Dummy Gauge) είναι τοποθετημένη εγκάρσια στην εφαρμοζόμενη μετατόπιση.



Εικόνα 7. Πιεζοαντιστάσεις

Η μετατόπιση έχει ελάχιστη επίπτωση στην κάθετη αντίσταση. Μόνο οι αντιστάσεις που είναι εγκάρσια τοποθετημένες στην κατεύθυνση της μετατόπισης, (βλέπε αντιστάσεις R_1 και R_4 , εικόνα 6) υφίστανται κάποια μεταβολή. Ωστόσο η θερμοκρασία επηρεάζει όλες τις αντιστάσεις εξίσου. Επειδή οι αλλαγές της θερμοκρασίας και στους δύο μετρητές είναι πανομοιότυπες, ο λόγος των αντιστάσεων δεν αλλάζει. Έτσι, η τάση V_{meas} δεν αλλάζει και η επίδραση της θερμοκρασίας ελαχιστοποιείται.

Με απλή κυκλωματική ανάλυση, προκύπτει ότι η τάση εξόδου της γέφυρας δίνεται από τον τύπο

$$V_{meas} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) * V_{IN} \quad (1.5 - 1)$$

Όταν $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$, η τάση εξόδου V_{meas} είναι μηδέν και η γέφυρα βρίσκεται σε ισορροπία. Οποιαδήποτε μεταβολή της αντίστασης σε κάποιον κλάδο της γέφυρας θα έχει ως αποτέλεσμα την αλλαγή στη μηδενική τιμή της εξόδου.

Την πληροφορία V_{meas} μπορεί μετέπειτα να την ερμηνεύσει κατάλληλα το ψηφιακό κύκλωμα έτσι ώστε να αποφασίσει σχετικά με τους χρόνους για τους οποίους θα είναι ενεργές οι πηγές ρεύματος τροφοδότησης των πιεζοηλεκτρικών ώστε να κάνει μικρορυθμίσεις ως προς την μετατόπιση της πλάκας.

1.5.1. Θεωρητική ανάλυση του strain gauge και της γέφυρας

Στο στοιχείο αυτό η τιμή της αντίστασης του έχει την ιδιότητα να αλλάζει ανάλογα με το κατά πόσο μεταβάλλονται τα φυσικά χαρακτηριστικά του. Πιο συγκεκριμένα, ο τύπος που δίνει την αντίσταση του strain gauge είναι

$$R = \rho_0 * \frac{L}{A} \quad (1.5.1 - 1)$$

όπου ρ_0 η ειδική αγωγιμότητα,

L το μήκος του και

A η επιφάνεια.

Μια μεταβολή στην αντίσταση του strain gauge μπορεί να προκληθεί από μεταβολή σε οποιοδήποτε από τις παραπάνω τρεις μεταβλητές της εξίσωσης (1.5.1 - 1):

$$dR = \rho_0 \frac{1}{A} dL - \rho_0 \frac{L}{A^2} dA + \frac{L}{A} d\rho_0 \Rightarrow$$

$$\frac{dR}{R} = \frac{\rho_0 \frac{1}{A} dL - \rho_0 \frac{L}{A^2} dA + \frac{L}{A} d\rho_0}{\rho_0 \frac{L}{A}} \Rightarrow$$

$$\frac{dR}{R} = \frac{dL}{L} - \frac{dA}{A} + \frac{d\rho_0}{\rho_0} \quad (1.5.1 - 2)$$

Θέτοντας τη μεταβολή της επιφάνειας συναρτήσει του μήκους L και ενός συντελεστή μ :

$$\frac{dA}{A} = \mu \frac{dL}{L}$$

Συνεπώς

$$\frac{dR}{R} = (1 + 2\mu) \frac{dL}{L} + \frac{d\rho_0}{\rho_0} \Rightarrow$$

$$\frac{dR/R}{dL/L} = (1 + 2\mu) + \frac{d\rho_0/\rho_0}{dL/L} \quad (1.5.1 - 3)$$

Ο λόγος

$$\frac{dR/R}{dL/L} = G \quad (1.5.1 - 4)$$

ονομάζεται gauge factor. Αν θεωρηθεί ότι ο λόγος $\frac{d\rho_0/\rho_0}{dL/L}$ είναι αμελητέος προκύπτει ότι $G = 1 + 2\mu$, οπότε προσεγγιστικά μπορεί να θεωρηθεί ότι η ποσοστιαία μεταβολή της αντίστασης προς την ποσοστιαία μεταβολή του μήκους σε ένα strain gauge συνδέεται γραμμικά με τη μεταβολή της αντίστασης του. Ο συντελεστής gauge factor του μετρητή μετατόπισης που χρησιμοποιούμε είναι τυπικά ίσος με 2.

Παραγωγίζοντας τη συνάρτηση της τάσης εξόδου V_{meas} (1.5-1), ως προς τη μεταβολή του μήκους, η οποία προκαλείται από τη μεταβολή των αντιστάσεων R_1 και R_4 , προκύπτουν τα εξής:

$$V_{\text{meas}} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) * V_{\text{IN}}$$

$$\frac{dV_{\text{meas}}}{dl} = \left(\frac{d\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)}{dR_1} * \frac{dR_1}{dl} - \frac{d\left(\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)}{dR_4} * \frac{dR_4}{dl} \right) * V_{\text{IN}}$$

$$\frac{dV_{\text{meas}}}{dl} = \left(\frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2} * \frac{dR_1}{dl} + \frac{R_3}{(R_3 + R_4)^2} * \frac{dR_4}{dl} \right) * V_{\text{IN}} \quad (1.5.1 - 5)$$

Υποθέτοντας πως, $R_2 = R_4 = R_G$ και $R_1 = R_3 = R_G$, με R_1 και R_4 ενεργές αντιστάσεις, η ανωτέρω εξίσωση γράφεται:

$$\frac{dV_{\text{meas}}}{dl} = \left(\frac{R_G}{(2 * R_G)^2} * \frac{dR_G}{dl} + \frac{R_G}{(2 * R_G)^2} * \frac{dR_G}{dl} \right) * V_{\text{IN}}$$

$$\frac{dV_{\text{meas}}}{dl} = \left(\frac{1}{2 * R_G} * \frac{dR_G}{dl} \right) * V_{\text{IN}}$$

Και τελικά

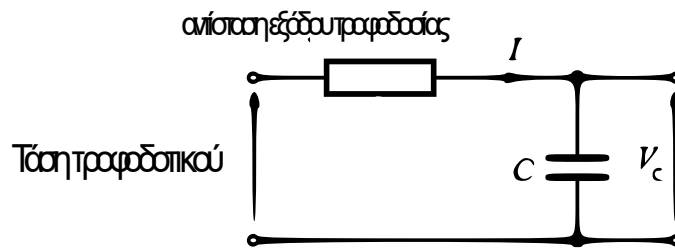
$$dV_{\text{meas}} = \frac{V_{\text{IN}}}{2 * R_G} * dR_G \quad (1.5.1 - 6)$$

1.6. Η τροφοδοσία των πιεζοηλεκτρικών

Τα πιεζοηλεκτρικά έχουν ανάγκη τάσης τροφοδοσίας από 0-150V, η οποία δεν χρησιμοποιείται σε συνήθεις εμπορικές εφαρμογές. Συνεπώς το κόστος των τροφοδοτικών που πληρούν τις προδιαγραφές τροφοδοσίας των πιεζοηλεκτρικών είναι ιδιαίτερος μεγάλο. Προς τούτο κατασκευάστηκε ιδιότυπος dc-dc converter (ο σχεδιασμός του οποίου είναι και το κύριο αντικείμενο της παρούσης εργασίας).

1.6.1. Μη γραμμική φόρτιση πιεζοηλεκτρικού στοιχείου

Ο απλούστερος τρόπος να ελεγχθεί η διαστολή των πιεζοηλεκτρικών ή αλλιώς η ποσότητα φορτίου τους, είναι να συνδεθούν κατευθείαν στην έξοδο ενός τροφοδοτικού οπότε και προκύπτει το παρακάτω κύκλωμα:



Εικόνα 8. Απλή τροφοδοσία πιεζοηλεκτρικού

Η σχέση φόρτισης πυκνωτή του παραπάνω κυκλώματος δίνεται από τον τύπο

$$V_C(t) = V_0 * e^{-t/RC} \quad (1.6.1 - 1)$$

και δεν γίνεται γραμμικά αλλά αντιστρόφως εκθετικά με τον χρόνο.

1.6.2. Γραμμική μέθοδος φόρτισης πιεζοηλεκτρικού στοιχείου

Ο παραπάνω τρόπος φόρτισης του πιεζοηλεκτρικού είναι ανεπιθύμητος καθώς δεν εξασφαλίζει τον γραμμικό έλεγχο των μετακινήσεων της πλάκας, Όπως είδαμε, η διαστολή του πιεζοηλεκτρικού μπορεί για μικρές μετακινήσεις να συσχετιστεί σχεδόν γραμμικά με το φορτίο που έχει αποθηκευμένο. Αυτό μπορεί να εξασφαλίσει τον γραμμικό έλεγχο της πλάκας, αλλά πρέπει και το σύστημα τροφοδότησης του πιεζοηλεκτρικού να έχει τη δυνατότητα να το φορτίζει γραμμικά σε σχέση με το χρόνο.

Τα πιεζοηλεκτρικά συμπεριφέρονται ηλεκτρικά όπως ένας πυκνωτής. Επομένως, η ποσότητα του φορτίου που έχουν αποθηκευμένο μπορεί να καθοριστεί έμμεσα, ελέγχοντας τη ποσότητα του ηλεκτρικού ρεύματος που τα διαρρέει.

Για τη γραμμική φόρτιση ενός πυκνωτή είναι απαραίτητη η χρησιμοποίηση σταθερών πηγών συνεχούς ρεύματος. Από τη βασική σχέση φόρτισης του πυκνωτή

$$i(t) = C * \frac{du(t)}{dt} \quad (1.6.2 - 1)$$

προκύπτει ότι

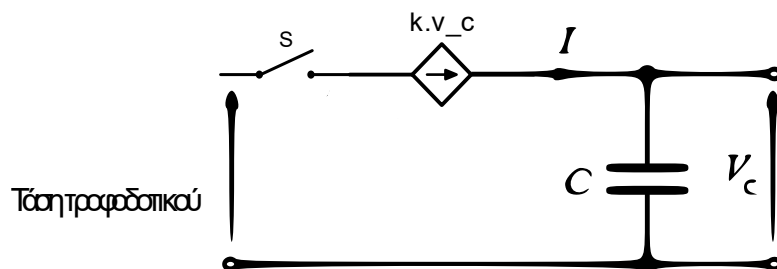
$$du(t) = \frac{I}{C} * dt \quad (1.6.2 - 2)$$

και

$$u(t) = \frac{I}{C} * t \quad (1.6.2 - 3)$$

δηλαδή η τάση στα άκρα του πυκνωτή θα συνεχίζει να αυξάνεται γραμμικά για όσο χρόνο διαρκεί η τροφοδοσία.

Κατασκευάζοντας λοιπόν πηγές σταθερού ρεύματος και ελέγχοντας το χρόνο που παραμένουν ενεργοποιημένες (μέσω του ψηφιακού συστήματος), είναι δυνατός ο καθορισμός του φορτίου που είναι κάθε στιγμή αποθηκευμένο στα πιεζοηλεκτρικά.



Εικόνα 9. Τροφοδοσία πιεζοηλεκτρικού με πηγή ρεύματος

Η τάση στα άκρα του πιεζοηλεκτρικού θα αυξάνεται γραμμικά από τα 0V με σταθερή ταχύτητα $\frac{I}{C}$, όπου I το ρεύμα της πηγής και C η χωρητικότητα του πιεζοηλεκτρικού. Για να βεβαιωθούμε ότι η τάση στα άκρα του πιεζοηλεκτρικού μπορεί να φτάσει τα 150 V, πρέπει και οι πηγές ρεύματος να τροφοδοτούνται από την ίδια τάση για να μπορέσουν να ανταπεξέλθουν στις απαιτήσεις αυτού του φορτίου.

1.7. Έλεγχος φόρτισης πιεζοηλεκτρικού-πηγές ρεύματος

Για τον έλεγχο του φορτίου στο πιεζοηλεκτρικό στοιχείο χρησιμοποιούνται δύο ψηφιακά ελεγχόμενες πηγές ρεύματος: η μία για τη φόρτιση και η άλλη για την εκφόρτιση του.

1.7.1. Θεωρητική ανάλυση

Το πιεζοηλεκτρικό στοιχείο συμπεριφέρεται ως πυκνωτής. Συνεπώς, η εξίσωση που περιγράφει τη φόρτιση του δίδεται από τον τύπο:

$$C = \frac{V}{Q} \quad (1.7.1 - 1a)$$

Όπου C η χωρητικότητα του στοιχείου, V η τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του και Q το φορτίο που έχει αποθηκευμένο. Από τη σχέση (1.7.1 - 1a), προκύπτει:

$$V = C * Q \quad (1.7.1 - 1\beta)$$

Αν σε κάποιο χρονικό διάστημα η τάση μεταβάλλεται κατά ΔV και το φορτίο κατά ΔQ , λόγω της (1.7.1 - 1β) :

$$\Delta V = C * \Delta Q \quad (1.7.1 - 2)$$

Για μέγιστη μεταβολή τάσης είναι ΔV_{max} (όπου V_{max} η τροφοδοσία του παλμικού τροφοδοτικού), το μέγιστο φορτίο στο πιεζοηλεκτρικό υπολογίζεται ως:

$$Q_{max} = \frac{\Delta V_{max}}{C} \quad (1.7.1 - 3)$$

όπου C η χωρητικότητα του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου.

Επίσης, εάν η μέγιστη διαστολή του πιεζοηλεκτρικού είναι x_{max} τότε η ποσοστιαία μεταβολή της θέσης του δίνεται από το λόγο $\frac{\Delta x}{x_{max}}$. Συνεπώς, το ποσοστό του φορτίου που αντιστοιχεί σε μετατόπιση Δx δίνεται από τη σχέση:

$$\Delta Q = \frac{\Delta x}{x_{max}} * Q_{max} \quad (1.7.1 - 4)$$

Θεωρούμε ότι οι πηγές ρεύματος σε ένα παλμό χρονικής διάρκειας Δt δίνουν φορτίο $\frac{\Delta x}{x_{max}} * Q_{max}$. Συνεπώς σε χρονική διάρκεια Δt η πηγή ρεύματος φόρτισης πρέπει να δίνει (ή αντίστοιχα η πηγή ρεύματος εκφόρτισης να καταναλώνει) :

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \quad (1.7.1 - 5\alpha)$$

Από τη σχέση (1.7.1 - 4):

$$I = \frac{\Delta x}{\Delta t} * \frac{Q_{max}}{x_{max}} \quad (1.7.1 - 5\beta)$$

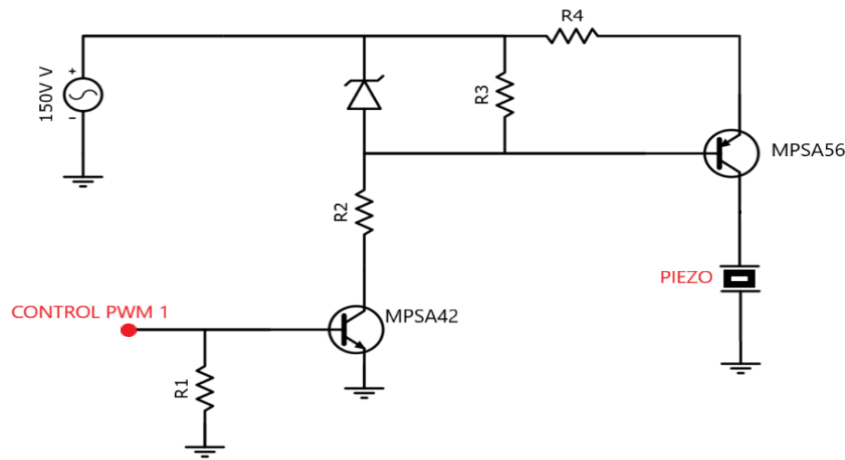
Το Q_{max} υπολογίζεται βάσει της χωρητικότητας του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου και τη τάση τροφοδοσίας (150V). Το x_{max} είναι η μέγιστη μετατόπιση του πιεζοηλεκτρικού (20 μ m).

Από τη σχέση (5 β) μπορεί να καθοριστεί το πλάτος της έντασης του ρεύματος των πηγών ρεύματος και η χρονική διάρκεια ενεργοποίησης τους για τον έλεγχο της διαστολής (ή συστολής) του στοιχείου.

1.7.2. Το κύκλωμα φόρτισης του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου

Για τη φόρτωση του πιεζοηλεκτρικού χρησιμοποιείται ένα PNP τρανζίστορ. Για όσο χρονικό διάστημα άγει, η τάση τροφοδοσίας των 150V εφαρμόζεται στα άκρα του πιεζοηλεκτρικού. Ο έλεγχος του χρόνου που το PNP τρανζίστορ άγει και συνεπώς το πιεζοηλεκτρικό φορτίζει, εξαρτάται από τη χρονική διάρκεια που εφαρμόζεται θετική τάση στη βάση του pnp τρανζίστορ. Το τελευταίο, συνδέεται με το pin του ψηφιακού ελεγκτή. Ο λόγος που χρησιμοποιήθηκε ένα NPN τρανζίστορ και μία δίοδος Zener των

2.2V πριν από το PNP τρανζίστορ είναι για να καταστεί εφικτή η οδήγηση του. Το κύκλωμα φόρτισης του πιεζοηλεκτρικού παρουσιάζεται στην εικόνα (10).



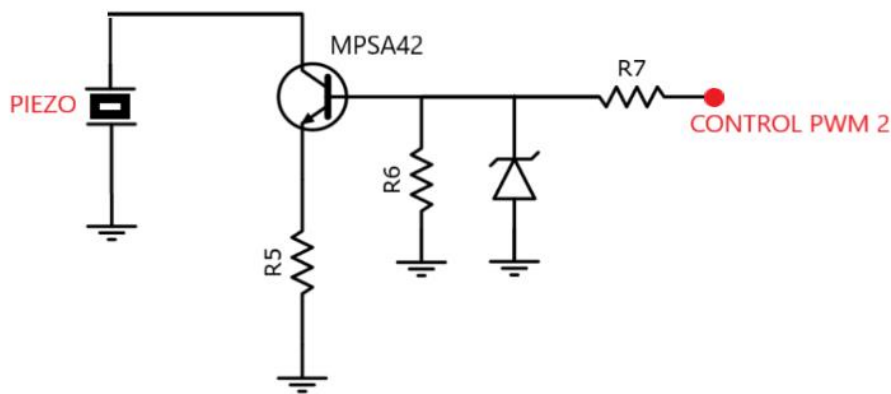
Εικόνα 10. Το κύκλωμα για τη φόρτιση του πιεζοηλεκτρικού

Στα άκρα της διόδου Zener, εφόσον το τρανζίστορ MPSA42 άγει, διατηρείται σταθερή διαφορά δυναμικού 2.2V που εμφανίζεται ως τάση στα άκρα της αντίστασης R_3 . Δεδομένου ότι η τάση στα άκρα της R_3 είναι σταθερή και η τάση που αναπτύσσεται μεταξύ των άκρων source(e) και base(b) του PNP είναι 0.7V, το ρεύμα που διέρχεται από την R_4 είναι σταθερό και συνεπώς επιτυγχάνεται η σταθεροποίηση του ρεύματος. Η αντίσταση R_2 επιλέγεται ώστε το ρεύμα που διέρχεται από αυτή να είναι αρκετά μικρό αλλά ικανό ώστε να πολώσει το NPN τρανζίστορ στην ορθή του λειτουργία. Επίσης η αντίσταση R_2 περιορίζει το ρεύμα ώστε να μη καταστραφεί η διόδος Zener και το NPN τρανζίστορ.

1.7.3. Το κύκλωμα εκφόρτισης του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου

Για την εκφόρτιση του στοιχείου χρησιμοποιούμε ένα τρανζίστορ το οποίο αναλόγως του δυναμικού που εφαρμόζεται στη βάση του βραχυκυκλώνεται (ή ανοιχτοκυκλώνεται). Συνεπώς δημιουργείται (ή όχι) αγωγίμος δρόμος μέσω της αντίστασης R_5 με το Ground. Ο διαιρέτης τάσης που σχηματίζεται από τις αντιστάσεις R_6 και R_7 , χρησιμεύει για τον υποβιβασμό της τάσης του σήματος ελέγχου. Αυτό γίνεται διότι η έξοδος του ψηφιακού κυκλώματος όταν είναι σε κατάσταση χαμηλού δυναμικού (Low state), κυμαίνεται μεταξύ των 0 και 0.8V. Το δυναμικό αυτό δύναται να μεταφέρει το τρανζίστορ σε κατάσταση αγωγής. Επομένως, αν ο παλμός του ψηφιακού κυκλώματος συνδεόταν απευθείας με τη βάση του τρανζίστορ, υπήρχε ο κίνδυνος να τίθεται σε κατάσταση αγωγής ακόμα και αν το σήμα ελέγχου ήταν σε Low state. Ο διαιρέτης τάσης εξασφαλίζει ότι όταν το σήμα εισόδου είναι σε κατάσταση

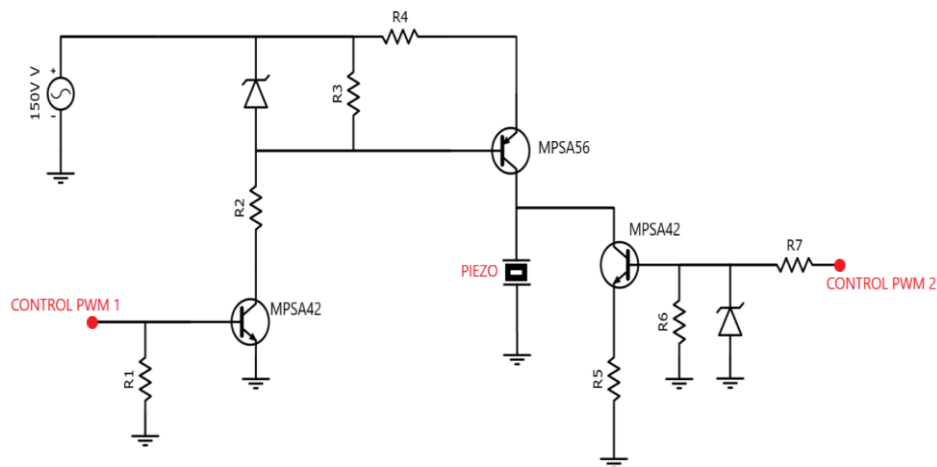
Low, η τάση που θα εμφανίζεται στη βάση του τρανζίστορ θα είναι μικρότερη των 0.5V και συνεπώς το τρανζίστορ θα παραμένει ανοιχτό (ανοιχτός διακόπτης). Η zener των 2.2V, εξασφαλίζει ότι η τάση που εμφανίζεται στην είσοδο του τρανζίστορ όταν ο παλμός είναι σε κατάσταση υψηλού δυναμικού θα είναι πάντα 2.2V. Επίσης, η τάση που εμφανίζεται μεταξύ βάσης και εκπομπού του τρανζίστορ είναι 0.7V, συνεπώς, όταν ο παλμός εισόδου είναι σε κατάσταση υψηλού δυναμικού η τάση που θα εμφανίζεται στα άκρα της R_5 θα είναι πάντα σταθερά ίση με $V_e = V_b - 0.7V = 2.2V - 0.7V = 1.5V$ και συνεπώς το ρεύμα που θα διέρχεται από αυτή θα είναι πάντα σταθερό.



Εικόνα 11. Το κύκλωμα για την εκφόρτιση του πιεζοηλεκτρικού

1.7.4. Το συνολικό κύκλωμα ελέγχου του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου

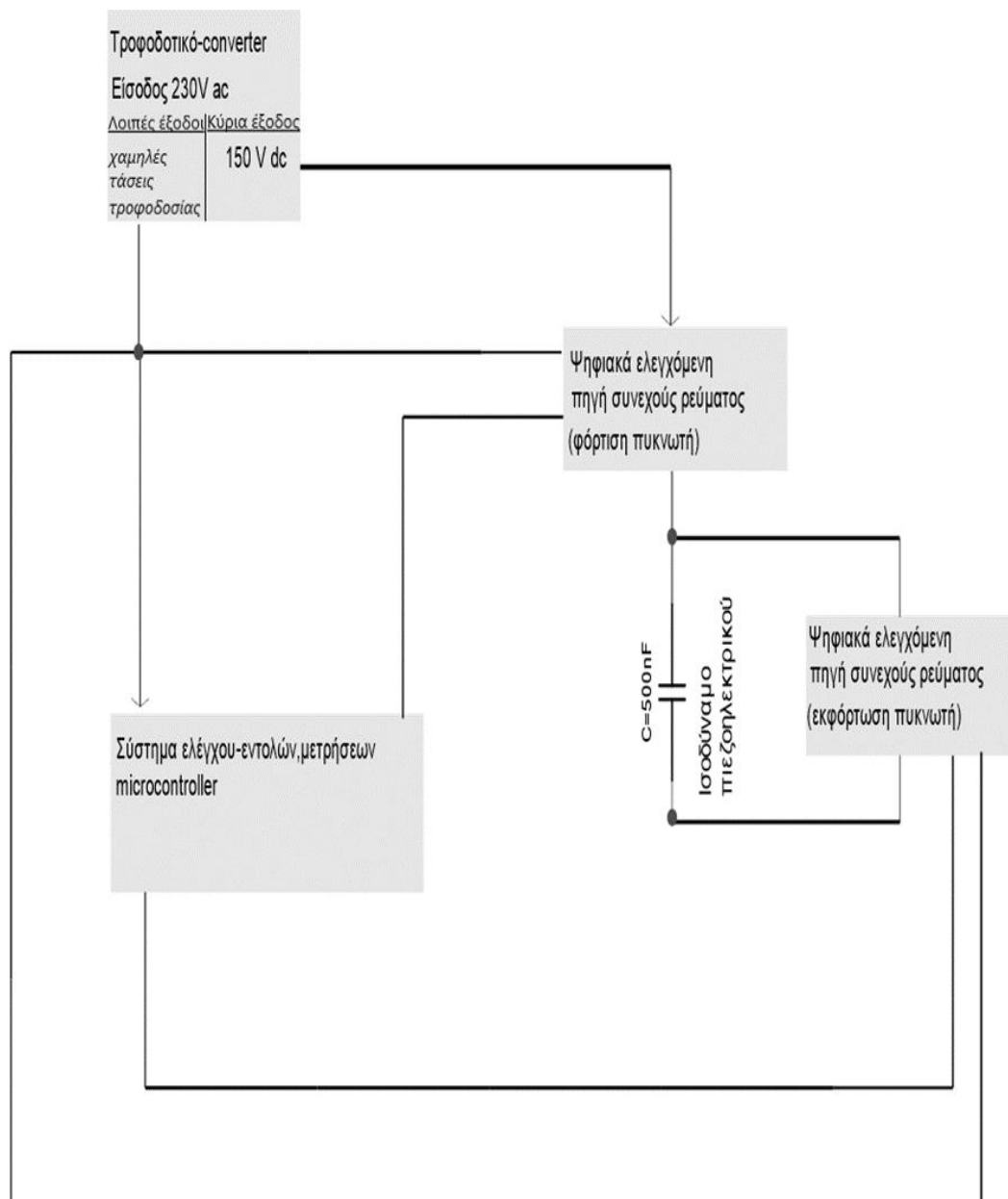
Το συνολικό σύστημα ελέγχου φόρτισης-εκφόρτωσης του πιεζοηλεκτρικού φαίνεται στην εικόνα 12. Αναλόγως των χρόνων που οι δύο ψηφιακές εισοδοι είναι ενεργοποιημένες, καθορίζεται η τελικά κατάσταση του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου.



Εικόνα 12. Το συνολικό κύκλωμα ελέγχου της φόρτισης του πιεζοηλεκτρικού

1.8. Το συνολικό block διάγραμμα

Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζεται το συνολικό διάγραμμα του ηλεκτρονικού συστήματος ελέγχου του πιεζοηλεκτρικού. Στο πιεζοηλεκτρικό στοιχείο συνδέονται δύο ψηφιακά ελεγχόμενες πηγές ρεύματος. Η μία τοποθετείται για τη φόρτιση και η άλλη για την αποφόρτιση του. Ο έλεγχος των πηγών ρεύματος γίνεται από ένα ψηφιακό κύκλωμα που τροφοδοτείται με 3.3-5V από κατάλληλα τυλίγματα του παλμικού τροφοδοτικού. Οι πηγές ρεύματος (και άρα το φορτίο) τροφοδοτούνται με τάση 150V.



Εικόνα 13. Το συνολικό σύστημα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2. Buck converter

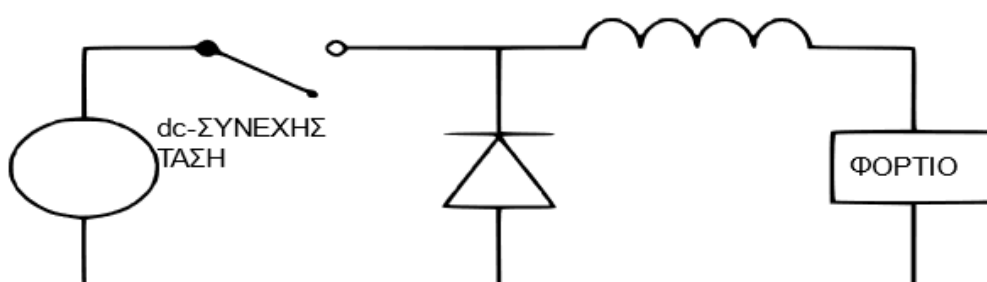
2.1. Εισαγωγή

Τα πλέον αποδοτικά τροφοδοτικά είναι τα τροφοδοτικά διακοπτόμενου στοιχείου (switching dc-dc power supplies). Στα πλεονεκτήματά τους σε σχέση με τα κλασικά τροφοδοτικά συγκαταλέγονται η αυξημένη αποδοτικότητα, η μειωμένη κατανάλωση και το μικρότερο βάρος λόγω του μικρότερου μετασχηματιστή που χρησιμοποιούν. Τα τροφοδοτικά αυτά χρησιμοποιούν ένα MOSFET ή ένα τρανζίστορ το οποίο κάνει switching μεταξύ των καταστάσεων on και off. Γνωστές τοπολογίες switching τροφοδοτικών είναι ο buck converter, ο boost converter, ο flyback και ο forward converter.

Στην προκειμένη περίπτωση, για τον σχεδιασμό του τροφοδοτικού των 150V επιλέχθηκε η τοπολογία του forward converter ο οποίος θα υποβιβάζει την ελληνική μέση τάση ενεργού τιμής 230V. Λόγω της ομοιότητας που παρουσιάζει η τοπολογία του forward converter με τον buck, παρουσιάζεται πρώτα ο πρώτος.

2.1.1. Το κύκλωμα του Buck converter

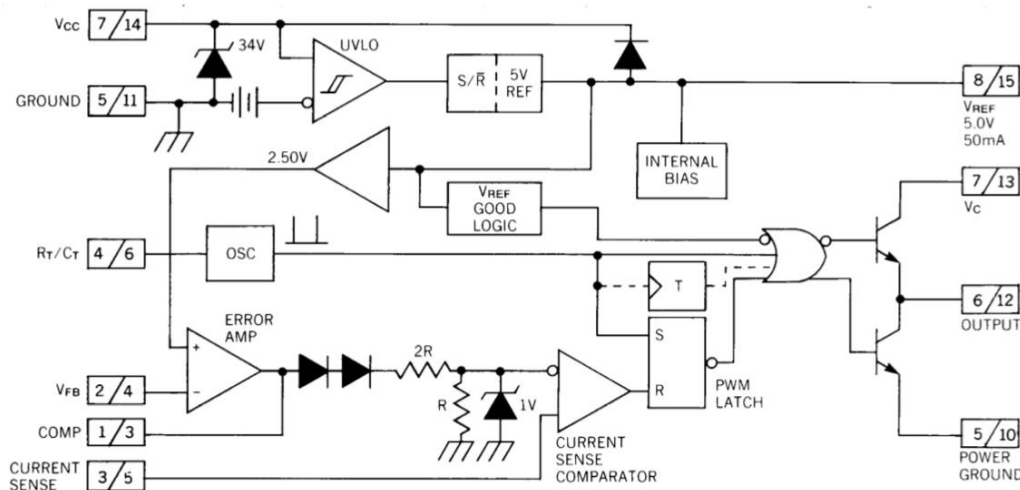
Τα στοιχεία που απαρτίζουν τον εν λόγω converter είναι μία πηγή συνεχούς τάσης, ένα διακοπτικό στοιχείο που συνήθως είναι ένα τρανζίστορ ή MOSFET που ελέγχεται από ένα ψηφιακό κύκλωμα, μία δίοδος και ένα πηνίο.



Εικόνα 14. Το κύκλωμα του buck converter

2.1.2. Διακοπτικά ολοκληρωμένα IC παραγωγής τετραγωνικών παλμών

Τα ψηφιακά κυκλώματα που ελέγχουν τα διακοπτικά στοιχεία των switching τροφοδοτικών υλοποιούνται σε ολοκληρωμένα (IC) που περιέχουν εσωτερικά όλα αυτά τα κυκλώματα. Η συνήθης ονομασία αυτών των ολοκληρωμένων είναι “switch mode pwm IC’s” και ονομάζονται έτσι λόγω της παραγωγής μίας τετραγωνικής (pwm) κυματομορφής στην έξοδο τους για την οδήγηση των MOSFET. Το IC που θα χρησιμοποιήσουμε για την υλοποίηση του forward converter και μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για μία υλοποίηση τύπου buck είναι το uc3842. Το κύκλωμα του uc3842 παρουσιάζεται στην εικόνα (11). Η σωστή χρήση του ολοκληρωμένου απαιτεί τον σχεδιασμό πολλών υποσυστημάτων (ταλαντωτής, error amplifier κ.α) που πρέπει να υπολογιστούν ώστε να δουλέψει σωστά . Προς το παρόν δεν υπάρχει λόγος ανάλυσης των παραπάνω, αλλά θα αναλυθούν αργότερα κατά τη διαδικασία σχεδίασης του forward converter.



Εικόνα 15. Το κύκλωμα του uc3842

2.2. Λειτουργία συνεχούς ή ασυνεχούς ρεύματος

Ο Buck converter, έχει δύο βασικές καταστάσεις λειτουργίας. Την λειτουργία συνεχούς ρεύματος (continuous current mode) και την λειτουργία διακοπτόμενου ρεύματος (discontinuous current mode). Η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου (συνεπώς και του φορτίου) προσδιορίζει σε ποια κατάσταση αγωγής λειτουργεί. Όταν σε κάθε περίοδο λειτουργίας το ρεύμα στο φορτίο μηδενίζεται η λειτουργία είναι ασυνεχής. Αντίθετα, όταν σε κάθε περίοδο το ρεύμα στο φορτίο δεν προλαβαίνει να

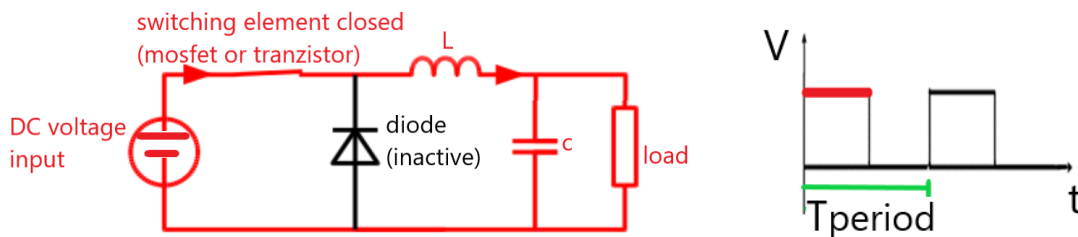
μηδενιστεί η λειτουργία ονομάζεται συνεχής. Στην συνεχή λειτουργία τέλος, αναπτύσσεται μία dc συνιστώσα στο ρεύμα φορτίου μετά από μερικές περιόδους.

2.3. Εξαγωγή εξίσωσης

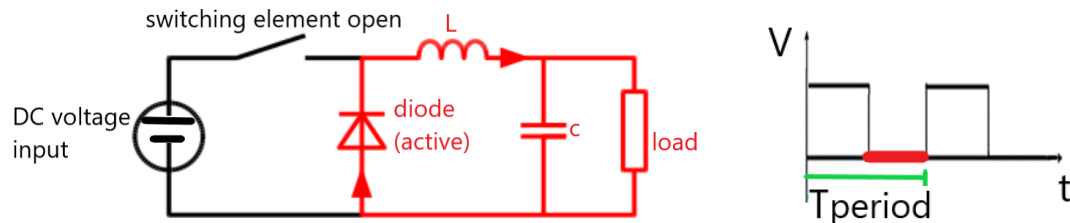
Ανεξαρτήτως συνεχούς ή ασυνεχούς λειτουργίας ο Buck converter περιγράφεται από μία γενική διαφορική εξίσωση

$$V_{IN DC} = I * R + L * \frac{di}{dt} \quad (2.2 - 1)$$

Το κύκλωμα του χρονικά αναλύεται σε δύο καταστάσεις που εναλλάσσονται η μία της άλλης με τον τρόπο που παρουσιάζεται στις εικόνες 16 και 17.



Εικόνα 16. Η συμπεριφορά του buck converter στον χρόνο ton



Εικόνα 17. Η συμπεριφορά του buck converter στον χρόνο toff

Όπως φαίνεται στα παραπάνω σχήματα το κύκλωμα του buck converter κάνει switching μεταξύ δύο καταστάσεων. Όταν το τρανζίστορ είναι κλειστό (άγει), το πηνίο φορτίζεται και όταν είναι ανοιχτό, το πηνίο εκφορτίζεται διαμέσω της διόδου.

Η γενική εξίσωση που περιγράφει το ρεύμα φορτίου στο πεδίο του χρόνου εξάγεται παρακάτω. Στην ανάλυση δεν έχει συμπεριληφθεί ο πυκνωτής, καθώς η χρησιμότητα αυτού στον buck converter είναι η βελτίωση-ομαλοποίηση της κυματομορφής εξόδου του, ανάλογα με το φορτίο που τροφοδοτεί .

Από τη σχέση (2.2 – 1) προκύπτει:

$$L * di = (V_{IN DC} - i * R) * dt$$

$$\frac{di}{(V_{IN DC} - i * R)} = \frac{dt}{L} \quad (2.2 - 2)$$

Επειδή οι δύο καταστάσεις εναλλάσσονται μεταξύ τους, πρέπει σε κάθε εναλλαγή να αλλάζουν οι αρχικές συνθήκες στις εξισώσεις.

Έστω $I_{0,i}$ η τιμή του ρεύματος του πηνίου στην t_i χρονική στιγμή και t_{i+1} η επόμενη χρονική στιγμή.

$$\int_{I_{0,i}}^i \frac{di'}{\left(\frac{V_{IN DC}}{R} - i'\right)} = \int_{t_i}^{t_{i+1}} \frac{R * dt'}{L}$$

$$\ln\left(\frac{V_{IN DC}}{R} - i\right) - \ln\left(\frac{V_{IN DC}}{R} - I_{0,i}\right) = \frac{-R * (t_{i+1} - t_i)}{L}$$

$$\ln\left(\frac{\frac{V_{IN DC}}{R} - i}{\frac{V_{IN DC}}{R} - I_{0,i}}\right) = \frac{-R * (t_{i+1} - t_i)}{L}$$

$$\frac{V_{IN DC}}{R} - i = \left(\frac{V_{IN DC}}{R} - I_{0,i}\right) * e^{\frac{-R * (t_{i+1} - t_i)}{L}}$$

$$i = \frac{V_{IN DC}}{R} - \left(\frac{V_{IN DC}}{R} - I_{0,i}\right) * e^{\frac{-R * (t_{i+1} - t_i)}{L}}$$

$$i = I_{0,i} + \left(\frac{V_{IN DC}}{R} - I_{0,i}\right) * \left(1 - e^{\frac{-R * (t_{i+1} - t_i)}{L}}\right) \quad (2.2 - 3)$$

Για εκφόρτωση του πηνίου, κατά το διάστημα δηλαδή που ο διακόπτης είναι ανοιχτός, επειδή $V_{IN DC} = 0$ η εξίσωση γίνεται

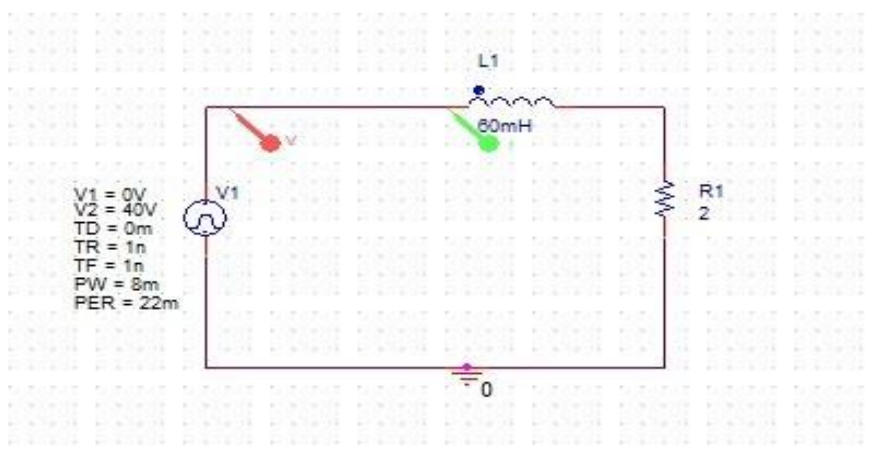
$$i = I_{0,i} * e^{\frac{-R * (t_{i+1} - t_i)}{L}} \quad (2.2 - 4)$$

2.2.1. Continuous current mode-λειτουργία συνεχούς ρεύματος

Ακολούθως θα αναλυθεί η συμπεριφορά του buck converter σε λειτουργία συνεχούς ρεύματος. Γίνεται επίσης προσομοίωση του κυκλώματος με χρήση του προγράμματος P-Spice. Οι τιμές των στοιχείων που επιλέχθηκαν (πηνίο, φορτίο) για τη προσομοίωση δεν έχουν ιδιαίτερη σημασία καθώς δεν πρόκειται για αληθινή σχεδίαση, αλλά μας ενδιαφέρει μία απλή παρουσίαση της τοπολογίας.

Στο πραγματικό κύκλωμα υπάρχει ένας διακόπτης (MOSFET) ο οποίος συνδέει και αποσυνδέει την συνεχούς ρεύματος τάση τροφοδοσίας με το κύκλωμα. Για τη μείωση της πολυπλοκότητας σχεδίασης, στο P-Spice δεν χρησιμοποιήθηκε διακοπτικό στοιχείο. Αντ' αυτού, ως τάση τροφοδοσίας χρησιμοποιήθηκε μια τετραγωνική (PWM) κυματομορφή ως τάση εισόδου, η οποία εναλλάσσεται μεταξύ των 0 και 40V. Με τον τρόπο αυτό προσομοιώνεται ο τετραγωνικός παλμός που δημιουργείται από το ανοιγοκλείσιμο του διακοπτικού στοιχείου και την dc τάση τροφοδοσίας.

Έστω το η χρονική στιγμή κατά την οποία κλείνει για πρώτη φορά ο διακόπτης του buck converter.



Εικόνα 18. Προσομοίωση LR κυκλώματος σε continuous current mode. Τροφοδοσία από τετραγωνικό παλμό..

Η επιλογή των χρόνων t_{on} και t_{off} εδώ έγινε με μοναδικό κριτήριο την ευκολία παρουσίασης των αποτελεσμάτων καθώς δεν έχουν ουσιώδη σημασία. Το πλάτος της τάσης τροφοδοσίας κυκλώματος είναι $V_{INDC} = 40V$, η αυτεπαγωγή του πηνίου $L=0.06mH$ και η τιμή της αντίστασης που χρησιμοποιήθηκε είναι $R=2Ohm$. Ως αρχική συνθήκη θεωρούμε ότι $I_{0,i}=0$, καθώς το πηνίο είναι αρχικά αφόρτιστο.

