



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ Μ.Κ. & Α.Ε.
Εργαστήριο Αυτομάτου Ελέγχου

Μεταπτυχιακή Εργασία

Σχεδιασμός και Έλεγχος Συστήματος Ανύψωσης Ηλεκτρικής Τάσης

Νικόλαος Λεβεντάκης

Επιβλέπων Καθηγητής: Ε. Γ. Παπαδόπουλος

ΑΘΗΝΑ 2018

Περίληψη

Η παρούσα μεταπτυχιακή εργασία αφορά στο σχεδιασμό ηλεκτρονικού συστήματος ανύψωσης τάσης (DC to DC step up / boost converter) για χρήση σε εφαρμογές ανάκτησης ενέργειας. Οι ανυψωτές τάσης εντάσσονται στον ευρύτερο τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος και παρέχουν τη δυνατότητα μετασχηματισμού συνεχούς τάσης και συνεχούς ρεύματος σε συνεχή τάση και συνεχές ρεύμα με μεταβαλλόμενο και ελεγχόμενο λόγο μετασχηματισμού - μεγαλύτερο της μονάδας σε ό,τι αφορά την τάση - και με υψηλό βαθμό απόδοσης.

Οι ανυψωτές τάσης παρουσιάζουν αξιοσημείωτα πλεονεκτήματα, σε σχέση με άλλα ηλεκτρικά συστήματα μετασχηματισμού ισχύος. Ενδεικτικά οι συνήθεις ηλεκτρομαγνητικοί μετασχηματιστές επιτρέπουν το μετασχηματισμό εναλλασσόμενης τάσης και ρεύματος μόνο με σταθερή αναλογία, ενώ από την άλλη οι διαιρέτες τάσης και οι διαιρέτες ρεύματος, παρότι μπορούν να μεταβάλλουν δυναμικά το λόγο διαίρεσης της τάσης ή ρεύματος, εντούτοις δεν μπορούν να ανυψώσουν αλλά μόνο να υποβιβάσουν την τάση ενώ ταυτόχρονα παρουσιάζουν εκ φύσεως υψηλές απώλειες.

Οι ανυψωτές τάσεις υλοποιούνται με τη χρήση ημιαγωγών, κυρίως τρανζίστορ και διόδων, καθώς και παθητικών στοιχείων, συγκεκριμένα πυκνωτών και πηνίων. Ο βαθμός απόδοσής τους θεωρείται υψηλός, γεγονός που προκύπτει από το ότι οι ημιαγωγοί (τρανζίστορ και διόδοι) λειτουργούν σε μόνο δύο καταστάσεις: είτε πλήρως κλειστοί (on) είτε πλήρως ανοικτοί (off) με αποτέλεσμα, ιδανικά να μην υπάρχουν απώλειες. Στην πραγματικότητα, υπάρχουν απώλειες αγωγής και διακοπτικής λειτουργίας που οδηγούν σε απώλειες της τάξης του 20% ή λιγότερο.

Οι ανυψωτές τάσης, χρησιμοποιούνται ιδιαίτερα σε εφαρμογές ανάκτησης ενέργειας από πηγές χαμηλής σχετικά ισχύος στο περιβάλλον, ιδίως στη φόρτιση συσσωρευτών ή υπερπυκνωτών από πηγές χαμηλής τάσης. Επιπρόσθετα οι ανυψωτές τάσης είναι μη γραμμικά, χρονικά μεταβαλλόμενα συστήματα, και συνεπώς η αποδοτική λειτουργία τους προϋποθέτει ειδικά σχεδιασμένο σύστημα αυτομάτου ελέγχου. Ο αυτόματος έλεγχος τέτοιου είδους συστημάτων, προϋποθέτει σωστή μαθηματική μοντελοποίηση, σωστή διαστασιολόγησή καθώς και ειδικές τεχνικές ελέγχου.

Η εργασία αυτή καλύπτει μεθοδικά όλα τα ανωτέρω βήματα σχεδιασμού και προτείνει συγκεκριμένες μεθοδολογίες, για ειδικές περιπτώσεις. Συγκεκριμένα παρουσιάζονται μεθοδολογίες μαθηματικής περιγραφής ανυψωτών τάσεις, διαστασιολόγησης ανυψωτή τάσης συγκεκριμένων προδιαγραφών, υλοποίησης πειραματικής διάταξης και σχεδιασμού συστήματος ελέγχου, τόσο με βάση τα μαθηματικά μοντέλο όσο και με βάση πειραματικές μετρήσεις σε κυκλώματα ανυψωτών τάσης με άγνωστα δυναμικά χαρακτηριστικά.

Abstract

This master thesis, discusses in detail the procedure of designing a boost (or step up) switching converter for energy harvesting or regeneration applications. Boost converters belong to the wide sector of power electronics and provide the capability of transforming a DC voltage to a DC voltage of a higher voltage and therefore DC current to DC current of a lower amperage, in a controllable manner and with relatively high efficiency.

Comparing with other means of transforming electrical power, boost converters present several considerable advantages. For instance, regular electromagnetic transformers, in contrast to boost converters, only transform AC voltage and current with a fixed ratio. On the other hand, voltage and current dividers, may have controllable ratio over a certain range, however they cannot step up voltage but only step it down and with significant power losses.

Practical implementations of boost converters include the use of semiconductors, mainly transistors (MOSFET, IGBT) and diodes along with passive elements such as capacitors and inductors. Efficiency can be relatively high since the semiconductors switch from fully closed (on) to fully open (off) thus ideally working with a 100% efficiency. In common boost converters, conduction losses and switching losses do exist and account for losses of 20% and even smaller.

Boost converters are commonly employed for energy harvesting from ambient sources of low power for charging batteries or supercapacitors from low voltage sources. Furthermore, boost converters are nonlinear, time dependent systems, thus to operate in an effective way, a specially designed closed loop controlling scheme must be properly designed. To control boost converters efficiently, proper mathematical formulation of system dynamics, proper dimensioning and special controlling schemes need to be considered.