→ Σε χρόνο $t_{on}=8ms$, το πηνίο φορτίζεται, συνεπώς όταν $t=8ms$ το ρεύμα του πηνίου είναι

$$i(8ms) = 0 + \left(\frac{40}{2} - 0\right) * \left(1 - e^{\frac{-2*0.008}{0.06}}\right) = 4.68A$$

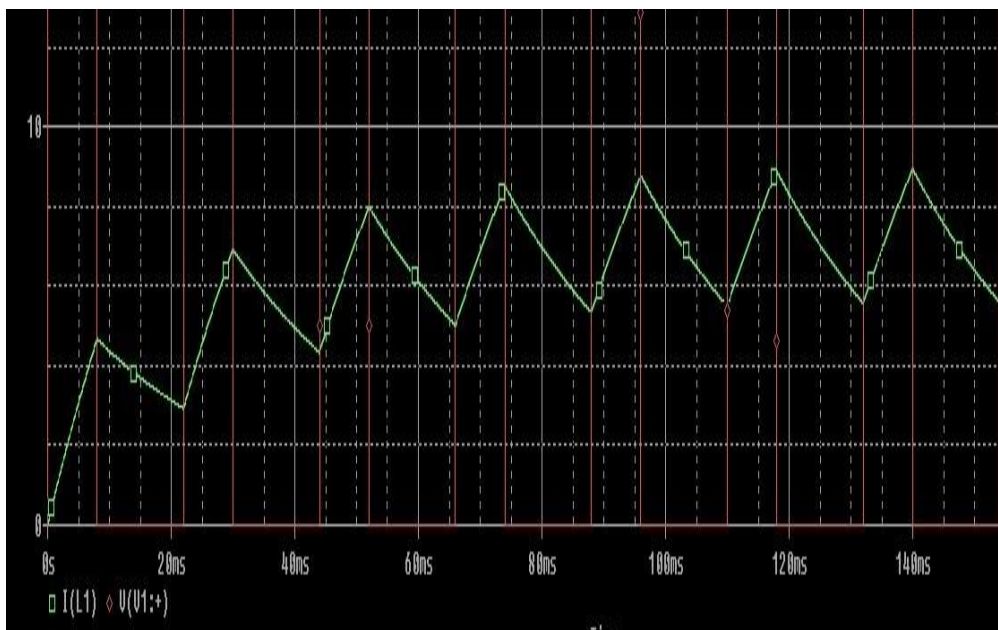
→Μεταξύ των χρόνων $(t_{i+1} - t_i)=30\text{ms}-8\text{ms}$, το πηνίο εκφορτίζεται, συνεπώς ισχύει η εξίσωση εκφόρτισης (3), όπου τώρα $I_0=4.68\text{A}$

$$i(30\text{ms}) = 4.68 * e^{\frac{-2*0.022}{0.06}} = 2.25\text{A}$$

→Μεταξύ των χρόνων $(t_{i+1} - t_i)=38\text{ms}-30\text{ms}$, το πηνίο φορτίζεται, συνεπώς ισχύει η εξίσωση φόρτισης (2), όπου τώρα $I_0=2.2478\text{A}$

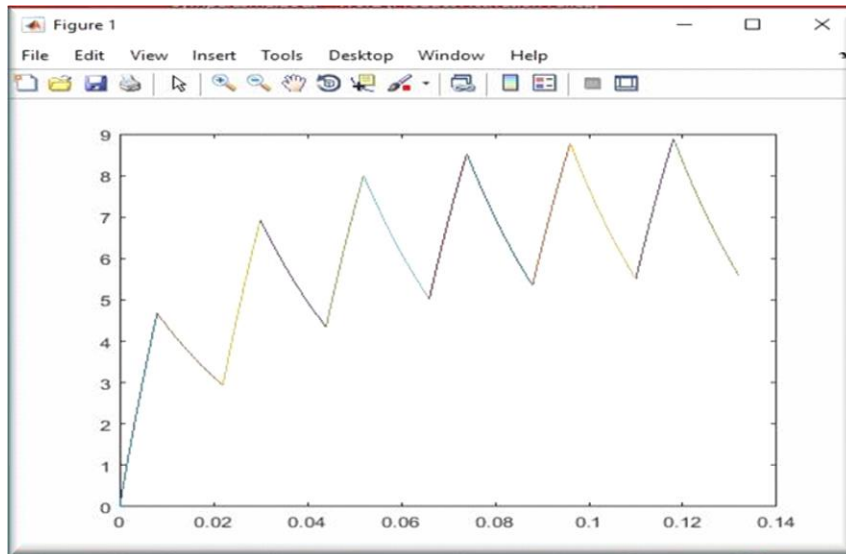
$$i(38\text{ms}) = 2.25 + \left(\frac{40}{2} - 2.25\right) * \left(1 - e^{\frac{-2*0.008}{0.06}}\right) = 6.40\text{A}$$

Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία η κυματομορφή του ρεύματος που παράγεται είναι αυτή που δείχνει και η προσομοίωση.



Εικόνα 19. Προσομοίωση LR 1 p-spice

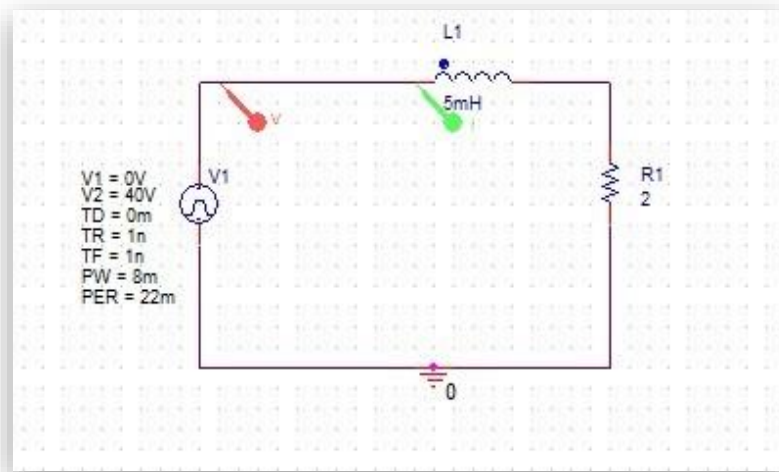
Για την επαλήθευση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης, υλοποιήθηκε κώδικας matlab που εξήγαγε το παρακάτω αποτέλεσμα. Ο κώδικας παρουσιάζεται στο τέλος του κεφαλαίου, με τίτλο continuous_current_mode.m



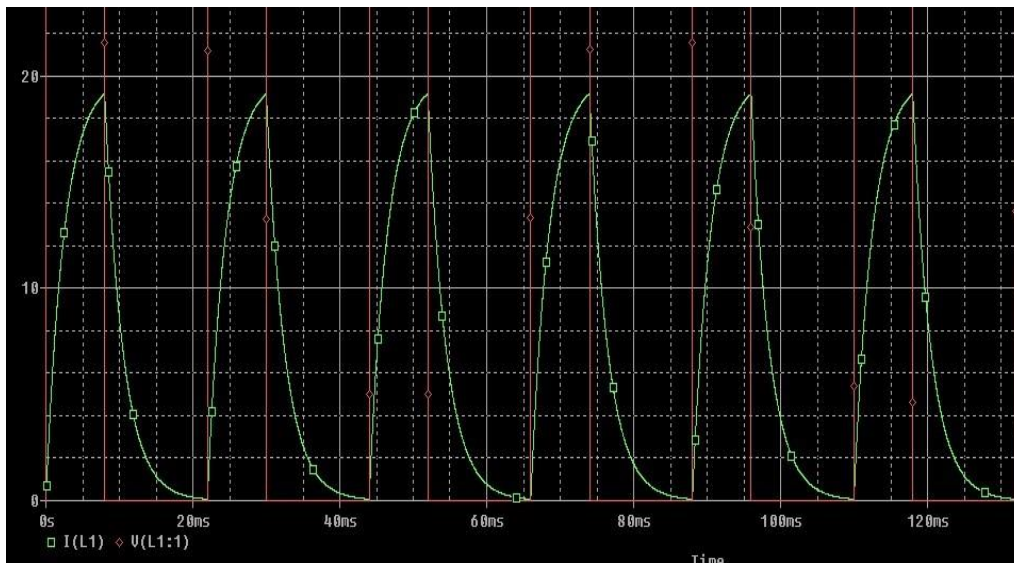
Εικόνα 20. Υπολογιστική προσομοίωση *continuous current mode* μέσω *matlab*.

2.2.2. *Discontinuous current mode*-λειτουργία διακοπτόμενου ρεύματος

Σε *discontinuous* λειτουργία δεν εμφανίζεται μεταβατική κατάσταση:



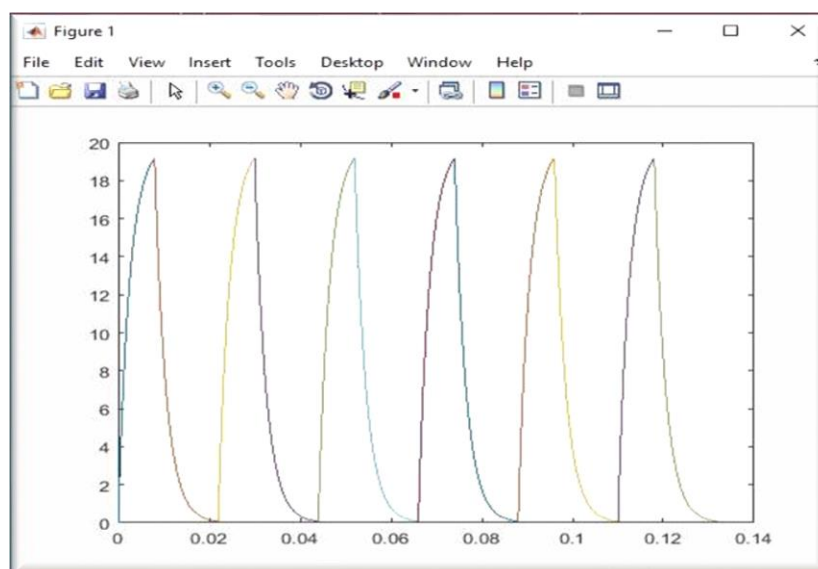
Εικόνα 21. Προσομοίωση LR κυκλώματος σε *discontinuous current mode*. Τροφοδοσία από τετραγωνικό παλμό.



Εικόνα 22. Προσομοίωση LR 2 p-spice

Ο λόγος που η απόκριση άλλαξε, είναι η επιλογή μικρότερου L οπότε και η σταθερά χρόνου L-R του κυκλώματος μειώνεται. Όταν μικραίνει το L, μειώνεται και η σταθερά χρόνου των εξισώσεων φόρτισης - εκφόρτωσης. Ως συνέπεια, έχοντας το ίδιο χρονικό παράθυρο με προηγουμένως, το πηνίο προλαβαίνει να εκφορτιστεί πλήρως σε κάθε κύκλο.

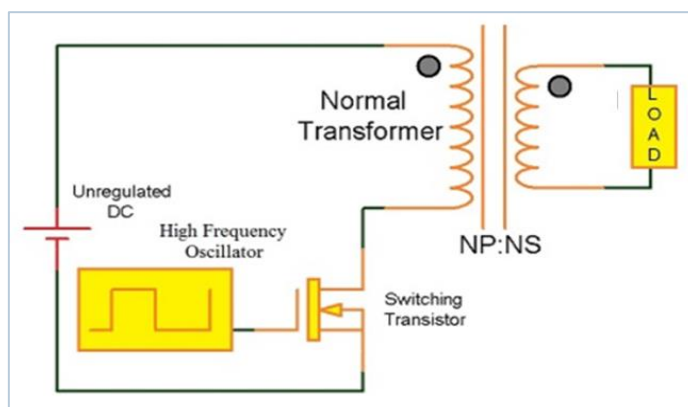
Για την επαλήθευση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης, υλοποιήθηκε κώδικας matlab που εξήγαγε το πιο κάτω αποτέλεσμα. Ο κώδικας παρουσιάζεται στο τέλος του κεφαλαίου, με τίτλο `discontinuous_current_mode.m`



Εικόνα 23. Υπολογιστική προσομοίωση *discontinuous current mode* μέσω matlab.

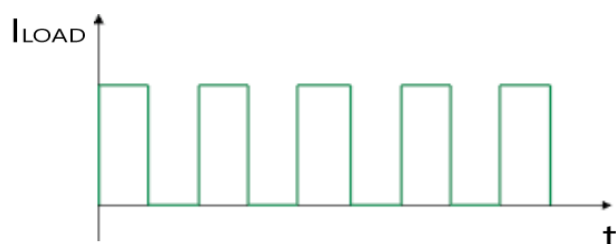
2.4. Από τον buck στον forward converter

Στην παρούσα υποενότητα θα γίνει μια σύντομη αναφορά στην αντιστοιχία του buck με τον forward converter. Δεν θα αναλυθεί διεξοδικά η λειτουργία του forward converter. Ο Buck converter έχει ακριβώς την ίδια λειτουργία με τον forward, με μόνη διαφορά ότι πλέον το φορτίο απομονώνεται από την τάση τροφοδοσίας μέσω ενός μετασχηματιστή. Το ρόλο του πηνίου στον forward converter τον αναλαμβάνει η αμοιβαία αυτεπαγωγή του μετασχηματιστή η οποία αποτελεί ένα «εικονικό πηνίο» που παρεμβάλλεται μεταξύ της πηγής και του φορτίου.



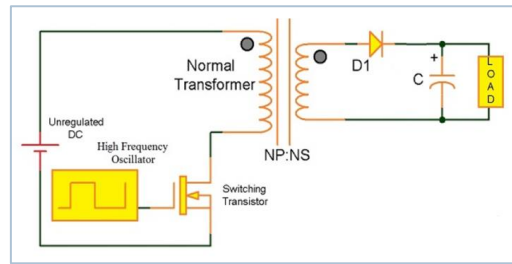
Εικόνα 24. Forward converter χωρίς φίλτρο στην έξοδο

Η λειτουργία του forward converter θυμίζει την λειτουργία ασυνεχούς ρεύματος του buck. Η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου έχει την μορφή τετραγωνικού παλμού

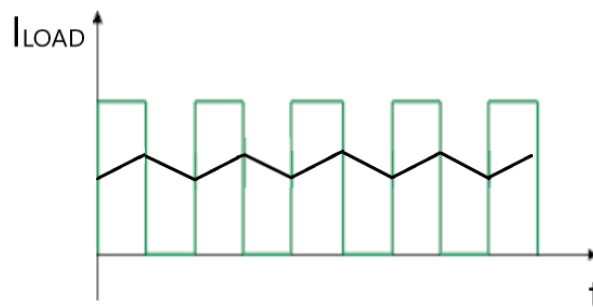


Εικόνα 25. Ρεύμα φορτίου forward converter χωρίς φίλτρο στο δευτερεύον

Αν ωστόσο παρεμβληθεί ένα ανορθωτικό δικτύωμα στην έξοδο του δευτερεύοντος τότε η κυματομορφή εξομαλύνεται.



Εικόνα 26. Forward converter με φίλτρο στην έξοδο



Εικόνα 27. Ρεύμα φορτίου forward converter με φίλτρο στο δευτερεύον

Προτού γίνει αναλυτική περιγραφή της λειτουργίας του forward converter (κεφάλαιο 4), στο ακόλουθο κεφάλαιο θα παρουσιαστεί θεωρητικά η λειτουργία του μετασχηματιστή και θα εξαχθούν οι βασικές μαγνητικές εξισώσεις που είναι χρήσιμες για τον σχεδιασμό του τροφοδοτικού.

2.5. Κώδικας matlab

continuous-current-mode.m

```
clear all;
close all;
L=0.06;
R=2;
Vin=40;
Io0=Vin/R;
Io1=Io0*(1-exp((-R/L)*0.008));
Io2=Io1*(exp((-R/L)*0.014));
Io3=Io2+(Io0-Io2)*(1-exp((-R/L)*0.008));
Io4=Io3*(exp((-R/L)*0.014));
Io5=Io4+(Io0-Io4)*(1-exp((-R/L)*0.008));
Io6=Io5*(exp((-R/L)*0.014));
Io7=Io6+(Io0-Io6)*(1-exp((-R/L)*0.008));
Io8=Io7*(exp((-R/L)*0.014));
Io9=Io8+(Io0-Io8)*(1-exp((-R/L)*0.008));
```

```

lo10=lo9*(exp((-R/L)*0.014));
lo11=lo10+(loo-lo10)*(1-exp((-R/L)*0.008));
x=1;
for t = 0:0.0001:0.008
    %fortish L
    i0(x) = lo0*(1-exp((-R/L)*t));
    i2(x) = lo2+(loo-lo2)*(1-exp((-R/L)*t));
    i4(x) = lo4+(loo-lo4)*(1-exp((-R/L)*t));
    i6(x) = lo6+(loo-lo6)*(1-exp((-R/L)*t));
    i8(x) = lo8+(loo-lo8)*(1-exp((-R/L)*t));
    i10(x)=lo10+(loo-lo10)*(1-exp((-R/L)*t));
    x=x+1;
end
x=1;
for t = 0:0.0001:0.014
    %ekfortish L
    i1(x) = lo1*(exp((-R/L)*t));
    i3(x) = lo3*(exp((-R/L)*t));
    i5(x) = lo5*(exp((-R/L)*t));
    i7(x) = lo7*(exp((-R/L)*t));
    i9(x) = lo9*(exp((-R/L)*t));
    i11(x) = lo11*(exp((-R/L)*t));
    x=x+1;
end
t = [0:0.0001:0.008];
plot(t,i0)
hold on
t = [0.008:0.0001:0.022];
plot(t,i1)
t = [0.022:0.0001:0.030];
plot(t,i2)
t = [0.030:0.0001:0.044];
plot(t,i3)
t = [0.044:0.0001:0.052];
plot(t,i4)
t = [0.052:0.0001:0.066];
plot(t,i5)
t = [0.066:0.0001:0.074];
plot(t,i6)
t = [0.074:0.0001:0.088];
plot(t,i7)
t = [0.088:0.0001:0.096];
plot(t,i8)
t = [0.096:0.0001:0.110];
plot(t,i9)
t = [0.110:0.0001:0.118];
plot(t,i10)
t = [0.118:0.0001:0.132];
plot(t,i11)

```

discontinuous-current-mode.m

```

clear all;
close all ;
L=0.005;
R=2;
Vin=40;
loo=Vin/R;
lo1=loo*(1-exp((-R/L)*0.008));
lo2=lo1*(exp((-R/L)*0.014));
lo3=lo2+(loo-lo2)*(1-exp((-R/L)*0.008));
lo4=lo3*(exp((-R/L)*0.014));
lo5=lo4+(loo-lo4)*(1-exp((-R/L)*0.008));
lo6=lo5*(exp((-R/L)*0.014));
lo7=lo6+(loo-lo6)*(1-exp((-R/L)*0.008));

```

```

lo8=lo7*(exp((-R/L)*0.014));
lo9=lo8+(loo-lo8)*(1-exp((-R/L)*0.008));
lo10=lo9*(exp((-R/L)*0.014));
lo11=lo10+(loo-lo10)*(1-exp((-R/L)*0.008));
x=1;
for t = 0:0.0001:0.008
    %fortish L
    i0(x) = lo0*(1-exp((-R/L)*t));
    i2(x) = lo2+(loo-lo2)*(1-exp((-R/L)*t)); i4(x) = lo4+(loo-
    lo4)*(1-exp((-R/L)*t)); i6(x) = lo6+(loo-lo6)*(1-exp((-
    R/L)*t)); i8(x) = lo8+(loo-lo8)*(1-exp((-R/L)*t)); i10(x) =
    lo10+(loo-lo10)*(1-exp((-R/L)*t)); x=x+1;
end
x=1;
for t = 0:0.0001:0.014
    %ekfortish L
    i1(x) = lo1*(exp((-R/L)*t));
    i3(x) = lo3*(exp((-R/L)*t));
    i5(x) = lo5*(exp((-R/L)*t));
    i7(x) = lo7*(exp((-R/L)*t));
    i9(x) = lo9*(exp((-R/L)*t));
    i11(x) = lo11*(exp((-R/L)*t));
    x=x+1;
end
t = [0:0.0001:0.008];
plot(t,i0)
hold on
t = [0.008:0.0001:0.022];
plot(t,i1)
t = [0.022:0.0001:0.030];
plot(t,i2)
t = [0.030:0.0001:0.044];
plot(t,i3)
t = [0.044:0.0001:0.052];
plot(t,i4)
t = [0.052:0.0001:0.066];
plot(t,i5)
t = [0.066:0.0001:0.074];
plot(t,i6)
t = [0.074:0.0001:0.088];
plot(t,i7)
t = [0.088:0.0001:0.096];
plot(t,i8)
t = [0.096:0.0001:0.110];
plot(t,i9)
t = [0.110:0.0001:0.118];
plot(t,i10)
t = [0.118:0.0001:0.132];
plot(t,i11)

```


ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3. Μαγνητικές εξισώσεις μετασχηματιστή

3.1. Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα εξαχθούν οι εξισώσεις για τον υπολογισμό του αριθμού των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή που θα χρησιμοποιηθεί για τον forward converter.

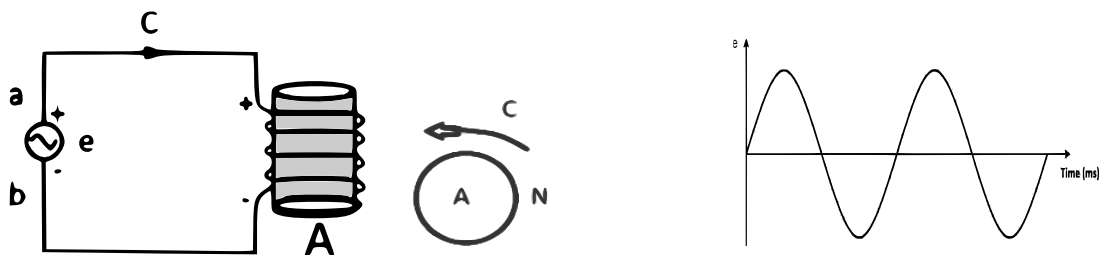
Επειδή ο μετασχηματιστής μοντελοποιείται και κατασκευάζεται στο εργαστήριο, πρέπει να εξεταστεί πώς τα χαρακτηριστικά τόσο του πυρήνα (γεωμετρία και υλικό) όσο και ο αριθμός των σπειρών των τυλιγμάτων επηρεάζουν την συμπεριφορά του. Τα χαρακτηριστικά αυτά καθορίζουν την ισχύ που μπορεί να αποδώσει ο μετασχηματιστής αλλά και τις απώλειες του.

3.2. Εξισώσεις κυλινδρικού πηνίου

Παρακάτω παρουσιάζονται οι βασικές ηλεκτρομαγνητικές εξισώσεις που ισχύουν για πηνία κυλινδρικής διάταξης. Θεωρείται ότι η ένταση του μαγνητικού πεδίου στο εξωτερικό του πηνίου είναι πολύ μικρή έως αμελητέα.

3.2.1. Πηνίο χωρίς μαγνητικό πυρήνα

Έστω εναλλασσόμενη τάση η οποία βραχυκυκλώνεται μέσω ενός καλωδίου. Το καλώδιο τυλίγεται σπειροειδώς σε έναν πλαστικό κύλινδρο που δεν έχει κάποιο σιδηρομαγνητικό υλικό στο εσωτερικό του. Ισχύουν οι ακόλουθες προσεγγιστικές εξισώσεις:



Εικόνα 28. Πηνίο κυλινδρικής διατομής. Τροφοδοσία με ημιτονοειδή παλμό.

Ισχύουν οι κλασσικοί νόμοι του ηλεκτρομαγνητισμού.

$$\oint_C E * dl \simeq -\frac{d}{dt} \int_S B * n * dS \quad (3.2.1 - 1)$$

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \simeq \int_a^b \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} + \int_b^a \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = 0 - (v_a - v_b) = -e \quad (3.2.1 - 2)$$

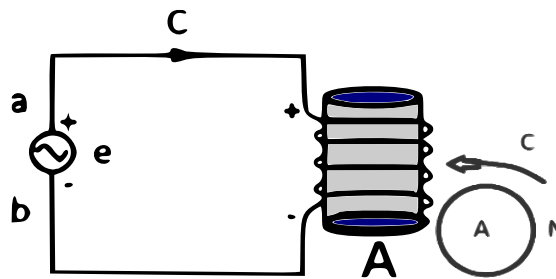
$$\int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} \cdot dS \simeq N \cdot \varphi \quad (3.2.1 - 3)$$

$$e = \frac{d\varphi}{dt} \quad (3.2.1 - 4)$$

$$B \simeq \mu_0 \cdot H \quad (3.2.1 - 5)$$

3.2.2. Πηνίο με μαγνητικό πυρήνα

Έστω η ίδια εναλλασσόμενη τάση που βραχυκυκλώνεται μέσω ενός καλωδίου. Ο κύλινδρος τώρα έχει κάποιο σιδηρομαγνητικό υλικό στο εσωτερικό του.



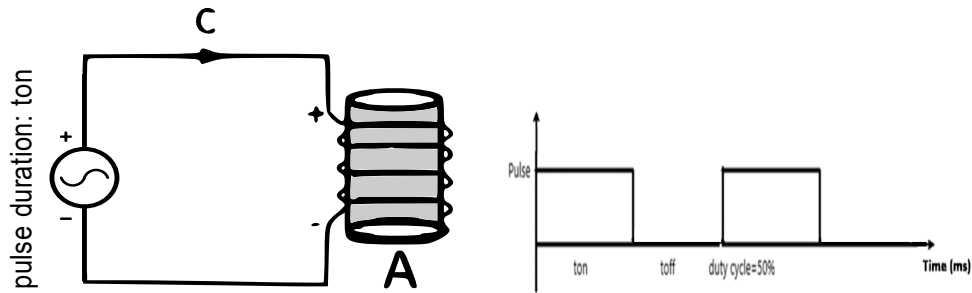
Εικόνα 29. Πηνίο κυλινδρικής διατομής με μαγνητικό πυρήνα. Τροφοδοσία με ημιτονοειδή παλμό.

Οι εξισώσεις 1-4 δεν διαφοροποιούνται. Ωστόσο, η ένταση του μαγνητικού πεδίου εμφανίζει μία εξάρτηση από το μαγνητικό υλικό του πυρήνα. Επομένως

$$B = \mu \cdot \mu_0 \cdot H \quad (3.2.2-1)$$

3.3. Τροφοδοσία με τετραγωνικό παλμό

Έστω τώρα τάση τετραγωνικού παλμού. Το πηνίο δεν έχει κάποιο σιδηρομαγνητικό υλικό στο εσωτερικό του.



Εικόνα 30. Πηνίο κυλινδρικής διατομής. Τροφοδοσία με τετραγωνικό παλμό.

Η τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του πηνίου μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της μεταβολής της μαγνητικής ροής που αναπτύσσεται εσωτερικά. Από τη σχέση (3.2.1 – 4):

$$e \approx \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d(N * \varphi)}{dt} = N * \frac{d\varphi}{dt} \quad (3.3 - 1)$$

Άρα,

$$e * dt \approx N * d\varphi \quad (3.3 - 2)$$

Έστω φ η μαγνητική ροή που αναπτύσσεται σε χρόνο ton για τον οποίο εφαρμόζεται τάση e στα άκρα του πηνίου.

$$\int_0^{ton} e * dt \approx N * \int_0^{\varphi} d\varphi$$

$$e * ton \approx N * \varphi$$

$$\varphi \approx \frac{e * ton}{N} \quad (3.3 - 3)$$

Αν θεωρηθεί ότι η κατανομή της μαγνητικής ροής στο εσωτερικό του τυλίγματος είναι ομοιόμορφη προκύπτει ότι η ροή είναι ίση με το γινόμενο του μαγνητικού πεδίου επί τη διατομή του κυλίνδρου στον οποίο τυλίγεται το πηνίο.

$$\varphi \approx \int_s B * dS = BA \quad (3.3 - 4)$$

Άρα

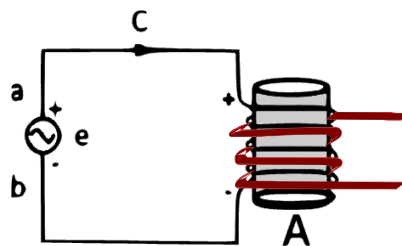
$$B \approx \frac{e * ton}{N * A} \quad (3.3 - 5)$$

και συνεπώς

$$B_{max} \approx \frac{e * t_{on,max}}{N_{min} * A} \quad (3.3 - 6)$$

Το παραπάνω αποτέλεσμα έχει προφανώς ισχύ και για την περίπτωση που χρησιμοποιείται πυρήνας αφού για την εξαγωγή των σχέσεων πουθενά δεν ενεπλάκη η μαγνητική διαπερατότητα (μ).

3.4. Μετασχηματιστής



Εικόνα 31. Μετασχηματιστής. Τροφοδοσία του πρωτεύοντος πηνίου, Στο δευτερεύον δεν συνδέεται κάποιο φορτίο.

Τοποθετείται και ένα δεύτερο τύλιγμα. Αν το πρωτεύον τύλιγμα τροφοδοτηθεί με τάση e_p θα δημιουργηθεί μαγνητική ροή στο εσωτερικό και των δύο τυλιγμάτων, όπου για το πρώτο θα ισχύει:

$$e_p = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d(N_p * \varphi)}{dt} = N_p * \frac{d\varphi}{dt} \quad (3.4 - 1)$$

Για το δεύτερο:

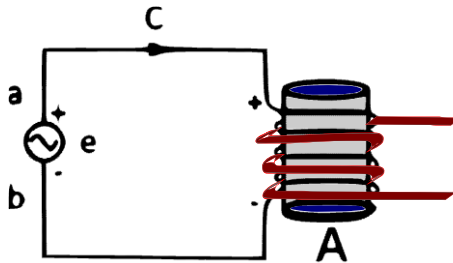
$$e_s = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d(N_s * \varphi)}{dt} = N_s * \frac{d\varphi}{dt} \quad (3.4 - 2)$$

όπου N_p και N_s ο αριθμός των σπειρών του έκαστου τυλιγματος .

Διαιρώντας κατά μέλη προκύπτει

$$\frac{e_p}{e_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.4 - 3)$$

Για την περίπτωση που υπάρχει πυρήνας μέσα από το εσωτερικό τύλιγμα (εικόνα 26) ισχύουν οι ίδιες εξισώσεις με τις παραπάνω.



Εικόνα 32. Ο ίδιος μετασχηματιστής αλλά με πυρήνα

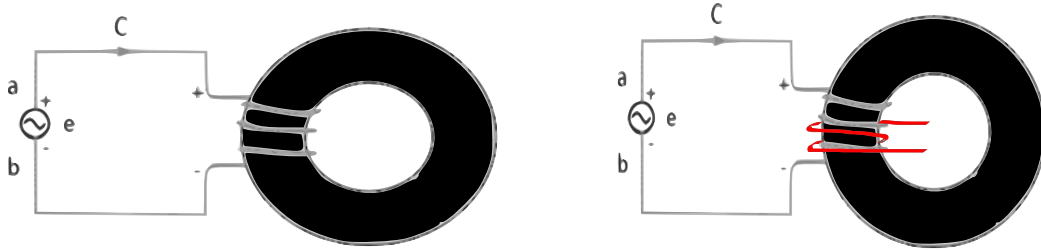
Πάντα θεωρείται ότι το δευτερεύον πηνίο είναι ανοιχτοκυκλωμένο ή συνδεδεμένο με μια μεγάλη αντίσταση, ειδάλως θα εμφανίζονταν πτώση τάσης στο δευτερεύον λόγω των απωλειών του μετασχηματιστή. Επίσης θεωρείται ότι το πρωτεύον πηνίο συνδέεται με ιδανική πηγή τάσης ικανή να παραδώσει άπειρη ισχύ .

3.5. Το ηλεκτρικό ισοδύναμο των μαγνητικών κυκλωμάτων

Ένας καθιερωμένος τρόπος ανάλυσης μαγνητικών κυκλωμάτων όπως είναι τα πηνία και οι μετασχηματιστές, στηρίζεται στην αντιστοίχιση - μοντελοποίηση των χαρακτηριστικών τους με ηλεκτρονικά στοιχεία. Στην ηλεκτρική αντίσταση αντιστοιχίζεται η μαγνητική αντίσταση. Ανάλογο του ηλεκτρικού ρεύματος είναι η μαγνητική ροή, ενώ η τάση αντιστοιχίζεται με την μαγνητεγερτική δύναμη.

3.5.1. Τοροειδής μετασχηματιστής

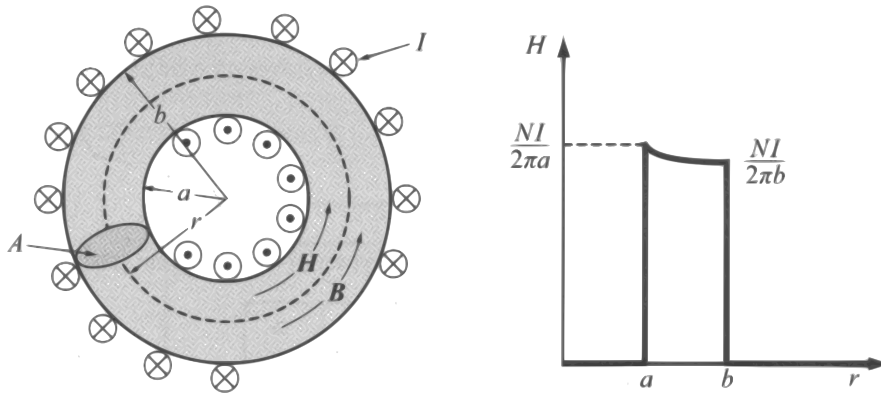
Αποδεικνύεται ότι αν ο πυρήνας μετασχηματιστή έχει τοροειδές σχήμα, η μαγνητική ροή κυκλοφορεί εξολοκλήρου στο εσωτερικό του και δεν παρουσιάζονται απώλειες. Συνεπώς χρησιμοποιείται ως το βασικό μαγνητικό κύκλωμα για την παραγωγή των εξισώσεων που χρησιμοποιούνται για να μοντελοποιήσουν ηλεκτρικά τα μαγνητικά κυκλώματα.



Εικόνα 33. Αριστερά: Πηνίο με τοροειδή πυρήνα. Δεξιά: Μετασχηματιστής με τοροειδή πυρήνα

3.5.2. Η έννοια της μαγνητικής αντίστασης

Έστω δακτύλιος από σιδηρομαγνητικό υλικό με σταθερή μαγνητική διαπερατότητα και διατομή A , γύρω από τον οποίο έχει τυλιχθεί ομοιόμορφα σείρωμα N τυλιγμάτων.



Εικόνα 34. Στοιχειώδες μαγνητικό κύκλωμα.

Από το τύλιγμα περνάει συνεχές ρεύμα έντασης I . Εφαρμόζοντας τον νόμο του Ampere κατά μήκος μιας περιφέρειας C στο εξωτερικό του δακτυλίου ($r > b$), προκύπτει

$$\oint_C H * dl \approx 2 * \pi r * H = N * I - N * I = 0 \quad (3.5.2 - 1)$$

Συνεπώς, η ένταση του μαγνητικού πεδίου στο εξωτερικό του δακτυλίου είναι μηδενική ($H=0$). Το ίδιο ισχύει και για ακτίνα μικρότερη από την εσωτερική ακτίνα του δακτυλίου ($r < a$). Αντίθετα, μέσα στο δακτύλιο υπάρχει μαγνητικό πεδίο, με ένταση

$$2 * \pi r * H \approx N * I = F \quad (3.5.2 - 2)$$

Το μέγεθος $N * I$ ονομάζεται μαγνητεγερτική δύναμη(ΜΕΔ).
Προφανώς

$$H \approx \frac{F}{2 * \pi i * r} \quad (3.5.2 - 3)$$

Και αφού

$$B \approx \mu * H \quad (3.5.2 - 4)$$

Η μαγνητική επαγωγή συνδέεται με την ΜΕΔ με τον τύπο

$$B \approx \mu * \frac{F}{2 * \pi i * r} \quad (3.5.2 - 5)$$

Αν θεωρηθεί μικρή διατομή δακτυλίου η μέση τιμή της μαγνητικής επαγωγής είναι συνάρτηση της μέσης ακτίνας

$$B_{mean} \approx \mu * \frac{F}{2 * \pi i * r_{mean}} \quad (3.5.2 - 6)$$

$$r_{mean} = \frac{a + b}{2} \quad (3.5.2 - 7)$$

Τέλος

$$\varphi \approx B_{mean} * A \quad (3.5.2 - 8)$$

Όπου A η διατομή του δακτυλίου.

Τελικά

$$\varphi \approx F * \frac{\mu * A}{l_{mean}} \quad (3.5.2 - 9)$$

Όπου $l_{mean} = 2 * \pi i * r_{mean}$ το μέσο μήκος της μαγνητικής διαδρομής.

Από τα παραπάνω ορίζεται η μαγνητική αντίσταση ενός μαγνητικού κυκλώματος ως

$$R = \frac{F}{\varphi} = \frac{l_{mean}}{\mu * A} \quad (3.5.2 - 10)$$

R ,η μαγνητική αντίσταση του μαγνητικού κυκλώματος

F , η μαγνητεγερτική δύναμη

l_{mean} ,το μέσο μήκος της εν λόγω διαδρομής του μαγνητικού κυκλώματος

μ ,η διαπερατότητα του πυρήνα και

A ,η επιφάνεια του πυρήνα μέσα από την οποία διέρχεται κάθετα η μαγνητική ροή.

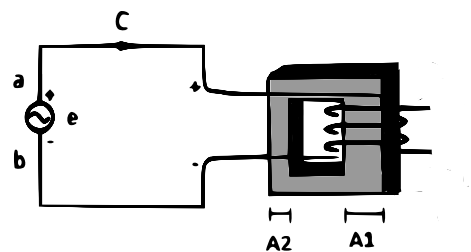
3.5.3. Η χρήση της μαγνητικής αντίστασης σε μη ιδανικά μαγνητικά κυκλώματα

Η σχέση (3.5.2 – 10) μπορεί να ισχύσει σε μαγνητικά κυκλώματα για τα οποία:

→Οι μέσες τιμές πυκνότητας μαγνητικής ροής και έντασης του μαγνητικού πεδίου είναι προσεγγιστικά ίσες με αυτές που υπολογίζονται για την μέση διαδρομή .

→Ισχύει η ημιστατική προσέγγιση, δηλαδή χαμηλή συχνότητα λειτουργίας. Ο converter που χρησιμοποιούμε λειτουργεί με μέγιστη συχνότητα τα 300kHz. Το μήκος κύματος που αντιστοιχεί στα 300kHz είναι τεράστιο σε σχέση με τις διαστάσεις του μετασχηματιστή άρα δεν υπάρχει πρόβλημα μη ισχύος της ημιστατικής προσέγγισης.

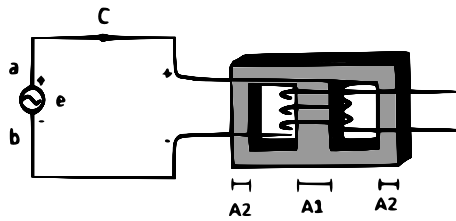
Κάνοντας τις παραπάνω απλοποιητικές παραδοχές μπορεί να χρησιμοποιηθεί η σχέση (3.5.2 – 10) για έναν πυρήνα τετραγωνικής διατομής όπως παρουσιάζεται στην επόμενη εικόνα:



Εικόνα 35. Πυρήνας τετραγωνικής διατομής

Για πυρήνες τετραγωνικής διατομής, χρησιμοποιείται η περιοχή A_e του πυρήνα (effective area) η οποία είναι λίγο μικρότερη από την πραγματική επιφάνεια του πυρήνα (A) γιατί λαμβάνει υπόψη τυχόν απώλειες στην μαγνητική ροή λόγω του σχήματος του. Στην ανάλυση που ακολουθεί για αυτό τον τύπο πυρήνα όπου A νοείται η effective επιφάνεια.

Για περισσότερη συγκράτηση μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό του πυρήνα συνήθως επιλέγεται το παρακάτω κύκλωμα:



Εικόνα 36. Δισκελής πυρήνας τετραγωνικής διατομής

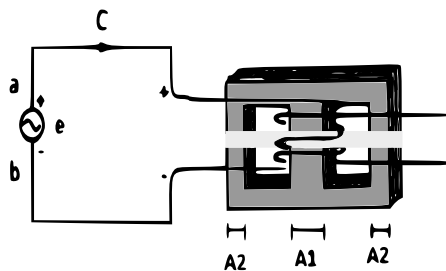
$$\text{όπου } A2 = \frac{A1}{2}.$$

Αυτός είναι ο τύπος πυρήνα μετασχηματιστή που χρησιμοποιείται στον σχεδιασμό του τροφοδοτικού. Είναι ένας πολύ τυπικός τύπος μετασχηματιστή.

Αν ο μετασχηματιστής περιέχει διάκενα (εικόνα 32), η μαγνητική αντίσταση εκάστου θα είναι

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 * A} \quad (3.5.3 - 1)$$

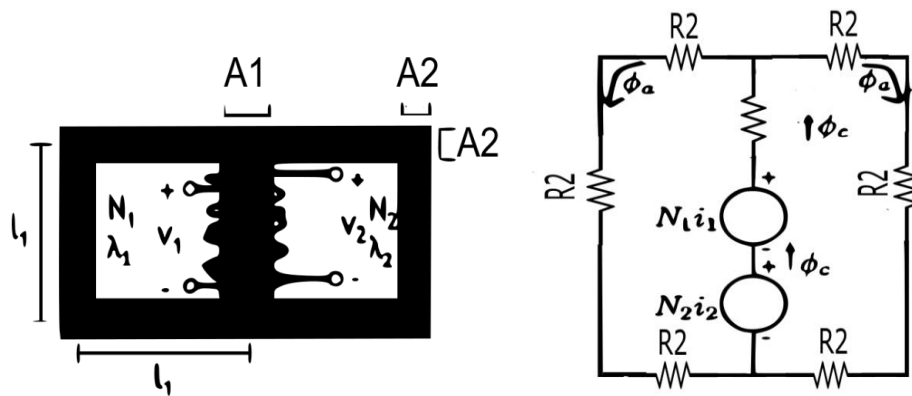
όπου l_g το πάχος του κάθε διακένου και A η effective επιφάνεια του πυρήνα.



Εικόνα 37. Δισκελής πυρήνας τετραγωνικής διατομής με διάκενα

3.5.4. Μοντελοποίηση δισκελή πυρήνα τετράγωνης διατομής

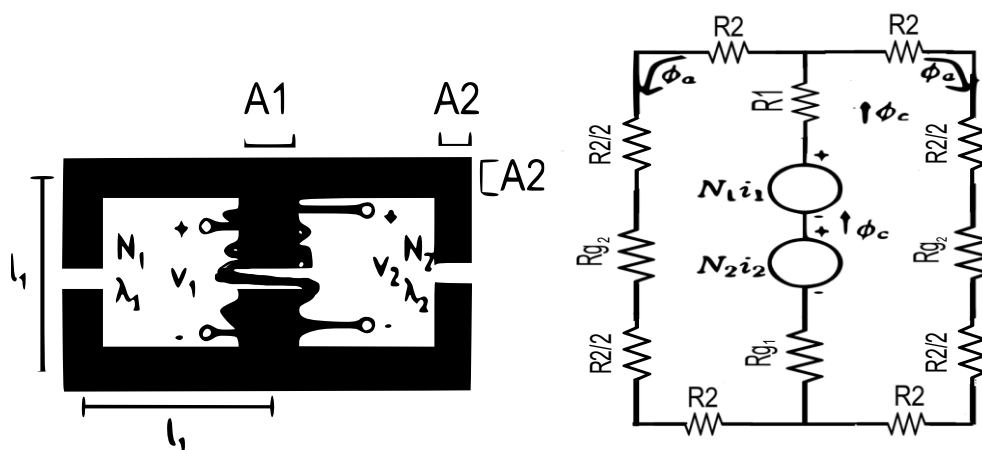
Με βάση τα παραπάνω, το παραπάνω κύκλωμα μπορεί να μοντελοποιηθεί ως ακολούθως.