This study describes in a systematic way all the steps required to design a boost converter and furthermore suggests design methodologies for certain cases. Specifically, this study presents methodologies for mathematical formulation, dimensioning against certain requirements, hardware prototyping, and control design of boost converters, according both to theoretical models and experimental measurements of boost converter circuit with known or unknown dynamics.

«Δόξα τῷ Θεῷ πάντων ἕνεκεν»
(αγ. Ιω. Χρυσόστομος)

Στην αγαπημένη μου σύζυγο
Εμμέλεια
και στα παιδιά μας
Γιάννη, Μαρίνα, Σεραφείμ

Ευχαριστίες

Η παρούσα εργασία αποτελεί το επιστέγασμα των μεταπτυχιακών μου σπουδών τις οποίες δε θα μπορούσα να ολοκληρώσω χωρίς την αμέριστη συμπαράσταση και υποστήριξη της αγαπημένης μου συζύγου, Εμμέλειας. Για το λόγο αυτό επιθυμώ να της αφιερώσω το παρόν πόνημα, ως ελάχιστη αναγνώριση και ένδειξη ευγνωμοσύνης.

Ευχαριστίες επιπλέον οφείλω στο ευρύτερο οικογενειακό και φιλικό μου περιβάλλον για την πολύπλευρη υποστήριξη του, οι οποίες όπως είναι φυσικό είναι δύσκολο να διατυπωθούν και να συμπυκνωθούν στις λίγες αυτές γραμμές.

Ιδιαίτερος οφείλω να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου, κ. Ευάγγελο Παπαδόπουλο, η καθοδήγηση του οποίου αποτέλεσε για μένα ασφαλή οδηγό στην ολοκλήρωση της μεταπτυχιακής μου εργασίας και των μεταπτυχιακών μου σπουδών γενικότερα.

Καταλυτική για την προσπάθειά μου ήταν και η πρόθυμη βοήθεια όλων των μελών της ερευνητικής ομάδας του κ. Παπαδόπουλου, τους οποίους και ευχαριστώ για την πολύτιμη αρωγή τους σε κάθε στάδιο της μεταπτυχιακής μου εργασίας.

Νικόλαος Ι. Λεβεντάκης

Φθινόπωρο 2018

Περιεχόμενα

Περίληψη	2
Abstract	3
Ευχαριστίες	5
Περιεχόμενα	6
Κατάλογος Σχημάτων	8
Κατάλογος Πινάκων	12
Λεξικό Όρων	13
Κατάλογος Συμβόλων	14
1 Εισαγωγή.....	15
1.1 Σκοπός Εργασίας	15
1.2 Ανασκόπηση	15
1.3 Δομή Εργασίας.....	17
2 Μαθηματική Μοντελοποίηση Ανυψωτή Τάσης.....	18
2.1 Διάταξη του Κυκλώματος	18
2.2 Αρχή Λειτουργίας.....	18
2.3 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών	19
2.4 Βασικοί Τρόποι Λειτουργίας.....	20
2.5 Δυναμική Ανυψωτή Τάσης σε Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής (CCM)	20
3 Μεθοδολογία Διαστασιολόγησης Ανυψωτή Τάσης και Σχεδιασμού Συστήματος Ελέγχου	35
3.1 Προδιαγραφές	35
3.2 Μεθοδολογία Διαστασιολόγησης των Στοιχείων του Κυκλώματος.....	36
3.3 Χαρακτηριστικές Παράμετροι Επιλογής των Στοιχείων του Κυκλώματος.....	41
3.4 Σχεδιασμός Συστήματος Ελέγχου	47
4 Ευθύς Σχεδιασμός Ανυψωτή Τάσης	56
4.1 Προδιαγραφές Ευθύ Σχεδιασμού	56
4.2 Καθορισμός Βασικών Παραμέτρων του Συστήματος	57
4.3 Προδιαγραφές των Στοιχείων του Κυκλώματος	57
4.4 Απόκριση στη Μόνιμη Κατάσταση.....	58
4.5 Απόκριση στο Πεδίο της Συχνότητας.....	59
4.6 Απόκριση στο Πεδίο του Χρόνου.....	63
5 Αντίστροφος Σχεδιασμός Ελεγκτή Ανυψωτή Τάσης.....	77
5.1 Υποθέσεις και Παραδοχές Μελέτης Περίπτωσης.....	79
5.2 Υλοποίηση Πειραματικής Διάταξης.....	79
5.3 Αναγνώριση Συστήματος και Σχεδιασμός Ελεγκτή στο Υπολογιστικό Μοντέλο	87
5.4 Απόκριση Υλικού Συστήματος.....	95
5.5 Αναγνώριση Συστήματος και Σχεδιασμός Ελεγκτή στο Υλικό Σύστημα	99
5.6 Αξιολόγηση της μεθοδολογίας αντίστροφου σχεδιασμού	108
6 Συμπεράσματα και Μελλοντική Εργασία	109

6.1	Συμπεράσματα	109
6.2	Μελλοντική Εργασία	111
7	Βιβλιογραφία.....	113

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 2-1.	Απλουστευμένη απεικόνιση ανυψωτής τάσης ^[4]	18
Σχήμα 2-2.	Τυπική Υλοποίηση Ανυψωτή Τάσης ^[4]	18
Σχήμα 2-3.	Αρχή λειτουργίας ανυψωτή τάσης ^[6] : A) ο διακόπτης άγει, η δίοδος δεν άγει B) ο διακόπτης δεν άγει, η δίοδος άγει	19
Σχήμα 2-4.	Ενδεικτικά παραδείγματα PWM με διαφορετικό Duty Cycle ^[10]	20
Σχήμα 2-5.	Ανάλυση του ανυψωτή τάσης στα απλούστερα κυκλώματα από τα οποία αποτελείται. Κύκλωμα (A): Διακόπτης κλειστός, κύκλος εργασίας 100%. Κύκλωμα (B): Διακόπτης ανοικτός, κύκλος εργασίας 0%.....	21
Σχήμα 2-6.	Μέσες τιμές και διακοπτικές διαταραχές σημάτων σε κυκλώματα με διακοπτικά στοιχεία ^[3]	23
Σχήμα 2-7.	Η επιρροή των ωμικών απωλειών του πηνίου στο λόγο μετασχηματισμού της τάσης εξόδου ως προς την τάση εισόδου.....	26
Σχήμα 2-8.	Η μεταβολή του ρεύματος του πηνίου και της μέσης τιμής του στο χρόνο, σε συνθήκες με ημιτονοειδή διακύμανση μικρού πλάτους και χαμηλής συχνότητας.	28
Σχήμα 2-9.	Απόκριση συστήματος με μηδενιστή στο δεξί ημιπέπεδο σε βηματική αλλαγή.	30
Σχήμα 2-10.	Διαγράμματα Bode των συναρτήσεων μεταφοράς από την είσοδο στην έξοδο (G_{vg}) και από το σήμα ελέγχου στην έξοδο (G_{vd}).	31
Σχήμα 2-11.	Η διακοπτική διαταραχή (switching ripple) του ρεύματος του πηνίου σε μία διακοπτική περίοδο στη μόνιμη κατάσταση.	33
Σχήμα 2-12.	Η διακοπτική διαταραχή (switching ripple) της τάσης του πυκνωτή σε μία διακοπτική περίοδο στη μόνιμη κατάσταση.	33
Σχήμα 3-1.	Χρόνοι ανταπόκρισης ημιαγωγού τύπου MOSFET στην τάση οδήγησης.....	45
Σχήμα 3-2.	Τυπική μορφή δομικού διαγράμματος ανυψωτή τάσης κλειστού βρόχου.	48
Σχήμα 3-3.	Χαρακτηριστικό διάγραμμα Bode αντισταθμιστή προπορευόμενης φάσης.....	53
Σχήμα 3-4.	Χαρακτηριστικό διάγραμμα Bode αντισταθμιστή υπολειπόμενης φάσης.....	54
Σχήμα 3-5.	Χαρακτηριστικό διάγραμμα Bode αντισταθμιστή προπορευόμενης – υπολειπόμενης φάσης.	55
Σχήμα 4-1.	Σύγκριση διαγραμμάτων Bode των δύο βασικών συναρτήσεων μεταφοράς (G_{vd} και G_{vg}).	60
Σχήμα 4-2.	Διάγραμμα Bode των χαρακτηριστικών συναρτήσεων μεταφοράς ανοικτού βρόχου με ελεγκτή PID.....	61
Σχήμα 4-3.	Διάγραμμα Bode των χαρακτηριστικών συναρτήσεων μεταφοράς κλειστού βρόχου με ελεγκτή PID.....	62
Σχήμα 4-4.	Διάγραμμα Bode των χαρακτηριστικών συναρτήσεων μεταφοράς των διαταραχών, ανοικτού και κλειστού βρόχου με ελεγκτή PID.....	62
Σχήμα 4-5.	Περιγραφή στο Simulink του Ανυψωτή Τάσης χωρίς ελεγκτή.	64
Σχήμα 4-6.	Περιγραφή στο Simulink του Ανυψωτή Τάση με ελεγκτή σε κλειστό βρόχο με ανάδραση.	64
Σχήμα 4-7.	Παρουσιάζονται η τάση εισόδου (v_g) και η τάση εξόδου (v) σε ανυψωτή τάσης χωρίς έλεγχο, έτσι όπως προκύπτουν από την προσομοίωση στο Simulink.....	65
Σχήμα 4-8.	Γραφική παράσταση της τάσης εξόδου (v) σε σχέση με την τάση εισόδου (v_g) που προκύπτει από την προσομοίωση στο Simulink.....	66
Σχήμα 4-9.	Γραφική παράσταση του σήματος ελέγχου (κύκλος εργασίας) συναρτήσεως του χρόνου κατά την προσομοίωση του συστήματος κλειστού βρόχου στο Simulink.....	66
Σχήμα 4-10.	Η μεταβολή του κύκλου εργασίας και της τάσης εισόδου με κανονικοποίηση ως προς τη μέση τιμή τους.....	67