Εικόνα 38. Ηλεκτρικό ανάλογο μαγνητικού κυκλώματος

με μαγνητικές αντιστάσεις: $R_1 = \frac{l_1}{\mu * A_1}$, $R_2 = \frac{l_1}{\mu * A_2}$ (3.5.4 – 1)

Αν συμπεριληφθεί διάκενο το ισοδύναμο κύκλωμα γίνεται:



Εικόνα 39. Ηλεκτρικό ανάλογο μαγνητικού κυκλώματος με διάκενο

$$R_1 = \frac{l_1}{\mu * A_1} \quad R_2 = \frac{l_1}{\mu * A_2} \quad R_{g1} = \frac{l_g}{\mu_0 * A_1} \quad R_{g2} = \frac{l_g}{\mu_0 * A_2} \quad (3.5.4 - 2)$$

Αφού οι δύο κλάδοι είναι παράλληλοι μεταξύ τους, όπως στα ηλεκτρικά κυκλώματα, η συνολική μαγνητική αντίσταση του μετασχηματιστή δίνεται από τη σχέση:

$$R_{ολ} = (R_1 + R_{g1}) + (3 * R_2 + R_{g2}) // (3 * R_2 + R_{g2}) \quad (3.5.4 - 3)$$

$$\begin{aligned}
&= (R_1 + R_{g1}) + \frac{(3 * R_2 + R_{g2})^2}{2 * (3 * R_2 + R_{g2})} \\
&= (R_1 + R_{g1}) + \frac{3 * R_2}{2} + \frac{R_{g2}}{2} \\
&= \frac{l_1}{\mu * A_1} + \frac{l_g}{\mu_o * A_1} + \frac{3 * l_1}{2 * \mu * A_2} + \frac{l_g}{2 * \mu_o * A_2} \\
&= \frac{l_1}{\mu * A_1} + \frac{l_g}{\mu_o * A_1} + \frac{3 * l_1}{2 * \mu * \frac{A_1}{2}} + \frac{l_g}{2 * \mu_o * \frac{A_1}{2}} \\
&= 4 * \frac{l_1}{\mu * A_1} + 2 * \frac{l_g}{\mu_o * A_1} \\
&= 4 * \frac{l_1}{\mu_o * \mu_r * A_1} + 2 * \frac{l_g}{\mu_o * A_1} \\
&= 4 * \frac{l_1}{\mu_o * \mu_r * A_1} + 2 * \frac{l_g}{\mu_o * A_1}
\end{aligned}$$

Τελικά

$$R_{o\lambda} = \frac{1}{\mu_o * A_1} * \left(\frac{4 * l_1}{\mu_r} + 2 * l_g \right) \quad (3.5.4 - 4)$$

Εξακολουθεί να ισχύει ότι η μέση μαγνητική ροή είναι προσεγγιστικά ίση με το γινόμενο της effective διατομής του πυρήνα επί τη μέση ένταση του μαγνητικού πεδίου. Συνεπώς:

$$\varphi = B * A_e \quad (3.5.4 - 5)$$

$$B = \frac{\varphi}{A_e} \quad (3.5.4 - 6)$$

$$B = \frac{F/R_{o\lambda}}{A_e} \quad (3.5.4 - 7)$$

$$B = \frac{F}{A_e * R_{o\lambda}} = \frac{N_p * I_m}{A_e * R_{o\lambda}} \quad (3.5.4 - 8)$$

Επομένως

$$B = \frac{1}{A_1} * \frac{N_P * I_m}{R_{o\lambda}} \quad (3.5.4 - 9)$$

$$B = \frac{1}{A_1} * \frac{N_P * I_m}{\frac{1}{\mu_o * A_1} * \left(\frac{4 * l_1}{\mu_r} + 2 * l_g \right)}$$

$$B = \frac{\mu_o * N_P * I_m}{\left(\frac{l_e}{\mu_r} + 2 * l_g \right)} \quad (3.5.4 - 10)$$

Άρα

$$B_{max} = \frac{\mu_o * N_P * I_{m,peak}}{\left(\frac{l_e}{\mu_r} + 2 * l_g \right)} \quad (3.5.4 - 11)$$

και

$$N_P = \frac{\left(\frac{l_e}{\mu_r} + 2 * l_g \right) * B_{max}}{\mu_o * I_{m,peak}} \quad (3.5.4 - 12)$$

όπου

N_P ο αριθμός τυλιγμάτων του πρωτεύοντος και

I_m το μεταβαλλόμενο ρεύμα που διατρέχει το πρωτεύον τύλιγμα .

Περισσότερα για τα ρεύματα που διαρρέουν τον μετασχηματιστή αναφέρονται στην υποενότητα 3.9 που ακολουθεί.

3.6. Υπολογισμός στροφών πρωτεύοντος πηνίου μετασχηματιστή

Θυμίζουμε τη σχέση (3.3 - 6)

$$B_{max} \approx \frac{e * t_{on,max}}{N_{min} * A_e}$$

Όπου τώρα ως επιφάνεια χρησιμοποιείται το A_e λόγω της τετραγωνικής διατομής του πυρήνα.

Η επιλογή του αριθμού των σπειρών για το πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή μπορεί να γίνει με βάση την μέγιστη επιτρεπτή ένταση του μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό του μετασχηματιστή και το μέγιστο επιτρεπτό χρόνο που το πρωτεύον τροφοδοτείται με τάση e .

3.7. Υπολογισμός στροφών για τα δευτερεύοντα τυλίγματα του μετασχηματιστή

Από τη σχέση (12)

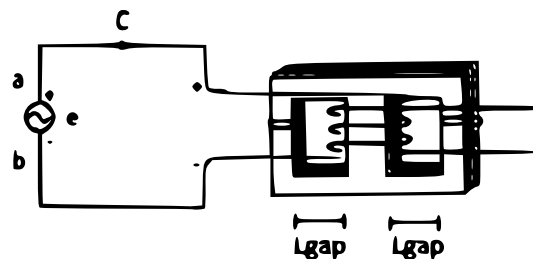
$$\frac{e_p}{e_s} = \frac{N_p}{N_s} = n \quad (3.7 - 1)$$

ο αριθμός των σπειρών του δευτερεύοντος τυλίγματος είναι

$$N_{s1} = \frac{N_p}{n} \quad (3.7 - 2)$$

3.8. Πάχος καλωδίων τυλιγμάτων, αριθμός στροφών και air gap του πυρήνα

Εάν η διάμετρος του σύρματος είναι w , τότε χωράνε $\frac{L_{gap}}{w}$ διαδοχικές στρώσεις του ίδιου σύρματος. Οι συνήθεις ανοχές του σύρματος είναι 5A ανά τετραγωνικό χιλιοστό για τροφοδοσία με τετραγωνικό παλμό και 2A για ημιτονοειδή παλμό.



Εικόνα 40. Υπολογισμός πάχους καλωδίου τυλίγματος

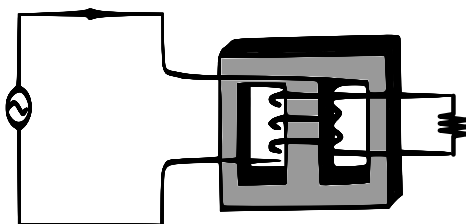
Επειδή υπήρχε έλλειψη σε καλώδιο μικρής διατομής στο εργαστήριο, χρησιμοποιήθηκε για την κατασκευή των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή καλώδιο μεγαλύτερης διατομής από αυτό που όριζαν οι προδιαγραφές (γεγονός που μείωσε την απόδοση του συνολικού συστήματος τροφοδοσίας του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου).

3.9. Φυσική ερμηνεία των ρευμάτων που κυκλοφορούν σε έναν μετασχηματιστή

Στην παρούσα υποενότητα θα διαχωριστεί το ρεύμα που διαρρέει το πρωτεύον τύλιγμα σε δύο είδη. Στο ρεύμα μαγνήτισης που εξασφαλίζει την λειτουργία του μετασχηματιστή και στο ρεύμα φορτίου που εξασφαλίζει την μεταφορά ισχύος στο φορτίο μεταξύ των τυλιγμάτων.

3.9.1. Η μαγνητεγερτική δύναμη και τα ρεύματα που διαρρέουν τον μετασχηματιστή

Έστω μετασχηματιστής με δύο τυλίγματα. Το πρωτεύον συνδέεται με μία ιδανική ημιτονοειδή πηγή τάσης και το δευτερεύον με ένα ωμικό φορτίο.



Εικόνα 41. Σύνδεση φορτίου στο δευτερεύον τύλιγμα

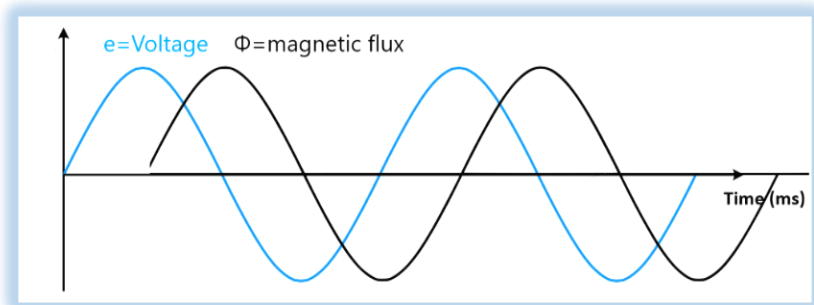
Όπως είδαμε, στον πυρήνα του μετασχηματιστή αναπτύσσεται μαγνητική ροή. Οι τάσεις στα δύο τυλίγματα είναι

$$e_p = N_p * \frac{d\phi}{dt}$$

και

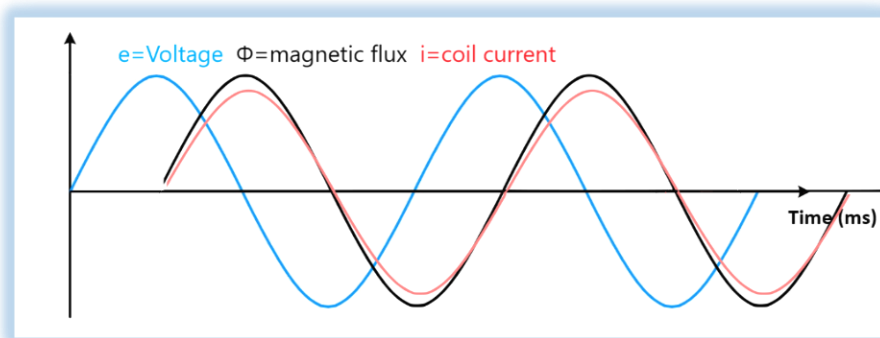
$$e_s = N_s * \frac{d\phi}{dt}$$

Από τις εξισώσεις παρατηρείται ότι η μαγνητική ροή ϕ έπεται κατά 90 μοίρες τόσο της τάσεως τροφοδοσίας στο πρωτεύον όσο και της επαγόμενης τάσεως στο δευτερεύον.



Εικόνα 42. Η διαφορά φάσης μεταξύ τάσεως και μαγνητικής ροής στο πρωτεύον

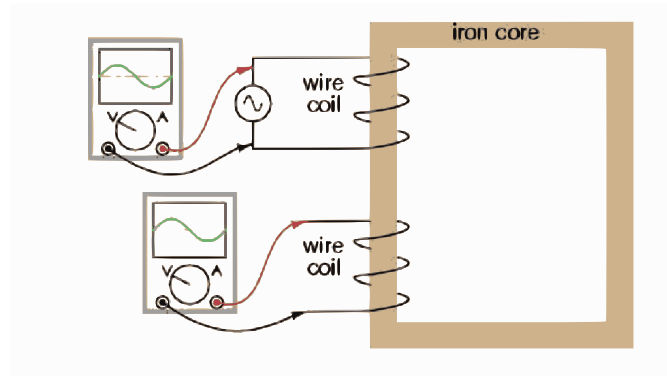
Η μαγνητική ροή είναι το αποτέλεσμα ενός μεταβαλλόμενου ρεύματος στα άκρα του πηνίου τροφοδοσίας. Το μεταβαλλόμενο αυτό ρεύμα το ονομάζουμε I_m (*primary magnetize current* ή αλλιώς *ρεύμα μαγνήτισης*).



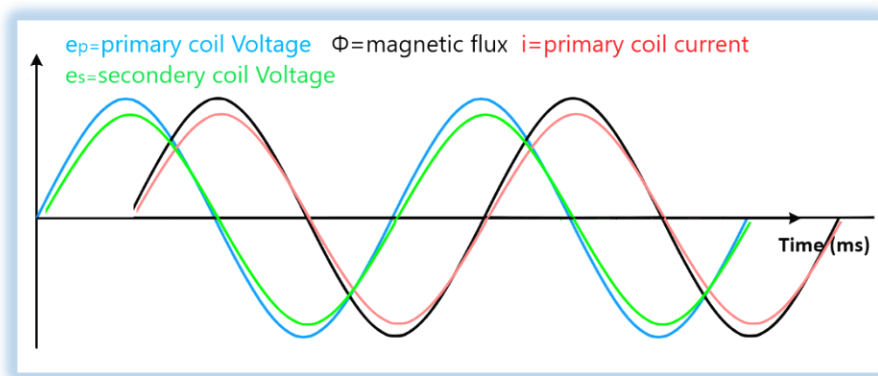
Εικόνα 43. Μαγνητική ροή, τάση και ρεύμα στο πρωτεύον

Το ρεύμα I_m εξαρτάται μόνο από το πηνίο που είναι συνδεδεμένο με την πηγή (οι απώλειες του πυρήνα θεωρούνται αμελητέες) ενώ δεν εξαρτάται από τα άλλα τυλίγματα του μετασχηματιστή (δηλαδή ανεξαρτήτως της ύπαρξης δευτερεύοντος τυλίγματος η τιμή του I_m δεν μεταβάλλεται).

Έστω ότι το δευτερεύον τυλίγμα του μετασχηματιστή δεν έχει φορτίο. Τότε στο δευτερεύον τυλίγμα δημιουργείται μία τάση ίδιας φάσης με την τάση του πρωτεύοντος.

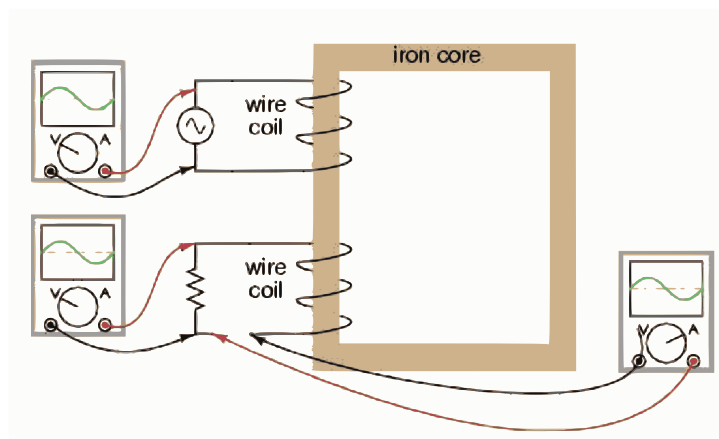


Εικόνα 44. Τροφοδοσία μετασχηματιστή και εμφάνιση τάσεως στο δευτερεύον πηνίο
(χωρίς φορτίο)



Εικόνα 45. Μαγνητική ροή, τάση και ρεύμα στο πρωτεύον πηνίο και τάση στο δευτερεύον

Αν συνδεθεί μία αντίσταση στο δευτερεύον πηνίο, τότε θα δημιουργηθεί σε αυτό ένα νέο ρεύμα που έχει την ίδια φάση με το ρεύμα του πρωτεύοντος.



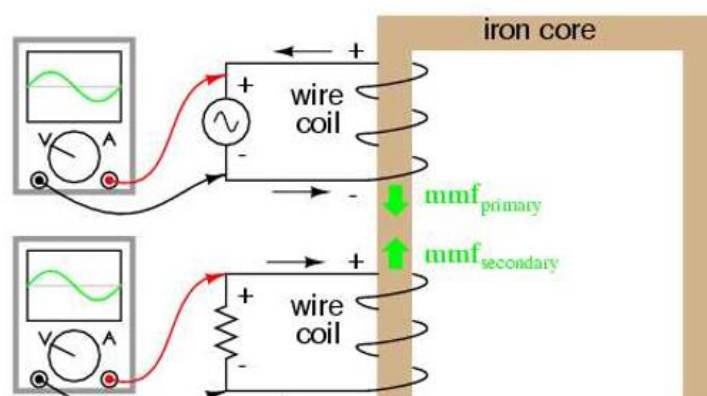
Εικόνα 46. Τροφοδοσία μετασχηματιστή και εμφάνιση τάσεως στο δευτερεύον πηνίο
(με φορτίο)

Το νέο αυτό ρεύμα θα πίστευε κανείς ότι θα οδηγούσε στην εμφάνιση επιπλέον μαγνητικής ροής στον πυρήνα του μετασχηματιστή. Ωστόσο, σύμφωνα με την σχέση (10) θα οδηγούσε στην εμφάνιση διαφορετικής τάσης στο πρωτεύον τύλιγμα από την τάση τροφοδοσίας κάτι το οποίο όμως δεν μπορεί να συμβεί καθώς θα ερχόταν σε αντίθεση με τον νόμο τάσεως Kirchhoff. Τελικά, σε αντίθεση με την προηγούμενη κατάσταση όπου στο δευτερεύον δεν υπήρχε φορτίο, πλέον εμφανίζεται μαγνητοδιεγερτική δύναμη F , που ορίζεται ως

$$F = \phi * R \quad (3.9.1-1)$$

όπου R η μαγνητική αντίσταση.

Ωστόσο η μαγνητική ροή δεν μπορεί να αλλάξει οπότε ο μόνος τρόπος για να μπορεί να υπάρξει αυτή η δύναμη στο δευτερεύον, είναι να παράγεται μια δύναμη από το πρωτεύον ίδιου μέτρου αλλά αντίθετης (+180 μοίρες) φάσης.



Εικόνα 47. Η ανάπτυξη μαγνητοδιεγερτικής δύναμης στα δύο πηνία

Συμπερασματικά, αν είναι τυλιγμένο ένα δευτερεύον τύλιγμα και αν αυτό το τύλιγμα είναι συνδεδεμένο με ένα φορτίο, τότε στο πρωτεύον τύλιγμα ρέει άλλο ένα ρεύμα πέρα από το I_m που στο εξής θα το ορίσουμε ως ρεύμα φορτίου I_{Lp} . Το αντίστοιχο ρεύμα ανηγμένο στο δευτερεύον το ορίζουμε ως I_{Ls} .

Σύμφωνα με τα παραπάνω ισχύουν τα εξής.

$$F_p = I_{Lp} * N_p \quad (3.9.1 - 2)$$

και

$$F_s = I_{Ls} * N_s \quad (3.9.1 - 3)$$

όπου N_p και N_s ο αριθμός τυλιγμάτων του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος αντίστοιχα.

Αφού όμως κατά μέτρο $F_p = F_s$, προκύπτει ότι

$$I_{Lp} = I_{Ls} * \frac{N_s}{N_p} \quad (3.9.1 - 4)$$

Τέλος, το συνολικό ρεύμα που διαρρέει το πρωτεύον είναι

$$I_{TOT} = I_{Lp} + I_m \quad (3.9.1 - 5)$$

3.9.2. Αμοιβαία επαγωγή μετασχηματιστή

Η αυτεπαγωγή καθενός από τα τυλίγματα ενός μετασχηματιστή (χωρίς να λαμβάνονται υπόψη απώλειες και παρασιτικά φαινόμενα) δίνεται από τον τύπο

$$L_{\text{τυλίγματος}} = \frac{\mu_o * \mu_r * N_{\text{τυλίγματος}}^2 * A}{l_{\text{τυλίγματος}}} \quad (3.9.2 - 1)$$

Όπου μ_o , η μαγνητική διαπερατότητα του κενού,

μ_r , η διαπερατότητα του πυρήνα μετασχηματιστή,

$N_{\text{τυλίγματος}}$, ο αριθμός των σπειρών του πηνίου,

A , η διατομή του μετασχηματιστή σε m^2 ,

$l_{\text{τυλίγματος}}$, το μήκος του πηνίου .

3.10. Συγκεντρωτικός πίνακας παρουσίασης των χρησιμότερων αποτελεσμάτων για τον σχεδιασμό του μετασχηματιστή

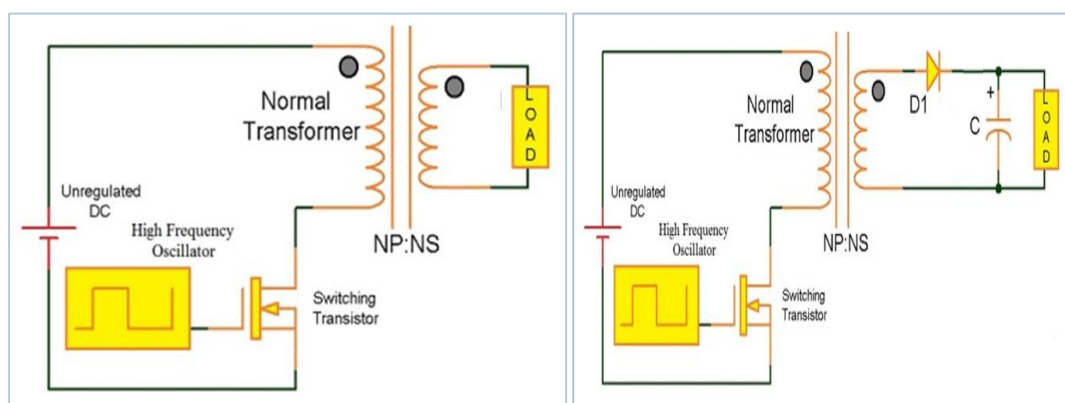
Τύπος	Περιγραφή	Χρησιμότητα	Αριθμός	ενότητα
$B_{max} \approx \frac{e * t_{on,max}}{N_{min} * A}$	Ένταση μαγνητικού πεδίου σε πηνίο κυλινδρικής διατομής N τυλιγμάτων που τροφοδοτείται από τετραγωνικό παλμό.	Υπολογισμός ελάχιστου αριθμού σπειρών για το πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή	1	3.3

$\frac{e_p}{e_s} = \frac{N_p}{N_s} = n$	Κλασσικός λόγος τάσεων-στροφών τυλιγμάτων μετασχηματιστή.	Υπολογισμός σπειρών για τα δευτερεύοντα τυλίγματα του μετασχηματιστή	2	3.5
$L_p = \frac{e * ton}{I_{m,peak}}$	Υπολογισμός αυτεπαγωγής πρωτεύοντος πηνίου μετασχηματιστή σε σχέση με τον χρόνο ton και το ρεύμα μαγνήτισης που τον διαρρέει.	Υπολογισμός αναγκαίας αυτεπαγωγής ούτως ώστε το μέγιστο ρεύμα μαγνήτισης να περιορίζεται στη τιμή $I_{m,peak}$ που επιλέγουμε	3	3.9
$I_{Lp} = I_{Ls} * \frac{N_s}{N_p}$	Συσχέτιση ρεύματος φορτίου πρωτεύοντος-δευτερεύοντος ανάλογα με τον λόγο στροφών των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή.	Υπολογισμός αριθμού σπειρών τυλιγμάτων μετασχηματιστή.	4	3.12.1
$I_{TOT} = I_{Lp} + I_m$	Το συνολικό ρεύμα που διαρρέει το πρωτεύον πηνίο μετασχηματιστή ως συνάρτηση του ρεύματος μαγνήτισης και του ρεύματος φορτίου ανακλώμενου στο πρωτεύον.	Δικτύωμα SNUBBER	5	3.12.2
$L_{\text{τυλ}} = \frac{\mu_0 * \mu_r * N_{\text{τυλιγματος}}^2 * Ae}{l_e}$	Αμοιβαία επαγωγή μετασχηματιστή	Υπολογισμός ελάχιστης αυτεπαγωγής πρωτεύοντος πηνίου $L_{p,MIN}$ για δεδομένο $N_{p,MIN}$	6	3.12.2
$B = \frac{\mu_0 * N_p * I_p}{\left(\frac{l_e}{\mu_r} + 2 * l_g\right)}$	Ένταση μαγνητικού πεδίου που αναπτύσσεται στο εσωτερικό του πυρήνα που χρησιμοποιήσαμε για την κατασκευή του μετασχηματιστή(ημιστατική προσέγγιση).		7	3.8
$N_p = \frac{\left(\frac{l_e}{\mu_r} + 2 * l_g\right) * B_{max}}{\mu_0 * I_{m,peak}}$	Υπολογισμός στροφών πηνίου με βάση την ημιστατική προσέγγιση.		8	3.8

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4. Forward converter

Στο κεφάλαιο αυτό θα περιγραφεί η λειτουργία του forward converter. Πρώτα θα παρουσιαστεί μια απλοποιητική προσέγγιση λειτουργίας που δεν θα λαμβάνει υπόψη την ιδιαίτερη συμπεριφορά που εμφανίζει το πηνίο σε απότομες μεταβολές τάσης. Έπειτα θα περιγραφεί η λειτουργία λαμβάνοντας υπόψη και τη συμπεριφορά αυτή.

4.1. Απλουστευμένη ανάλυση



Εικόνα 48. Απλοποιητικό σχηματικό του forward converter με και χωρίς φίλτρο στο δευτερεύον

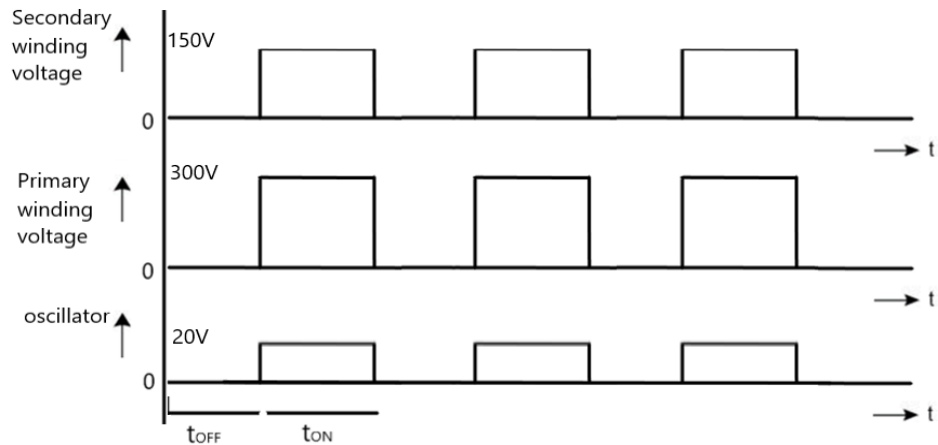
Ο forward converter χρησιμοποιείται για τον υποβιβασμό ή την ανύψωση dc τάσης. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται ένας μετασχηματιστής. Ωστόσο, όπως είδαμε, προκειμένου να καταστεί δυνατός ο σχηματισμός μαγνητικής ροής στον μετασχηματιστή, πρέπει να τροφοδοτείται από εναλλασσόμενη τάση.

Στην προκειμένη περίπτωση, καθώς η προς μετατροπή τάση είναι συνεχής (dc) πρέπει με κάποιο τρόπο να καταστεί εναλλασσόμενη. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται ένα διακοπτικό στοιχείο (MOSFET), που όπως φαίνεται στο σχήμα ανοιχτοκυκλώνει και βραχυκυκλώνει το κύκλωμα, μετατρέποντας την dc τάση που βλέπει ο μετασχηματιστής σε τετραγωνικό παλμό πλάτους όσο το επίπεδο της dc τάσης εισόδου. Στο δευτερεύον εμφανίζεται αυτή η τετραγωνική εναλλασσόμενη τάση, μειωμένη ή αυξημένη ανάλογα με το λόγο των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή.

Έστω ότι πριν την χρονική στιγμή $t=0$ το MOSFET ήταν ανοιχτοκυκλωμένο οπότε ο μετασχηματιστής είναι αφόρτιστος. Θεωρούμε ότι ο πρώτος παλμός ξεκινάει την χρονική στιγμή t_{OFF} .

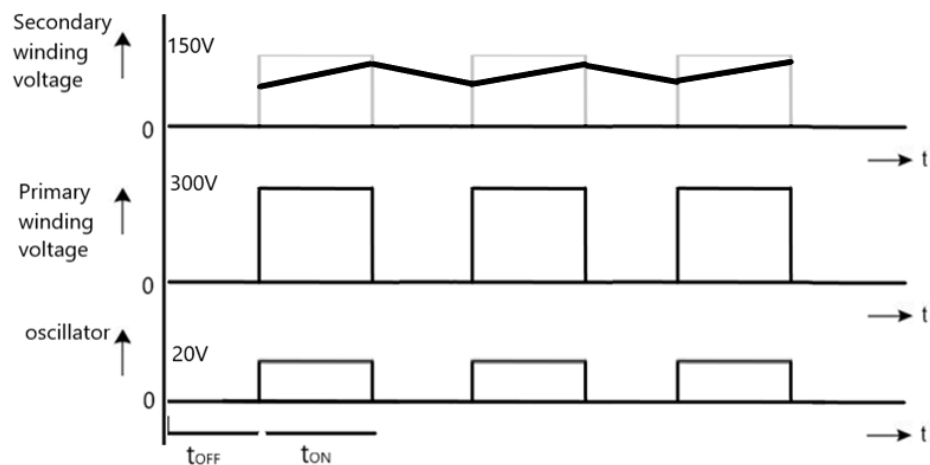
Για τις κυματομορφές αυτές θεωρούμε ότι ο μετασχηματιστής δεν έχει φίλτρο στην έξοδο, οπότε το ρεύμα και η τάση εξόδου (για ωμικό φορτίο) έχει τη μορφή

τετραγωνικού παλμού. Οι απλοποιημένες κυματομορφές τάσης του κυκλώματος παρουσιάζονται παρακάτω.



Εικόνα 49. Forward converter-απλοποιημένη λειτουργία χωρίς φίλτρο στην έξοδο

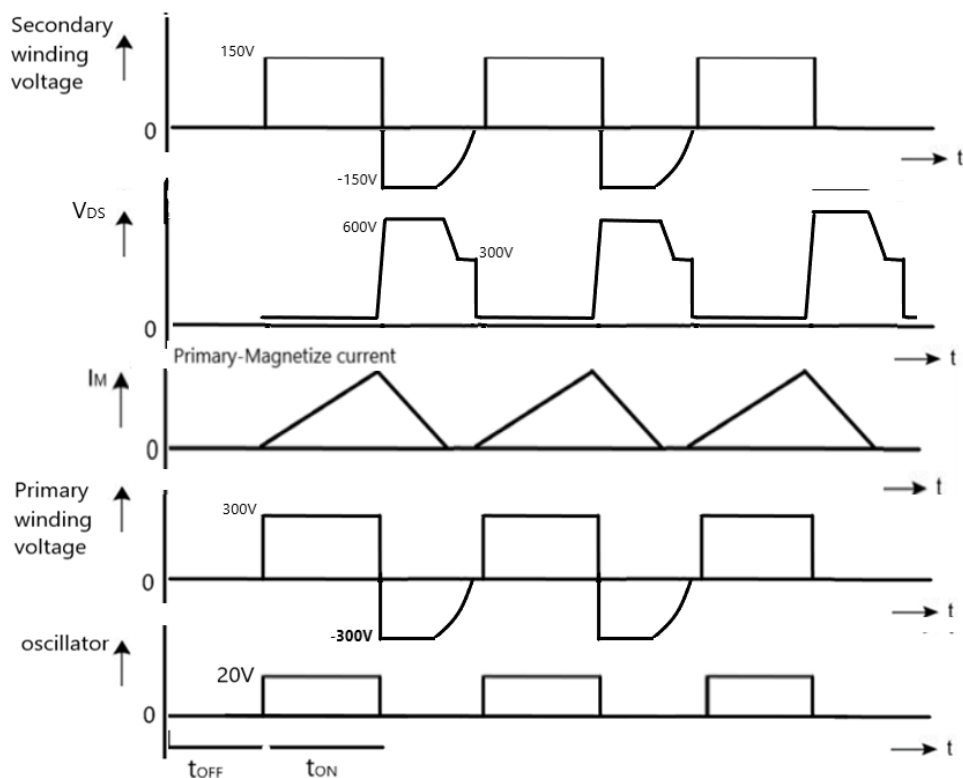
Προκειμένου να εξομαλυνθεί η τάση εξόδου στο δευτερεύον, προστίθεται ένα ανορθωτικό δικτύωμα στο δευτερεύον. Επειδή το react της ανορθωμένης κυματομορφής είναι μικρότερο από του τετραγωνικού παλμού, πρέπει το πλάτος του παλμού στο δευτερεύον να είναι λίγο υψηλότερο από 150 V.



Εικόνα 50. Forward converter-απλοποιημένη λειτουργία με φίλτρο στην έξοδο

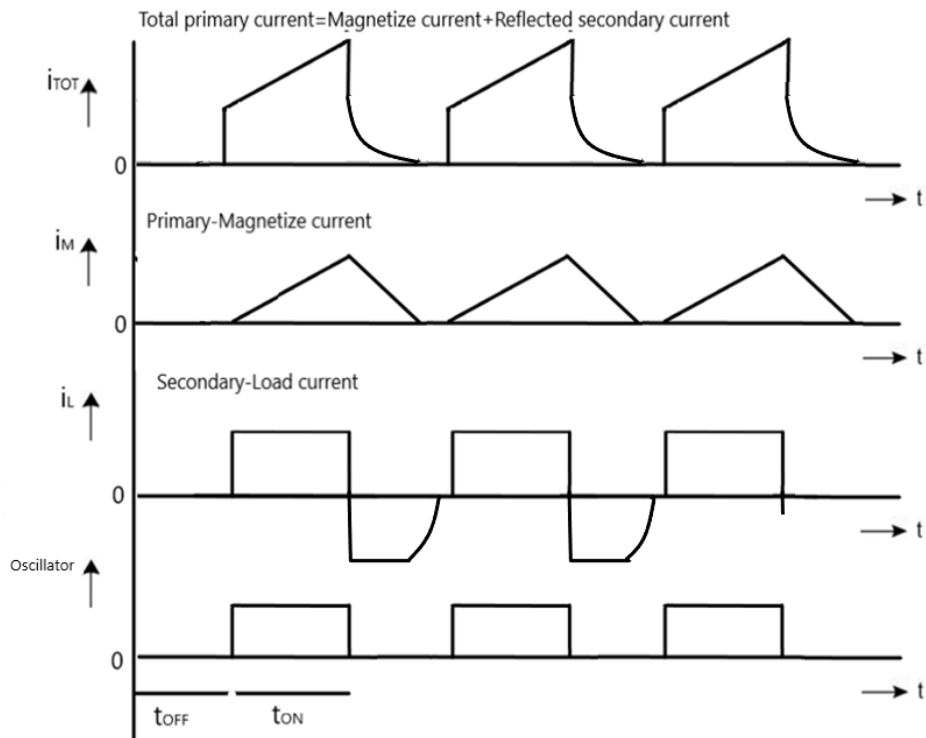
4.2. Πραγματική συμπεριφορά

Παραπάνω παρουσιάστηκε η βασική λογική πίσω από τη λειτουργία αυτού του τύπου converter. Μια πιο προσεχτική αντιμετώπιση λαμβάνει υπόψη και την ιδιαιτερότητα του πηνίου όταν αντιδρά σε ξαφνικές μεταβολές της τάσης του. Στην πραγματικότητα λοιπόν, όταν το MOSFET ανοιχτοκυκλώνεται, η τάση στα άκρα του πηνίου δεν μηδενίζεται. Αντίθετα, το πηνίο προσπαθώντας να διατηρήσει την προηγούμενη κατάσταση, δημιουργεί μια τάση αντίστροφης πολικότητας στα άκρα του. Ως αποτέλεσμα, προκειμένου να εξακολουθεί ο νόμος τάσεων Kirchhoff για τα στοιχεία του πρωτεύοντος (πηνίο, MOSFET και πηγή τάσης), μία τάση αναπτύσσεται πλέον και στα άκρα του MOSFET. Μόλις η μαγνητική ενέργεια στο πρωτεύον εκφορτιστεί, η τάση της πηγής εμφανίζεται εξολοκλήρου στα άκρα του MOSFET.



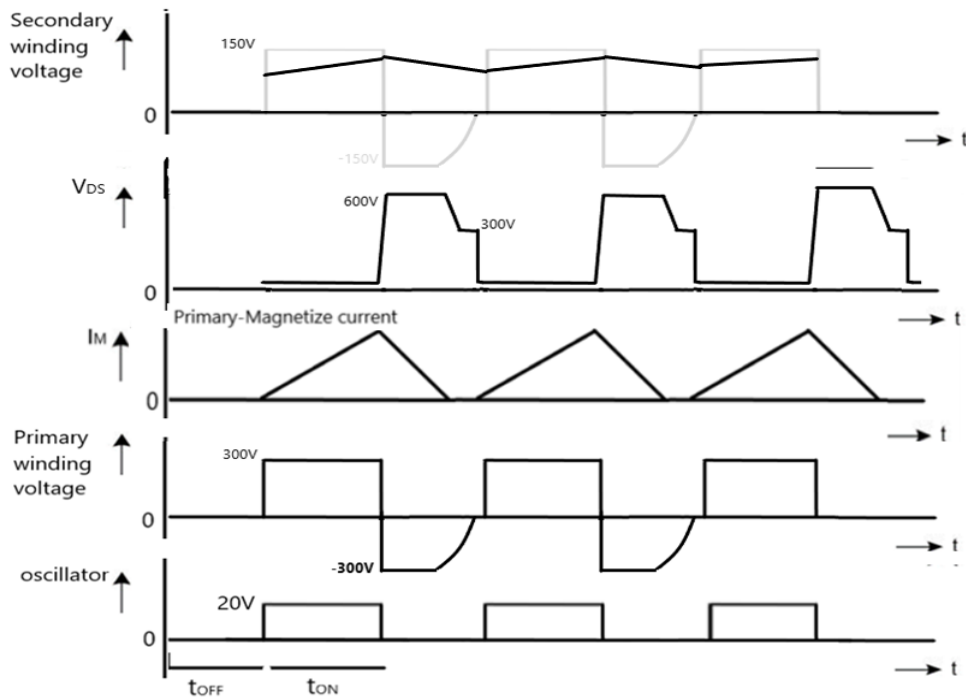
Εικόνα 51. Κυματομορφές τάσης forward converter-χωρίς φίλτρο στην έξοδο

Εφεξής την τάση στα άκρα του MOSFET θα την ονομάζουμε V_{DS} . Οι κυματομορφές της τάσης στο δευτερεύον εφόσον δεν έχει συμπεριληφθεί ανορθωτικό δικτύωμα στην έξοδο του converter μιμούνται το πρωτεύον.

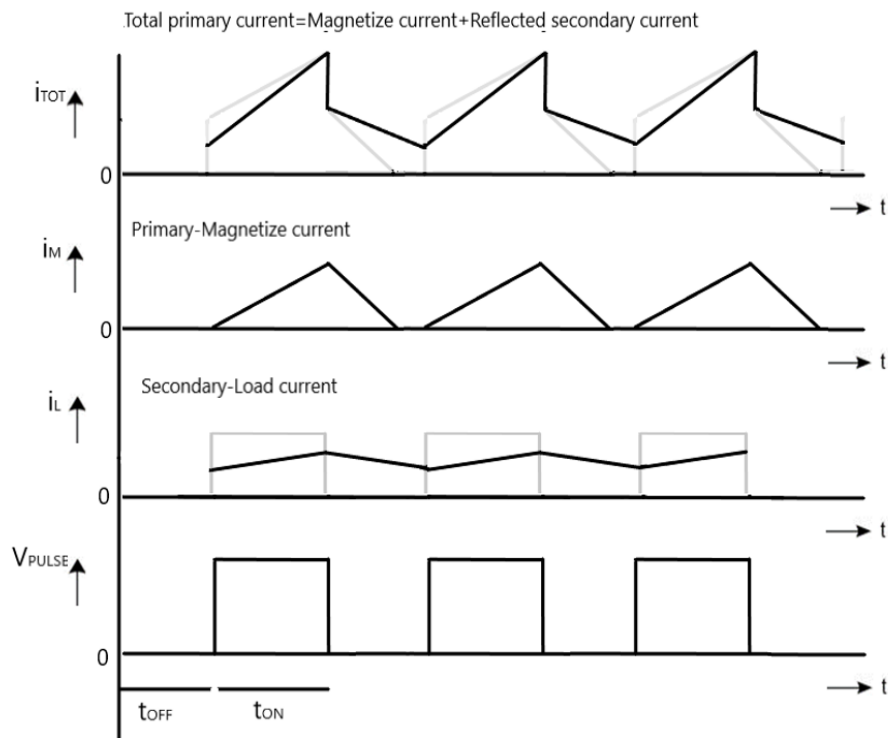


Εικόνα 52 Κυματομορφές ρεύματος forward converter-χωρίς φίλτρο στην έξοδο

Αν στο δευτερεύον πηνίο προστεθεί φίλτρο, τότε οι κυματομορφές παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 53. Κυματομορφές τάσης forward converter-με φίλτρο στην έξοδο



Εικόνα 54. Κυματομορφές ρεύματος forward converter-με φίλτρο στην έξοδο.

Όπως παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 3 ισχύουν οι εξισώσεις

$$I_{TOT} = I_{Lp} + I_m$$

και

$$I_{Lp} = I_{Ls} * \frac{N_s}{N_p}$$

Τα παραπάνω σχήματα δεν είναι παρά μία απόπειρα προσέγγισης της πραγματικής συμπεριφοράς του converter. Δεν έχουν συνεκτιμηθεί οι παρασιτικές χωρητικότητες και οι ταχύτητες ανοιχτοκύκλωσης των διόδων, πού όπως θα φανεί στο κεφάλαιο 6 (SNUBBER) επηρεάζουν καθοριστικά τις αποκρίσεις δημιουργώντας ταλαντώσεις και spikes.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5. Υπολογισμός αριθμού σπειρών πρωτεύοντος και δευτερεύοντων τυλιγμάτων μετασχηματιστή

5.1. Εισαγωγή

Για την υλοποίηση του μετασχηματιστή χρειάζεται να υπολογιστεί η αυτεπαγωγή του πρωτεύοντος τυλίγματος καθώς και των δευτερεύοντων τυλιγμάτων. Ο λόγος τάσεων και τυλιγμάτων πρωτεύοντος και κυρίου δευτερεύοντος πρέπει να είναι της τάξεως 2:1 προκειμένου από τα 310 Volt συνεχούς τάσης που απορρέουν από το ανορθωτικό δικτύωμα, το οποίο έπεται της εναλλασσόμενης τάσης τροφοδοσίας 230Vrms, να προκύπτουν 150Volt στο δευτερεύον.

Υπενθυμίζεται η σχέση

$$N_{P,MIN} = \frac{V_{IN} * t_{on,max}}{B_{MAX} * A_e} \quad (\text{σχέση 1 συγκεντρωτικού πίνακα})$$

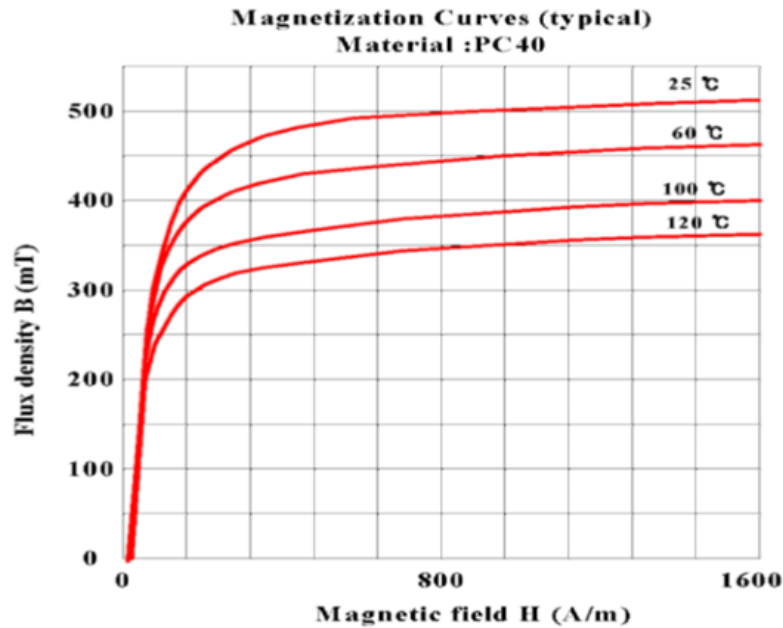
Ακολούθως προσδιορίζονται οι παράμετροι B_{MAX} και $t_{on,max}$ της εξίσωσης ώστε να υπολογιστεί ο ελάχιστος αριθμός σπειρών για το πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή.

5.2. Επιλογή μέγιστης επιτρεπόμενης έντασης μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό του πυρήνα

Αν η ένταση του μαγνητικού πεδίου που αναπτύσσεται στο εσωτερικό του μετασχηματιστή είναι μεγάλη, στον πυρήνα ξεκινάνε να εμφανίζονται φαινόμενα κορεσμού που οδηγούν σε προβλήματα υπερθέρμανσης και σε χαμηλότερη απόδοση (υψηλότερες απώλειες).

Το φαινόμενο του κορεσμού απεικονίζεται καλύτερα στη χαρακτηριστική $B-H$ του πυρήνα που χρησιμοποιείται. Πριν ο πυρήνας κορεστεί, όσο το μαγνητικό πεδίο H αυξάνεται, για δεδομένη θερμοκρασία, τόσο αυξάνεται και η ένταση του μαγνητικού πεδίου B . Ωστόσο μετά από ένα σημείο, η αύξηση του εφαρμοζόμενου μαγνητικού πεδίου H δεν συντελεί στη περαιτέρω μαγνήτιση του υλικού.

Η ικανότητα του μαγνητικού πεδίου να μαγνητίζει το υλικό εξαρτάται και από τη θερμοκρασία που έχει αναπτυχθεί επί του υλικού. Όσο αυτή είναι πιο μεγάλη, τόσο μειώνεται η επιτρεπόμενη ένταση του μαγνητικού πεδίου B για δεδομένο H . Επειδή κατά τη διάρκεια λειτουργίας του μετασχηματιστή η θερμοκρασία συνεχίζει να αυξάνεται μέχρι να φτάσει ένα σημείο ισορροπίας, το B_{MAX} πρέπει να επιλεγεί με βάση τη θερμοκρασία ισορροπίας.

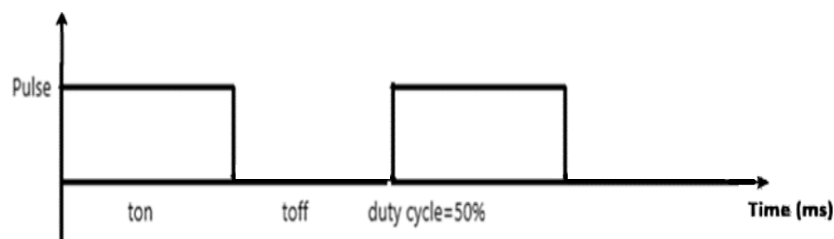


Εικόνα 55. Χαρακτηριστική καμπύλη $B-H$ του φερίτη TDK/PC40 που χρησιμοποιήθηκε.

Το σύστημα του τροφοδοτικού λειτουργεί σε θερμοκρασία δωματίου (30 βαθμοί κελσίου). Αν θεωρηθεί ότι η θερμοκρασία του πυρήνα σταθεροποιείται στους 70 βαθμούς κελσίου, από την εικόνα (50) μπορεί να επιλεγεί $B_{max} = 0.4T$. Επιλέγουμε όμως $B_{max} = 0.35T$ για αύξηση της ανοχής στα θερμοκρασιακά όρια και μεγαλύτερη διάρκεια ζωής του μετασχηματιστή.

5.3. Υπολογισμός χρόνου $t_{on,max}$

Όπως είδαμε στο κεφάλαιο 3.2 ως t_{on} ορίστηκε ο χρόνος για τον οποίο εφαρμόζεται τάση στα άκρα ενός πηνίου που τροφοδοτείται με τετραγωνικό παλμό. Στα επόμενα, πολλές φορές θα αναφερόμαστε στους χρόνους t_{on} και t_{off} έμμεσα, μέσω του duty cycle (dc). Ως duty cycle ορίζεται το ποσοστό του χρόνου μιας περιόδου ενός τετραγωνικού παλμού, κατά τον οποίο ο παλμός είναι σε κατάσταση HIGH.



Εικόνα 56. Οι χρόνοι t_{on} και t_{off} και το duty cycle μιας τετραγωνικής παλμοσειράς

Το duty cycle πρέπει να είναι υψηλό προκειμένου να υπάρχουν λιγότερες απώλειες. Λόγω της forward λειτουργίας μετασχηματιστή, μεταφορά ισχύος από το πρωτεύον στο δευτερεύον πηνίο υφίσταται μόνο όταν ο διακόπτης είναι κλειστός. Έτσι, όσο μεγαλύτερος είναι ο χρόνος t_{on} σε σχέση με τον χρόνο t_{off} τόσο πιο αποδοτικός είναι ο converter που κατασκευάζεται. Έστω $dc_{max}=0.7$ και λειτουργία περί τα 110kHz. Ο χρόνος t_{on} δίνεται από τον τύπο

$$\begin{aligned}
 t_{on,max} &= dc * period = dc * T_{PWM} = \\
 &0.7 * \frac{1}{f_{PWM}} = \\
 &0.7 * \frac{1}{110000Hz} = \\
 &6.3\mu\text{second}
 \end{aligned}$$

Ιδανικά η συχνότητα ταλάντωσης πρέπει να είναι όσο το δυνατόν υψηλότερη, γιατί εξασφαλίζει τη μείωση του πλάτους των ταλαντώσεων κατά τη λειτουργία του converter. Η συχνότητα των 100kHz είναι μία συντηρητική επιλογή, καθώς είναι μέσα στα όρια του διακοπτικού ολοκληρωμένου uc3842 (λειτουργεί με 500kHz ως μέγιστη συχνότητα), και επίσης είναι αρκετά μικρή ώστε να εξασφαλίζεται η ορθή λειτουργία των μη ιδανικών διακοπτικών στοιχείων του converter που χρησιμοποιούνται (MOSFET και δίοδοι) λόγω περιορισμών στα υλικά του εργαστηρίου. Επίσης όπως θα φανεί στο κεφάλαιο 6, η συχνότητα είναι αρκετά μικρή ώστε να επιτρέπεται η εκδήλωση των απαραίτητων ταλαντώσεων και μεταβατικών φαινομένων για την ορθή λειτουργία του converter. Εκτεταμένη αναφορά στους χρόνους ανοιχτοκύκλωσης των διακοπτικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται παρουσιάζονται αναλυτικά στο κεφάλαιο 6.

5.4. Υπολογισμός ελάχιστων στροφών πρωτεύοντος πηνίου $N_{P,MIN}$

Έχοντας προσδιορίσει τις παραμέτρους B_{MAX} και $t_{on,max}$ μπορεί να υπολογιστεί ο ελάχιστος αριθμός τυλιγμάτων για το πρωτεύον πηνίο. Η τάση εισόδου V_{IN} είναι όπως είδαμε 310V. Τέλος η χρήσιμη διατομή (effective area) του πυρήνα του μετασχηματιστή είναι περίπου $A_e \approx 52.6mm^2$.

$$N_{P,MIN} = \frac{V_{IN} * t_{on,max}}{B_{MAX} * A_e}$$

$$N_{P,MIN} = \frac{310V * 6.3\mu s}{0.35 * 52.6mm^2}$$

$$N_{P,MIN} = \frac{310V * 6.3\mu s}{0.35 * 52.6mm^2}$$

$$N_{P,MIN} = 106 \text{ στροφές}$$

Συνεπώς για τη δεδομένη μέγιστη επιτρεπόμενη ένταση του μαγνητικού πεδίου και για τη δεδομένη συχνότητα, πρέπει να γίνουν τουλάχιστον 106 σπείρες στο τύλιγμα του πρωτεύοντος πηνίου.

5.5. Υπολογισμός ελάχιστης αυτεπαγωγής πρωτεύοντος πηνίου $L_{P,MIN}$ για δεδομένο $N_{P,MIN}$

Από τον τύπο 6 του συγκεντρωτικού πίνακα

$$L_{P,MIN} = \frac{\mu_0 * \mu_r * N_{P,MIN}^2 * A_e}{l_e}$$

Όπου για τον συγκεκριμένο πυρήνα

$$A_e = 52.6mm^2 \text{ (εμβαδό επιφάνειας πυρήνα)}$$

$$l_e = 57.5mm \text{ (μέσο μήκος μαγνητικής διαδρομής)}$$

Η τιμή της μαγνητικής διαπερατότητας του πυρήνα δεν είναι σταθερή και κυμαίνεται στο παρακάτω εύρος τιμών.

$$\mu_r = 1000 - 2000H/m \text{ (μαγνητική διαπερατότητα πυρήνα)}$$

Έστω $\mu_r = 1500H/m$

Και η διαπερατότητα του κενού

$$\mu_0 = 4 * \pi * 10^{-7} H/m$$

Τελικά

$$L_{P,MIN} = \frac{4 * \pi * 10^{-7} * 1500H/m * 106^2 * 52.6mm^2}{57.5mm}$$

$$L_{P,MIN} = 19.3mH$$

Η τιμή αυτή προέκυψε χρησιμοποιώντας $\mu_r = 1500H/m$. Η συγκεκριμένη θεώρηση δεν είναι αυθαίρετη. Το πηνίο μετρήθηκε πειραματικά μέσω των μεθόδων που περιγράφονται στο κεφάλαιο 5 ώστε να είναι βέβαιη η ορθότητα της παραδοχής.

5.6. Υπολογισμός μέγιστης τιμής ρεύματος μαγνήτισης $I_{m,peak,MAX}$ για δεδομένο $L_{P,MIN}$

Για τη τιμή του πηνίου που υπολογίστηκε, η μέγιστη τιμή του ρεύματος μαγνήτισης I_{mag} που διέρχεται από το πρωτεύον δίνεται από τον τύπο

$$I_{m,peak,MAX} = \frac{V_{PRIM}}{L_{P,MIN}} * t_{on,max}$$

$$I_{m,peak,MAX} = \frac{310V}{0.0193H} * 6.3\mu s$$

$$I_{m,peak,MAX} = 0.103A$$

5.7. Τελική επιλογή αριθμού τυλιγμάτων πρωτεύοντος.

Πρέπει να τοποθετηθούν όσο το δυνατόν περισσότερες στροφές στο τύλιγμα του πρωτεύοντος, ώστε να αυξηθεί το L_P , και έτσι το ρεύμα μαγνήτισης I_m να μειωθεί. Το ρεύμα μαγνήτισης δεν συντελεί στην μεταφορά ισχύος στο φορτίο, συνεπώς αποτελεί μία μόνιμη κατανάλωση του κυκλώματος. Επίσης όπως θα δούμε, δημιουργεί προβλήματα κορεσμού του πυρήνα του μετασχηματιστή και συνεπώς πρέπει να είναι περιορισμένο.

Τελικά επιλέχθηκαν 110 στροφές για το τύλιγμα του πρωτεύοντος λόγω περιορισμών στην επιλογή του πάχους καλωδίου και στη διατομή του πυρήνα του μετασχηματιστή.

Μετρήθηκε έπειτα η τιμή του L_p μέσω συντονισμού (όπως περιγράφεται στην επόμενη υποενότητα) χρησιμοποιώντας έναν πυκνωτή $C = 100nF$ και καταγράφηκε $L_p = 19.8mH$ το οποίο είναι μέσα στα ζητούμενα όρια.

5.8. Αριθμός στροφών και αυτεπαγωγές δευτερευόντων τυλιγμάτων

Πέρα από το πρωτεύον τύλιγμα, πρέπει να υπολογιστεί ο αριθμός τυλιγμάτων και για τα άλλα πηνία του μετασχηματιστή. Υπολογίζεται ο αριθμός τυλιγμάτων του βασικού δευτερευόντος τυλίγματος 150V. Επίσης, για την τροφοδοσία του uc3842 χρειάζεται να τυλιχθεί άλλο ένα τύλιγμα (AUX) που να παράγει τάση 20V. Τέλος, για την τροφοδοσία των πηγών ρεύματος που ελέγχουν τη φόρτιση του πιεζοηλεκτρικού και για άλλες ανάγκες του κυκλώματος χρειάζεται ένα ακόμη τύλιγμα των 40V.

→ Δευτερεύον τύλιγμα 150 Volt

Από τον τύπο 2 που αντιστοιχίζει τον λόγο τάσεων με τον λόγο των τυλιγμάτων:

$$\frac{e_P}{e_S} = \frac{N_P}{N_S}$$

$$\frac{310}{150} = \frac{110}{N_S}$$

$$N_S = 53 \text{ τυλίγματα}$$

$$L_{SEC1} = \frac{\mu_o * \mu_r * N_S^2 * A_e}{l_e}$$

$$L_{SEC1} = \frac{4 * \pi * 10^{-7} * 1500H/m * 53^2 * 52.6mm^2}{57.5mm}$$

$$L_{SEC1} = 4.28mH$$

→ Δευτερεύον τύλιγμα 40 Volt

$$\frac{e_P}{e_S} = \frac{N_P}{N_S}$$

$$\frac{310}{40} = \frac{110}{N_S}$$

$$N_{S2} = 14 \text{ τυλίγματα}$$

$$L_{SEC1} = \frac{\mu_o * \mu_r * N_{SEC2}^2 * A_e}{l_e}$$

$$L_{SEC2} = \frac{4 * \pi * 10^{-7} * 1500H/m * 14^2 * 52.6mm^2}{57.5mm}$$

$$L_{SEC2} = 0.33mH$$

→ Aux τυλίγμα 20 Volt (AUXILIARY)

$$\frac{e_P}{e_S} = \frac{N_P}{N_S}$$

$$\frac{310}{20} = \frac{110}{N_S}$$

$$N_{AUX} = 7 \text{ τυλίγματα}$$

$$L_{SEC1} = \frac{\mu_o * \mu_r * 7^2 * A_e}{l_e}$$

$$L_{SEC2} = \frac{4 * \pi * 10^{-7} * 1500H/m * 7^2 * 52.6mm^2}{57.5mm}$$

$$L_{SEC2} = 0.08mH$$

Όλα τα δευτερεύοντα πηνία μετρήθηκαν μέσω συντονισμού (όπως περιγράφεται στην επόμενη υποενότητα) χρησιμοποιώντας έναν πυκνωτή $C = 100nF$ προς επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων.

5.9. Πειραματική μέθοδος μέτρησης τιμής πηνίου

5.9.1. Εισαγωγή

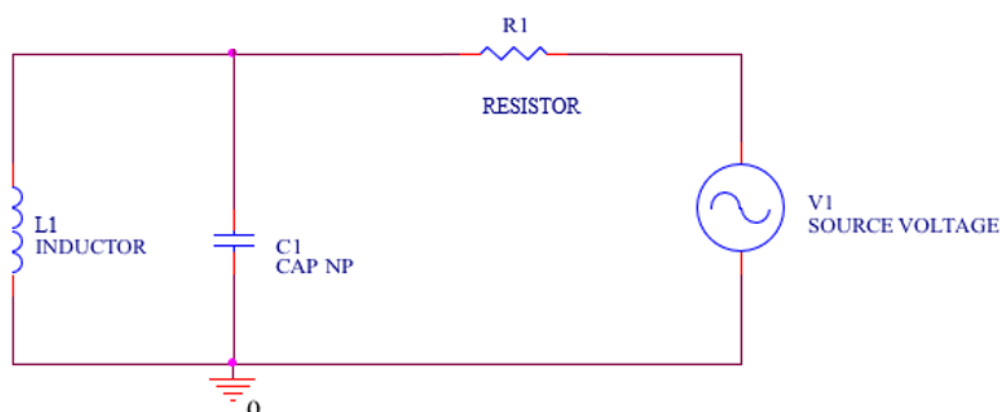
Δεδομένου ότι τυλίγουμε όλα τα τυλίγματα του μετασχηματιστή, πρέπει να επαληθεύσουμε ότι η τιμή του πηνίου είναι τελικά ίδια με αυτή που υπολογίσαμε θεωρητικά.

5.9.2. Μέθοδοι μέτρησης πηνίου

Για την πειραματική μέτρηση της τιμής ενός πηνίου υπάρχουν αρκετές μέθοδοι και στη συνέχεια θα εκθέσουμε δύο από αυτές: α) συντονισμός LC και β) Πηνίο εν σειρά με αντίσταση.

5.9.2.1 Μέθοδος πρώτη -Συντονισμός LC:

Σε αυτή τη μέθοδο παράλληλα με το πηνίο συνδέεται ένας πυκνωτής. Επειδή ωστόσο κάθε πηνίο εμφανίζει παρασιτική χωρητικότητα (δηλαδή μια κατακεμημένη χωρητικότητα που δημιουργείται εκ κατασκευής του πηνίου και μοντελοποιείται σαν ένας μικρός πυκνωτής συνδεδεμένος παράλληλα με αυτό), ο πυκνωτής που θα επιλεγθεί πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερος από την παρασιτική χωρητικότητα του πηνίου. Το δίκτυωμα LC που προκύπτει συνδέεται σε μία γεννήτρια παραγωγής ημιτονοειδούς σήματος μέσω μίας αντίστασης R.



Εικόνα 57. Μέτρηση πηνίου-μέθοδος πρώτη.

Η συχνότητα στην οποία συντονίζεται ένα δίκτυωμα LC είναι $f_{\text{συντονισμού}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$. Η μέθοδος ξεκινάει επιλέγοντας μια τιμή πυκνωτή ο οποίος με το

συγκεκριμένο πηνίο θα συντονιστεί σε μια συχνότητα εύκολα παρατηρήσιμη από τον παλμογράφο. Έστω ότι είναι επιθυμητό ο συντονισμός να γίνει περίπου στα 100 kHz. Υποθέτοντας ότι το πηνίο είναι περίπου 0.1mH (πρωτεύον τύλιγμα), τότε από την παραπάνω σχέση προκύπτει ότι το C πρέπει να είναι περίπου

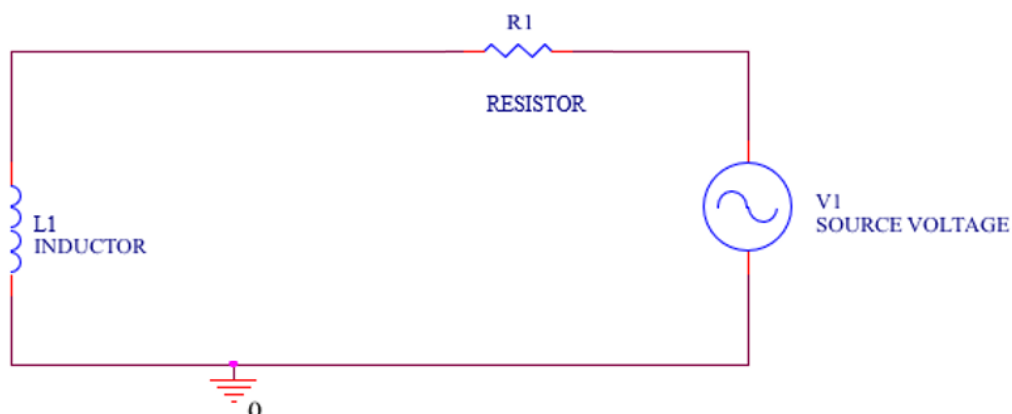
$$C = \frac{1}{4 * \pi^2 * f_{\text{συντονισμού}}^2 * L} = 253\text{nF}$$

Ακολουθεί η επιλογή ενός πυκνωτή κοντά στη τιμή που υπολογίστηκε (έστω 220nF) και υλοποιείται το κύκλωμα. Τα probes του παλμογράφου συνδέονται στα άκρα του πηνίου και παρατηρείται η οθόνη του ενώ συγχρόνως αλλάζουμε την συχνότητα από την γεννήτρια. Όταν παρατηρηθεί μια ξαφνική αλλαγή στην κυματομορφή σημαίνει ότι γίνεται συντονισμός στην συχνότητα όπου αυτό συμβαίνει, και επομένως υπολογίζεται το L. Εφόσον η παρασιτική χωρητικότητα του πηνίου είναι πολύ μικρότερης τάξεως μεγέθους από τον πυκνωτή που επιλέχθηκε, η επιρροή της στα αποτελέσματα είναι αμελητέα.

Ο πυκνωτής που χρησιμοποιήθηκε είναι πολύ μεγαλύτερης τάξης μεγέθους από τη παρασιτική χωρητικότητα του πηνίου που είναι της τάξεως μερικών δεκάδων pf όπως υπολογίζεται αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο, και συνεπώς η παρασιτική χωρητικότητα δεν επηρεάζει τα αποτελέσματα.

5.9.2.2. Μέθοδος δεύτερη-Πηνίο εν σειρά με αντίσταση

Εν σειρά με το πηνίο συνδέεται μία αντίσταση. Το δικτύωμα LR που προκύπτει συνδέεται εν σειρά με μία πηγή εναλλασσόμενης τάσης.



Εικόνα 58. Μέτρηση πηνίου-μέθοδος δεύτερη.

Οι εξισώσεις για το κύκλωμα έχουν ως εξής

$$V(t) = V_0 \sin(\omega * t)$$

$$V_R(t) = i(t) * R$$

$$V_L(t) = L * \frac{di(t)}{dt}$$

$$V_L(t) = \frac{L}{R} * \frac{dV_R(t)}{dt}$$

Η αντίσταση R και το πηνίο L σχηματίζουν ένα διαιρέτη τάσης. Έστω η μιγαδική αντίσταση του πηνίου.

$$Z_L = j * \omega * L$$

$$Z_L = j * 2 * \pi * f * L$$

Για πολύ υψηλές συχνότητες, το ρεύμα στα άκρα του πηνίου είναι αμελητέο, ενώ για πολύ χαμηλές είναι άπειρο για ιδανική πηγή καθώς το πηνίο λειτουργεί ως βραχυκύκλωμα.

Από τη μιγαδική εξίσωση του διαιρέτη τάσης :

$$\left| \frac{V_L}{V} \right| = \left| \frac{Z_L}{R + Z_L} \right|$$

$$\left| \frac{V_L}{V} \right| = \left| \frac{j * \omega * L}{R + j * \omega * L} \right| =$$

$$\left| \frac{j * \omega * L}{R + j * \omega * L} * \frac{R - j * \omega * L}{R - j * \omega * L} \right| =$$

$$\left| \frac{j * \omega * R * L + \omega^2 * L^2}{R^2 + \omega^2 * L^2} \right| =$$

$$\frac{\omega * L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 * L^2}}$$

Παρατηρώντας σε δύο κανάλια του παλμογράφου τόσο την τάση της πηγής όσο και την τάση στα άκρα του πηνίου, εξακολουθούμε να αλλάζουμε την συχνότητα της πηγής τάσης (γεννήτρια), ώσπου να παρατηρηθεί ότι το πλάτος της τάσης στα άκρα του πηνίου είναι το μισό της τάσης τροφοδοσίας. Τότε θα ισχύει

$$\left| \frac{V_L}{V} \right| = \frac{1}{2}$$

$$\frac{\omega * L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 * L^2}} = \frac{1}{2}$$

Όπου

$$\omega = 2 * \pi i * f$$

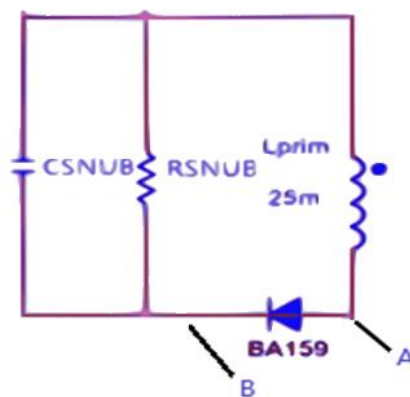
Τελικά

$$L = \frac{1}{\sqrt{3}} * \frac{R}{2 * \pi i * f}$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6. Snubber

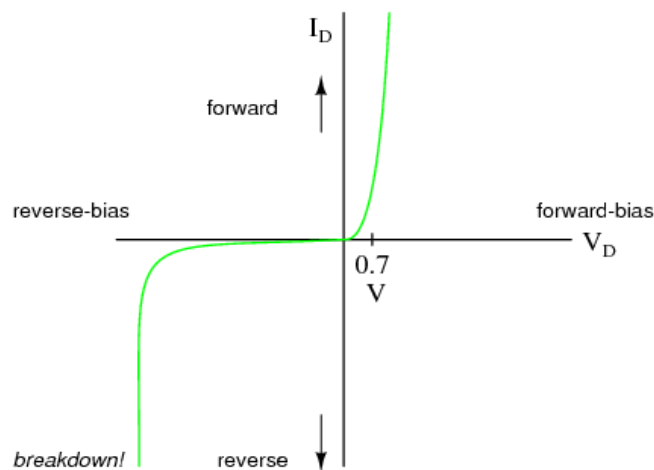
6.1. Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα αποδειχθεί η ανάγκη προσθήκης ενός υποκυκλώματος (SNUBBER) στα άκρα του πρωτεύοντος πηνίου. Σκοπός του κυκλώματος αυτού είναι η θερμική κατανάλωση της περίσσιας μαγνητικής ενέργειας που συσσωρεύεται στο πηνίο σε κάθε παλμό λειτουργίας του uc3842. Το δικτύωμα του snubber απαρτίζεται από έναν πυκνωτή και έναν αντιστάτη συνδεδεμένα παράλληλα στο πρωτεύον πηνίο, και μία διάοδο.



Εικόνα 59. Το δικτύωμα του snubber όπως συνδέεται στα άκρα του πρωτεύοντος πηνίου.

Λόγω της διάοδου, το δικτύωμα του snubber ενεργοποιείται μόνο όταν η διαφορά δυναμικού στα άκρα της διάοδου είναι $V_{AB} > 0.7V$



Εικόνα 60. Χαρακτηριστική καμπύλη ρεύματος – τάσης διάοδου. Η διάοδος άγει όταν το δυναμικό που αναπτύσσεται στα άκρα της είναι μεγαλύτερο των 0.7V

6.2. Κορεσμός του πυρήνα του μετασχηματιστή εξαιτίας του ρεύματος μαγνήτισης I_m

Στην προηγούμενη υποενότητα εξετάστηκε πώς περαιτέρω αύξηση του μαγνητικού πεδίου H εφόσον η ένταση B έχει μεγιστοποιηθεί, δεν συντελεί στην περαιτέρω μαγνήτιση του πυρήνα του μετασχηματιστή. Στον μετασχηματιστή, σε κατάσταση οδήγησης φορτίου κυκλοφορούν όπως είδαμε δύο ρεύματα. Το ρεύμα μαγνήτισης I_m και το ρεύμα φορτίου I_L . Υπεύθυνο για τη δημιουργία της μαγνητικής ροής στον πυρήνα είναι το I_m . Το I_L εμφανίζεται προσεγγιστικά σαν μια dc συνιστώσα ρεύματος και συνεπώς δεν μπορεί να δημιουργήσει μαγνητικό πεδίο. Συνεπώς ο κορεσμός του πυρήνα του μετασχηματιστή εξαρτάται κατά κύριο λόγο από το ρεύμα μαγνήτισης.

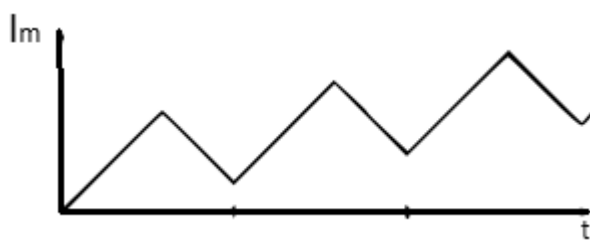
Στην λειτουργία του forward converter, εν αντιθέσει με το I_L που μετά από μία σύντομη μεταβατική κατάσταση σταθεροποιείται γύρω από μια dc τιμή με μία μικρή διακύμανση, το I_m δεν μπορεί να σταθεροποιηθεί αν δεν παρεμβληθεί επιπλέον δικτύωμα.

Όταν ο converter ξεκινάει να λειτουργεί και το MOSFET μεταβαίνει για πρώτη φορά στην κατάσταση αγωγής το I_m αρχίζει να αυξάνεται γραμμικά σύμφωνα με την σχέση

$$\frac{dI_m}{dt} = \frac{V_{in}}{L_{prim}} \quad (6.2 - 1)$$

Όταν κλείνει το MOSFET, έχει φτάσει σε μία τιμή $I_{m,peak1}$.

Αν μέχρι τον επόμενο χρόνο που το MOSFET θα επανέλθει στην κατάσταση αγωγής, το πηνίο δεν έχει προλάβει να εκφορτιστεί, τότε σε κάθε παλμό το I_m θα ξεκινάει να αυξάνεται γραμμικά από την τιμή που είχε φτάσει στον προηγούμενο κύκλο.

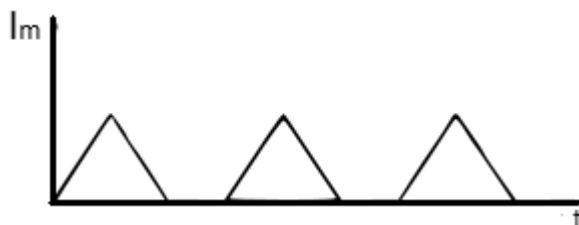


Εικόνα 61. Το ρεύμα μαγνήτισης δεν εκφορτίζεται εντελώς σε κάθε παλμό (μη θεμιτή συμπεριφορά)

Αυτή η κατάσταση μπορεί να οδηγήσει γρήγορα σε κορεσμό του πυρήνα, καθώς το μαγνητικό πεδίο H θα αυξάνεται όλο και περισσότερο σε κάθε παλμό. Στην αρχή αυτό θα συντελεί στην γραμμική αύξηση της μαγνήτισης του υλικού του πυρήνα και άρα στην ένταση του πεδίου B . Ωστόσο από ένα σημείο και μετά, όπως είδαμε, η αύξηση του μαγνητικού πεδίου δεν θα οδηγεί σε αύξηση του B , συνεπώς σε κάθε παλμό, ο

μετασχηματιστής θα εμφανίζει ολοένα και μεγαλύτερες απώλειες και σταδιακή υπερθέρμανση. Τελικά λόγω του πολύ υψηλού ρεύματος που θα κυκλοφορεί στα τυλίγματα του μετασχηματιστή θα προκληθεί καταστροφή των τυλιγμάτων του.

Στα επόμενα θα φανεί πως η χρήση ενός κυκλώματος snubber βοηθά και σε αυτό το πρόβλημα.



Εικόνα 62. Το ρεύμα μαγνήτισης εκφορτίζεται εντελώς σε κάθε παλμό (θεμιτή συμπεριφορά)

6.3. Θεωρητικός υπολογισμός παρασιτικής χωρητικότητας πρωτεύοντος πηνίου

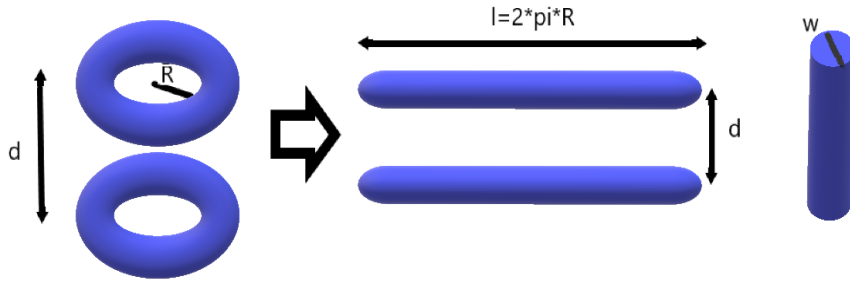
Η παρασιτική χωρητικότητα ενός πηνίου ερμηνεύεται κυκλωματικά ως μία χωρητικότητα παράλληλα συνδεδεμένη με αυτό. Παρακάτω υπολογίζεται θεωρητικά και πειραματικά η παρασιτική χωρητικότητα του πρωτεύοντος πηνίου που τυλίξαμε στον μετασχηματιστή.

6.3.1. Χωρητικότητα μεταξύ δύο τυλιγμάτων ενός πηνίου τυλιγμένου σε πυρήνα κυλινδρικής διατομής

Ακολουθεί υπολογισμός της χωρητικότητας μεταξύ δύο παράλληλων συρμάτων για μήκος $2 * \pi r * R$, όπου R η ακτίνα του κυλινδρικού πυρήνα. Ο τύπος που δίνει την χωρητικότητα είναι

$$C = \epsilon_0 * \epsilon * \frac{A}{d} \quad (6.3.1 - 1)$$

όπου A η επιφάνεια της κάθε πλάκας του πυκνωτή και d η απόσταση μεταξύ των δύο πλακών.



Εικόνα 63. Γεωμετρικά χαρακτηριστικά δύο σπειρών πρωτεύοντος πηνίου.

Εν προκειμένω, η επιφάνεια της κάθε πλάκας του πυκνωτή που σχηματίζεται μεταξύ των δύο συρμάτων είναι προσεγγιστικά ίση με το μήκος l του κυλίνδρου επί τη διάμετρο w της κυλινδρικής διατομής του σύρματος.

$$A = l * w \quad (6.3.1 - 2)$$

Λόγω των παραπάνω ο τύπος γίνεται

$$C = \epsilon_0 * \epsilon * \frac{l * w}{d} \quad (6.3.1 - 3)$$

$$C = \epsilon_0 * \epsilon * \frac{2 * \pi * R * w}{d} \quad (6.3.1 - 4)$$

6.3.2. Συνολική κατανεμημένη χωρητικότητα μεταξύ των τυλιγμάτων ενός πηνίου τυλιγμένου σε πυρήνα κυλινδρικής διατομής

Για N σπείρες ισχύει ότι :

$$C_{ολ} = (N - 1) * \epsilon_0 * \epsilon * \frac{2 * \pi * R * w}{d} \quad (6.3.2 - 1)$$

ϵ_0 είναι η διηλεκτρική σταθερά του κενού, ενώ ϵ είναι η διηλεκτρική σταθερά του πλαστικού που περιβάλλει το σύρμα του μετασχηματιστή .

Το R υπολογίζεται από τη διατομή του πυρήνα του μετασχηματιστή A_e

$$A_e = \pi * R^2 \quad (6.3.2 - 2)$$

$$R = \sqrt{\frac{A_e}{\rho l}} \quad (6.3.2 - 3)$$

Η διάμετρος του σύρματος που χρησιμοποιήσαμε είναι 0.3mm.

Άρα

$$w \approx 0.3mm$$

Το d είναι η μέση απόσταση μεταξύ δύο σπειρών του τυλίγματος. Επειδή οι σπείρες έχουν τυλιχτεί σφικτά μεταξύ τους, η απόσταση που έχουν είναι πολύ μικρή. Μία μέση εκτίμηση είναι

$$d \approx 0.1mm$$

Σε αυτή την απόσταση μπορεί να συνυπολογιστεί και το πάχος του πλαστικού που περιβάλλει το σύρμα, που είναι περίπου 0.05mm.



Εικόνα 64. Απόσταση μεταξύ των σπειρών

Οπότε τελικά εκτιμάται ότι

$$d \approx 0.15mm$$

Η διηλεκτρική σταθερά (ϵ) του υλικού που περιβάλλει το καλώδιο που χρησιμοποιείται για την τύλιξη του μετασχηματιστή κυμαίνεται μεταξύ του 3 και του 4 στις συχνότητες τάξεως 100-500 khz όπου λειτουργεί το uc3842. Για τον υπολογισμό της παρασιτικής χωρητικότητας του πρωτεύοντος επιλέχθηκε $\epsilon \approx 3.2$. Η επιλογή αυτή συνάδει με τα αποτελέσματα της πειραματικής μέτρησης της παρασιτικής χωρητικότητας του πηνίου. .

6.3.3. Θεωρητικός υπολογισμός κατανεμημένης χωρητικότητας του πρωτεύοντος πηνίου του μετασχηματιστή

Με βάση τα παραπάνω, συνδυάζοντας τις σχέσεις (6.3.2-1) και (6.3.2-3) προκύπτει τελικά ότι η συνολική παρασιτική χωρητικότητα του πηνίου μπορεί να υπολογιστεί από την ακόλουθη σχέση

$$C_{L,PRIM} = (N_P - 1) * \epsilon_0 * \epsilon * \frac{2 * \pi * w}{d} * \sqrt{\frac{A_e}{\pi}} \quad (6.3.3 - 1)$$

Από τα προηγούμενα

→ $N_P = 110$, η τελική επιλογή των σπειρών του πρωτεύοντος πηνίου (κεφάλαιο 5).

→ $\epsilon_0 \approx 8.854 * 10^{-12}$, η διηλεκτρική σταθερά του κενού.

→ $\epsilon \approx 3.2$, η διηλεκτρική σταθερά του πλαστικού που περιβάλλει το σύρμα του μετασχηματιστή.

→ $w \approx 0.3 \text{ mm}$, η διάμετρος του σύρματος που χρησιμοποιήθηκε για τα τυλίγματα.

→ $d \approx 0.15 \text{ mm}$, η απόσταση μεταξύ των σπειρών του τυλίγματος.

→ $A_e = 52.5 * 10^{-6}$, effective area του πυρήνα που χρησιμοποιείται.

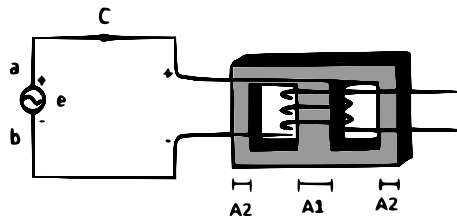
Τελικά

$$C_{L,PRIM} = (110 - 1) * 8.854 * 10^{-12} * 3.2 * \frac{2 * \pi * 0.3 * 10^{-3}}{0.15 * 10^{-3}} * \sqrt{\frac{52.5 * 10^{-6}}{\pi}}$$

$$C_{L,PRIM} = 158.64 \text{ pF}$$

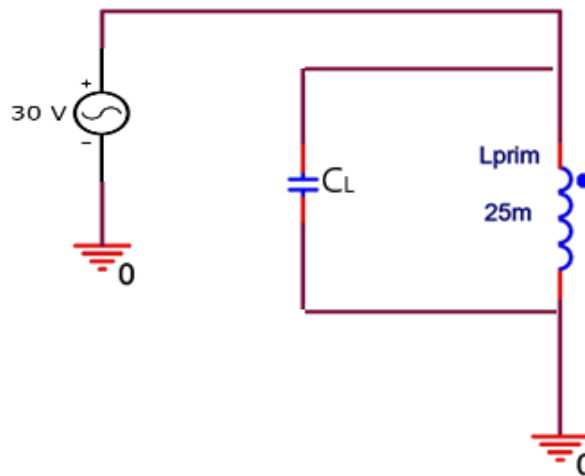
6.3.4. Πειραματικός υπολογισμός κατανεμημένης χωρητικότητας πρωτεύοντος πηνίου

Τα παραπάνω αποτελέσματα αποτελούν μία θεωρητική εκτίμηση της παρασιτικής χωρητικότητας του πηνίου του μετασχηματιστή. Προκειμένου να υπολογιστεί η πραγματική τιμή της παρασιτικής χωρητικότητας, πρέπει να μετρηθεί πειραματικά. Για το λόγο αυτό, το πρωτεύον του μετασχηματιστή συνδέθηκε με γεννήτρια εναλλασσόμενης τάσης :



Εικόνα 65. Σύνδεση πρωτεύοντος μετασχηματιστή με γεννήτρια.

Λαμβάνοντας υπόψη τη χωρητικότητα του πηνίου, το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 66. Κύκλωμα μέτρησης παρασιτικής χωρητικότητας C_L πηνίου

Η παρασιτική χωρητικότητα εμφανίζεται σαν μία χωρητικότητα παράλληλα συνδεδεμένη με το πηνίο. Η μέγιστη τάση που μπορεί να παράξει η γεννήτρια είναι 30V. Παρόλο που αυτή δεν είναι η πραγματική τάση που εμφανίζεται στο μετασχηματιστή, αρκεί για να εκτιμηθεί κατά προσέγγιση η χωρητικότητα.

Η σχέση που δίνει την συχνότητα στην οποία συντονίζεται ένα δικτύωμα LC είναι

$$f_{\text{συντονισμού}} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}} \quad (6.3.4 - 1)$$

$$C = \frac{1}{4 * \pi^2 * f_{\text{συντονισμού}}^2 * L} \quad (6.3.4 - 2)$$

Πρώτα τα probes του παλμογράφου συνδέονται στα άκρα του πηνίου. Κοιτώντας την οθόνη του παλμογράφου μεταβάλλουμε την συχνότητα της γεννήτριας. Όταν παρατηρηθεί μια ξαφνική αλλαγή στο πλάτος της κυματομορφής σημαίνει ότι

εμφανίζεται συντονισμός στην συγκεκριμένη συχνότητα. Καθώς το L είναι γνωστό υπολογίζεται το C.

Τα αποτελέσματα αυτής της μέτρησης δώσανε ότι η παρασιτική χωρητικότητα του πρωτεύοντος είναι περίπου

$$C_{L,PRIM} = 100 \text{ pF}$$

που είναι πολύ κοντά στο θεωρητικό αποτέλεσμα.

6.4. Υπολογισμός παρασιτικής χωρητικότητας MOSFET

Η παρασιτική χωρητικότητα που παρουσιάζει στα άκρα εκπομπού και συλλέκτη του ένα MOSFET, υπολογίζεται από τον τύπο

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} \quad (6.5 - 1)$$

Ονομασίες:

C_{oss} “Output capacitance” και C_{rss} “Reverse transfer capacitance”

Από το φύλλο κατασκευαστή του MOSFET 5nk80 που χρησιμοποιήθηκε

$$\rightarrow C_{oss} = 98 \text{ pF} \quad \text{και} \quad \rightarrow C_{rss} = 20 \text{ pF}$$

Άρα προκύπτει ότι η παρασιτική χωρητικότητα στα άκρα του MOSFET είναι

$$C_{ds} = 78 \text{ pF}$$

6.5. Συνολική παρασιτική χωρητικότητα C_{lump}

Η κύρια παρασιτική χωρητικότητα που επηρεάζει την απόκριση του πρωτεύοντος, είναι η χωρητικότητα του MOSFET. Η παρασιτική χωρητικότητα του πηνίου συντελεί μόνο στην αύξηση του ρεύματος που περνάει στο MOSFET όταν βραχυκυκλώνεται, οπότε είναι επιθυμητή η ελάττωση του.

Για τα επόμενα θεωρούμε ότι προσεγγιστικά η συνολική παρασιτική χωρητικότητα του πρωτεύοντος είναι η παρασιτική χωρητικότητα του MOSFET.