Σχήμα 4-11.	Σύγκριση της απόκρισης του ανυψωτή τάσης, με και χωρίς ελεγκτή, όπως προκύπτει από την προσομοίωση στο Simulink.....	67
Σχήμα 4-12.	Μοντελοποίηση στο Simscape του Ανυψωτή Τάσης χωρίς ελεγκτή.....	68
Σχήμα 4-13.	Μοντελοποίηση στο Simulink του Ανυψωτή Τάση με PID ελεγκτή σε κλειστό βρόχο με ανάδραση.....	68
Σχήμα 4-14.	Γραφική παράσταση της τάσης εξόδου (v) και της τάσης εισόδου (v_g) που προκύπτει από την προσομοίωση του κλειστού βρόχου στο Simscape.	69
Σχήμα 4-15.	Γραφική παράσταση του ρεύματος του πηνίου (i_L) όπως προκύπτει από την προσομοίωση του κλειστού βρόχου στο Simscape.	70
Σχήμα 4-16.	Γραφική παράσταση της τάσης εξόδου (v) σε σχέση με την τάση εισόδου (v_g) που προκύπτει από την προσομοίωση του κλειστού βρόχου στο Simscape.	71
Σχήμα 4-17.	Γραφική παράσταση του ρεύματος του πηνίου (i_L) όπως προκύπτει από την προσομοίωση του κλειστού βρόχου στο Simscape.	71
Σχήμα 4-18.	Γραφική παράσταση του σήματος ελέγχου (κύκλος εργασίας) συναρτήσει του χρόνου από την προσομοίωση του συστήματος κλειστού βρόχου στο Simscape.	72
Σχήμα 4-19.	Η μεταβολή του κύκλου εργασίας και της τάσης εισόδου, με κανονικοποίηση ως προς τη μέση τιμή τους, κατά την προσομοίωση στο Simscape.	72
Σχήμα 4-20.	Σύγκριση της απόκρισης του ανυψωτή τάσης, με και χωρίς ελεγκτή, όπως προκύπτει από την προσομοίωση στο Simscape.....	73
Σχήμα 4-21.	Σύγκριση της απόκρισης της τάσης εξόδου χωρίς αυτόματο έλεγχο, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στο Simulink με επίλυση των συναρτήσεων μεταφοράς και όπως προέκυψε από το Simscape με επίλυση του μη γραμμικού ηλεκτρονικού κυκλώματος.	74
Σχήμα 4-22.	Σύγκριση της απόκρισης της τάσης εξόδου με αυτόματο έλεγχο, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στο Simulink με επίλυση των συναρτήσεων μεταφοράς και όπως προέκυψε από το Simscape με επίλυση του μη γραμμικού ηλεκτρονικού κυκλώματος.	75
Σχήμα 4-23.	Σύγκριση του κύκλου εργασίας, ως σήματος ελέγχου, στην προσομοίωση στο Simulink και στο Simscape.	75
Σχήμα 4-24.	Το σήμα ελέγχου, κατά τη φάση της μεταβατικής απόκρισης στην προσομοίωση μέσω Simulink και μέσω Simscape.	76
Σχήμα 5-1.	Φωτογραφία του τροφοδοτικού που χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική διάταξη.....	84
Σχήμα 5-2.	Φωτογραφία του ψηφιακού παλμογράφου που χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική διάταξη για πρόσθετη ακρίβεια στις μετρήσεις πέρα από τη χρήση του αναλογικο-ψηφιακού μετατροπέα του μικροεπεξεργαστή Arduino Due.....	84
Σχήμα 5-3.	Εικόνες από την υλοποίηση του Ανυψωτή Τάσης.	85
Σχήμα 5-4.	Σχηματικό Διάγραμμα του Ανυψωτή Τάσης.	85
Σχήμα 5-5.	Μοντέλο Simulink για αμφίδρομη επικοινωνία με μικροεπεξεργαστή Arduino.	86
Σχήμα 5-6.	Μοντέλο Simulink με Σύστημα Ελέγχου και αμφίδρομη επικοινωνία με μικροεπεξεργαστή Arduino.	86
Σχήμα 5-7.	Simscape μοντέλο Ανυψωτή Τάσης Ασυνεχούς Αγωγής και Ανοικτού Βρόχου.....	88
Σχήμα 5-8.	Απόκριση του Ανυψωτή Τάσης Ασυνεχούς Λειτουργίας, Ανοικτού Βρόχου για διαφορετικούς κύκλους εργασίας.	89
Σχήμα 5-9.	Simscape μοντέλο με τον κόμβο αυτόματης αναγνώρισης συστήματος και ρύθμισης κερδών ελεγκτή PID σε Ανοικτό Βρόχο (Open-Loop PID Autotuner).....	90
Σχήμα 5-10.	Ο κύκλος εργασίας κατά τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος με ανοικτό βρόχο...	91
Σχήμα 5-11.	Η τάση εξόδου του Ανυψωτή Τάσης Ασυνεχούς Αγωγής κατά τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος.	91

Σχήμα 5-12.	Διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς που συνδέει τον κύκλο εργασίας με την τάση εξόδου σε Ανωψωτή Τάσης Ασυνεχούς Αγωγής γύρω κοντά στο επιθυμητό εύρος ζώνης, όπως προκύπτει από την προσομοίωση του κυκλώματος στο Simscape. Με αστερίσκο διακρίνονται τα σημεία που προέκυψαν κατά τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος στις αντίστοιχες συχνότητες. Με διακεκομμένη γραμμή η προσέγγιση της συνάρτησης μεταφοράς.....	92
Σχήμα 5-13.	Προσομοίωση της απόκρισης Ανωψωτή Τάσης σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής, με Σύστημα Ελέγχου για απόρριψη διαταραχών.....	93
Σχήμα 5-14.	Ο κύκλος εργασίας του Ανωψωτή Τάσης σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής καθώς μεταβάλλεται από το Σύστημα Ελέγχου ώστε να απορριφθεί η διαταραχή στην τάση εισόδου.....	94
Σχήμα 5-15.	Το ρεύμα του πηνίου του Ανωψωτή τάσης σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής.....	94
Σχήμα 5-16.	Σύγκριση της απόκρισης του Ανωψωτή Τάσης σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής, με και χωρίς Σύστημα Ελέγχου.....	95
Σχήμα 5-17.	Η τάση εξόδου και η τάση εισόδου στην πειραματική διάταξη Ανωψωτή Τάσης, χωρίς αυτόματο έλεγχο.....	96
Σχήμα 5-18.	Η μεταβατική απόκριση του Υλικού Ανωψωτή Τάσης κατά την εκκίνηση.....	96
Σχήμα 5-19.	Η μεταβατική απόκριση του υλικού συστήματος ανύψωσης τάσης κατά την εκκίνησή του.....	97
Σχήμα 5-20.	Απόσβεση των διαταραχών της τάσης εισόδου στην τάση εξόδου στο υλικό σύστημα ανύψωσης τάσης από το Σύστημα Ελέγχου που καθορίστηκε μέσα από την προσομοίωση.....	98
Σχήμα 5-21.	Ο κύκλος εργασίας καθώς μεταβάλλεται στο χρόνο από το Σύστημα Ελέγχου στο υλικό σύστημα ανύψωσης τάσης, προκειμένου να αντισταθμιστούν οι διαταραχές της τάσης εισόδου και να διατηρηθεί σταθερή η τάση εξόδου.....	98
Σχήμα 5-22.	Η προσαρμογή του κύκλου εργασίας από το Σύστημα Ελέγχου κατά την εκκίνηση του ανωψωτή τάσης.....	99
Σχήμα 5-23.	Εισαγωγή διαταραχών στο σήμα ελέγχου, συγκεκριμένων συχνοτήτων και πλάτους, με σκοπό την αναγνώριση του υλικού συστήματος ανύψωσης τάσης σε πραγματικό χρόνο.....	100
Σχήμα 5-24.	Μοντέλο Simulink με τον κόμβο «αυτόματης αναγνώρισης συστήματος και ρύθμισης κερδών ελεγκτή PID σε κλειστό βρόχο» (Closed-Loop PID Autotuner) και τη διεπαφή Simulink – Arduino.....	101
Σχήμα 5-25.	Η απόκριση του υλικού συστήματος ανύψωσης τάσης κατά τη διαδικασία αναγνώρισης συστήματος σε πραγματικό χρόνο.....	102
Σχήμα 5-26.	Η δυναμική του υλικού συστήματος ανύψωσης τάσης όπως προέκυψε κατά τη διαδικασία αναγνώρισης συστήματος σε πραγματικό χρόνο.....	102
Σχήμα 5-27.	Η μεταβατική απόκριση κατά την εκκίνηση του ανωψωτή τάσης με Σύστημα Ελέγχου που προέκυψε από την αναγνώριση συστήματος σε πραγματικό χρόνο.....	104
Σχήμα 5-28.	Απόρριψη διαταραχών τάσης εισόδου, σε πραγματικό χρόνο, από το σύστημα ανύψωσης τάσης κλειστού βρόχου, με Σύστημα Ελέγχου που έχει προκύψει από την αναγνώριση συστήματος σε πραγματικό χρόνο.....	104
Σχήμα 5-29.	Η προσαρμογή του κύκλου εργασίας από το Σύστημα Ελέγχου για την απόρριψη διαταραχών σε πραγματικό χρόνο.....	105
Σχήμα 5-30.	Ο κύκλος εργασίας κατά την εκκίνηση του ανωψωτή τάσης με Σύστημα Ελέγχου που προέκυψε από την αναγνώριση συστήματος σε πραγματικό χρόνο.....	105
Σχήμα 5-31.	Σύγκριση των δύο PID ελεγκτών, σε ό,τι αφορά την τάση εξόδου και την απόρριψη διαταραχών.....	106
Σχήμα 5-32.	Σύγκριση των δύο ελεγκτών σε ό,τι αφορά το σήμα ελέγχου κατά την απόρριψη διαταραχών.....	107

Σχήμα 5-33.	Σύγκριση των δύο ελεγκτών σε ό,τι αφορά την απόκριση της τάσης εξόδου σε βηματική επιβολή κατά την εκκίνηση.	107
Σχήμα 5-34.	Σύγκριση των δύο ελεγκτών σε ό,τι αφορά το σήμα ελέγχου σε βηματική επιβολή κατά την εκκίνηση.	108

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 4-1. Συνθήκες στην είσοδο του ανυψωτή τάσης	56
Πίνακας 4-2. Προδιαγραφές στην έξοδο του ανυψωτή τάσης.....	57
Πίνακας 4-3. Χαρακτηριστικά μεγέθη του συστήματος όπως προκύπτουν κατά τον αρχικό σχεδιασμό σύμφωνα με τις προδιαγραφές.	57
Πίνακας 4-4. Προδιαγραφές πηνίου	58
Πίνακας 4-5. Προδιαγραφές πυκνωτή	58
Πίνακας 4-6. Προδιαγραφές MOSFET.....	58
Πίνακας 4-7. Προδιαγραφές Διόδου	58
Πίνακας 4-8. Προδιαγραφές Γεννήτριας Εύρους Παλμών	58
Πίνακας 4-9. Αποτελέσματα απόκρισης ανυψωτή τάσης στη Μόνιμη Κατάσταση	59
Πίνακας 4-10. Δυναμικά Χαρακτηριστικά της απόκρισης του συστήματος στο πεδίο της συχνότητας.59	
Πίνακας 4-11. Δυναμικά Χαρακτηριστικά της απόκρισης του συστήματος με ελεγκτή στο πεδίο της συχνότητας.....	61
Πίνακας 5-1. Συνθήκες στην είσοδο του ανυψωτή τάσης σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής	79
Πίνακας 5-2. Χαρακτηριστικά Πηνίου σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής.....	81
Πίνακας 5-3. Χαρακτηριστικά Πυκνωτή σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής	81
Πίνακας 5-4. Χαρακτηριστικά MOSFET σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής.....	81
Πίνακας 5-5. Χαρακτηριστικά Διόδου σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής.....	82
Πίνακας 5-6. Χαρακτηριστικά Φορτίου.....	82
Πίνακας 5-7. Χαρακτηριστικά Μικροεπεξεργαστή	82
Πίνακας 5-8. Χαρακτηριστικά του συστήματος ελέγχου PID όπως προκύπτουν από αυτόματη ρύθμιση (autotuning) μέσα από ειδικό λογισμικό με βάση τη συνάρτησης μεταφοράς που προέκυψε από τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος στο υπολογιστικό μοντέλο....	92
Πίνακας 5-9. Χαρακτηριστικά του συστήματος ελέγχου PID όπως προκύπτουν από αυτόματη ρύθμιση (autotuning) μέσα από ειδικό λογισμικό με βάση τη συνάρτησης μεταφοράς που προέκυψε από τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος στο υπολογιστικό μοντέλο..	103