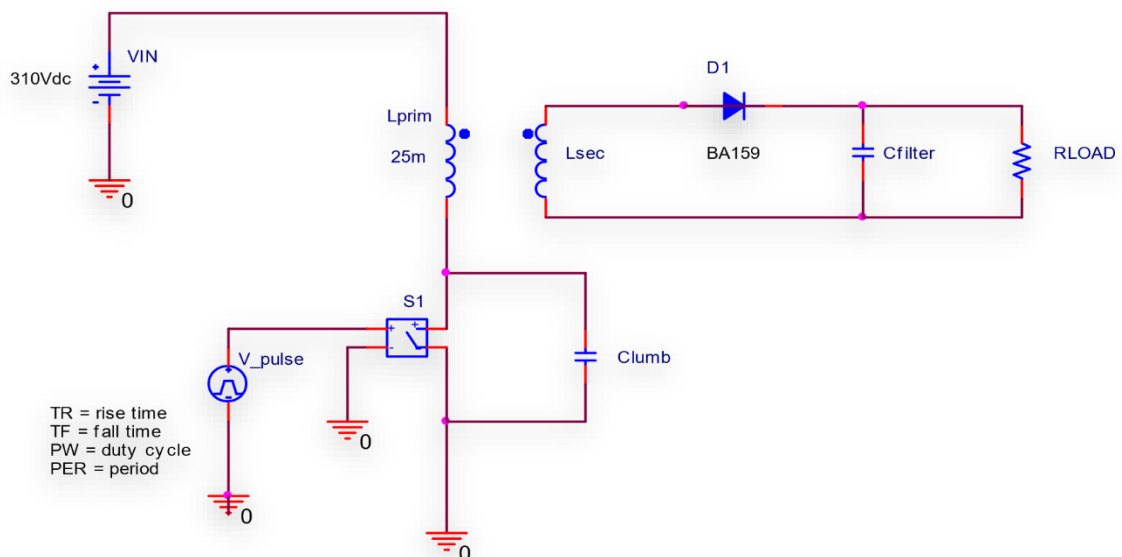
$$C_{lump} \approx 70 \text{ pF}$$

6.6. Λειτουργία χωρίς SNUBBER

Στα επόμενα θα αποδειχθεί πως στα άκρα του MOSFET (drain (d) και source (s)) χωρίς την προσθήκη του SNUBBER αναπτύσσονται τεράστιες διαφορές δυναμικού που δύνανται εύκολα να το καταστρέψουν καθώς ξεπερνάνε σε πολύ μεγάλο βαθμό τις προδιαγραφές του. Θα γίνει ανάλυση στις διαφορετικές χρονικές φάσεις λειτουργίας του κυκλώματος και σε κάθε φάση θα απεικονίζεται η τάση V_{ds} που αναπτύσσεται στα άκρα του MOSFET.

6.6.1. Το κύκλωμα χωρίς το SNUBBER

Παρακάτω παρουσιάζεται το βασικό σχηματικό του τροφοδοτικού. Το τσιπ παραγωγής τετραγωνικών παλμών uc3842 προσομοιάζεται με την γεννήτρια τετραγωνικών παλμών. Για απλότητα δεν έχουν συμπεριληφθεί η αντίσταση του πρωτεύοντος πηνίου και η αντίσταση R_{sense} που τοποθετείται σε σειρά με το πρωτεύον για την ανάδραση ρεύματος που υλοποιείται μέσω των υποκυκλωμάτων του uc3842. Η R_{sense} όπως θα δούμε κυμαίνεται κοντά στα 20Ωm οπότε δεν επιδρά σημαντικά στην συμπεριφορά του κυκλώματος. Επίσης δεν έχουν συμπεριληφθεί τα υπόλοιπα τυλίγματα του μετασχηματιστή παρ' όλο που κι αυτά μεταφέρουν ισχύ σε φορτία από το πρωτεύον. Στα επόμενα λοιπόν, όταν αναφερόμαστε στο δευτερεύον αναφερόμαστε σε όλα τα δευτερεύοντα τυλίγματα του μετασχηματιστή συνολικά. Επίσης ως φορτίο R_{LOAD} ορίζεται το συνολικό φορτίο όλων των δευτερευόντων τυλιγμάτων του μετασχηματιστή.



Εικόνα 67. Τοπολογία κυκλώματος χωρίς snubber.

Σημείωση Το L_{prim} ουσιαστικά αποτελείται από το άθροισμα $L_{prim,mag} + L_{prim,leak}$, όπου θεωρούμε το $L_{prim,leak}$ αμελητέο. Ως $L_{prim,leak}$ ορίζεται η παρασιτική αυτεπαγωγή του πρωτεύοντος πηνίου

6.6.2. Οι φάσεις λειτουργίας στην μόνιμη κατάσταση.

Θα αναλυθεί η συμπεριφορά του παραπάνω κυκλώματος ως προς το χρόνο. Κυριότερα μας ενδιαφέρει η κυματομορφή της τάσης που αναπτύσσεται στα άκρα του MOSFET, η οποία περιγράφεται από τις παρακάτω φάσεις:

Ως φάση 1 ορίζεται το χρονικό διάστημα από το κλείσιμο του διακοπτικού στοιχείου (MOSFET), μέχρι το άνοιγμα του.

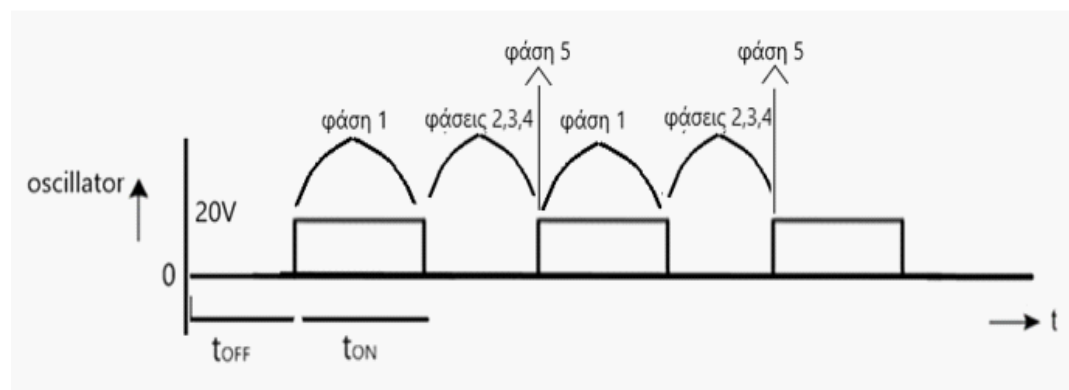
Ως φάση 2 ορίζεται το χρονικό διάστημα από το άνοιγμα του διακοπτικού στοιχείου, μέχρι την ανοιχτοκύκλωση της διόδου του δευτερεύοντος.

Ως φάση 3 ορίζεται το χρονικό διάστημα από την ανοιχτοκύκλωση της διόδου του δευτερεύοντος, μέχρι την στιγμή που ξεκινά και πάλι να άγει.

Ως φάση 4 ορίζεται το χρονικό διάστημα από την στιγμή που η διάδος ξεκινά και πάλι να άγει, μέχρι την στιγμή που το διακοπτικό στοιχείο ξεκινά να κλείνει.

Ως φάση 5 ορίζεται το χρονικό διάστημα που απαιτείται για την πλήρη ανοιχτοκύκλωση του διακοπτικού στοιχείου.

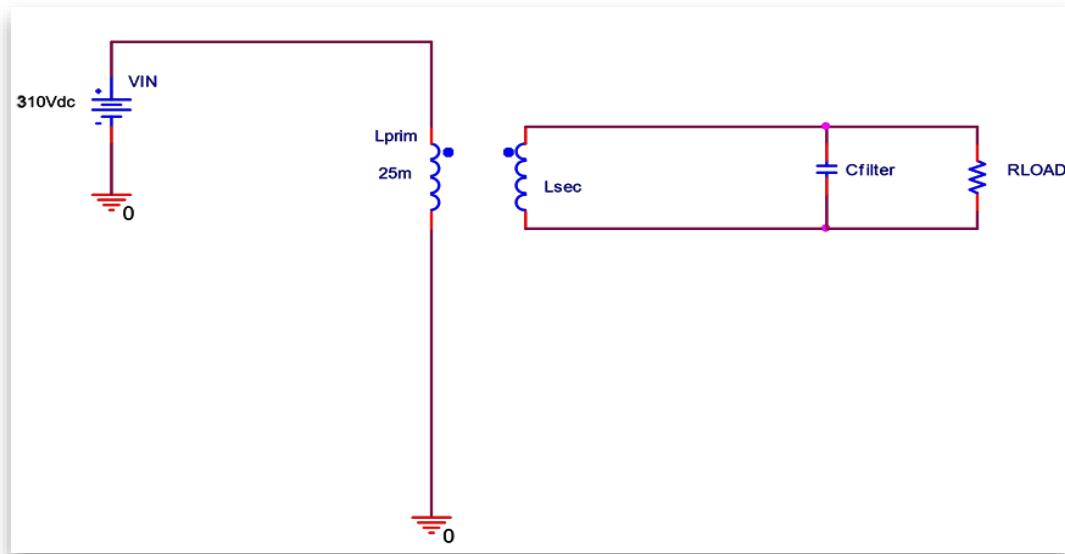
Όλα τα παραπάνω χρονικά διαστήματα επαναλαμβάνονται κυκλικά στο χρόνο.



Εικόνα 68. Τα προς ανάλυση χρονικά διαστήματα του κυκλώματος

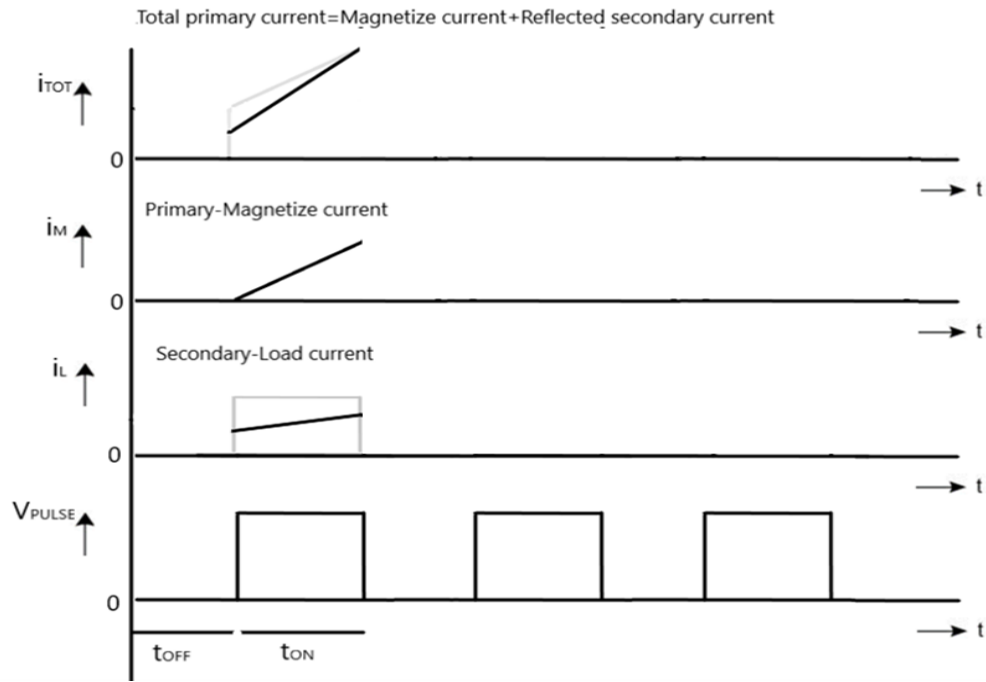
6.6.2.1. Φάση 1: Το χρονικό διάστημα από το κλείσιμο του διακοπτικού στοιχείου (MOSFET) μέχρι το άνοιγμα του

Ο διακόπτης S1 είναι κλειστός. Καθ' όλη τη διάρκεια της φάσης 1 η τάση στα άκρα του πρωτεύοντος πηνίου είναι ίση με τη τάση της πηγής, ενώ η τάση στα άκρα του MOSFET είναι μηδενική. Θα χρειαστεί να γίνει κυκλωματική ανάλυση έτσι ώστε να εξαχθούν οι αρχικές συνθήκες ρεύματος για την επόμενη φάση.



Εικόνα 69. Φάση 1: Το MOSFET βραχυκυκλώνεται. Η δίοδος του δευτερεύοντος βραχυκυκλώνεται.

Όπως παρουσιάστηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, το ρεύμα που διαρρέει το πρωτεύον αποτελείται από το ρεύμα μαγνήτισης I_m και το ρεύμα φορτίου I_{LP} , που οφείλεται στο ρεύμα που διαρρέει το δευτερεύον λόγω του φορτίου R_{LOAD} . Το συνολικό ρεύμα που διαρρέει το πρωτεύον ισούται με $I_{TOT} = I_m + I_{LP}$.



Εικόνα 70. Τα ρεύματα πρωτεύοντος και φορτίου στη φάση 1

Για το I_m ισχύει ότι

$$V_L = L_P * \frac{di_m}{dt} \quad (6.6.2.1 - 1)$$

$$di_m = \frac{V_L}{L_P} * dt \quad (6.6.2.1 - 2)$$

Ολοκληρώνοντας

$$\int_0^{i_{m,peak}} di_m = \int_0^{t_{on}} \frac{V_L}{L_P} * dt$$

όπου

$$t_{on} = duty\ cycle * T_{period} \quad (6.6.2.1 - 3)$$

και

$$V_L = V_{in} \quad (6.6.2.1 - 4)$$

Άρα

$$I_{m,peak} = \frac{V_{in}}{L_P} * duty_{cycle} * T_{period} \quad (6.6.2.1 - 5)$$

Για το i_{Lp} ισχύει

$$i_{Lp} = i_{Ls} * \frac{N_{sec}}{N_{prim}}$$

Το i_{Ls} προσεγγιστικά ισούται περίπου με (δεν λαμβάνεται υπόψη η τριγωνική διακύμανση που εμφανίζεται)

$$i_{Ls} = \frac{v_{sec}}{R_{LOAD}}$$

Άρα η εξίσωση γίνεται

$$i_{Lp} = \frac{v_{sec}}{R_{LOAD}} * \frac{N_{sec}}{N_{prim}} = \frac{v_{sec}}{R_{LOAD}} * \frac{V_{sec}}{V_{prim}} = \frac{V_{sec}^2}{V_{prim} * R_{LOAD}} \quad (6.6.2.1 - 6)$$

Τέλος,

$$V_{sec} = V_{prim}/2 \quad \text{Άρα}$$

$$i_{Lp} = \frac{V_{prim}}{4 * R_{LOAD}} \quad (6.6.2.1 - 7)$$

Αν η ισχύς που ο μετασχηματιστής δίνει στο φορτίο είναι P τότε

$$P = V_{sec} * I_{Ls} = \frac{V_{prim}}{2} * i_m * \frac{N_{prim}}{N_{sec}} \quad (6.6.2.1 - 8)$$

$$\text{Και αφού } \frac{N_{prim}}{N_{sec}} = 2,$$

$$P = V_{prim} * i_{Lp} \Rightarrow$$

$$I_{i_{Lp}} = \frac{P}{V_{prim}} \quad (6.6.2.1 - 9)$$

Συγκεντρωτικά

$$I_{m,peak} = \frac{V_{in}}{L_p} * \text{duty cycle} * T_{period} \quad (6.6.2.1 - 10)$$

Και

$$i_{Lp} = \frac{P}{V_p} \quad (6.6.2.1 - 11)$$

Έχουμε υπολογίσει:

$$L_p = 20mH$$

$$V_{in} = 310V$$

$$P = 13W \text{ (λόγω efficiency)}$$

Η συχνότητα είναι περίπου 110kHz , άρα

$$T_{period} = \frac{1}{110000} = 9\mu sec$$

Και το duty cycle κυμαίνεται από 0.2 έως 0.7 μέγιστο προσεγγιστικά.

Για duty cycle=0.5 : $t_{on} = 0.5 * T_{period} = 4.5\mu sec$. Άρα

$$I_{m,peak} = \frac{310V}{0.02H} * 0.5 * 9\mu sec$$

$$I_{m,peak} = 0.07A$$

Και

$$i_{Lp} = \frac{13W}{310V} = 0.042A$$

$$I_{TOT,peak} = I_{m,peak} + i_{Lp} = 0.112A$$

Η τάση στα άκρα του MOSFET ως τη φάση 1

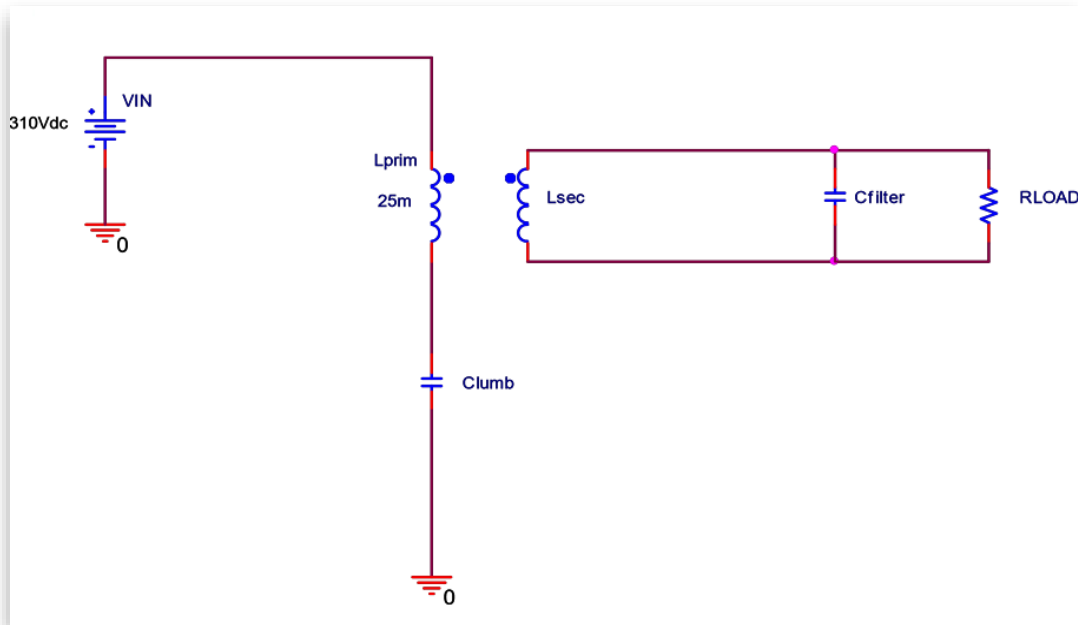
Όπως αναφέρθηκε, σε όλο αυτό το χρονικό διάστημα η τάση που εμφανίζεται στα άκρα του MOSFET είναι μηδενική.



Εικόνα 71. Τάση που αναπτύχθηκε στα άκρα του MOSFET κατά τη φάση 1

6.6.2.2. Φάση 2: Το χρονικό διάστημα από το άνοιγμα του MOSFET, μέχρι την ανοιχτοκύκλωση της διόδου του δευτερεύοντος

Ο διακόπτης S2 ανοίγει. Το κύκλωμα που προκύπτει στιγμιαία είναι το παρακάτω.



Εικόνα 72. Φάση 2: Το MOSFET ανοιχτοκυκλώνεται και εμφανίζει παρασιτική χωρητικότητα. Η διόδος του δευτερεύοντος ξεκινά να ανοιχτοκυκλώνεται.

Ακολουθεί κυκλωματική ανάλυση του παραπάνω κυκλώματος.

6.6.2.2.1. Πρωτεύον

Πρόκειται για ένα LC κύκλωμα με DC τάση τροφοδοσίας με τις παρακάτω αρχικές συνθήκες.

$$I_{Lo} = I_{Lp} + I_m = 0.112A$$

$$V_{Co} = 0V$$

$$V_{Lo} = V_{IN}$$

όπου I_{Lo} , η αρχική συνθήκη του ρεύματος του πρωτεύοντος πηνίου, V_{Co} , η αρχική συνθήκη της τάσης στα άκρα του MOSFET και V_{Lo} , η αρχική συνθήκη της τάσης στα άκρα του πρωτεύοντος πηνίου.

Ακολουθεί κυκλωματική ανάλυση και εξαγωγή εξισώσεων για το δεδομένο κύκλωμα.

Ο νόμος τάσεως Kirchhoff για τον βρόχο V_{in}, L_{prim} και C_{lump} δίνει

$$V_{IN} - \left(L_{prim} * \frac{di}{dt} \right) - \left(\frac{1}{C_{lump}} * \int I_{prim} \right) = 0 \quad (6.6.2.2 - 1)$$

Παραγωγίζοντας ως προς τον χρόνο,

$$0 - \left(L_{prim} * \frac{d^2i}{dt^2} \right) - \left(\frac{1}{C_{lump}} * I_{prim} \right) = 0$$

Τελικά

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{i}{C_{lump} * L_{prim}} = 0 \quad (6.6.2.2 - 2)$$

Η γενική λύση της παραπάνω διαφορικής δίνεται από την σχέση :

$$i = A * \sin(\omega * t) + B * \cos(\omega * t) \quad (6.6.2.2 - 2a)$$

όπου

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_{lump} * L_{prim}}} = 2 * \pi * f \quad (6.6.2.2 - 2\beta)$$

Την χρονική στιγμή $t=0$

$$i(0) = A * \sin(\omega * 0) + B * \cos(\omega * 0) =>$$

$$B = i(0) = I_{L0}$$

Αφού $V_L = L * \frac{di}{dt}$ η σχέση για το ρεύμα i δίνει

$$V_L = L_{prim} * (A * \omega * \cos(\omega * t) - B * \omega * \sin(\omega * t)) \quad (6.6.2.2 - 3)$$

Την χρονική στιγμή $t=0$

$$V_L(0) = L_{prim} * (A * \omega * \cos(\omega * 0) - B * \omega * \sin(\omega * 0)) =>$$

$$A = \frac{V_L(0)}{L_{prim} * \omega} = \frac{V_{in} - V_{Co}}{L_{prim} * \omega}$$

Όπου επειδή $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{prim} * C_{lump}}}$, λαμβάνεται

$$A = (V_{in} - V_{Co}) * \sqrt{\frac{C_{lump}}{L_{prim}}} \quad (6.6.2.2 - 4)$$

Άρα η τελική εξίσωση του ρεύματος σε ολόκληρο τον βρόχο, είναι

$$i = (V_{in} - V_{Co}) * \sqrt{\frac{C_{lump}}{L_{prim}}} * \sin(\omega * t) + I_{L0} * \cos(\omega * t) \quad (6.6.2.2 - 5)$$

Επειδή $V_L = L * \frac{di}{dt}$ η εξίσωση της τάσης στα άκρα του πηνίου είναι

$$V_L = L_{prim} * (V_{in} - V_{Co}) * \sqrt{\frac{C_{lump}}{L_{prim}}} * \omega * \cos(\omega * t) - I_{L0} * \omega * \sin(\omega * t) \quad (6.6.2.2 - 6)$$

Όπου επειδή $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{prim} * C_{lump}}}$, λαμβάνεται τελικά

$$V_L = (V_{in} - V_{Co}) * \cos(\omega * t) - I_{L0} * \frac{1}{\sqrt{L_{prim} * C_{lump}}} * \sin(\omega * t) \quad (6.6.2.2 - 7)$$

Η τάση στα άκρα του πυκνωτή είναι

$$V_C = V_{in} - V_L \quad (6.6.2.2 - 8)$$

Δηλαδή

$$V_C = V_{in} - (V_{in} - V_{Co}) * \cos(\omega * t) - I_{L0} * \frac{1}{\sqrt{L_{prim} * C_{lump}}} * \sin(\omega * t)$$

ή

$$V_C = V_{in} * (1 - \cos(\omega * t)) + V_{Co} * \cos(\omega * t) - I_{L0} * \frac{1}{\sqrt{L_{prim} * C_{lump}}} * \sin(\omega * t) \quad (6.6.2.2 - 9)$$

Συγκεντρωτικά οι σχέσεις της ανωτέρω τοπολογίας είναι οι ακόλουθες

$$i = (V_{in} - V_{Co}) * \sqrt{\frac{C_{lump}}{L_{prim}}} * \sin(\omega * t) + I_{L0} * \cos(\omega * t) \quad (1)$$

$$V_L = (V_{in} - V_{Co}) * \cos(\omega * t) - I_{L0} * \frac{1}{\sqrt{L_{prim} * C_{lump}}} * \sin(\omega * t) \quad (2)$$

$$V_C = V_{in} * (1 - \cos(\omega * t)) + V_{Co} * \cos(\omega * t) - I_{L0} * \frac{1}{\sqrt{L_{prim} * C_{lump}}} * \sin(\omega * t) \quad (3)$$

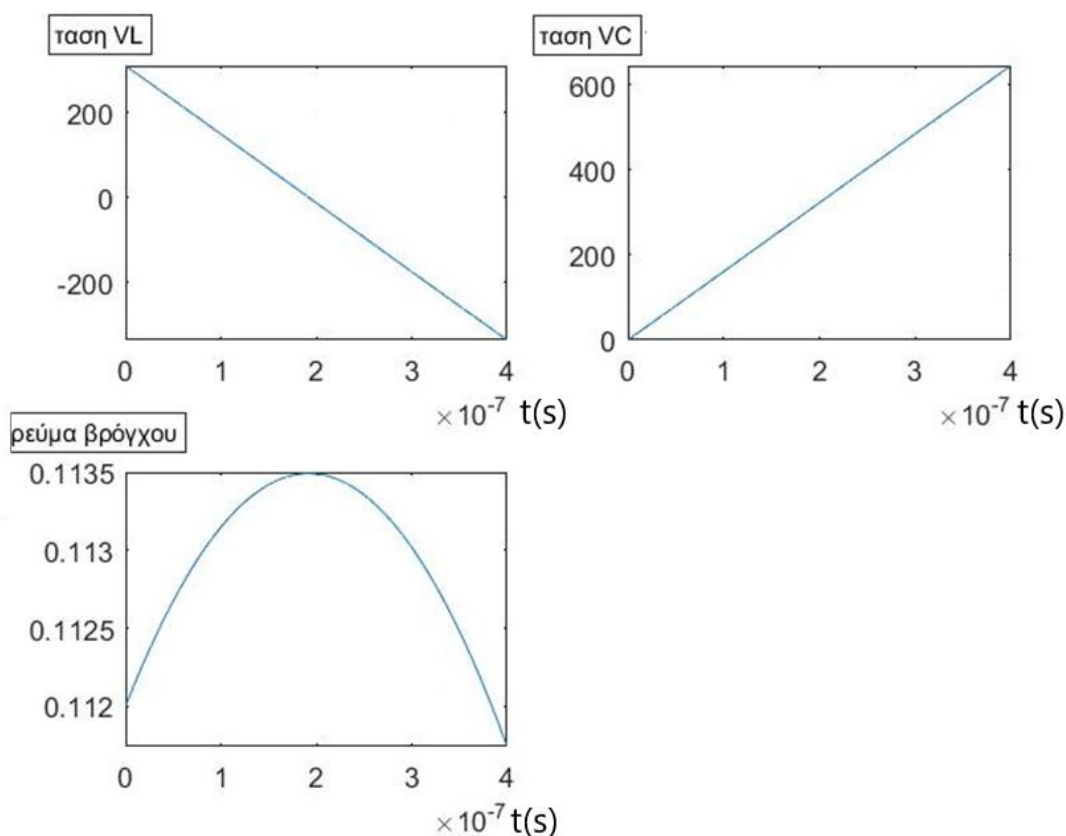
και οι αρχικές συνθήκες της φάσης 2:

$$I_{L0} = I_{Lp} + I_m = 0.112A$$

$$V_{Co} = 0V$$

$$V_{Lo} = V_{IN}$$

Για τη προσομοίωση της συμπεριφοράς του κυκλώματος μέχρι το τέλος της φάσης 2 υλοποιήθηκε κώδικας σε Matlab που χρησιμοποιεί τις εξισώσεις (1),(2) και (3) για να παράγει τις κυματομορφές της τάσης του πηνίου, της τάσης του MOSFET και του συνολικού ρεύματος ($I_{TOT} = I_{Lp} + I_m$) που κυκλοφορεί στο πρωτεύον πηνίο. Ο κώδικας που χρησιμοποιείται ονομάζεται SNUBBER1.m και παρουσιάζεται στο τέλος του κεφαλαίου.



Εικόνα 73. Οι αποκρίσεις του κυκλώματος για τη φάση 2

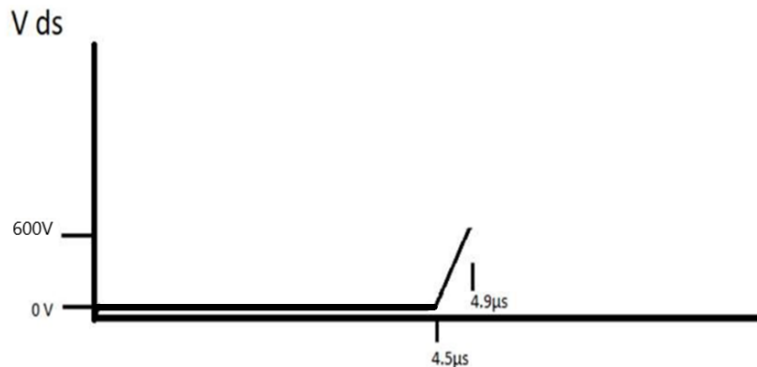
Οι παραπάνω εξισώσεις ισχύουν μέχρι να σταματήσει να άγει η διάδος D1 στο δευτερεύον (δηλαδή για $0.4\mu s$) διότι στη συνέχεια, λόγω της λειτουργίας του μετασχηματιστή, στο πρωτεύον παύει να υπάρχει ρεύμα φορτίου I_{Lp} , αλλά μόνο I_m , οπότε πρέπει να επαναδιατυπωθεί το πρόβλημα με νέες αρχικές συνθήκες.

6.6.2.2.2. Δευτερεύον

Από τη χρονική στιγμή που ξεκινάει η ταλάντωση στο πρωτεύον πηνίο και η τάση στα άκρα του ξεκινάει να μειώνεται, η διάδος στο δευτερεύον ξεκινά να ανοιχτοκυκλώνεται .

Ο χρόνος που χρειάζεται για να σταματήσει να άγει η διάδος D1 είναι περίπου 400 nsec=0.4 μsec. Όταν η διάδος έχει ανοιχτοκυκλωθεί, στο πρωτεύον δεν εμφανίζεται ρεύμα φορτίου I_{Lp} , και επομένως πρέπει να επαναδιατυπωθεί το πρόβλημα με νέες αρχικές συνθήκες. Τελικά η φάση 2 διήρκησε 0.4 μsec.

Η τάση στα άκρα του MOSFET ως τη φάση 2



Εικόνα 74. Τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του MOSFET μέχρι το τέλος της φάσης

2.

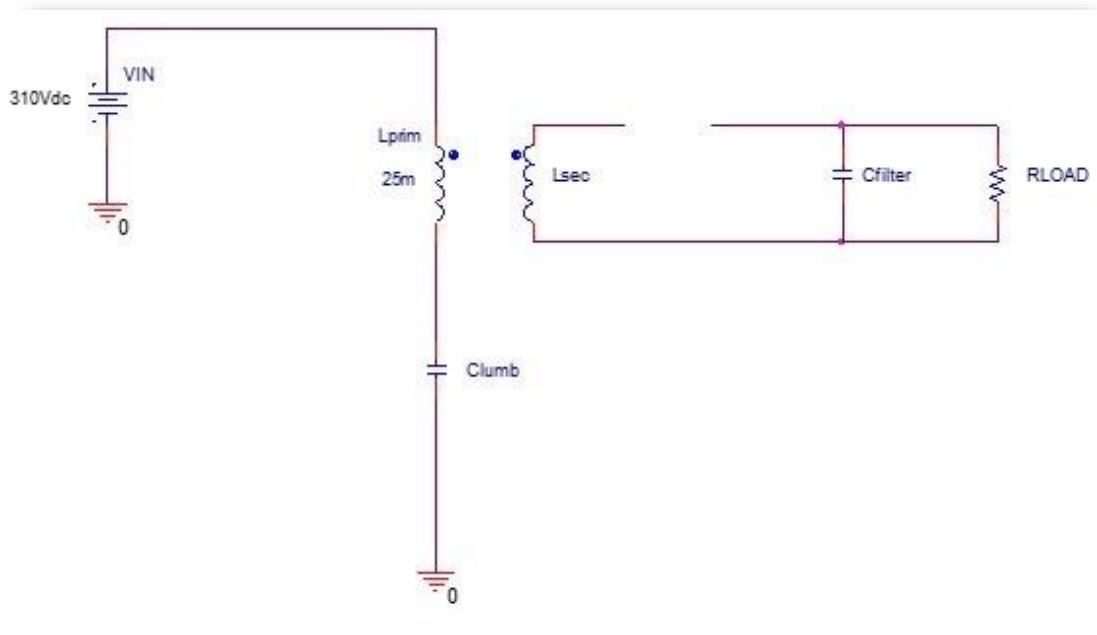
Θα ήταν καλύτερη η επιλογή μιας πιο γρήγορης διόδου στο δευτερεύον πηνίο έτσι ώστε να μην προλάβει να αναπτυχθεί τόσο μεγάλο δυναμικό στα άκρα του MOSFET, αλλά έγινε επιλογή από τα υλικά που είχε διαθέσιμο το εργαστήριο.

6.6.2.2.3. Η επιδραση της παρασιτικής χωρητικότητας

Μία ελάχιστη αύξηση στην παρασιτική χωρητικότητα μπορεί να βοηθήσει καθοριστικά στην ελάττωση του ρυθμού ανόδου της τάσης. Επαναλαμβάνοντας τα προηγούμενα βήματα, παρατηρείται ότι αν θεωρηθεί ότι $C_{lump} = 100\text{pF}$ έναντι 70pF που είναι η πραγματική τιμή, η τάση στα άκρα του του MOSFET V_{ds} περιορίζεται σημαντικά. Στον ίδιο χρόνο, η τάση φτάνει τα 400V έναντι 600V. Συνεπώς στην προκειμένη περίπτωση η παρασιτική χωρητικότητα βοηθά στη μείωση της τάσης που αναπτύσσεται στα άκρα του MOSFET.

6.6.2.3. Φάση 3: Το χρονικό διάστημα από την ανοιχτοκύκλωση της διόδου του δευτερεύοντος, μέχρι την στιγμή που ξεκινά και πάλι να άγει

Στη φάση 3, η κατάσταση του κυκλώματος παρουσιάζεται στην εικόνα 75. Τώρα δεν υπάρχει ρεύμα φορτίου I_{Lp} , διότι δεν υπάρχει ρεύμα στο δευτερεύον πηνίο που να αντανακλάται στο πρωτεύον πηνίο αφού η διάδος D1 είναι ανοιχτοκυκλωμένη.



Εικόνα 75. Φάση 3: Η διάδος του δευτερεύοντος ανοιχτοκυκλώνεται

6.6.2.3.1. Πρωτεύον

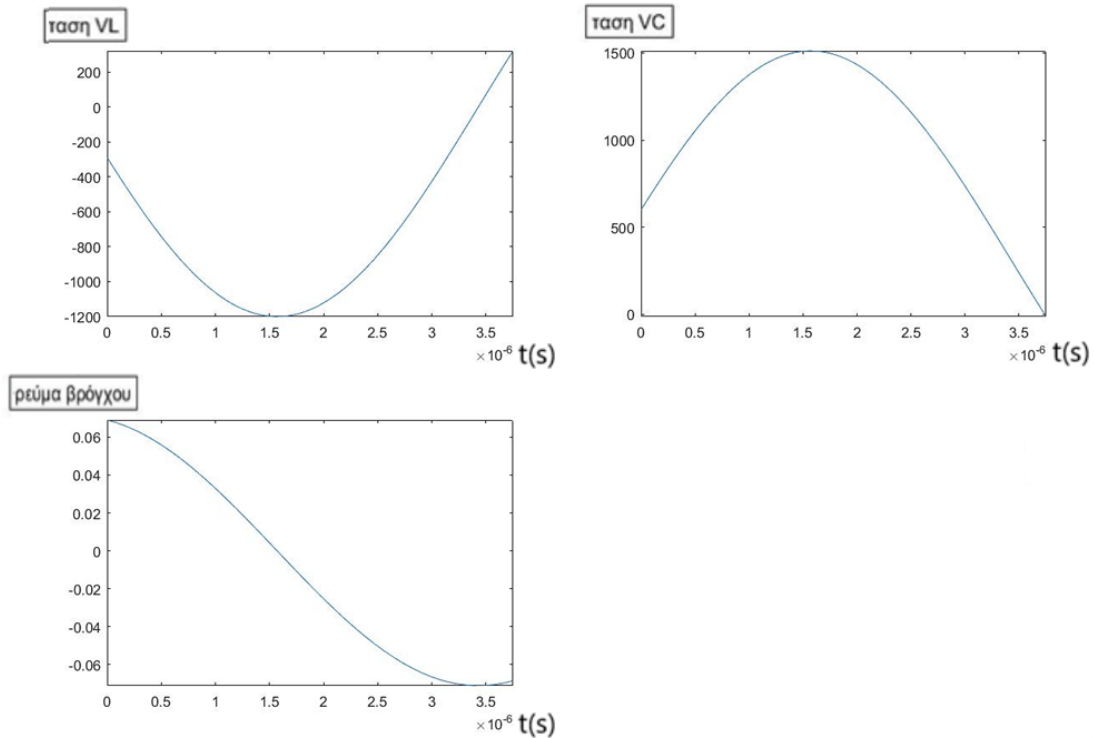
Για το κύκλωμα του πρωτεύοντος πηνίου ισχύουν οι ίδιες εξισώσεις με την φάση 2 καθώς δεν άλλαξε η τοπολογία του. Ως αρχικές συνθήκες χρησιμοποιούνται οι τελικές τιμές ρευμάτων και τάσεων της προηγούμενης φάσης όπως φαίνονται στην εικόνα 73, αλλά από την τελική τιμή του ρεύματος αφαιρείται το ρεύμα φορτίου.

$$I_{Lo} = 0.111A - I_{Lp} = 0.111A - 0.042A = 0.069A,$$

$$V_{Co} = 600V$$

$$V_{Lo} = -V_{IN}$$

Από τις νέες αρχικές συνθήκες χρησιμοποιώντας το SNUBBER1.m προκύπτουν τα παρακάτω αποτελέσματα.



Εικόνα 76. Οι αποκρίσεις του κυκλώματος για τη φάση 3

Η τάση στα άκρα του MOSFET κάνει μία ταλάντωση που φτάνει τα 1500 Volt και έπειτα αρχίζει να πέφτει.

Μετά από 3.3 μsec , η τάση στα άκρα του πρωτεύοντος πηνίου αρχίζει να γίνεται θετική. Ταυτόχρονα, ο πυκνωτής εξόδου εμφανίζει τάση στα άκρα του 150 V καθώς δεν έχει προλάβει να αποφορτιστεί. Τελικά, η διάδος D1 ξεκινά και πάλι να άγει όταν $V_{LPRIM} = 300 \text{ V}$ δηλαδή μετά από 3,7 μsec .

6.6.2.3.2. Δευτερεύον

Σε όλη τη διάρκεια της φάσης 3 στο δευτερεύον κύκλωμα η διάδος είναι ανοιχτοκυκλωμένη. Θα αποδειχθεί ότι το φορτίο που είχε αποθηκευτεί στον πυκνωτή Cfilter του δευτερεύοντος από τις προηγούμενες φάσεις δεν πρόλαβε να καταναλωθεί σε αυτό το διάστημα. Επειδή η διάδος είναι ανοιχτοκυκλωμένη, στο δευτερεύον έχουμε ένα απλό δικτύωμα RC όπου ο πυκνωτής C είναι αρχικά φορτισμένος. Κατά τα γνωστά η απόκριση αυτού του κυκλώματος είναι

$$V = V_0 * e^{-\frac{t}{RC}} \quad (6.6.2.3 - 1)$$

με αρχική συνθήκη V_0 .

Επίσης από την ανάλυση της φάσης 1 είχε προκύψει ότι το ρεύμα φορτίου που κυκλοφορεί στο δευτερεύον συνδέεται με το ρεύμα φορτίο πρωτεύοντος με τη σχέση.

$$I_{Lp} = \frac{V_{prim}}{4 * R_{LOAD}}$$

Επίσης, αν P η ισχύς που δίνει η πηγή στο πρωτεύον πηνίο, ισχύει ότι

$$I_{Lp} = \frac{P}{V_{prim}}$$

Συνδυάζοντας τις παραπάνω προκύπτει,

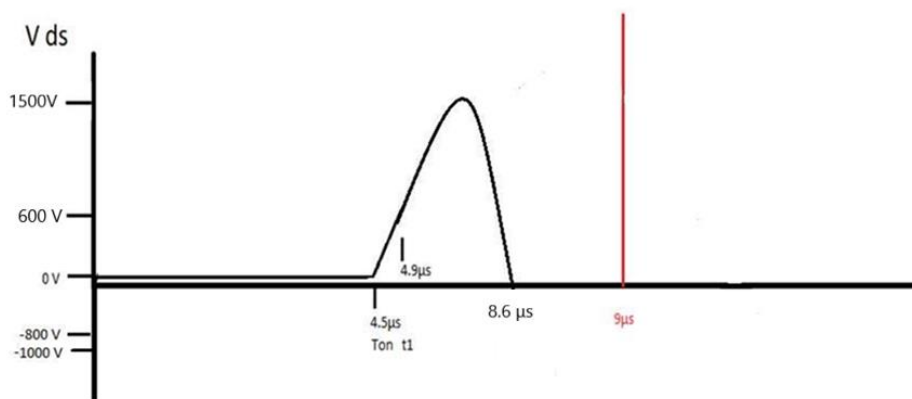
$$R_{LOAD} = \frac{V_{prim}^2}{4 * P} \quad (6.6.2.3 - 2)$$

Εν προκειμένω, $V = 310V$ και $P = 13W$ άρα προκύπτει ότι $R_{LOAD} = 3.7 k\Omega$. Αφού

$$V = V_0 * e^{-t/RC}$$

Σε χρόνο $3.3\mu s$ η τάση του πυκνωτή του δευτερεύοντος δεν μεταβάλλεται, διότι απαιτείται χρόνος μεγαλύτερος των $3sec$ για να εκφορτιστεί πλήρως.

6.6.2.3.3. Η τάση στα άκρα του MOSFET ως τη φάση 3

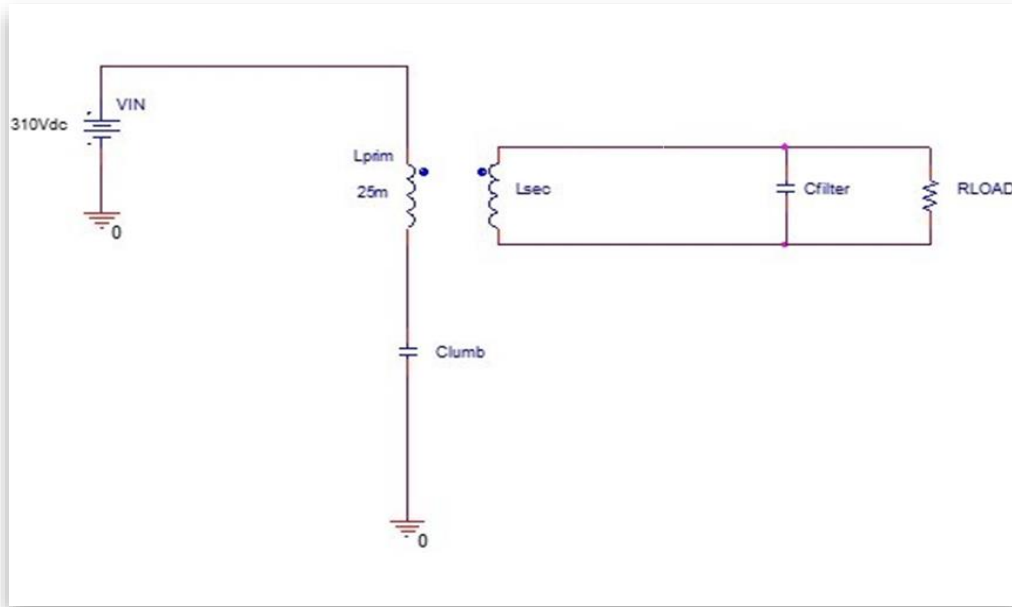


Εικόνα 77. Τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του MOSFET μέχρι το τέλος της φάσης 3.

Η φάση 3 διήρκησε $3,7 \mu sec$.

6.6.2.4. Φάση 4: Το χρονικό διάστημα από την στιγμή που η δίοδος ξεκινά και πάλι να άγει, μέχρι την στιγμή που το MOSFET ξεκινά να κλείνει

Στη φάση 4 στο πρωτεύον κυκλοφορεί και ρεύμα φορτίου καθώς η δίοδος στο δευτερεύον είναι βραχυκυκλωμένη.