Λεξικό Όρων

Αναγνώριση Συστήματος	System Identification
Αντιστάτες Ισχύος	Power resistors
Ανυψωτής Τάσης	Step Up Converter / Boost Converter
Αντισταθμιστής Προπορευόμενης Φάσης	Lead Phase Compensator
Αντισταθμιστής Υπολειπόμενης Φάσης	Lag Phase Compensator
Αντίστροφο Ρεύμα Διόδου	Diode's Reverse Current
Γεννήτρια Παλμών Εύρους	Pulse Width Generator
Διακοπτικές Απώλειες	Switching Losses
Διακοπτικές Διαταραχές	Switching Ripples
Διακοπτική Περίοδος	Switching Period
Διακοπτική Συχνότητα	Switching Frequency
Διακοπτικός Μετατροπέας Ισχύος	Switching Mode Power Supply
Διαμόρφωση Παλμών Εύρους	Pulse Width Modulation
Δομικό Διάγραμμα	Block diagrams
Δυναμικό Παρεμπόδισης Διόδου	Diode's Forward Voltage drop
Εύρος Ζώνης	Bandwidth
Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής	Discontinuous Conduction Mode – DCM
Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής	Continuous Conduction Mode – CCM
Μεταβατική Απόκριση	Transient response
Μετατροπέας Λογικής Στάθμης	Logic Level Converter
Μηδενιστής Δεξιού Ημιεπιπέδου	Right Half plane Zero
Μικρές Αρμονικές Διαταραχές	Small AC signal
Μόνιμη Κατάσταση	Steady state
Παραδοχή Μικρών Διακοπτικών Διαταραχών	Small ripple approximation
Περιθώριο Φάσης	Phase margin
Περιθώριο Κέρδους	Gain margin
Σύγχρονη Ανόρθωση	Synchronous Rectification
Συνάρτηση Ανοικτού Βρόχου	Loop Gain transfer function
Συνάρτηση Ευαισθησίας	Sensitivity transfer function
Συνάρτηση Καθοδήγησης	Transmissibility transfer function
Συχνότητα Αποκοπής	Crossover frequency
Υλικό	Hardware

Κατάλογος Συμβόλων

C	Χωρητικότητα πυκνωτή
f_s	Διακοπτική συχνότητα
$G_{vd}(s)$	Συνάρτηση μεταφοράς από τον κύκλο εργασίας στην τάση εξόδου
$G_{vg}(s)$	Συνάρτηση μεταφοράς από την τάση εισόδου στην τάση εξόδου
GM	Περιθώριο Κέρδους
i_L	Ρεύμα πηνίου
I_L	Μέση τιμή ρεύματος πηνίου
\hat{i}_L	Διακύμανση ρεύματος πηνίου
L	Αυτεπαγωγή πηνίου
L(s)	Συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου
PID(s)	Συνάρτηση μεταφοράς ελεγκτή τριών όρων
PM	Περιθώριο Φάσης
R	Φορτίο στην έξοδο
R_d	Εσωτερική αντίσταση διόδου
R_e	Ισοδύναμη εσωτερική αντίσταση
R_L	Εσωτερική αντίσταση πηνίου
R_{on}	Εσωτερική αντίσταση MOSFET
S(s)	Συνάρτηση ευαισθησίας κλειστού βρόχου
$S_g(s)$	Συνάρτηση ευαισθησίας κλειστού βρόχου στην τάση εισόδου
T_s	Διακοπτική περίοδος
T(s)	Συνάρτηση καθοδήγησης
v	Τάση εξόδου
\hat{v}	Διακύμανση τάσης εξόδου
V	Μέση τιμή τάσης εξόδου
V_d	Δυναμικό παρεμπόδισης διόδου
v_g	Μεταβαλλόμενη τάση εισόδου
V_g	Μέση τιμή τάσης εισόδου
\hat{v}_g	Διακύμανση τάσης εισόδου
V_m	Πλάτος διακύμανσης τάσης εισόδου
Δi_L	Διακοπτική διακύμανση ρεύματος πηνίου
Δv	Διακοπτική διακύμανση τάσης εξόδου
θ	Μέγιστη προσθήκη φάσης από αντισταθμιστή προήγησης φάσης
ω_0	Ιδιοσυχνότητα
ω_c	Συχνότητα Αποκοπής
ω_B	Συχνότητα Εύρους Ζώνης
ω_{BT}	Συχνότητα Εύρους Ζώνης Συνάρτησης Καθοδήγησης
ω_{Bg}	Συχνότητα Εύρους Ζώνης Συνάρτησης Ευαισθησίας στις διαταραχές τάσης εισόδου
ω_g	Κυκλική συχνότητα τάσης εισόδου
$\omega_{\Phi_{max}}$	Συχνότητα μέγιστης προσθήκης φάσης από αντισταθμιστή Προπορευόμενης φάσης

1 Εισαγωγή

1.1 Σκοπός Εργασίας

Η αυξημένη ζήτηση για ενέργεια παγκοσμίως σε συνδυασμό με την όξυνση της κλιματικής αλλαγής από ανθρωπογενή αίτια καθιστούν αναγκαία την εξεύρεση και εκμετάλλευση ολοένα και περισσότερων νέων και ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (ΑΠΕ).

Παράλληλα η δυνατότητα απορρόφησης και αξιοποίησης ενέργειας από το περιβάλλον μπορεί να οδηγήσει σε τεχνολογικά συστήματα, πάσης φύσεως, με μεγαλύτερη ενεργειακή αυτονομία. Η αύξηση της ενεργειακής αυτονομίας των σύγχρονων τεχνολογικών συστημάτων μπορεί με τη σειρά της να οδηγήσει σε πλήθος νέων τεχνολογικών εφαρμογών. Ιδιαίτερα μάλιστα στην εποχή των Δικτυωμένων Συστημάτων (Internet of Things), η ενεργειακή αυτονομία αισθητήρων και εν γένει απομακρυσμένων συστημάτων αποτελεί πολύ σημαντική προτεραιότητα.

Καθοριστικής σημασίας παράγοντας για την επίτευξη των ανωτέρω στόχων, δεν είναι τόσο η εξεύρεση νέων υλικών ή νέων διατάξεων ειδικά σχεδιασμένων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, όσο είναι ο αποτελεσματικός και αποδοτικός αυτόματος έλεγχος των συστημάτων διαχείρισης ενέργειας που κατά κύριο λόγο αποτελούνται από ηλεκτρονικά ισχύος.

Τόσο επομένως η ανάγκη για νέες και ανανεώσιμες πηγές ενέργειας όσο και η ανάγκη για μεγαλύτερη ενεργειακή αυτονομία, καθιστούν τον επιστημονικό τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος, ένα κλάδο με ιδιαίτερα κρίσιμο και ενεργό ρόλο στη σύγχρονη βιομηχανία.

Ειδικότερα, ο σκοπός αυτής της εργασίας είναι ο σχεδιασμός διάταξης ανύψωσης τάσης (step up / boost converter) για την απορρόφηση ενέργειας από μεταβαλλόμενη πηγή χαμηλής τάσης και ισχύος.

Οι εφαρμογές που θα μπορούσε να έχει μια τέτοια διάταξη, με κατάλληλη κάθε φορά παραμετροποίησή της, είναι πολλές και διαφορετικές. Ενδεικτικά θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για την ανάκτηση ενέργειας από φωτοβολταϊκές συστοιχίες, από ταλαντώσεις μέσω πιεζοκρυστάλλων αλλά και από ηλεκτρικές μηχανές με κατάλληλο έλεγχο των κυκλωμάτων οδήγησής τους.

1.2 Ανασκόπηση

Η μελέτη της παρούσας εργασίας εντάσσεται στον ευρύτερο τομέα της διαχείρισης της ηλεκτρικής ισχύος η οποία πλέον γίνεται κατά κύριο λόγο με τη χρήση των ηλεκτρονικών ισχύος.

Ειδικότερα, ξεχωριστό ενδιαφέρον παρουσιάζει η απορρόφηση ενέργειας από ποικίλες ανανεώσιμες πηγές ενέργειας στο περιβάλλον. Η ιδιαιτερότητα - πρόκληση που παρουσιάζουν οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, είναι η μεταβαλλόμενη παροχή ισχύος, σε συχνότητα και εύρος τιμών.

Για να γίνει εφικτή η εκμετάλλευση της ενέργειας και η αποθήκευσή της σε συσσωρευτές είτε ακόμη η απευθείας τροφοδοσία του ηλεκτρικού δικτύου, είναι απαραίτητη η χρήση ηλεκτρονικών ισχύος με αυτόματο έλεγχο ώστε το σύστημα απορρόφησης ενέργειας να μπορεί να προσαρμόζεται στις διακυμάνσεις της πηγής της ισχύος ικανοποιώντας κάθε στιγμή της απαιτήσεις τροφοδοσίας που επιβάλλει το ηλεκτρικό δίκτυο ή οι συσσωρευτές ενέργειας αντίστοιχα.

Η ιστορία των ηλεκτρονικών ισχύος ξεκινάει στις αρχές του 20^{ου} αιώνα με την ανάπτυξη των πρώτων ανορθωτών, συγκεκριμένα του ανορθωτή τόξου υδραργύρου (mercury arc rectifier - 1902) για

την μετατροπή εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές, στη συνέχεια με την ανάπτυξη των λυχνιών κενού (vacuum tubes) και λίγο αργότερα στη δεκαετία του 1930 με τους ανορθωτές σεληνίου.

Στα τέλη της δεκαετίας του 1940 και στις αρχές της δεκαετίας του 1950, εφευρίσκονται τα πρώτα τρανζίστορ (Bipolar Junction Transistor) και οι πρώτες δίοδοι ημιαγωγών, κατάλληλες για εφαρμογές υψηλής ισχύος. Σταδιακά οι λυχνίες κενού αντικαθίστανται από δίοδους ημιαγωγών υψηλής ισχύος.

Στη δεκαετία του 1960 βελτιώνεται σημαντικά η διακοπτική συχνότητα των BJT και καθίσταται δυνατή η ανάπτυξη υψηλής συχνότητας μετατροπών DC/DC. Στη δεκαετία του 1970 εμφανίζονται και διατίθενται στο εμπόριο τα πρώτα τρανζίστορ τύπου MOSFET και στη δεκαετία του 1980 τα τρανζίστορ τύπου IGBT. Αυτή είναι και η περίοδος που περιγράφονται οι βασικές τοπολογίες μεταξύ των οποίων και οι ανυψωτές τάσης (R. D. Middlebrook, 1977). Τα ηλεκτρονικά ισχύος, ενώ αρχικά υλοποιούνταν από δίοδους υδραργύρου και λυχνίες κενού πλέον αντικαθίσταται εξ ολοκλήρου από ημιαγωγούς.

Οι ημιαγωγοί μπορούν να λειτουργήσουν είτε ως διακόπτες είτε ως ενισχυτές. Λειτουργώντας ως διακόπτες ελαχιστοποιούνται οι απώλειες καθώς όταν το ρεύμα διέρχεται, η διαφορά τάσης στα άκρα του διακόπτη είναι θεωρητικά μηδέν και αντιστρόφως όταν υπάρχει διαφορά τάσης στα άκρα του διακόπτη τότε δε διέρχεται ρεύμα συνεπώς η ισχύς που χάνεται στον ιδανικό διακόπτη είναι μηδενική. Την ιδιότητα αυτή εκμεταλλεύονται τα ηλεκτρονικά ισχύος και συγκεκριμένα τα ηλεκτρονικά κυκλώματα διακοπτικών μετατροπών ισχύος (Switching Mode Power Supply) ώστε να μετασχηματίσουν ηλεκτρική ισχύ με υψηλή απόδοση.

Τα ηλεκτρονικά ισχύος απαντώνται σε ένα ιδιαίτερα μεγάλο εύρος εφαρμογών, με ισχύ από λιγότερη του ενός watt μέχρι εκατοντάδες megawatt, με ρεύματα λίγων mA έως εκατοντάδων A και με τάσεις έως και χιλιάδων volt.