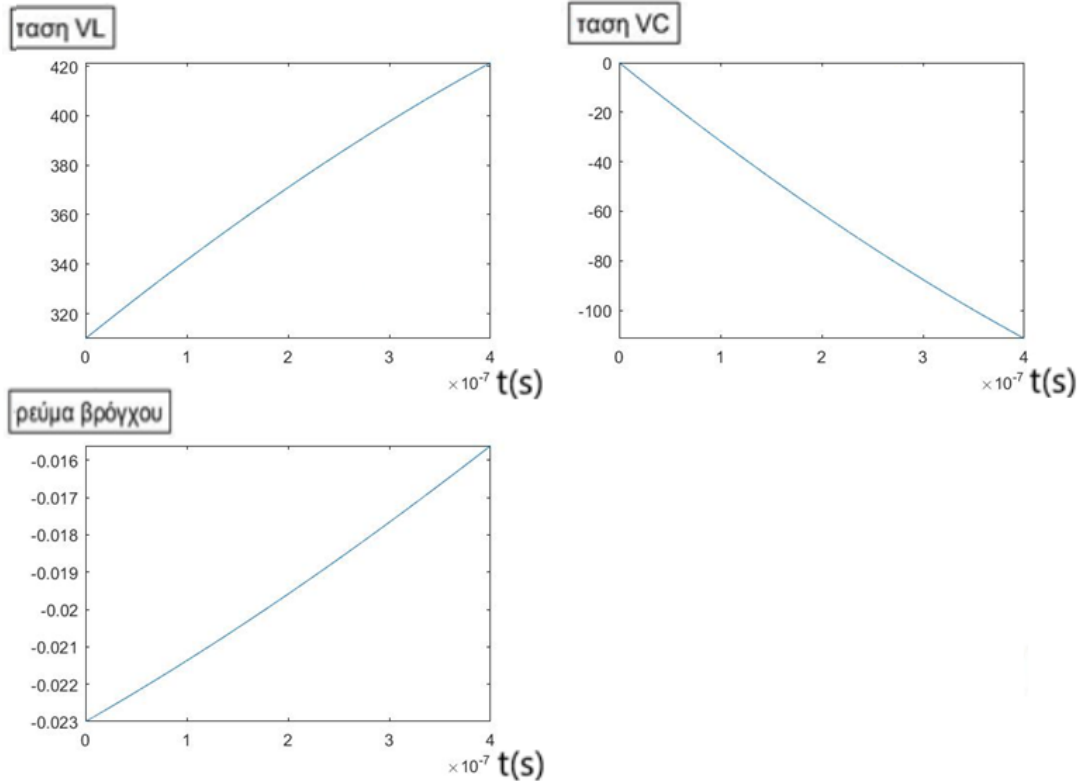
Εικόνα 78. Η δίοδος του δευτερεύοντος βραχυκυκλώνεται.

Για το πρωτεύον, ξανά, ως αρχικές συνθήκες χρησιμοποιούνται οι τελικές τιμές ρευμάτων και τάσεων της προηγούμενης φάσης όπως φαίνονται στην εικόνα 76, αλλά στο ρεύμα προστίθεται πλέον και το ρεύμα φορτίου

$$I_{Lo} = I_{mag} + I_{Lp} = 0.042 - 0.065 = -0.023A$$

$$V_{Co} = 0V$$

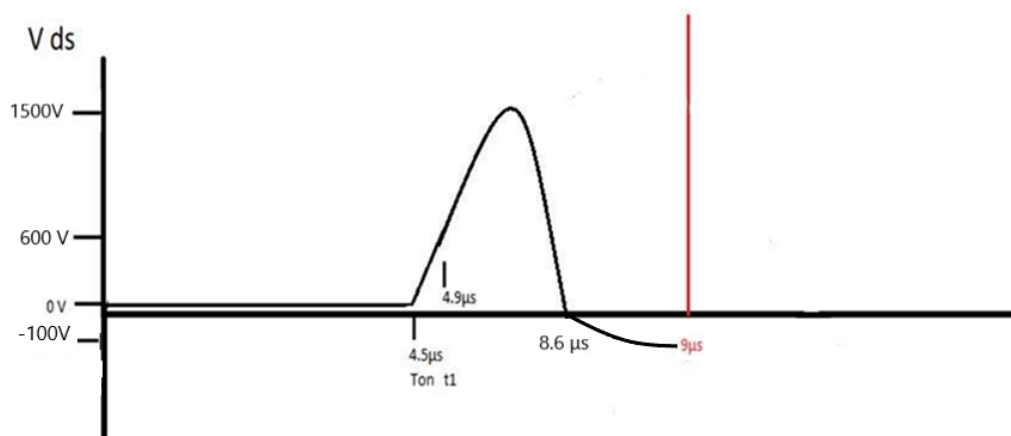
$$V_{Lo} = 300V$$



Εικόνα 79. Οι αποκρίσεις του κυκλώματος για τη φάση 4

Η τάση V_{ds} συνεχίζει να μειώνεται και σε $0.4\mu\text{sec}$ έχει φτάσει περίπου τα -100V οπότε και τελειώνει η περίοδος.

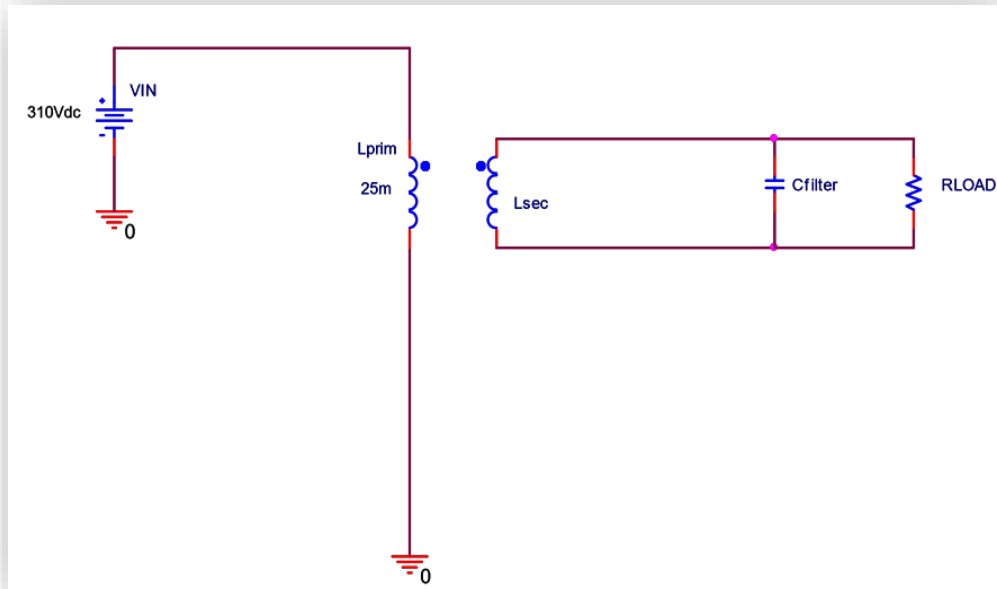
Η τάση στα άκρα του MOSFET ως τη φάση 4



Εικόνα 80. Τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του MOSFET μέχρι το τέλος της φάσης 4.

6.6.2.5. Φάση 5: Το χρονικό διάστημα που απαιτείται για την πλήρη ανοιχτοκύκλωση του MOSFET

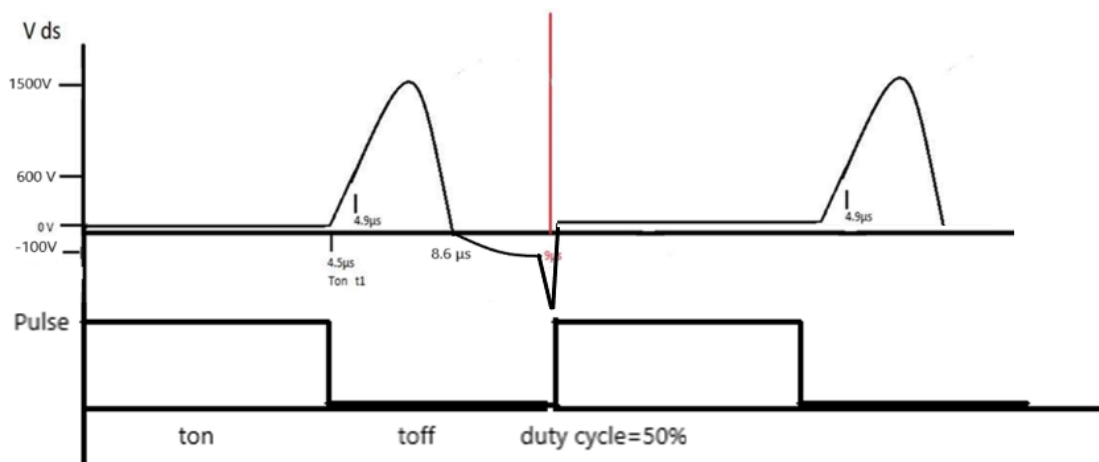
Ο διακόπτης S2 κλείνει . Το κύκλωμα που προκύπτει στιγμιαία είναι το παρακάτω .



Εικόνα 81. Το MOSFET ξεκινά να βραχυκυκλώνεται.

Η τάση στα άκρα του τρανζίστορ αποκόπτεται βίαια διότι πλέον το MOSFET ξεκινά να βραχυκυκλώνεται. Αναπτύσσεται στιγμιαία μια μεγάλη διαφορά δυναμικού (spike) στα άκρα του πρωτεύοντος που προσπαθεί να αντιδράσει στην απότομη μεταβολή της τάσης του, και επανέρχεται στα 310 V . Συνολικά, η τάση στα άκρα του MOSFET χωρίς τη χρήση SNUBBER, σε κάθε παλμό φαίνεται παρακάτω.

Η τάση στα άκρα του MOSFET ως τη φάση 5

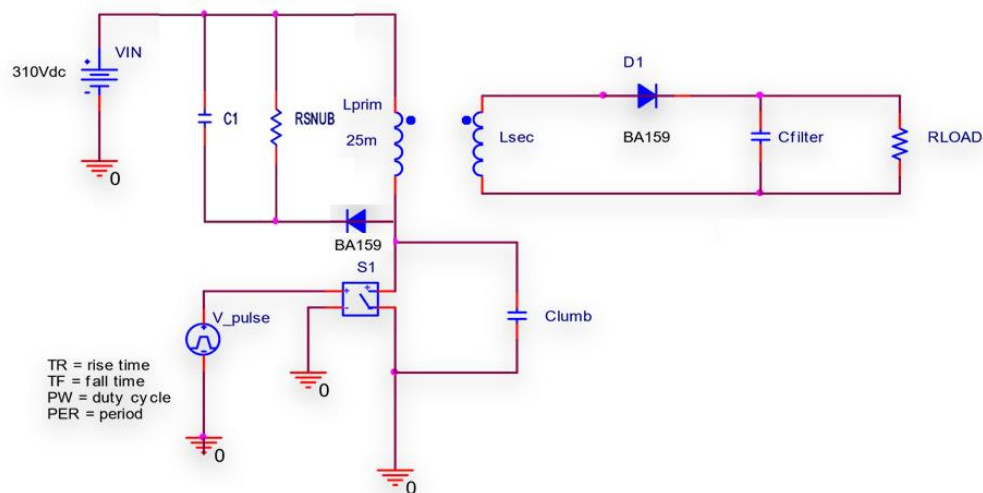


Εικόνα 82. Συνολική τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του MOSFET.

Συμπερασματικά, παρατηρείται ότι η μη χρήση snubber δημιουργεί τεράστιες τάσεις στα άκρα του MOSFET που φτάνουν τα 1500 V στα άκρα του. Είναι λοιπόν επιτακτική η χρήση ενός SNUBBER για την μείωση του πλάτους αυτών των ταλαντώσεων.

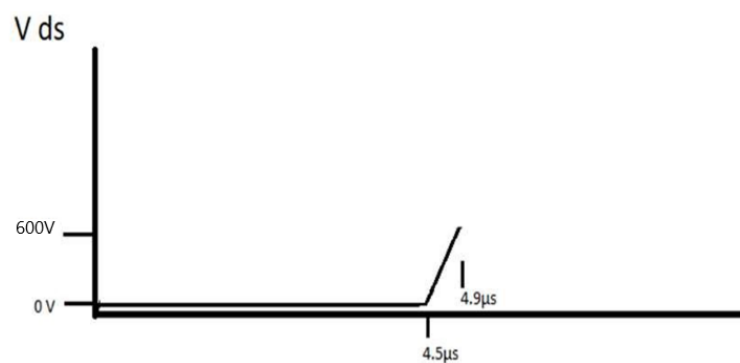
6.7. Λειτουργία με snubber

Παρακάτω παρουσιάζεται το βασικό σχηματικό του τροφοδοτικού όπου πλέον έχει συμπεριληφθεί το δικτύωμα του SNUBBER.



Εικόνα 83. Τοπολογία κυκλώματος με snubber.

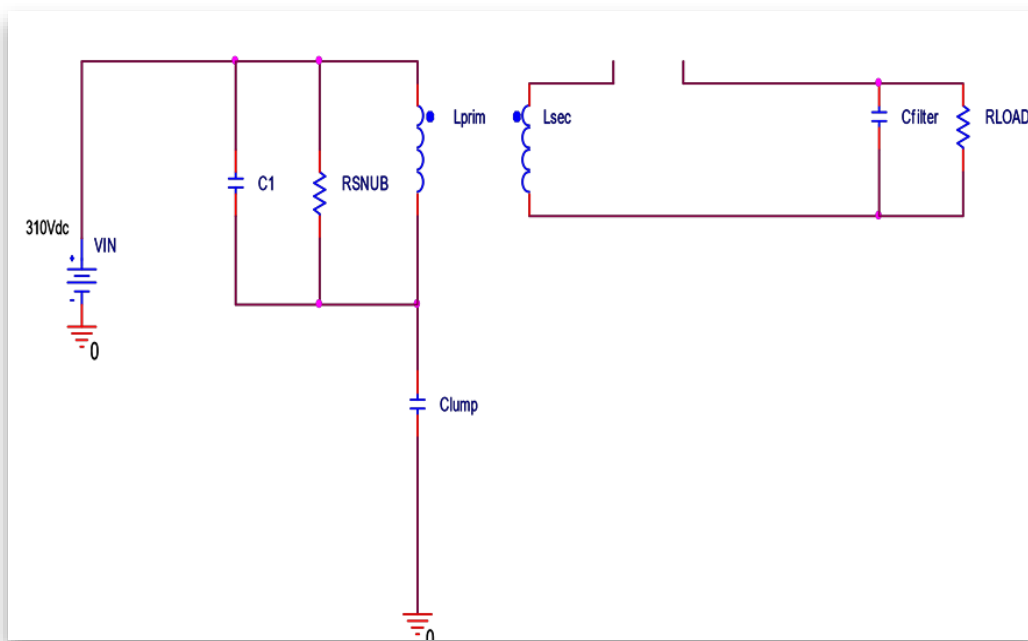
Από τη φάση 1 μέχρι και τη φάση 2 εμφανίζεται η ίδια ακριβώς συμπεριφορά.



Εικόνα 84. Τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του MOSFET μέχρι το τέλος της φάσης 2

6.7.1. Αλλαγές στη φάση 3

Από το σημείο αυτό ξεκινάει η διαφοροποίηση από την προηγούμενη τοπολογία. Επειδή το SNUBBER έχει την ίδια δίοδο με το δευτερεύον, (έστω D2) το ρεύμα που διέρχεται από τον πυκνωτή και την αντίσταση του SNUBBER θα αρχίζει να κυκλοφορεί μετά από χρόνο 0.4μs, ξεκινώντας από τη στιγμή που το δυναμικό στα άκρα του Clump ξεπεράσει την τάση $V_{in}=310V$. Όταν πλέον η δίοδος άγει κανονικά, η τάση στα άκρα της παρασιτικής χωρητικότητας είναι $V_{clump}=600V$ περίπου. Άρα θεωρούμε ότι η δίοδος του snubber βραχυκυκλώνεται πλήρως στα 4,9μs, όταν δηλαδή ανοιχτοκυκλώνεται πλήρως και η δίοδος του δευτερεύοντος.



Εικόνα 85. Η δίοδος του δευτερεύοντος ανοιχτοκυκλώνεται, ενώ του snubber βραχυκυκλώνεται.

Στη συνέχεια γίνεται εξαγωγή της εξίσωσης που περιγράφει την απόκριση του ρεύματος του πηνίου για ένα παράλληλο δικτύωμα R,L,C. Επειδή το κύκλωμα του SNUBBER χρησιμοποιείται για την κατανάλωση της μαγνητικής ενέργειας που αποθηκεύεται στο πηνίο σε κάθε παλμό, τα στοιχεία R και L επιλέγονται με κριτήριο τη μείωση του χρόνου που απαιτείται για να μηδενιστεί το ρεύμα του πηνίου

$$i_L + i_C + i_R = 0 \quad (6.7.1 - 1)$$

$$i_L + C * \frac{dV_C}{dt} + \frac{V_R}{R} = 0$$

$$V_C = V_R = V_L = V$$

Άρα

$$i_L + C * \frac{dV}{dt} + \frac{V}{R} = 0$$

$$\frac{di_L}{dt} + C * \frac{d^2V}{dt^2} + \frac{1}{R} * \frac{dV}{dt} = 0$$

$$\frac{V}{L} + C * \frac{d^2V}{dt^2} + \frac{1}{R} * \frac{dV}{dt} = 0$$

$$\frac{d^2V}{dt^2} + \frac{1}{R * C} * \frac{dV}{dt} + \frac{1}{L * C} * V = 0$$

Αρχική συνθήκη 1: $V_{(t=0)} = V_o > 0$

Αρχική συνθήκη 2: $i_{L(t=0)} = -I_o < 0, I_o > 0$

Αρχική συνθήκη 3: $\frac{dV}{dt(t=0)} = \frac{i_c(t=0)}{C} = I_o - \frac{V_o}{R}$

Αρχική συνθήκη 4: $i_{c(t=0)} = -(i_{L(t=0)} + i_{R(t=0)}) = -(-I_o + \frac{V_o}{R}) = I_o - \frac{V_o}{R}$

Στα παραπάνω πρέπει να συμπεριληφθεί η χωρητικότητα του μόσφετ C_{ds} ως παράμετρος.

Αν προστεθεί η εξίσωση ρεύματος θα διαμορφωθεί ως εξής .

$$i_L + (C + C_{ds}) * \frac{dV}{dt} + \frac{V}{R} = 0$$

Και τελικά:

$$\frac{d^2V}{dt^2} + \frac{1}{R * (C + C_{ds})} * \frac{dV}{dt} + \frac{1}{L * (C + C_{ds})} * V = 0 \quad (6.7.1 - 2)$$

Οι αρχικές συνθήκες για το snubber την ώρα που άγει η δίοδος είναι

$$V_{Lo} = 300V$$

$$I_o = -0.069A$$

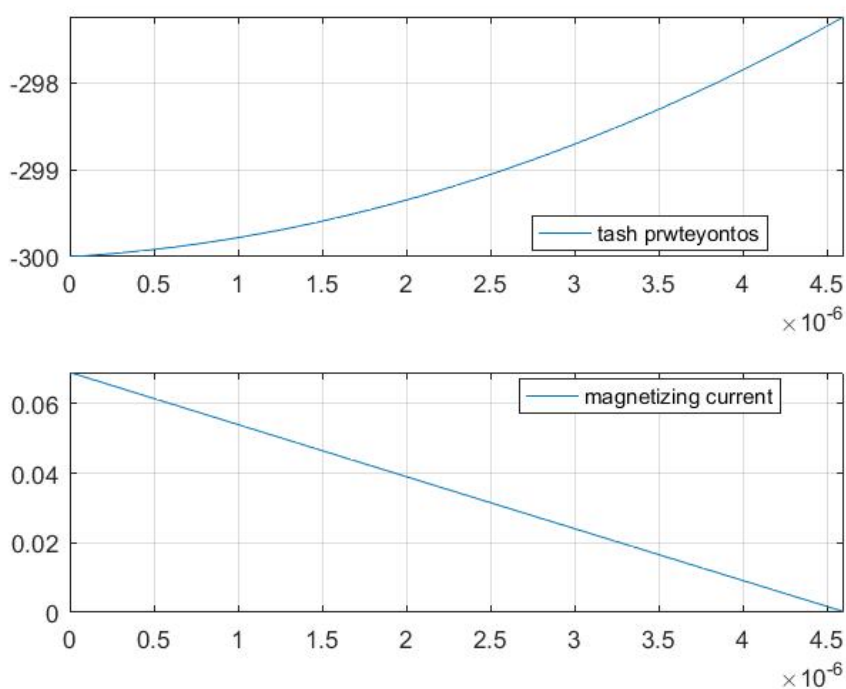
Για τη προσομοίωση της συμπεριφοράς του κυκλώματος SNUBBER υλοποιήθηκε κώδικας σε Matlab που χρησιμοποιεί την εξίσωση του ρεύματος για να παράγει τις κυματομορφές της τάσης του πηνίου, της τάσης του MOSFET και του συνολικού ρεύματος ($I_{TOT} = I_{Lp} + I_m$) που κυκλοφορεί στο πρωτεύον πηνίο. Ο κώδικας που

χρησιμοποιείται ονομάζεται SNUBBER2.m και παρουσιάζεται στο τέλος του κεφαλαίου.

6.7.3.1.1. Οι τιμές της αντίστασης και του πυκνωτή του snubber

Επιθυμώντας την όσο το δυνατόν γρηγορότερη εκφόρτιση του ρεύματος μαγνήτισης, πειραματιζόμενοι διαμέσω του παραπάνω κώδικα για διάφορες τιμές των στοιχείων του snubber καταλήγουμε στις τιμές

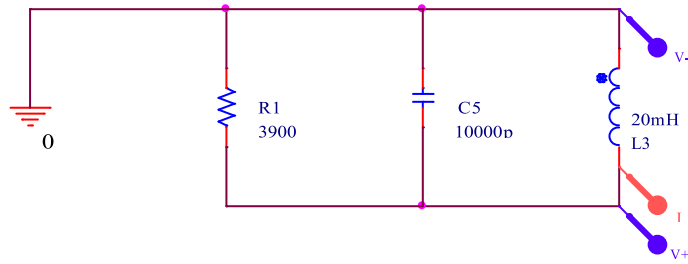
$$R_s=3900 \quad C_s=10e-9$$



Εικόνα 86. Η εκφόρτιση του ρεύματος μαγνήτισης του πηνίου από το SNUBBER

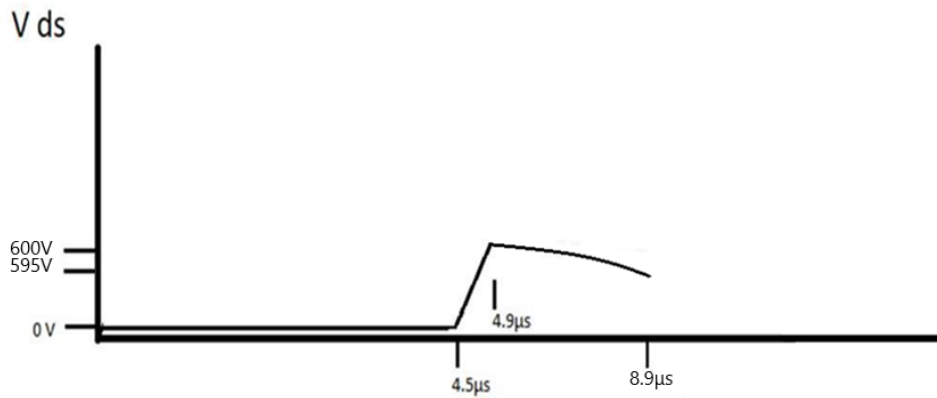
Όταν το ρεύμα μαγνήτισης γίνει μηδέν (μόλις σε 4.5 μ s), ο πυρήνας έχει εκφορτιστεί. Η δίοδος του snubber σταματά να άγει και συνεχίζεται η ταλάντωση μεταξύ του L_{prim} και του C_{bulk} που είχε διακοπεί λόγω της παρέμβασης του snubber.

Τα ίδια αποτελέσματα προέκυψαν και στο πρόγραμμα προσομοίωσης P-Spice όπου προσομοιώσαμε το παρακάτω κύκλωμα με τις ίδιες αρχικές συνθήκες.



Εικόνα 87. Προσομοίωση απόκρισης snubber P-spice

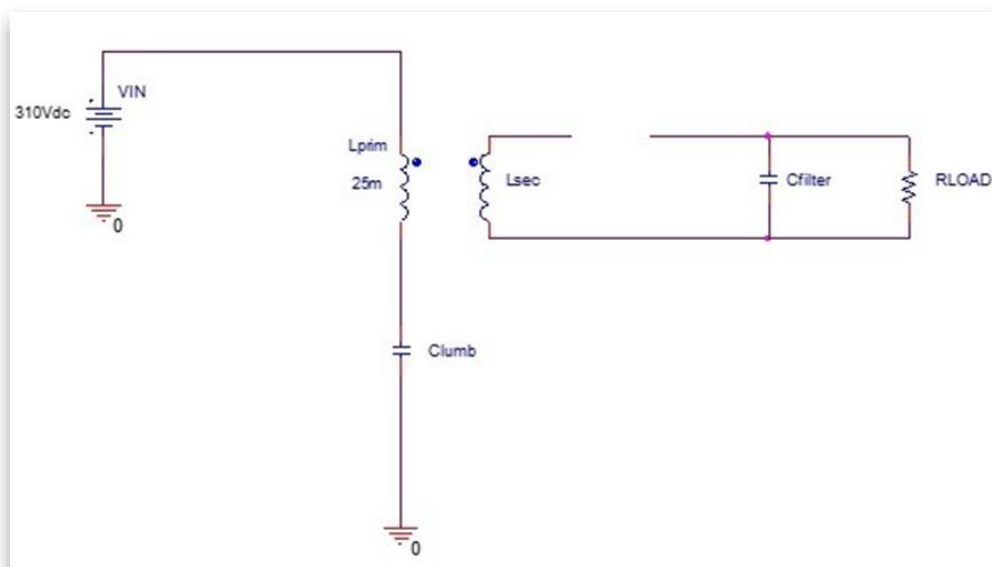
Μετάπειτα η λειτουργία είναι παρόμοια με την λειτουργία όπου δεν είχε παρεμβληθεί το SNUBBER. Ουσιαστικά λοιπόν με το SNUBBER επιτυγχάνεται reset στην αποθηκευμένη ενέργεια του πυρήνα και μειώνεται το πλάτος της ταλάντωσης της τρίτης φάσης που επιβάρυνε σε πολύ μεγάλο βαθμό το MOSFET, λόγω των πολύ υψηλών τάσεων αναπτύσσονταν στα άκρα του.



Εικόνα 88. Τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του MOSFET μέχρι το τέλος της φάσης 3 με το snubber.

6.7.2. Αλλαγές στη φάση 4

Η διάδος στο δευτερεύον πλέον παραμένει ανοιχτοκυκλωμένη. Το συνολικό κύκλωμα πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τώρα είναι



Εικόνα 89. Τόσο η διάδος του δευτερεύοντος όσο και η διάδος του SNUBBER είναι ανοιχτοκυκλωμένες.

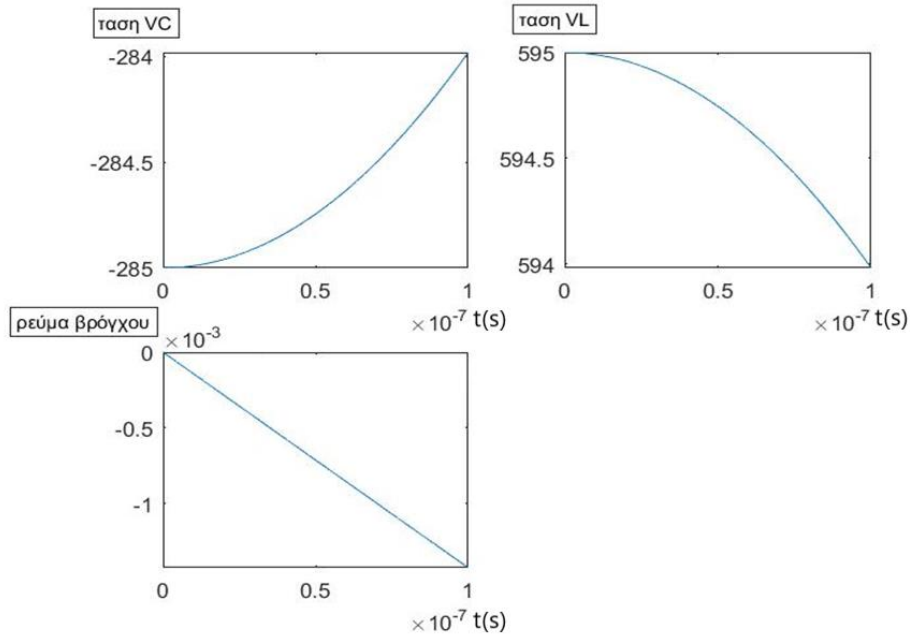
Πλέον το δικτύωμα του SNUBBER δεν εμφανίζεται στο κύκλωμα. Συνεπώς, για το ρεύμα μαγνήτισης, την τάση του πηνίου και την τάση του MOSFET χρησιμοποιούνται οι εξισώσεις που χρησιμοποιήθηκαν στην προηγούμενη υποενότητα (6.6. Λειτουργία χωρίς SNUBBER) με αρχικές συνθήκες:

$$I = 0A$$

$$V_{Co} = 597V$$

$$V_{Lo} = -297V$$

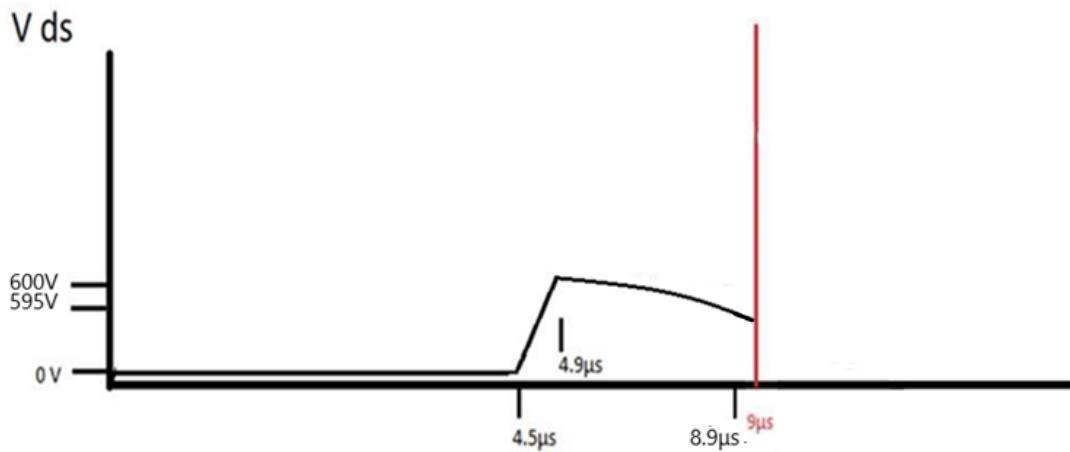
Χρησιμοποιώντας το κώδικα SNUBBER1.m προκύπτουν τα αποτελέσματα που απεικονίζονται στα επόμενα διαγράμματα.



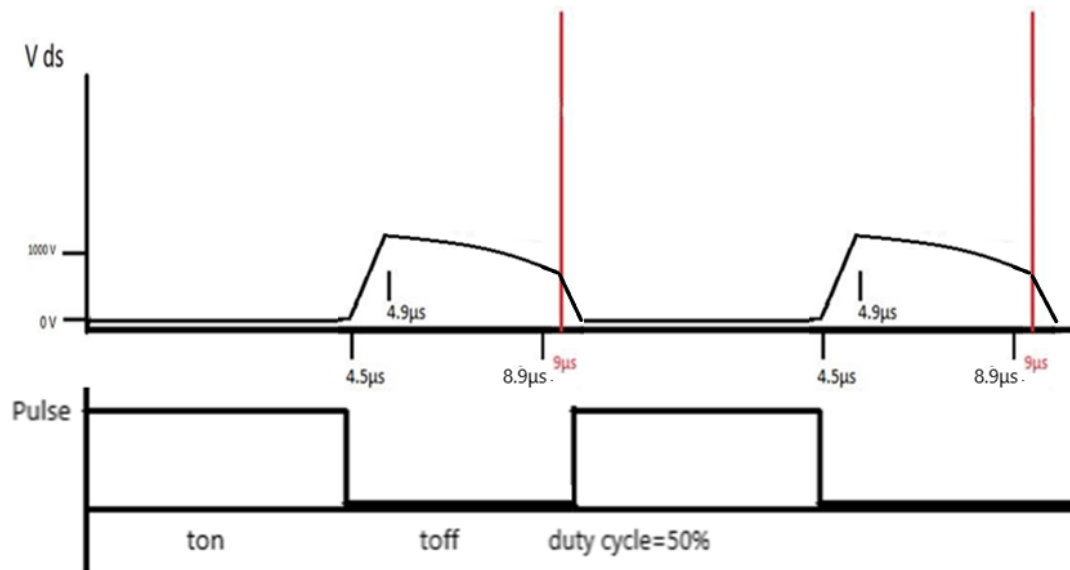
Εικόνα 90. Οι αποκρίσεις του κυκλώματος στη φάση 4 με χρήση SNUBBER

Σε χρόνο 0.1 μs τελειώνει η περίοδος .

Παρατηρείται ότι η τάση στα άκρα του πυκνωτή έχει ελαττωθεί και η τάση στα άκρα του πηνίου έχει παραμείνει κοντά στα -280V



Έκτοτε ξεκινάει ένας νέος κύκλος ρολογιού. Το SNUBBER βοήθησε καθοριστικά στην μείωση του πλάτους της τάσης που εμφανίζεται στα άκρα του MOSFET κατά τη διάρκεια της ταλάντωσης. Ωστόσο δημιουργεί μία υψηλή τάση στα άκρα του MOSFET κάθε φορά που αυτό βραχυκυκλώνεται στην αρχή κάθε περιόδου. Εάν είναι επιθυμητό να μειωθεί και αυτή η υπέρταση πρέπει να επιλεγθεί χαμηλότερη συχνότητα ταλάντωσης.



6.8. Κώδικας Matlab

SNUBBER1.m

```
L=20e-3;
Cs=70e-12;
VBatt=310;
%oi arxikes times
Ilo=0.112;
Vco=0;
w=1/(sqrt(L*Cs)); f=w/(2*pi);
T=1/f;
figure(1)
subplot(2,2,1)
fplot(@(t)((VBatt-Vco)*cos(w*t) - Ilo*(sqrt(L/Cs))*sin(w*t)),[0, 0.2*T]); %VI grid on
legend('ταση VL','Location','best')
subplot(2,2,2)
fplot(@(t)(VBatt*(1-cos(w*t)) + Vco*cos(w*t) + Ilo*(sqrt(L/Cs))*sin(w*t)),[0, 0.2*T]); %Vc grid on
legend('ταση VC','Location','best')
subplot(2,2,3)
fplot(@(t)((VBatt-Vco)*(sqrt(Cs/L))*sin(w*t) + Ilo*cos(w*t)),[0, 0.2*T]); %iloop grid on
legend('ρεύμα βρόγχου','Location','best')
```

SNUBBER2.m

```
clear all
close all
Rs=3900; %antistash snubber
L=20e-3; %aytepagwgh prwteuontos
Cs=10e-9; %pyknwths snubber
Cpar=158e-12; %parasitikh xwrhtikohta phniou
Cs=Cs+Cpar;
f=110000; w=2*pi*f; Tperiod=1/f;
%GIA ARXIKES SYNTHHKES
Vo=300;
Ilo=-(69e-3); %peak magnetize current
Ico=-Ilo-(Vo/Rs);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
syms x
```

```

syms y(x)
Dy = diff(y);
ode = (1)*diff(y,x,2)+(1/(Rs*Cs))*diff(y,x)+(1/(L*Cs))*y == 0;
cond1 = y(0) == Vo;
cond2 = Dy(0) == Ico/Cs;

conds = [cond1 cond2]; ySol(x) = dsolve(ode,conds); ySol = simplify(ySol);

%current=(1/L)*int(ySol,x);
capacitor_current=Cs*diff(ySol);
capacitor_current=simplify(capacitor_current);
resistor_current=ySol/Rs;
resistor_current=simplify(resistor_current); magnetizing_current=capacitor_current+resistor_current;
magnetizing_current = simplify(magnetizing_current);
clf
figure(1);
subplot(2,1,1);
fplot((-ySol),[0 4.6e-6])
grid on
legend('tash prwteyontos','Location','best')
subplot(2,1,2);
fplot((magnetizing_current),[0 4.6e-6])
grid on
legend('magnetizing current','Location','best')
)

```


ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7. Το auxiliary τύλιγμα

7.1. Εισαγωγή

Ως auxiliary ορίζεται ένα από τα τυλίγματα του μετασχηματιστή, που ως σκοπό έχει τη τροφοδοσία του ολοκληρωμένου που εμπεριέχει τα απαραίτητα υποκυκλώματα για τον έλεγχο του converter, εν προκειμένω του uc3842 . Το εν λόγω IC έχει τη δυνατότητα να λειτουργήσει με τροφοδοσία από 10 έως και 25V χωρίς να υπερθερμάνεται.

7.2. Επιλογή επιπέδου τάσης τροφοδοσίας του uc3842

Ο κύριος περιοριστικός παράγοντας στην επιλογή της τάσης τροφοδοσίας , είναι το MOSFET. Η τάση εξόδου του ολοκληρωμένου uc3842 ανοιγοκλείνει το MOSFET παράγοντας έναν τετραγωνικό παλμό στην έξοδό του. Ο παλμός αυτός κυμαίνεται μεταξύ των 0V και της τάσης τροφοδοσίας του uc3842. Επομένως πρέπει να εξασφαλιστεί ότι ο παλμός έχει το απαραίτητο ύψος για να μπορέσει να ελέγξει το MOSFET.

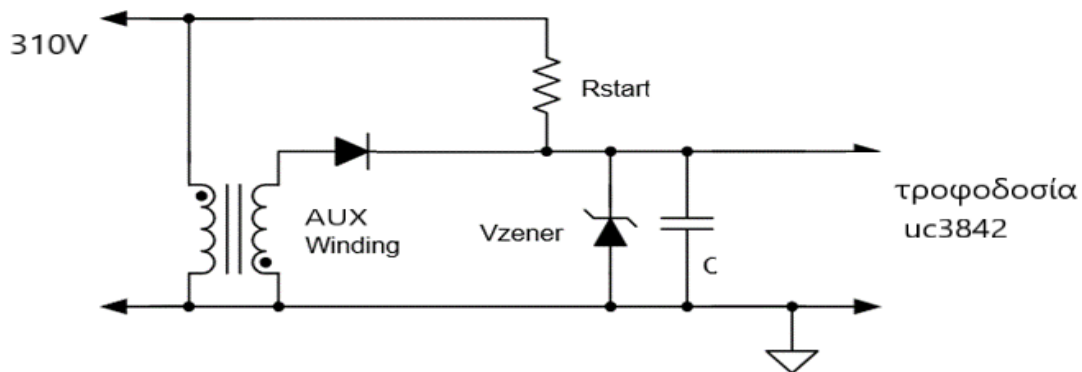
Από το φύλλο κατασκευαστή του MOSFET εκτιμάται ότι για να μπορέσουμε να το μεταφέρουμε σε κατάσταση αγωγής, απαιτούνται τουλάχιστον 10V . Προκειμένου να εξασφαλιστεί ότι σε κάθε παλμό θα ανοίγει και θα κλείνει επιλέγεται το πλάτος του r_{pw} παλμού να είναι 18V. Επομένως επιλέγεται η τάση τροφοδοσίας του uc3842 να είναι 18-20volt.

7.3. Υλοποίηση τάσης τροφοδοσίας για το uc3842

Ένα από τα τυλίγματα του μετασχηματιστή πρέπει να λειτουργεί σαν τροφοδοσία για το uc3842 . Στόχος είναι η παραγωγή μια τάσης μέσης τιμής μεγαλύτερης των 18V. Ο εναλλασσόμενος τετραγωνικός παλμός του μικρού πηνίου γίνεται συνεχής συνδέοντας στα άκρα του τυλίγματος μια γρήγορη δίοδο και έναν πυκνωτή (ημιανόρθωση).

Η ανορθωτική δίοδος που χρησιμοποιείται είναι η ba159 και ο πυκνωτής είναι χωρητικότητας 470μf .

7.3.1. Υλοποίηση με χρήση Zener



Εικόνα 91. Auxilliary τύλιγμα και ημιανόρθωση.

Παράλληλα με τον πυκνωτή εξόδου τοποθετήθηκε και μια δίοδος zener 30V προκειμένου να παρέχει ασφάλεια στην περίπτωση που το auxiliary τύλιγμα εμφανίζει υπερτάσεις ικανές να καταστρέψουν το ολοκληρωμένο. Είναι ιδιαίτερα σημαντικό η τάση που παράγει το aux τύλιγμα του μετασχηματιστή να παράγει τάση αρκετά μικρότερη των 30V (ιδανικά 20V) για να μην εμφανίζεται στατική κατανάλωση στη δίοδο Zener, η οποία πρέπει μόνο να προστατεύει το ολοκληρωμένο από απρόβλεπτες υπερτάσεις.

Αν επί παραδείγματι, το auxiliary τύλιγμα παράγει τάση 30V, θα εμφανίζεται μία μόνιμη στατική κατανάλωση στη Zener, που σε συνδυασμό με πιθανά spikes είτε από τα 310V είτε από το τύλιγμα aux μπορεί εντέλει να την καταστρέψουν και επομένως να καταστρέψουν και το ίδιο το ολοκληρωμένο.

7.4. Τεχνική soft start

Η τάση τροφοδοσίας V_{AUX} που παράγεται τελικά, δεν διατηρείται μόνο χάρη στο πηνίο L_{AUX} . Όταν το κύκλωμα ενεργοποιείται για πρώτη φορά, ο πυκνωτής που είναι συνδεδεμένος μετά την δίοδο φορτίζεται αρχικά από την τάση των 310V. Αφότου φορτιστεί λίγο και η τάση του φτάσει τα 16V (UVLO-φύλλο κατασκευαστή), το uc3842 ενεργοποιείται, ξεκινάει την παραγωγή παλμών, το MOSFET με την σειρά του ανοιγοκλείνει και σε όλα τα τυλίγματα (συμπεριλαμβανομένου και του L_{AUX}) εμφανίζεται η παλμική τάση.

7.5. Η ταχύτητα φόρτισης του πυκνωτή τροφοδοσίας.

Είναι σημαντικό να υπολογιστεί ο χρόνος που χρειάζεται για να φορτιστεί ο πυκνωτής τόσο από την τροφοδοσία, όσο και από το L_{AUX} τύλιγμα (γιατί πάντα φορτίζεται και από τα δύο), προκειμένου αφενός το τσιπ να ξεκινήσει να λειτουργεί γρήγορα (τεχνική Soft start σύμφωνα με το φύλλο κατασκευαστή) και αφετέρου να μην υπάρχει μεγάλη στατική κατανάλωση στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Δηλαδή η ισχύς να προέρχεται από το τύλιγμα και όχι από την τροφοδοσία.

Παρακάτω θα φανεί πιο είναι το όφελος η τροφοδοσία να προέρχεται από το L_{AUX} και όχι από την τάση των 310V.

7.5.1. Φόρτιση από τα 310V

Ο χρόνος που χρειάζεται για να φορτιστεί ο πυκνωτής στο 70% της τάσης τροφοδοσίας (310V), Θεωρώντας $R_{start}=40k\Omega$ είναι:

$$\tau = R_{start} * C \quad (7.5.1 - 1)$$

$$\tau = 40k\Omega * 470\mu F$$

$$\tau = 18.8s$$

Η τάση του πυκνωτή είναι επιθυμητό να φτάσει μέχρι τα 20V. Ο ακριβής χρόνος που απαιτείται υπολογίζεται από τον τύπο:

$$V_c(t) = V_{in} * \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{start} * C}}\right) \quad (7.5.1 - 2)$$

$$= 300 * \left(1 - e^{-\frac{t}{40k\Omega * 470\mu F}}\right)$$

Για $V_c=20V$, απαιτείται χρόνος φόρτισης:

$$300 * \left(e^{-\frac{t}{40k\Omega * 470\mu F}}\right) = 280$$

$$\left(e^{-\frac{t}{40k\Omega * 470\mu F}}\right) = 0.93$$

$$\ln\left(e^{-\frac{t}{40k\Omega * 470\mu F}}\right) = \ln 0.93$$

$$-\frac{t}{40k\Omega * 470\mu F} = \ln 0.93$$

$$t = 40k\Omega * 470\mu F * \ln 0.93$$

$$t = 1.36sec$$

δηλαδή απαιτούνται 1.36 δευτερόλεπτα .

7.5.2. Φόρτιση από το aux τύλιγμα

Στη συνέχεια θα διερευνηθεί, σε κατάσταση κανονικής λειτουργίας, πόσος χρόνος απαιτείται για να φορτιστεί ο πυκνωτής από το auxiliary τύλιγμα. Ο τετραγωνικός παλμός έχει πλάτος περίπου 30V . Ας υποθεθεί duty cycle 70% (μία μέση εκτίμηση). Αν η συχνότητα είναι περίπου 100kHz, τότε σημαίνει ότι σε κάθε παλμό στα άκρα του πυκνωτή αναπτύσσονται 30V για χρόνο $\frac{1}{100kHz} * 70\% = 7\mu s$.

Για να εκτιμηθεί σε πόσους παλμούς θα φορτιστεί τελικά ο πυκνωτής και άρα σε πόσο χρόνο συνολικά (θεωρείται προς το παρών ότι δεν υπάρχει κατανάλωση), θα πρέπει πρώτα να προσδιοριστεί το ποσοστό φόρτισης σε κάθε παλμό. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο προηγούμενος τύπος φόρτισης πυκνωτή, με μόνη διαφορά ότι την αντίσταση R_{start} θα αντικαταστήσει το άθροισμα της ωμικής αντίστασης του τυλίγματος με την αντίσταση της διόδου όταν άγει. Η αντίσταση του μικρού τυλίγματος είναι 1Ω περίπου ενώ της ba159 (φύλλο κατασκευαστή) είναι περίπου 1.2Ω.

Από το φύλλο κατασκευαστή της ba159, η μέγιστη αναπτυσσόμενη τάση που αναπτύσσεται στα άκρα της διόδου είναι 1.2V για ρεύμα 1A.

Επομένως

$$R_{DIODE} = 1.2\Omega$$

Συνολικά λοιπόν η αντίσταση είναι

$$R_{total} = R_{DIODE} + R_{AUX} \quad (7.5.2 - 1)$$

$$R_{total} = 2.2\Omega$$

και η εξίσωση διαμορφώνεται ως ακολούθως

$$V_c(t) = V_{in} * \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{total} * C}} \right) \quad (7.5.2 - 2)$$

$$= 30 * \left(1 - e^{-\frac{7\mu s}{2.20hm * 470\mu F}}\right) =$$

$$0.2Volt$$

που σημαίνει ότι θα χρειαστούν περίπου $20V/0.2V=100$ παλμοί, δηλαδή $100 * 10\mu s = 0.001sec$, για την φόρτιση του πυκνωτή. Αυτός ο χρόνος είναι 1000 φορές μικρότερος από τον χρόνο φόρτισης από τα 310V.

7.6. Η ταχύτητα εκφόρτισης του πυκνωτή τροφοδοσίας.

Είναι απαραίτητο να εξασφαλιστεί ότι η κατανάλωση του uc3842 είναι αρκετά μεγάλη για να προλαβαίνει να εκ φορτίζει τον πυκνωτή σε χρόνο πολύ μικρότερο από 1.36 sec προκειμένου να μην καεί το τσιπ από υπερτροφοδοσία και αφετέρου να μην έχουμε στατική κατανάλωση ενέργειας. Δηλαδή η ενέργεια τροφοδότησης του uc3842 να παρέχεται σχεδόν εξ' ολοκλήρου από το auxiliary τύλιγμα .

Η στατική κατανάλωση του uc3842 είναι 1W (φύλλο κατασκευαστή) γεγονός που σημαίνει ότι για τροφοδοσία 20V το ρεύμα που καταναλώνει είναι $1/20=0.05A$ ή 50mA (στατικά).

Η στατική αυτή κατανάλωση μοντελοποιείται απλά με μία αντίσταση συνδεδεμένη παράλληλα με τον πυκνωτή 470μF. Το κύκλωμα τροφοδοσίας πρέπει να είναι σε θέση να παρέχει διαρκώς σε ένα υποθετικό ωμικό φορτίο 50mA υπό τάση 20V. Διατυπώνοντας το διαφορετικά, πρέπει να μπορεί να διατηρεί 20V στα άκρα ενός φορτίου 400Ohm . Ο χρόνος που χρειάζεται για να εκφορτιστεί ο πυκνωτής 470μF από αυτή την υποθετική αντίσταση υπολογίζεται με παρόμοιο τρόπο με προηγουμένως. Για εξαγωγή πεπερασμένου αποτελέσματος ελέγχουμε τότε η τάση του πυκνωτή είναι ίση με 1V αντί για 0V.

$$Vc(t) = Vstart * \left(e^{-\frac{t}{R_{lo} * C}}\right) \quad (7.6 - 1)$$

Για $Vc=1V$, πρέπει

$$20 * \left(e^{-\frac{t}{400 \text{ Ohm} * 470\mu F}}\right) = 1$$

$$\left(e^{-\frac{t}{400 \text{ Ohm} * 470\mu F}}\right) = 0.05$$

$$\ln\left(e^{-\frac{t}{400 \text{ Ohm} * 470\mu F}}\right) = \ln 0.05$$

$$-\frac{t}{400 \text{ Ohm} * 470\mu F} = -3$$

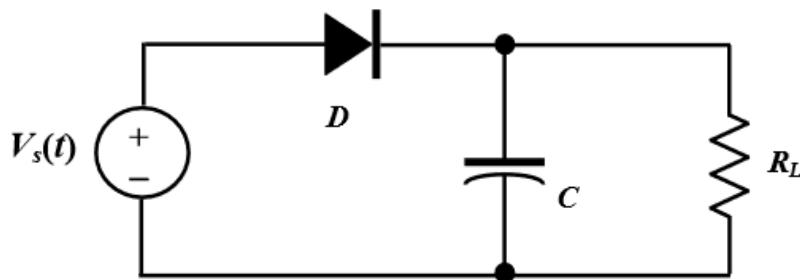
$$t = 400 \text{ Ohm} * 470\mu\text{F} * 3$$

$$t = 0.564\text{sec}$$

7.7. Τελικοί χρόνοι και επιλογή R_{start}

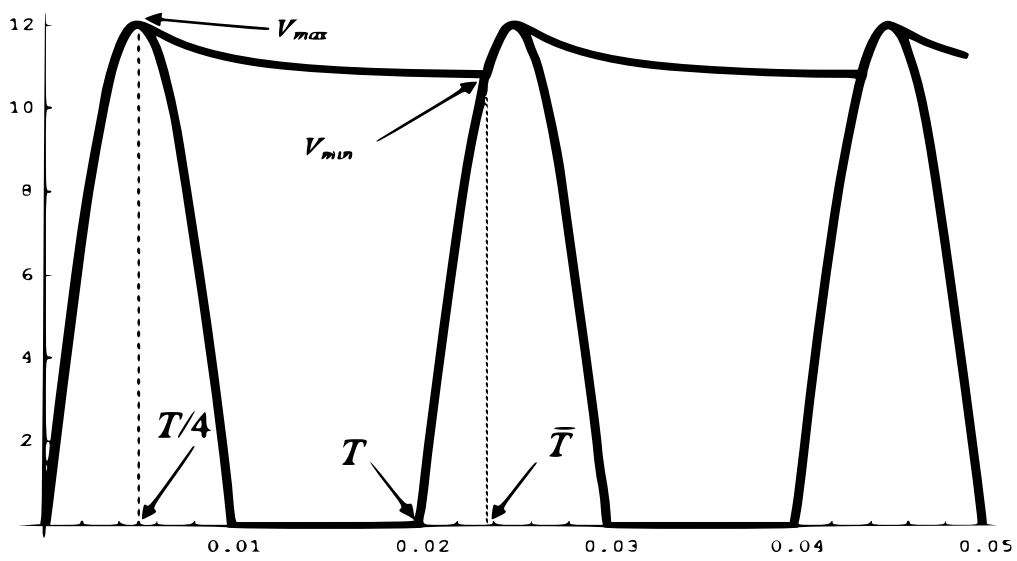
Ο χρόνος που χρειάζεται για να φορτιστεί ο πυκνωτής από την τάση των 300 volt μέσω μιας αντίστασης $R_{start}=40\text{kOhm}$ είναι 1.32 δευτερόλεπτα. Ο χρόνος για να φορτιστεί από το δευτερεύον τύλιγμα είναι 0.001 δευτερόλεπτα και ο χρόνος για να εκφορτιστεί είναι 0.56 δευτερόλεπτα. Επειδή ο χρόνος εκφόρτισης είναι αρκετά μικρότερος από τον χρόνο φόρτισης από τα 300V, η επιλογή της R_{start} είναι αρκετά ικανοποιητική και δεν υπάρχει κίνδυνος να καταστραφεί το uc3842 λόγω υπέρτασης. Από την άλλη, το δευτερεύον τύλιγμα παρέχει την απαιτούμενη ενέργεια ενώ το γεγονός ότι το μέγιστο πλάτος του είναι 20V διασφαλίζει ότι ο πυκνωτής δεν θα φορτιστεί ποτέ παραπάνω από την τιμή αυτή και άρα δεν υπάρχει κίνδυνος υπέρτασης ούτε από αυτή την πηγή.

7.8. Τεχνική ημιανόρθωσης



Εικόνα 92. Το κύκλωμα της ημιανόρθωσης.

Θεωρούμε ημιτονοειδή τάση εισόδου. Εφόσον η τάση εισόδου είναι θετική, η διάδος άγει και η τάση στα άκρα του πυκνωτή αυξάνει ημιτονοειδώς. Όταν η τιμή της τάσης φτάσει στη μέγιστη τιμή V_{max} ο πυκνωτής θα είναι πια πλήρως φορτισμένος και η διάδος θα πάψει να άγει γιατί θα βλέπει πια αρνητική τάση. Έκτοτε ξεκινά η εκφόρτωση του πυκνωτή μέσω της αντίστασης R. Πλέον, σε κάθε κύκλο, η διάδος D άγει εφόσον η τάση τροφοδοσίας είναι μεγαλύτερη από την τάση στα άκρα του πυκνωτή .



Εικόνα 93. Οι κυματομορφές της ημιανόρθωσης.

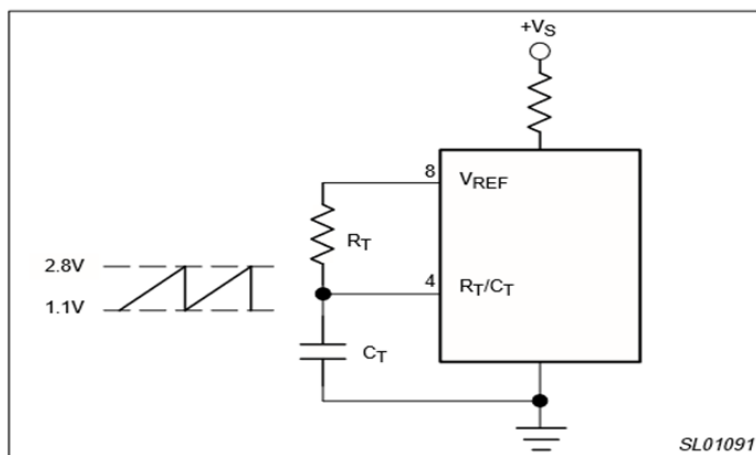
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8. Το κύκλωμα ταλάντωσης του ολοκληρωμένου uc3842

8.1. Εισαγωγή-ταλαντωτές

Προκειμένου να λειτουργήσουν τα ψηφιακά κυκλώματα του uc3842 πρέπει να υλοποιηθεί ένας ταλαντωτή-ένα ψηφιακό ρολόι.

Ως ταλαντωτής ορίζεται το ηλεκτρονικό κύκλωμα που παράγει ένα περιοδικό, σήμα που συνήθως είναι είτε τετραγωνικός είτε τριγωνικός παλμός. Ένας ταλαντωτής μετατρέπει μια dc τάση σε μια τάση εναλλασσόμενου ρεύματος. Τα περισσότερα ψηφιακά κυκλώματα συνήθως χρησιμοποιούν κρυσταλλικούς ταλαντωτές, που έχουν την ικανότητα να φτάσουν να παράγουν συχνότητες της τάξεως μερικών δεκάδων megahertz. Αν είναι ζητούμενη η παραγωγή υψηλότερης συχνότητας χρησιμοποιούνται πολλαπλασιαστές. Στην περίπτωση του uc3842, ωστόσο, είναι αρκετός ένας RC ταλαντωτής καθώς οι συχνότητες λειτουργίας δεν ξεπερνάνε τα 500kHz.

8.2. Ο ταλαντωτής του uc3842



Εικόνα 94.Σύνδεση στοιχείων χρονισμού στο uc3842.

Όπως φαίνεται από το παραπάνω διάγραμμα (φύλλο κατασκευαστή του uc3842) , το κύκλωμα ταλάντωσης υλοποιείται απλά μέσω της χρήσης μιας αντίστασης και ενός πυκνωτή, που συνδέονται εν σειρά με το pin8 του uc3842. Το pin αυτό αποτελεί έξοδο του ολοκληρωμένου και είναι μία σταθερή τάση αναφοράς 5V, ανεξαρτήτως του

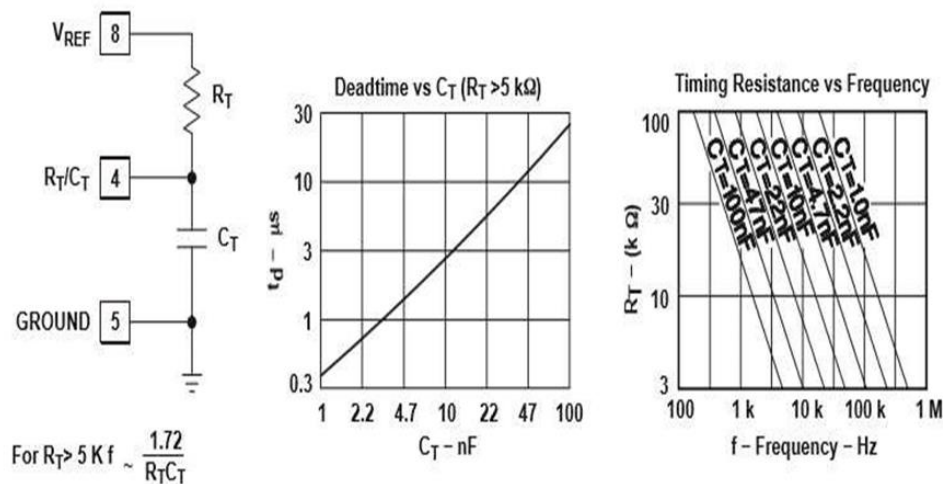
επιπέδου της τάσης τροφοδοσίας, που παράγει το ολοκληρωμένο ειδικά για τον ταλαντωτή .

8.2.1. Υλοποίηση

Η συχνότητα ταλάντωσης του uc3842 καθορίζεται από τις τιμές των στοιχείων R_t και C_t που απαρτίζουν τον RC ταλαντωτή. Η αντίσταση R_t συνδέεται εν σειρά με τον πυκνωτή C_t και η έξοδος του δικτυώματος συνδέεται στο pin4 του uc3842

8.2.2. Επιλογή στοιχείων

Ο κατασκευαστής ορίζει πως η επιλογή των στοιχείων του ταλαντωτή γίνεται επιλέγοντας πρώτα το επιθυμητό *deadtime*. Ο χρόνος αυτός καθορίζει το μέγιστο δυνατό *duty cycle* του παλμού εξόδου. Ύστερα επιλέγεται ο πυκνωτής C_t και τέλος η αντίσταση R_t . Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζονται οι πίνακες επιλογής στοιχείων του ταλαντωτή όπως δίνονται από τον κατασκευαστή.



Εικόνα 95.Επιλογή αντίστασης και πυκνωτή χρονισμού.

Επιλέγοντας **$R_t=1.8k\Omega$ $C_t=4.7nF$**

Ορίζουμε ελάχιστο *deadtime*= $1.5\mu sec$ και συχνότητα ταλάντωσης $f=110kHz$.

Άρα η περίοδος είναι

$$T=1/f=9.1\mu s \quad (8.2.2-1)$$

Από το φύλλο κατασκευαστή ισχύει ότι

$$duty\ cycle_{max} = - \left(\frac{t_{dead}}{t_{period}} \right) + 1 \quad (8.2.2 - 2)$$

Πρέπει $R_t > 5k\Omega$. Ωστόσο λόγω μικρότερης ελευθερίας στην επιλογή πυκνωτή επιλέχθηκε $R_t = 1.8k\Omega$ προκειμένου να επιτευχθεί η επιθυμητή συχνότητα ταλάντωσης και δεν παρατηρήθηκε κάποια δυσλειτουργία .

Τελικά προκύπτει $duty\ cycle_{max} = 0.83$, που είναι το μέγιστο δυνατό duty cycle του παλμού εξόδου του converter. Τονίζεται ότι δεν πρόκειται για το αληθινό duty cycle του παλμού εξόδου που θα είναι μικρότερο, καθώς η τιμή αυτού καθορίζεται από το δίκτυομα της ανάδρασης.

8.3. Επεξήγηση της λειτουργίας του ταλαντωτή- η εσωτερική λειτουργία του uc3842

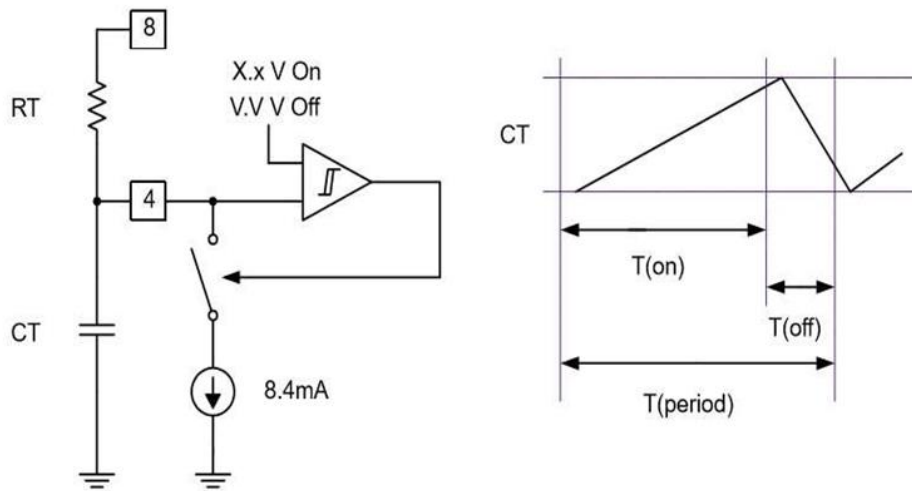
Την πρώτη φορά που θέτεται σε λειτουργία το κύκλωμα , ο πυκνωτής C_t φορτίζεται για πρώτη φορά διαμέσω της αντίστασης R_t . Επειδή ζητούμενο είναι η δημιουργία μίας ταλάντωσης στο κόμβο 4 ,πρέπει σε κάθε περίοδο του ρολογιού ο πυκνωτής να φορτίζεται και αμέσως να εκφορτίζεται .

Είναι σημαντικό να επισημάνουμε ότι ο χρόνος που ο πυκνωτής φορτίζεται δεν αντιστοιχεί στο χρόνο t_{on} όπου το IC στην έξοδο του βγάζει 1 , και ο χρόνος που εκφορτίζεται δεν αντιστοιχεί στο χρόνο t_{off} όπου και βγάζει 0. Ο ταλαντωτής, (εφόσον καθοριστούν τα στοιχεία του R_t και C_t) θα έχει πάντα σε οποιαδήποτε κατάσταση λειτουργίας μία σταθερή, εκθετική ή προσεγγιστικά τριγωνική κυματομορφή. Οι χρόνοι ανόδου και καθόδου της κυματομορφής αυτής, δεν καθορίζουν και τους χρόνους t_{on} και t_{off} του παλμού εξόδου που παράγει ο uc3842 , για να ανοίξει- κλείσει το MOSFET . Αυτοί οι τελικοί χρόνοι εξαρτώνται επίσης από το φορτίο και την ρύθμιση του error amplifier.

Ωστόσο, οι χρόνοι της κυματομορφής εξόδου του ταλαντωτή καθορίζουν το μέγιστο δυνατό duty cycle που μπορεί υπό τις κατάλληλες προϋποθέσεις να έχει η κυματομορφή εξόδου του uc3842 .

Προκειμένου να επιτευχθεί αυτή η διαδοχική φόρτιση-εκφόρτωση , στο IC μετά το Pin 4 υπάρχει ένας comparator ο οποίος παρακολουθεί το πλάτος της ταλάντωσης. Όταν η εκθετικά αυξανόμενη κυματομορφή φτάσει το εσωτερικό threshold των 3Volt , η έξοδος του comparator θέτει σε κατάσταση αγωγής ένα τρανζίστορ που συνδέει το pin4 με το Ground και ως συνέπεια ο πυκνωτής C_t ξεκινά να εκφορτίζεται (θυμίζουμε βέβαια ότι στο χρονικό αυτό διάστημα εκφόρτωσης διέρχεται και ένα ρεύμα φόρτισης διαμέσου της αντίστασης R_t που φυσικά πρέπει να είναι μικρότερο από το ρεύμα εκφόρτισης του πυκνωτή). Καθώς ο πυκνωτής συνεχίζει να εκφορτίζεται όταν η τάση

του φτάσει τα 0.7V το τρανζίστορ κλείνει, ο πυκνωτής ξεκινά και πάλι να φορτίζεται και ένας νέος κύκλος ξεκινά.



UDG-02017

Εικόνα 96.Η λειτουργία του ταλαντωτή.

Επειδή ο ελάχιστος χρόνος που απαιτείται για να εκφορτιστεί ο πυκνωτής C_t εξαρτάται από την αναλογία του ρεύματος φόρτισης από την αντίσταση R_t με το ρεύμα εκφόρτωσης από το εσωτερικό δρόμο αγωγής του pin4 με τη γείωση (ground) όταν το τρανζίστορ άγει, το μέγιστο τελικό δυνατό duty cycle του uc3842 εξαρτάται εξολοκλήρου από αυτά τα δύο ρεύματα.

Κατά την διάρκεια που ο πυκνωτής C_t εκφορτίζεται ο παλμός εξόδου του uc3842 στο τρανζίστορ ισχύος, είναι πάντα μηδέν. Αυτό σημαίνει ότι ο χρόνος που απαιτείται για να εκφορτιστεί ο πυκνωτής (deadtime) καθορίζει τον ελάχιστο δυνατό χρόνο που ο παλμός εξόδου θα είναι ίσος με μηδέν. Μπορεί να είναι μηδέν για χρονική διάρκεια μεγαλύτερη του χρόνου deadtime αλλά όχι για μικρότερη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9. Ανάδραση

9.1. Εισαγωγή

Η ορθή λειτουργία του converter απαιτεί την διαρκή παρακολούθηση της ισχύος που παράγεται και αποδίδεται στο φορτίο. Αν αυτή για κάποιο λόγο γίνει επικίνδυνα μεγάλη ο έλεγχος της ανάδρασης εξασφαλίζει ότι το συνολικό σύστημα θα σταματήσει την λειτουργία του για να προφυλαχθεί τόσο το ίδιο, όσο και για να προστατεύσει το φορτίο που τροφοδοτεί.

Η λειτουργία της ανάδρασης έχει την ικανότητα να αυξομειώνει αυτόματα το duty cycle του converter ανάλογα με τις απαιτήσεις του φορτίου αυξάνοντας έτσι την αποδοτικότητα του κυκλώματος.

Τέλος, βοηθά στην σταθεροποίηση της τάσης εξόδου και στην προστασία του φορτίου από τυχόν υπερτάσεις και spikes.

9.2. Οι διαφορετικοί τύποι ανάδρασης στα switching τροφοδοτικά

Όλοι οι τύποι ανάδρασης που χρησιμοποιούνται στα τροφοδοτικά έχουν σαν κύριο στόχο τη ρύθμιση των χρόνων t_{on} και t_{off} του τετραγωνικού παλμού οδήγησης του MOSFET ισχύος, ώστε να επιτευχθεί ο συνεχής έλεγχος της ισχύος που αποδίδεται στο φορτίο. Οι κύριες μέθοδοι που χρησιμοποιούνται είναι δύο

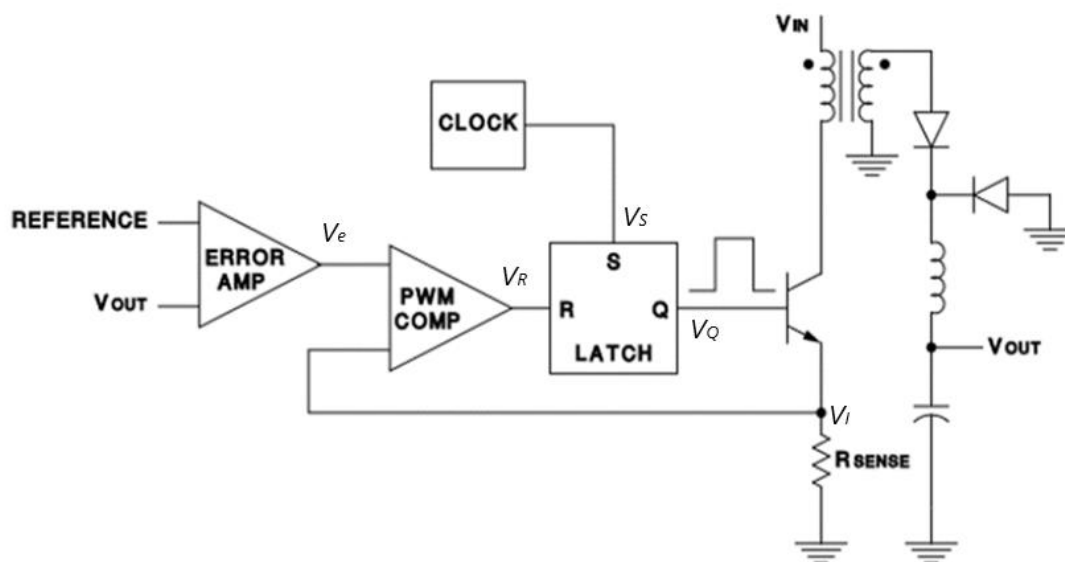
→ Voltage mode control και

→ Current mode control

Στην πρώτη μέθοδο, που είναι και η παλαιότερη ιστορικά, ελέγχεται η τάση που εμφανίζεται στο φορτίο εξόδου, συγκρίνεται με μία τάση αναφοράς και αναλόγως το σύστημα αποφασίζει για το duty cycle. Η δεύτερη μέθοδος που είναι παρεμφερής, δεν συγκρίνει μόνο την τάση που φτάνει στο φορτίο, αλλά και το ρεύμα που εμφανίζεται στο πρωτεύον. Όπως παρουσιάστηκε σε προηγούμενα κεφάλαια, το συνολικό ρεύμα που διαρρέει το πρωτεύον αποτελείται από το άθροισμα του ρεύματος μαγνήτισης και του ρεύματος φορτίου ανηγμένο στο πρωτεύον. Συνεπώς αυτό το ρεύμα εμπεριέχει επίσης πληροφορία σχετικά με την κατάσταση της ισχύος που αποδίδεται στο δευτερεύον. Αυτή η μέθοδος προτιμάται γιατί παρακολουθεί παλμό προς παλμό το ρεύμα πρωτεύοντος προφυλάσσοντας έτσι το MOSFET από υπερβολικό ρεύμα. Επίσης, αντιδρά πιο άμεσα σε αλλαγές φορτίου και ξαφνικές υπερτάσεις, εν αντιθέσει με την πρώτη μέθοδο που παρακολουθεί απλά τη μέση τιμή της τάσης εξόδου.

9.3. Current mode control

Η γενική τοπολογία της ανάδρασης τύπου Current mode φαίνεται στο παρακάτω σχήμα

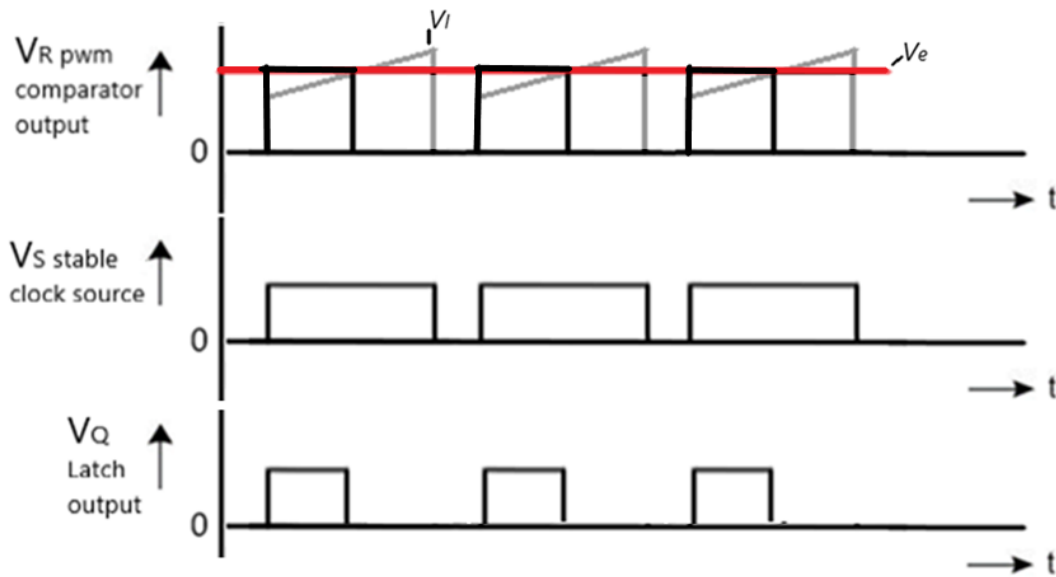


Εικόνα 97. Τοπολογία ανάδρασης uc3842

Στόχος όλου του συστήματος ανάδρασης είναι η συνεχής ρύθμιση του duty cycle του τετραγωνικού παλμού που τροφοδοτεί το MOSFET. Έστω V_Q αυτός ο παλμός. Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται ότι πριν από το MOSFET υπάρχει ένα latch το οποίο παράγει τον τελικό τετραγωνικό παλμό αναλόγως των καταστάσεων Reset και Set. Στο pin S του latch, συνδέεται η έξοδος του RC ταλαντωτή (που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 8). Η έξοδος αυτού του ταλαντωτή (έστω V_S) είναι ένας σχεδόν τετραγωνικός παλμός με σταθερό duty cycle, το οποίο εξαρτάται από την επιλογή των στοιχείων του ταλαντωτή (πυκνωτής και αντίσταση χρονισμού). Σε οποιαδήποτε κατάσταση λειτουργίας, ο τετραγωνικός αυτός παλμός είναι πάντα σταθερός και το duty cycle του, είναι το μέγιστο δυνατό duty cycle που μπορεί να έχει στην έξοδο του ο μανδαλωτής.

Όλο το υπόλοιπο σύστημα της ανάδρασης επηρεάζει το pin R του latch. Ανάλογα με την έξοδο του pwm comparator (έστω V_R) γίνεται reset σε ανάλογη χρονική στιγμή στο latch και έτσι αλλάζει το duty cycle του τελικού παλμού που παράγεται.

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται οι τρεις κυματομορφές V_S , V_R και V_Q του μανδαλωτή. Η τάση V_Q καθορίζεται κάθε χρονική στιγμή από την κατάσταση των δύο άλλων κυματομορφών.



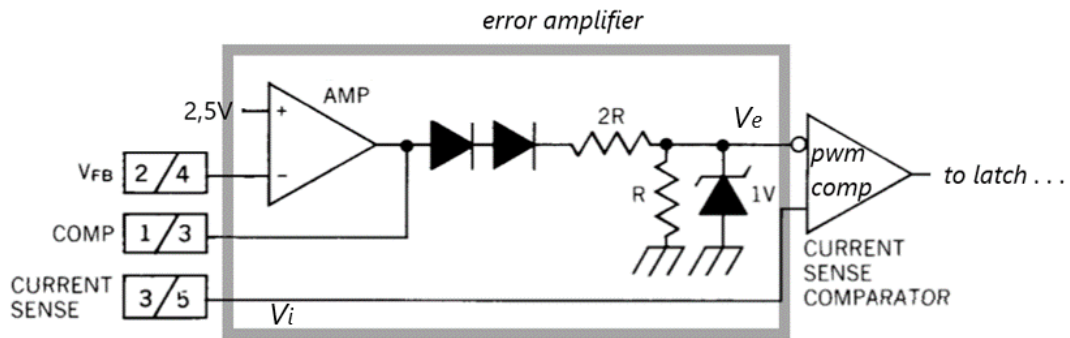
Εικόνα 98. Οι κυματομορφές εισόδου-εξόδου του μανδαλωτή.

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, η έξοδος V_R του pwm συγκριτή εξαρτάται από την κατάσταση των δύο εισόδων του. Η γκρι κυματομορφή απεικονίζει την τάση V_I που αποτελεί την τάση ανάδρασης ρεύματος, ενώ η κόκκινη την dc τάση εξόδου V_e του error amplifier. Αυτή η κόκκινη γραμμή μετακινείται προς τα πάνω ή προς τα κάτω αντιστρόφως ανάλογα της μεταβολής της τάσεως του δευτερεύοντος. Ο pwm comparator τις συγκρίνει και παράγει έτσι μια pwm κυματομορφή ανάλογη της διαφοράς τους.

9.4. Η λειτουργία του error amplifier

Όπως φαίνεται στην εικόνα 98, ο error amplifier συγκρίνει την τάση που εμφανίζεται στο φορτίο του converter με μία τάση αναφοράς (reference). Στην πραγματικότητα, η τάση του δευτερεύοντος δεν συνδέεται απευθείας με τον error amplifier αλλά παρεμβάλλεται ένα δικτύωμα υποβιβασμού τάσης καθώς και ένας optocoupler προκειμένου να μην υπάρχει αγωγίμος δρόμος μεταξύ του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος για λόγους ασφαλείας. Η τάση αναφοράς στη περίπτωση του uc3842 είναι 2.5V, επομένως η τάση V_{OUT} που προέρχεται από το δευτερεύον (που σε αυτό το σύστημα είναι περίπου 150V) πρέπει να υποβιβαστεί σε τάξη μεγέθους ανάλογης της τάσης αναφοράς.

Για την καλύτερη εξήγηση της λειτουργίας του error amplifier ο κατασκευαστής κάνει κάποιες απλοποιητικές παραδοχές. Παρακάτω παρουσιάζεται η τοπολογία για το δικτύωμα του error amplifier.



Εικόνα 99. Η διάταξη του error amplifier

Τα στοιχεία που προηγούνται πριν από τον pwm comparator (δίοδοι, αντιστάσεις, amplifier), σύμφωνα με τον κατασκευαστή, δεν είναι πραγματικά, αλλά βοηθούν στην καλύτερη κατανόηση της συνολικής λειτουργίας error amplifier.

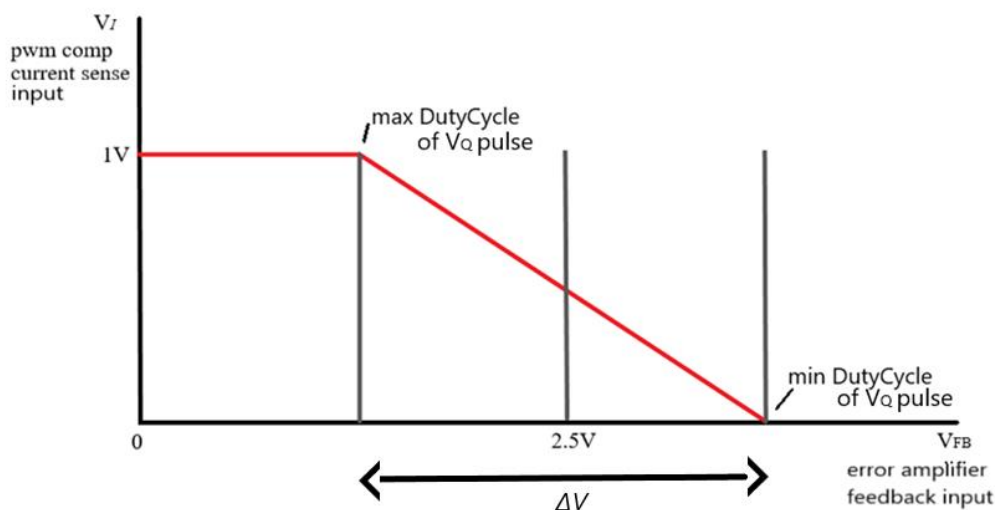
Ο pwm comparator συγκρίνει πάντα την τάση στο current sense pin (V_i) και την τάση εξόδου του error amplifier (V_e). Η δίοδος Zener 1V υποδεικνύει ότι η τάση V_i δεν πρέπει να ξεπερνάει το 1V διότι τότε σημαίνει ότι το ρεύμα στο πρωτεύον ξεπερνάει την τιμή ασφαλείας που έχει καθοριστεί, και ανεξαρτήτως της τάσης V_e , το uc3842 σταματά να παράγει τετραγωνικό παλμό στην έξοδο του και διακόπτει τη λειτουργία του. Η τάση V_e πρέπει να κυμαίνεται μεταξύ 0 και 1 V, προκειμένου να υπάρχει η δυνατότητα σύγκρισης με το μέγιστο πλάτος της V_i που όπως είδαμε δεν πρέπει να ξεπερνάει το 1V.

Η τάση V_e καθορίζεται από την τάση V_{FB} , στο pin 2. Προκειμένου $V_e \in [0, 1]V$ πρέπει η τάση V_{FB} να κυμαίνεται κοντά στα 2,5V. Το πόσο κοντά, καθορίζεται από την επιλογή του λόγου ενίσχυσης του opamp. Ο error amplifier θα υπολογίζει τη διαφορά της τάσης V_{FB} με τη τάση αναφοράς των 2.5V, και η διαφορά, ενισχυμένη σύμφωνα με τον λόγο ενίσχυσης του opamp θα εμφανίζεται στην είσοδο του pwm comparator.

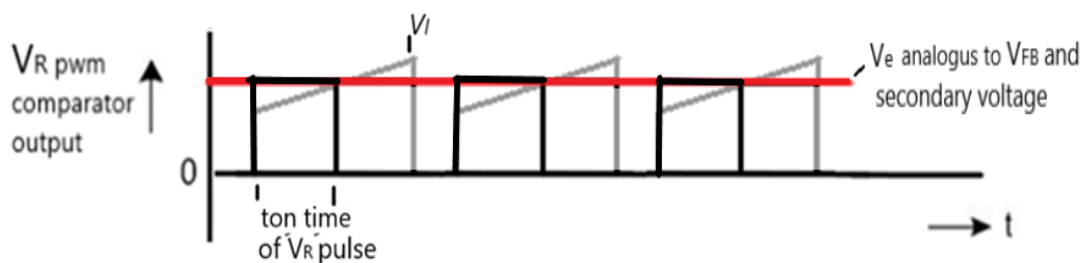
Όταν η τάση V_{FB} είναι μικρότερη των 2,5V (διότι το δευτερεύον έχει μικρότερη τάση από την επιθυμητή), τότε η V_e αυξάνεται. Συνεπώς, όπως φαίνεται στην εικόνα 98 ο χρόνος ton του παλμού εξόδου του pwm comparator αυξάνεται. Επομένως, ανάλογα ο χρόνος ton του παλμού εξόδου του μανδαλωτή και επομένως του σταδίου εξόδου του uc3842 αυξάνεται.

Αντιστρόφως, όταν η τάση V_{FB} είναι μεγαλύτερη των 2,5V, τότε η V_e μειώνεται. Συνεπώς, όπως φαίνεται στην εικόνα 34 ο χρόνος ton του παλμού εξόδου του pwm comparator μειώνεται. Επομένως, ανάλογα ο χρόνος ton του παλμού εξόδου του μανδαλωτή και επομένως του σταδίου εξόδου του uc3842 μειώνεται.

Όπως φαίνεται και στην εικόνα 100, η τελική έξοδος του pwm comparator εξαρτάται από τα πλάτη των V_I και V_e . Καθώς το V_e αντιστοιχίζεται γραμμικά με το V_{FB} , μπορούμε να συσχετίσουμε το V_I με το V_{FB} για να κάνουμε μία εκτίμηση για το duty cycle του παλμού εξόδου.



Εικόνα 100. Εξάρτηση duty cycle του τελικού παλμού εξόδου από τις τάσεις V_I και V_{FB}



Εικόνα 101. Εξάρτηση duty cycle του παλμού εξόδου του μανδαλωτή από τις τάσεις V_I και V_e .

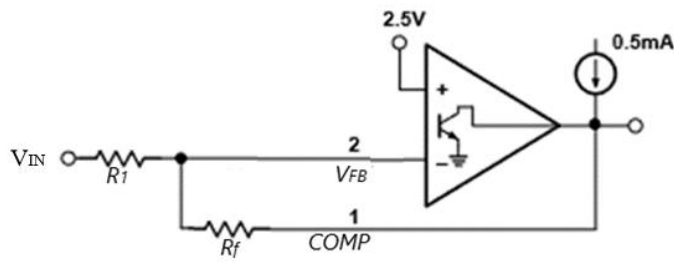
9.5. Επιλογή στοιχείων για τον οραμπ του error amplifier

Ο οραμπ του error amplifier συμπεριφέρεται ως ενισχυτής της διαφοράς της τάσεως V_{FB} με την τάση αναφοράς 2,5V.

$$V_e \approx \lambda * (2.5V - V_{FB})$$

Η ενίσχυση είναι επιθυμητή διότι με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται καλύτερη παρακολούθηση μικρών διακυμάνσεων στην τάση εξόδου. Όσο πιο υψηλός ο λόγος λ , τόσο πιο ευαίσθητος είναι ο converter στις μεταβολές της τάσης στο φορτίο. Ο

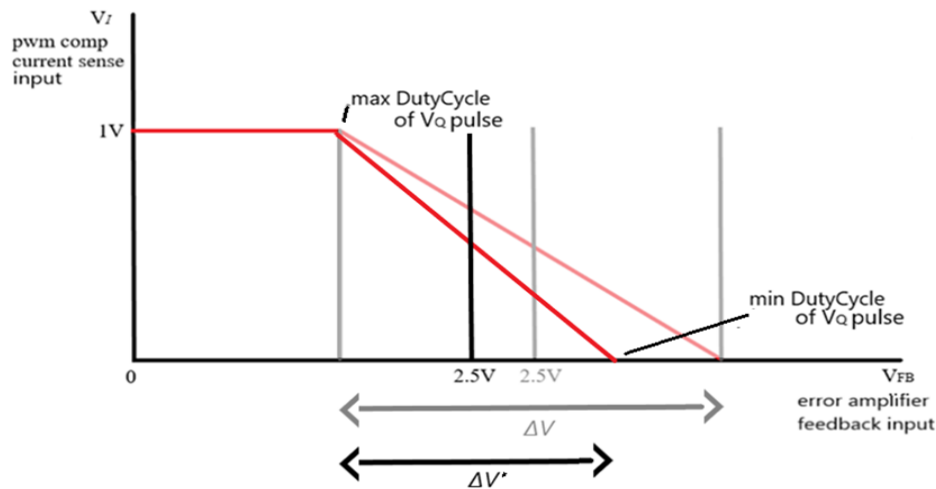
λόγος λ εξαρτάται από την επιλογή των αντιστάσεων ενίσχυσης R_f και R_I του opamp.



Εικόνα 102. Ο λόγος ενίσχυσης του error amplifier.

$$\lambda = \frac{R_f}{R_I}$$

Η κλίση της καμπύλης στο διάγραμμα V_{FB} , V_I , καθορίζεται από την επιλογή του λόγου ενίσχυσης. Όσο πιο μεγάλη η ενίσχυση, τόσο περισσότερο μία μικρή μεταβολή της τάσης στο V_{FB} επηρεάζει την τάση εξόδου V_e του error amplifier.



Εικόνα 103. Η ευαισθησία του error amplifier στις μεταβολές καθορίζεται από τον λόγο ενίσχυσης.

Ο λόγος $\frac{R_f}{R_I}$ πρέπει να είναι υψηλός ($\lambda \approx 10$) προκειμένου ο error amplifier να αντιδρά πιο άμεσα στις μεταβολές της τάσης εξόδου. Ορίζεται από τον κατασκευαστή ότι οι τιμές των αντιστάσεων R_I και R_f πρέπει να είναι μεγαλύτερες των 7kOhm για να μην επηρεάζουν την πηγή ρεύματος (0.5mA). Επίσης δεν πρέπει να είναι της τάξεως των MOhm διότι τότε θα εισάγεται πολύς θόρυβος στο κύκλωμα. Η R_f λοιπόν επιλέγεται να είναι της τάξεως μερικών εκατοντάδων kOhm και η R_I μερικών δεκάδων kOhm.

Καταλήξαμε

$$R1 = 15k\Omega \text{ και } Rf = 140 k\Omega .$$

Για την τιμή αυτή, που ακόμα ήταν αρκετά μεγάλη για να διατηρήσει τον λόγο ικανοποιητικά υψηλό (για πιο ακριβή έλεγχο τάσης εξόδου), καταφέραμε όταν μεταβάλαμε την τάση στην είσοδο του error amplifier να αλλάξει και το duty cycle του παλμού εξόδου. Γεγονός, που σημαίνει ότι η τάση στην έξοδο του error amplifier μεταβαλλόταν και αυτή (για το ίδιο φορτίο) .

Τέλος, είναι απαραίτητη η προσθήκη ενός πυκνωτή παράλληλα της αντίστασης R_f δημιουργώντας ένα βαθυπερατό φίλτρο προκειμένου να αποκόβονται πιθανές απότομες μεταβολές τάσεις (spikes) λόγω των διαφόρων L και C που υπάρχουν στο σύστημα και της παλμικής λειτουργίας. Ο πυκνωτής επιλέγεται εμπειρικά περίπου στο 1/10 της συχνότητας ταλάντωσης

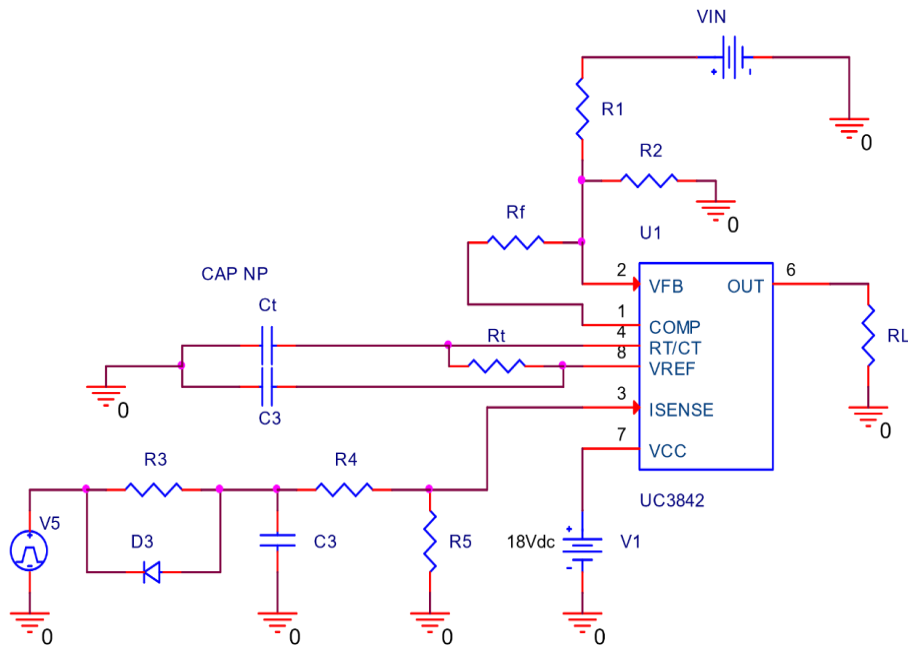
$$\frac{1}{R_f * C_f} = 2 * \pi * \frac{\text{switching frequency}}{10}$$

όπου $Rf=140 k\Omega$ και

$$\text{switching frequency}=110\text{kHz}.$$

9.6. Πειραματικό κύκλωμα για έλεγχο λειτουργίας ανάδρασης

Επειδή το σύστημα λειτουργεί σε υψηλές τάσεις, είναι επικίνδυνο οι δοκιμές να πραγματοποιούνται σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας. Οπότε για τις εργαστηριακές δοκιμές επιλέγεται τάση εισόδου $V_{IN} = 30V$. Επίσης, για την μείωση της πολυπλοκότητας παραλείπεται ο μετασχηματιστής. Στόχος είναι η παρακολούθηση της παλμοσειράς εξόδου του uc3842. Επειδή παραλείπεται ο μετασχηματιστής, δεν υφίσταται ρεύμα πρωτεύοντος. Επομένως υλοποιείται μια τριγωνική κυματομορφή που προσομοιώνει την πραγματική κυματομορφή που εμφανίζεται στο current sense pin του uc3842. Το κύκλωμα που υλοποιήθηκε παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα.



Εικόνα 104.Κύκλωμα για έλεγχο της λειτουργίας της ανάδρασης

Στο πειραματικό αυτό κύκλωμα αντί για τάση ανάδρασης χρησιμοποιείται η τάση εισόδου V_{IN} υποβιβασμένη σύμφωνα με τον διαιρέτη τάσης R_1, R_2 . Θα παρουσιαστεί η συμπεριφορά του UC3842 στην έξοδο OUT, συναρτήσει της τάσης ανάδρασης V_{IN} και της ψευδο-κυματομορφής στο ISENSE pin.

9.6.1. Η κατασκευή μιας εικονικής τριγωνικής κυματομορφής

Η είσοδος V5 είναι ένας τετραγωνικός παλμός συχνότητας περίπου που παράγεται από την γεννήτρια .

$$f_{GEN} = 600kHz$$

$$T_{GEN} = 16\mu sec$$

Το δικτύωμα R3,D3,C3 χρησιμεύει για την μετατροπή της τετραγωνικής τάσης V5 σε έναν ορθογώνιο τριγωνικό παλμό.

Τα στοιχεία R3 και C3 σχηματίζουν ένα βαθυπερατό φίλτρο (R3C3) ,με σταθερά χρόνου

$$\tau=R3*C3$$

$$\tau=1k* 1.7n$$

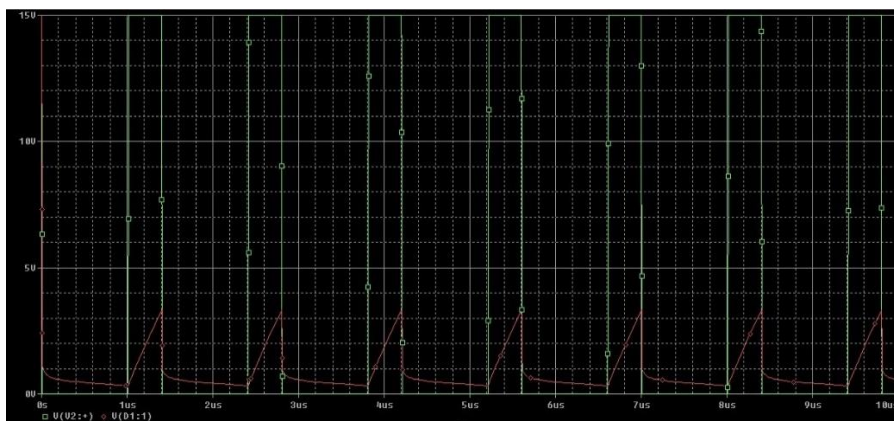
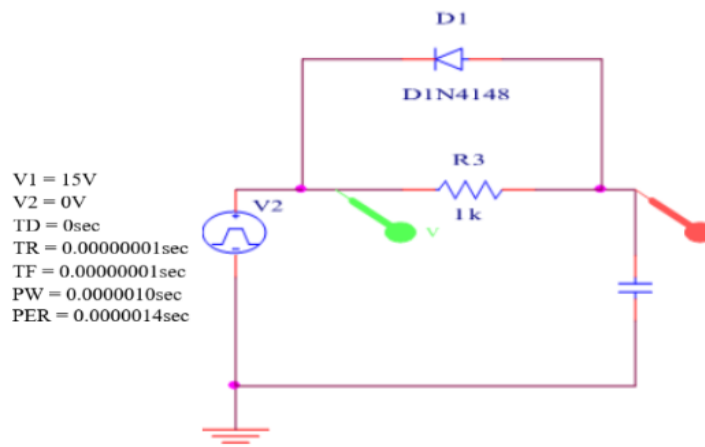
$$\tau = 1.7 \mu\text{s}$$

Η σταθερά χρόνου του φίλτρου είναι αρκετή μικρότερη από την περίοδο της συχνότητας ταλάντωσης της γεννήτριας για να αποκόψει πιο «βίαια» τον τετραγωνικό παλμό που παράγει η γεννήτρια .

Όσο μεγαλύτερη είναι η σταθερά χρόνου τόσο πιο ομαλά ανεβαίνει η τριγωνική κυματομορφή .

Με τον τρόπο αυτό τριγωνοποιείται ο τετραγωνικός παλμός. Η διάδος D3 χρησιμεύει για την πλήρη αποκοπή της καθόδου του τριγωνικού παλμού : όταν η τάση της γεννήτρια πέφτει στα 0V , επειδή ο πυκνωτής είναι φορτισμένος, η διάδος λειτουργεί σαν βραχυκύκλωμα και η τάση του ακαριαία μηδενίζεται .

Το ρολόι του uc3842 είναι προγραμματισμένο με την αντίσταση $R_t=2\text{k}\Omega$ και τον πυκνωτή $C_t=10\text{nF}$ για λειτουργία περίπου στα 70kHz (κεφάλαιο 8).

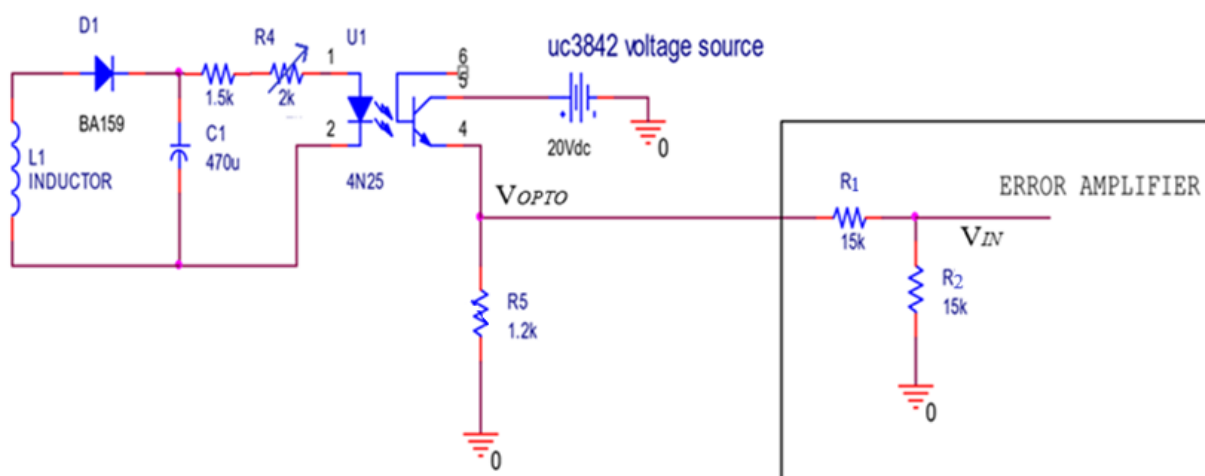


Το δικύωμα R_4, R_5 , χρησιμεύει στην διαίρεση της νέας αυτής κυματομορφής σε τάση μέγιστου πλάτους 1V . Όπως αναφέρθηκε, αν η τάση που φτάνει στο pin3 είναι

μεγαλύτερη του 1V , το uc3842 τερματίζει τη λειτουργία του ανεξάρτητα από την τιμή της τάσης στο pin1 (έξοδος του comparator) σε πολύ μικρό χρόνο <35ns(πηγή datasheet) .

9.7. Η λειτουργία του optocoupler

Ως optocoupler ονομάζεται το δικτύωμα που βοηθά στην μετάδοση πληροφορίας από ένα ηλεκτρονικό σύστημα σε ένα άλλο, χωρίς να υπάρχει ηλεκτρική σύνδεση μεταξύ τους. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω του φωτός. Ένα led, συνδεδεμένο με το ένα υποκύκλωμα φωτίζει αναλόγως του ρεύματος που το διαρρέει. Στο άλλο κύκλωμα ένας αισθητήρας ερμηνεύει την ένταση του φωτός σε ηλεκτρική πληροφορία (τάση ή ρεύμα). Εν προκειμένω ο αισθητήρας αυτός είναι ένα phototransistor.



Εικόνα 105. Το κύκλωμα του optocoupler.

9.7.1. Η αναλογία του φωτοτρανζίστορ με το απλό τρανζίστορ

Παρακάτω παρατίθενται οι βασικές εξισώσεις του ηρη τρανζίστορ

$$a = \frac{I_C}{I_E}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$I_C = a * I_E = \beta * I_B \quad (9.7.1 - 1)$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

,όπου

I_C το ρεύμα συλλέκτη

I_E το ρεύμα εκπομπού

I_B το ρεύμα βάσης του τρανζίστορ

Σημαντική για την ανάλυση είναι η εξίσωση

$$I_C = \beta * I_B \quad (9.7.1 - 2)$$

Το β είναι συνήθως τάξης μεταξύ 10 και 100 . Το α κυμαίνεται μεταξύ 0.95 και 0.99. Έτσι , το ρεύμα στον συλλέκτη και στον εκπομπού του τρανζίστορ είναι δέκα έως και 100 φορές μεγαλύτερο από το ρεύμα βάσης .

Στην περίπτωση του φωτοτρανζίστορ, το ρεύμα της βάσης εξαρτάται από το φως του led. Συνεπώς, από την παραπάνω εξίσωση, το ρεύμα συλλέκτη I_C (που είναι περίπου ίσο με το ρεύμα εκπομπού I_E) εξαρτάται αποκλειστικά από το φως του led και τον συντελεστή β .

Για δεδομένη λοιπόν φωτεινότητα led έχουμε σταθερό ρεύμα εκπομπού ανεξάρτητα από τις τιμές των αντιστάσεων R_5 , R_1 και R_2 . Η τιμή των αντιστάσεων αυτών καθορίζει μόνο το δυναμικό στον εκπομπού του τρανζίστορ .

9.7.2. Ο διαιρέτης τάσης μεταξύ optocoupler και error amplifier.

Η αντίσταση R_1 είναι η αντίσταση που καθορίζει το λόγο ενίσχυσης του opamp σε συνδυασμό με την R_f . Η R_2 τοποθετήθηκε για καλύτερο έλεγχο των τάσεων που παράγονται μεταξύ optocoupler και error amplifier.

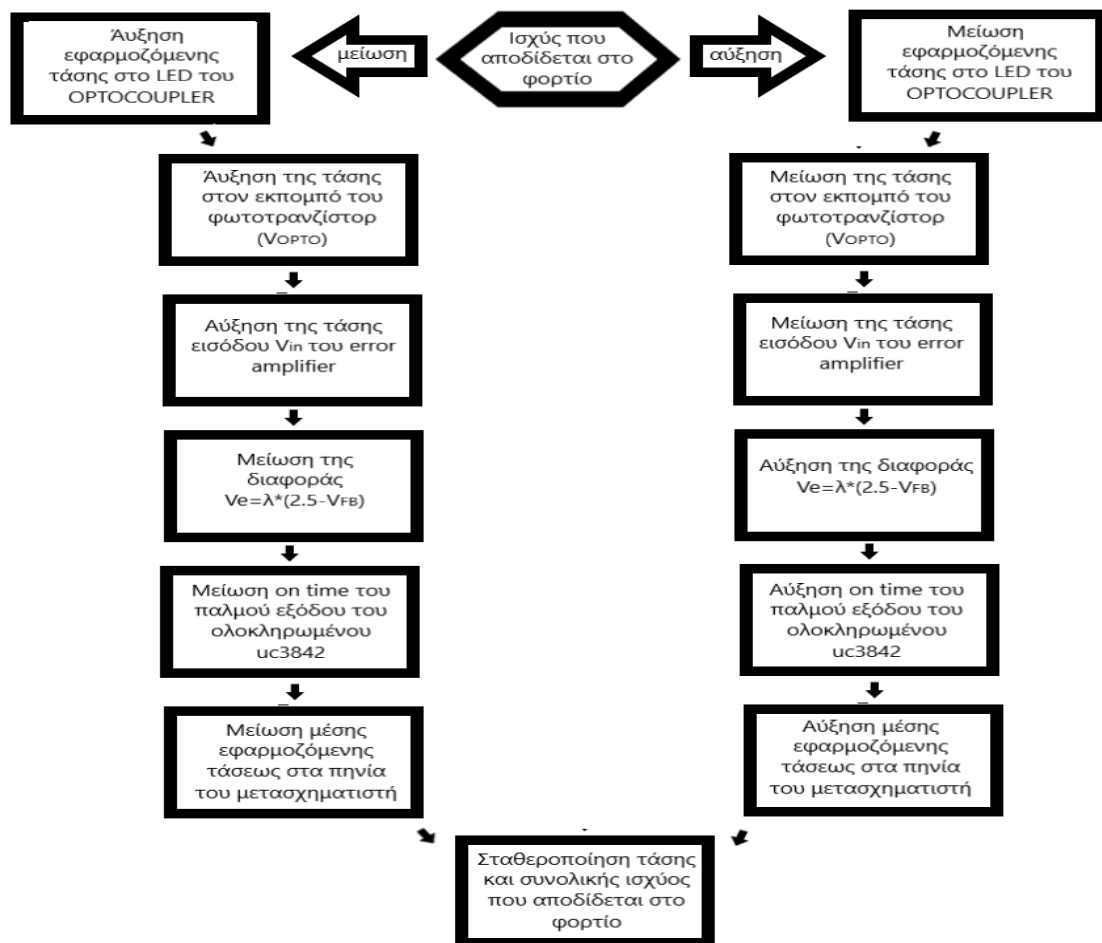
Οι R_1 και R_2 σχηματίζουν έναν διαιρέτη τάσης. Επομένως η τάση V_{IN} που «βλέπει» ο error amplifier , είναι πάντα ίση με το μισό της εξόδου του optocoupler (V_{OPTO}).

Εδώ πρέπει να τονιστεί ότι η τιμή αυτή της R_1 πρέπει να είναι αρκετά μεγαλύτερη της R_5 γεγονός που θα συμβάλει στο να μην επηρεάζεται η τάση εξόδου του optocoupler από τα στοιχεία που συνδέονται στην συνέχεια. Το ρεύμα που περνάει από τον εκπομπού του τρανζίστορ πηγαίνει έτσι σχεδόν όλο στην R_5 .

9.8. Η λειτουργία του optocoupler συνδεδεικά με το υπόλοιπο κύκλωμα ανάδρασης

Το τύλιγμα του μετασχηματιστή που χρησιμοποιείται για την ανάδραση, αφού παρεμβληθεί ένα ανορθωτικό δικτύωμα διόδου πυκνωτή , συνδέεται μέσω μιάς αντίστασης (R_4), στο led του optocoupler . Σε σταθερή κατάσταση λειτουργίας, όταν ο converter τροφοδοτεί σταθερά ένα φορτίο, η dc τάση που παράγεται από το πηνίο και το ανορθωτικό δικτύωμα είναι σταθερή . Συνεπώς το ρεύμα που φτάνει στο led του optocoupler είναι σταθερό και ως συνέπεια είναι σταθερή και η τάση στον εκπομπό του φωτοτρανζίστορ .

Η dc τάση που έχει το πηνίο της ανάδρασης εξαρτάται από το φορτίο που τροφοδοτεί ο converter συνολικά σε όλα τα άλλα δευτερεύοντα τυλίγματα . Όταν το φορτίο που συνδέεται σε ένα δευτερεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή έχει μεγαλύτερες απαιτήσεις ισχύος, η τάση στο πηνίο που το τροφοδοτεί προφανώς μειώνεται αλλά εξίσου μειώνεται η τάση και στα άλλα τυλίγματα του μετασχηματιστή .

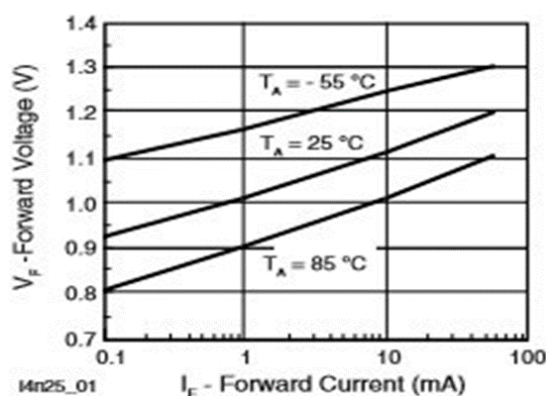


Εικόνα 106. Η κυκλική λειτουργία της ανάδρασης.

9.9. Επιλογή στοιχείων για τον optocoupler

Η κατανάλωση του LED του Optocoupler εξαρτάται από την αντίσταση που είναι συνδεδεμένη εν σειρά με αυτό. Το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να τραβήξει το LED σύμφωνα με το datasheet του 4N25 optocoupler είναι 50-60 mA . Εν προκειμένω, στα άκρα της συστοιχίας LED και αντίστασης R4 εφαρμόζεται τάση 40V .

Η επιλογή της τιμής των αντιστάσεων που συνδέονται σε σειρά με το LED έγινε ως εξής. Σύμφωνα με το φύλλο κατασκευαστή του 4n25 η αντίσταση του LED σχετίζεται με την θερμοκρασία .



Εικόνα 107. Forward voltage vs forward current

Αν η μέση θερμοκρασία είναι 25-30 βαθμοί κελσίου σημαίνει ότι για τάση 1.1V στο LED διέρχονται από αυτό 10mA . Ενώ για τάση 1.0V στο LED διέρχεται από αυτό 1mA .

Η αντίσταση του λοιπόν στην πρώτη περίπτωση είναι

$$R_{LED} = \frac{1.1V}{10 * 10^{-3}A} = 1100\Omega$$

Όμοια, στην δεύτερη περίπτωση

$$R_{LED} = \frac{1V}{1 * 10^{-3}A} = 1000\Omega$$

9.9.1. Εργαστηριακός προσδιορισμός στοιχείων.

Παρατηρώντας το διάγραμμα συμπεραίνεται ότι η αντίσταση του LED δεν είναι σταθερή και μεταβάλλεται από 10 Ω έως και 10000 Ω .

Επειδή μάλιστα η αντίσταση μεταβάλλεται και από τη θερμοκρασία καθώς και από κατασκευαστικές αποκλίσεις , ο καλύτερος τρόπος να εξασφαλιστεί η ορθή οδήγηση του LED του optocoupler είναι να πειραματιστούμε εργαστηριακά.

Χρειάζεται να εξασφαλιστεί ότι το ρεύμα που διέρχεται από αυτό δεν ξεπερνάει τα 50 mA . Η τάση που εφαρμόζεται είναι 40 V . Πρέπει

$$R_{min} = V / I_{max} \quad (9.9.1 - 1)$$

$$R_{min} = 40V / 50 * 10^{-3}A$$

$$R_{min} = 800\Omega$$

Προκειμένου να προσδιοριστούν τις τελικές τιμές που θα χρησιμοποιηθούν για τον optocoupler , συνδέθηκε στο ένα άκρο του LED μία αντίσταση 1.5k Ω για προστασία από το ρεύμα καθώς και ένα ποτενσιόμετρο 2k Ω με το οποίο εν συνεχεία θα πειραματιζόμασταν .

Στα άκρα του phototransistor εφαρμόζεται μια τάση 20 V , όσο δηλαδή και η τάση του auxiliary τυλίγματος που χρησιμοποιείται για την τροφοδοσία του uc3842 καθώς και για το phototransistor του optocoupler .

Επειδή το ρεύμα στο συλλέκτη του ηρη φωτοτρανζίστορ είναι ανάλογο του ρεύματος του led

.

$$i_c = CTR * i_{LED} \quad (9.9.1 - 2)$$

(Ο συντελεστής CTR είναι το DC current transfer ratio που δίνει ο κατασκευαστής, και κυμαίνεται μεταξύ 20% και 50%)

Η τάση στην έξοδο του optocoupler είναι

$$V_{opto} = i_c * R_5 \quad (9.9.1 - 3)$$

$$V_{opto} = CTR * i_{LED} * R_5$$

$$V_{opto} = CTR * i_{LED} * R_5 \quad (9.9.1 - 4)$$

Αν επιλεγθεί $R_5 = 1k\Omega$

$$V_{opto} = CTR * 1000 * i_{LED}$$

Η τάση που παράγεται στην έξοδο του optocoupler πρέπει να κυμαίνεται κοντά στα 5V, έτσι ώστε η τάση που προκύπτει στην είσοδο του error amplifier μετά τον διαιρέτη τάσης να είναι κοντά στα 2,5V.

$$V_{IN} < 2,5V$$

Και αφού $V_{opto} = 2 * V_{IN}$ πρέπει

$$V_{opto} < 5V$$

Αφού ο CTR κυμαίνεται μεταξύ του 20% και 50% πρέπει στην καλύτερη περίπτωση που CTR=50%

$$V_{opto} = 0.5 * 1000 * i_{LED} < 5V$$
$$i_{LED} < 10mA$$

Άρα τελικά

$$R_{min} = V / I_{max}$$
$$R_{min} = 40V / 10 * 10^{-3}A$$
$$R_{min} = 4000\Omega$$

Επειδή το θεωρητικό μοντέλο αποκλίνει από το πραγματικό κύκλωμα του error, καταλήγουμε πειραματιζόμενοι πως αρκεί μία αντίσταση 2500 Ω για R_{min} .

9.10. Το βαθυπερατό φίλτρο στο current sense pin

Στο current sense pin ο κατασκευαστής προτείνει την υλοποίηση ενός βαθυπερατού φίλτρου για την εξάλειψη τυχόν υψηλών spikes που εμφανίζονται στην κυματομορφή ρεύματος ώστε να διασφαλιστεί η ομαλή λειτουργία της ανάδρασης.

9.10.1. Γενική συνάρτηση μεταφοράς βαθυπερατού φίλτρου

Κατά τα γνωστά η συνάρτηση μεταφοράς τάσης από την πηγή στον πυκνωτή σε ένα εν σειρά RC δικτύωμα είναι :

$$H_{V_c}(j\omega) = \frac{V_c}{V_{IN}} \quad (9.10.1 - 1)$$

$$H_{V_c}(j\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega} \quad (9.10.1 - 2)$$

$$H_{V_c}(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} < -\varepsilon\varphi^{-1}RC\omega \quad (9.10.1 - 3)$$

Το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς συνεπώς είναι:

$$|H_{V_c}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \quad (9.10.1 - 4)$$

9.10.2. Επιλογή στοιχείων

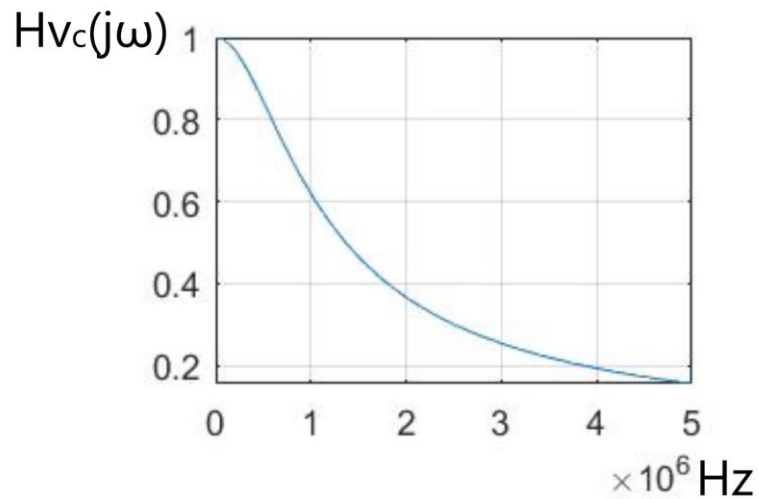
Επιλέχθηκαν: $R = 2.7k\Omega$ και $C = 0.47nF$

9.10.3. Η απόκριση συχνότητας του βαθυπερατού φίλτρου

$$|H_{V_c}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2.7k\Omega * 0.47nF * \omega)^2}} \quad (9.10.1 - 5)$$

9.10.4. Προσομοίωση Matlab

Από την (9.10.1 - 5), η απόκριση συχνότητας του φίλτρου παρουσιάζεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 108. Απόκριση συχνότητας βαθυπερατού φίλτρου

Υπενθυμίζεται ότι η επιλεγμένη συχνότητα ταλάντωσης του uc3842 είναι

$$f_{switching} = 110\text{kHz} = 110000\text{Hz} = 0.11 * 10^6 = \text{Hz}.$$

Το φίλτρο δεν επηρεάζει καθόλου τη συχνότητα ταλάντωσης αλλά αποκόβει τυχόν υψίσυχνα spikes όταν η συχνότητα τους ξεπερνά τα 500kHz .

```
%current_sense.m
```

```
figure(1)
```

```
subplot(2,2,1)
```

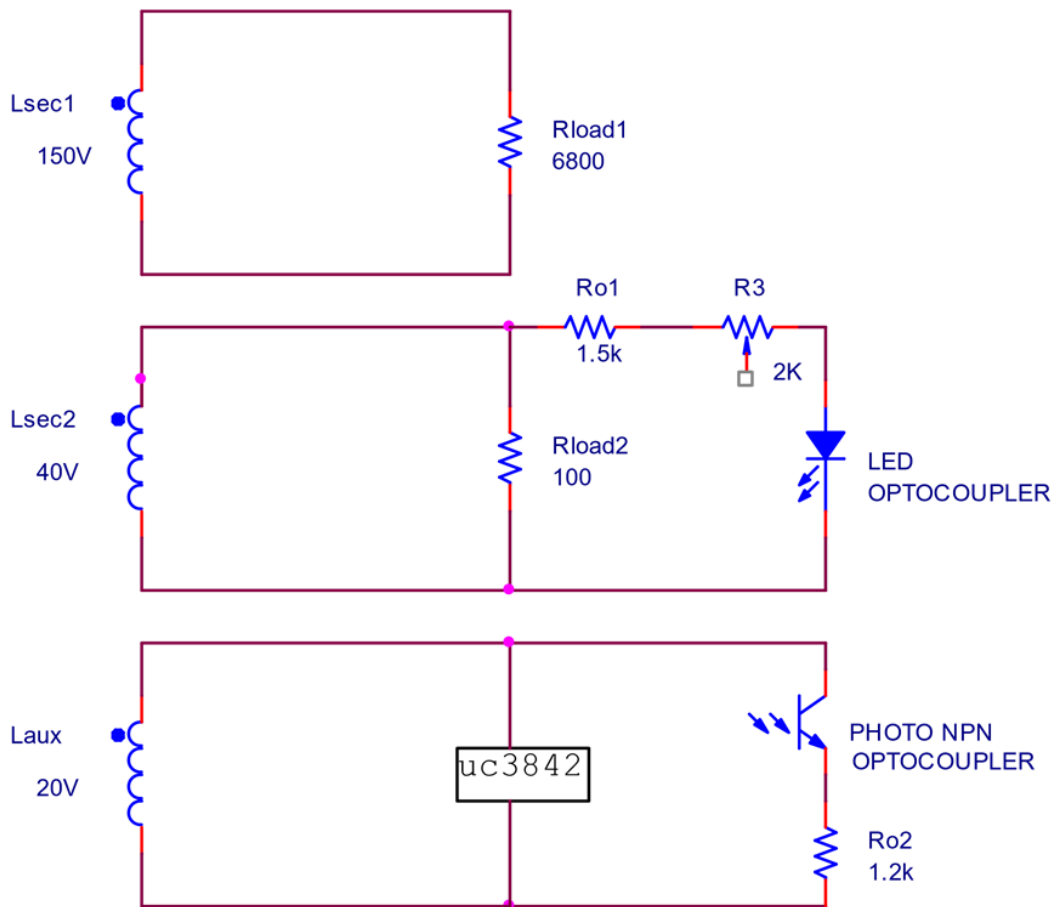
```
fplot(@(w)(1/(sqrt(1+(2700*0.47*(10^(-9))*w)^2))),[0. 5000000]); %VI
```

```
grid on
```


ΚΕΦΑΛΑΙΟ 10. Καταναλώσεις

10.1. Υπολογισμός του συνολικού ρεύματος κατανάλωσης στο πρωτεύον $I_{p,ΤΟΤΑΛ}$

Στο κύκλωμα συνολικά υπάρχουν οι παρακάτω καταναλώσεις .



Εικόνα 109. Καταναλώσεις converter

όπου R_{LOAD1} το φορτίο του δευτερεύοντος τυλίγματος των 150V .

R_{LOAD2} το ωμικό φορτίο του δευτερεύοντος τυλίγματος των 40V .

LED η κατανάλωση του led του optocoupler .

Uc3842 η κατανάλωση του ελεγκτή uc3842 .

Photo NPN η κατανάλωση του phototransistor του optocoupler .

Θα υπολογιστεί το συνολικό φορτίο του δευτερεύοντος τυλίγματος των 40V. Η μέγιστη δυνατή τιμή του ρεύματος που διέρχεται από το led του optocoupler είναι

$$I_{LED,max} = \frac{V_{L,sec2}}{15000\Omega}$$

$$I_{LED,max} = \frac{40V}{15000\Omega}$$

$$I_{LED,max} = 27mA$$

,οπότε και

$$R_{LED,min} = 15000\Omega$$

Η συνολική μέγιστη ωμική κατανάλωση του δευτερεύοντος τυλίγματος των 40V είναι

$$R_{Lad2,total} = \frac{R_{Lad2} * R_{LED,min}}{R_{Lad2} + R_{LED,min}} = \frac{100 * 1500}{100 + 1500} \Omega = 93.750\Omega$$

Θα υπολογίσουμε το συνολικό φορτίο του aux τυλίγματος των 20V .

Η μέση κατανάλωση του uc3842 είναι περίπου 40mA (datasheet).

Η μέση κατανάλωση του φωτοτρανζίστορ του optocoupler 4n25 είναι περίπου 100mA (datasheet).

Η συνολική ωμική κατανάλωση του aux τυλίγματος των 20V είναι

$$R_{Laux,total} = V_{Laux} / (40mA + 100mA) \\ = 20V / 140mA$$

Άρα

$$R_{Laux,total} = 142\Omega$$

Το ρεύμα i_{mutual} που διέρχεται από το πρωτεύον για κάθε ένα από τα παραπάνω τυλίγματα δίνεται από την σχέση

$$i_{mutual,prim} = \frac{V_{sec}^2}{V_{prim} * R_{LOAD}}$$

$$i_{mutual,prim,SEC1} = \frac{150^2}{300 * 6000} = 0.0107A$$

$$i_{mutual,prim,SEC2} = \frac{40^2}{300 * 93.75} = 0.0551A$$

$$i_{mutual,prim,AUX} = \frac{20^2}{300 * 142} = 0.0090A$$

Συνολικά

$$i_{mutual,prim,TOTAL} = 0.0748A$$

10.2. Υπολογισμός R_{SENSE}

Στο κεφάλαιο 6 είχε υπολογιστεί

$$I_{mag,peak} = 0.1038A$$

Επομένως το συνολικό peak ρεύμα που διέρχεται από το πρωτεύον είναι

$$I_{PRIM,TOTAL,peak} = i_{mutual,prim,TOTAL} + I_{mag,peak}$$

$$I_{PRIM,TOTAL,peak} = 0.0748A + 0.1038A$$

$$I_{PRIM,TOTAL,peak} = 0.1786A$$

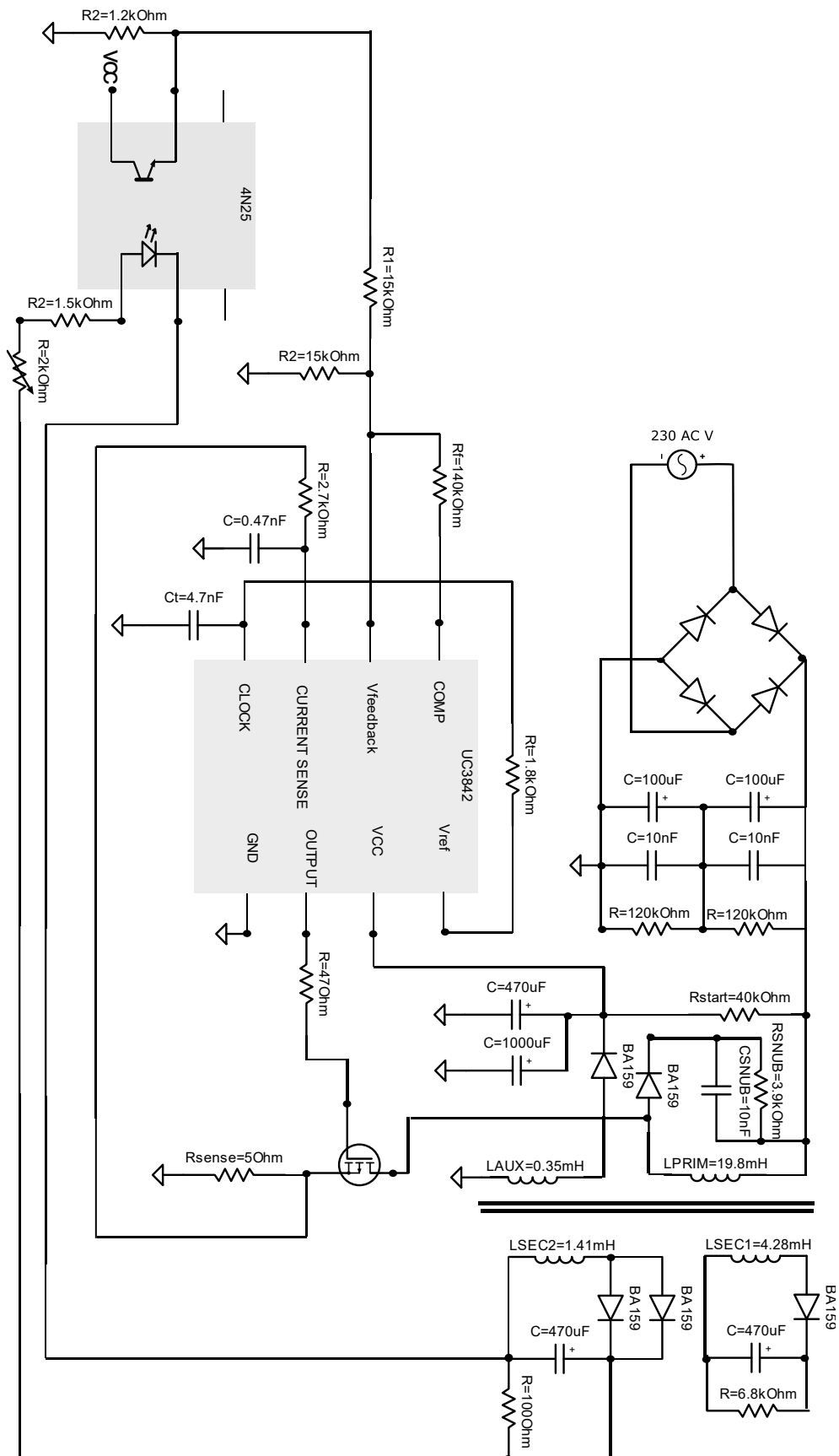
Η τιμή της R_{SENSE} υπολογίζεται ως (datasheet)

$$R_{SENSE} = \frac{0.9V}{I_{PRIM,TOTAL,peak}}$$

$$R_{SENSE} = \frac{0.9V}{0.1786A}$$

$$R_{SENSE} = 50\Omega$$

Το τελικό κύκλωμα του Forward converter



Βιβλιογραφία

Πιεζοηλεκτρικά στοιχεία (piezo elements):

1. <https://www.thorlabs.de/drawings/342278c705a00a77-1443F649-5056-2306D962D3DBCFE9689A/PZS001-Manual.pdf>
2. <https://www.thorlabs.de/drawings/342278c705a00a77-1443F649-5056-2306D962D3DBCFE9689A/PZS001-SpecSheet.pdf>
3. http://www.pi-usa.us/tutorial/4_20.html#4_21

Το κύκλωμα της γέφυρας (bridge circuit)

1. Κ. Χ. Πολιτόπουλος, Οργανολογία και τεχνικές, Βοιατρικές εφαρμογές, Εκδόσεις ΕΜΠ
2. <http://www.ti.com/lit/ml/slyp163/slyp163.pdf>

Μετασχηματιστής (transformer):

1. «Ηλεκτρομαγνητικά Πεδία», Τόμοι Α και Β, Ι. Λ. Τσαλαμέγκα και Ι.Α. Ρουμेलιώτη (εκδόσεις Τζιόλα)
2. «Εισαγωγή στα ΣΗΕ», Κ. Βουρνά και Γ. Κονταξή (εκδόσεις Συμμετρία)
3. <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/alternating-current/chpt-9/mutual-inductance-and-basic-operation/>
4. http://www.ymcaust.ac.in/electrical/images/transformer_design.pdf
6. https://en.wikipedia.org/wiki/Saturation_%28magnetic%29

Πυρήνας μετασχηματιστή (transformer's core):

1. <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-4140.pdf>
2. <http://www.21dianyuan.com/home/download.php?action=download&id=89281>

[3.http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/pen.21687/pdf](http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/pen.21687/pdf)

Πειραματική μέτρηση αυτεπαγωγής πηνίου (experimental measurement of inductance):

1.<https://www.wikihow.com/Measure-Inductance>

2.<https://daycounter.com/Articles/How-To-Measure-Inductance.phtml>

Buck converter:

1.Switchmode Power Supply Handbook, Third Edition , Keith Billings and Taylor Morey.

2.https://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter

Forward converter:

1.Switchmode Power Supply Handbook, Third Edition , Keith Billings and Taylor Morey.

2.https://en.wikipedia.org/wiki/Forward_converter

3. <https://www.mouser.com/pdfdocs/2-10.pdf>

Ολοκληρωμένο uc3842 (IC uc3842):

1.<http://www.ti.com/lit/an/slua143/slua143.pdf>

2.<http://noel.feld.cvut.cz/hw/philips/acrobat/8014.pdf>

3.<http://www.ti.com/lit/an/slua257/slua257.pdf>

MOSFET 5NK80:

1.<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stp5nk80z.pdf>

Optocoupler:

1. <https://www.vishay.com/docs/83725/4n25.pdf>
2. <https://www.electronics-tutorials.ws/blog/optocoupler.html>
3. <https://www.vishay.com/docs/83741/83741.pdf>

Frequency compensation (error amplifier):

1. <http://www.ti.com/lit/an/slva503a/slva503a.pdf>
2. https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/1b/e5/06/83/93/4c/4a/6c/CD00176008.pdf/files/CD00176008.pdf/jcr:content/translations/en.CD00176008.pdf

Κυκλώματα RLC (RLC electronic circuits):

1. <https://physics.info/circuits-rlc/>
2. <http://electricalacademia.com/basic-electrical/rlc-series-circuit-analysis/>
3. https://www.ee.iitb.ac.in/~sequel/ee101/ee101_rlc_1.pdf
4. <https://www.khanacademy.org/science/electrical-engineering/ee-circuit-analysis-topic/ee-natural-and-forced-response/a/ee-lc-natural-response-derivation>

SNUBBER Topologies:

1. Switchmode Power Supply Handbook, Third Edition , Keith Billings and Taylor Morey.