Σε αυτό το σημείο αξίζει να γίνει μία σύντομη αναφορά σε εφαρμογές των διακοπτικών μετατροπών ισχύος (switching power converters) σε άλλα, μη ηλεκτρικά φυσικά συστήματα. Ως γνωστόν τα φυσικά συστήματα (ηλεκτρικά, υδραυλικά, πνευματικά, μηχανικά περιστροφικά και μηχανικά γραμμικά, θερμικά κ.α.) έχουν μεταξύ τους αναλογίες σε ό,τι αφορά τις μεταβλητές ισχύος, τα στοιχεία από τα οποία απαρτίζονται, τη διασύνδεση των στοιχείων και τη δυναμική συμπεριφορά τους. Τα ηλεκτρονικά ισχύος και συγκεκριμένα οι ανυψωτές τάσης δεν αποτελούν εξαίρεση.

Μία τέτοια ενδιαφέρουσα τεχνολογία είναι ο υδραυλικός κριός. Εφευρέθηκε το 1772 από τον John Whitehurst και αποτελεί ακριβές υδραυλικό ανάλογο του ανυψωτή τάσης σε μία εποχή που δεν είχαν ακόμη εφευρεθεί οι ημιαγωγοί. Ο υδραυλικός κριός είναι ένα είδος αντλίας που εκμεταλλεύεται τη φυσική ροή ενός ρεύματος νερού και αντλεί το νερό σε μεγαλύτερο ύψος. Η μηχανή αυτή είναι ενεργειακά αυτόνομη καθώς εκμεταλλεύεται εξ ολοκλήρου την κινητική ενέργεια του ρεύματος του νερού που αντλεί. Πλέον βρίσκει εφαρμογή σε απομονωμένες περιοχές ιδιαίτερα σε αναπτυσσόμενες χώρες^[7].

Σε ό,τι αφορά την παρούσα μελέτη ως βασικό σύγγραμμα χρησιμοποιήθηκε αυτό των Erickson και Maksimovic, με τίτλο «Fundamentals of Power Electronics» (second edition, 2001). Το σύγγραμμα αυτό συνοδεύεται και από σχετικό διαδικτυακό εκπαιδευτικό πρόγραμμα^[4].

1.3 Δομή Εργασίας

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η δομή της εργασίας:

Στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζονται στοιχεία θεωρίας. Συγκεκριμένα παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας των ανυψωτών τάσης και αναπτύσσονται αναλυτικά οι μαθηματικές εξισώσεις που διέπουν τη συμπεριφορά τους τόσο στη μόνιμη κατάσταση (steady state) όσο και σε μικρές αρμονικές διαταραχές (small ac signal approximation).

Στο Κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται η μέθοδος σχεδιασμού ενός ανυψωτή τάσης με συγκεκριμένες προδιαγραφές όσον αφορά την τάση εξόδου και την τάση εισόδου. Περιγράφονται τα ηλεκτρονικά στοιχεία που συναπαρτίζουν το κύκλωμα και οι παράμετροι που είναι καθοριστικής σημασίας για την επιλογή τους. Ακόμη, στις μεθόδους σχεδιασμού περιλαμβάνεται και ο αυτόματος ελεγκτής ο οποίος φροντίζει για την παρακολούθηση της τάσης αναφοράς (reference tracking) και την απόρριψη διαταραχών (disturbance rejection).

Στο Κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται μελέτη περίπτωσης (case study) με χρήση της μεθοδολογίας του προηγούμενου κεφαλαίου. Περιλαμβάνονται αποτελέσματα από αριθμητική επίλυση των μαθηματικών μοντέλων καθώς και από προσομοίωση του κυκλώματος με τη χρήση μη γραμμικών μοντέλων των ηλεκτρονικών στοιχείων μέσα από εξειδικευμένο λογισμικό και γίνεται συγκριτική αξιολόγηση των αποτελεσμάτων.

Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζεται μεθοδολογία και μελέτη περίπτωσης (case study) αντίστροφου σχεδιασμού ανυψωτή τάσης. Στο συγκεκριμένο τρόπο προσέγγισης, το κύκλωμα θεωρείται δεδομένο και τα χαρακτηριστικά του εν μέρει άγνωστα. Παρουσιάζεται μεθοδολογία σχεδιασμού συστήματος ελέγχου με αναγνώριση συστήματος τόσο σε υπολογιστικό όσο και σε πειραματικό επίπεδο. Περιλαμβάνονται αποτελέσματα από προσομοιώσεις και από πειραματικές μετρήσεις, με τη χρήση εξειδικευμένου λογισμικού και γίνεται αξιολόγηση των αποτελεσμάτων.

Τέλος, στο Κεφάλαιο 6 παρουσιάζονται συμπεράσματα και προτάσεις για μελλοντική εργασία.

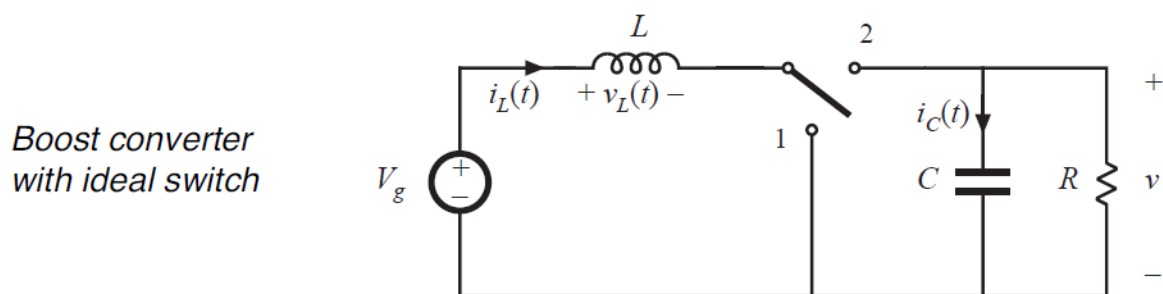
2 Μαθηματική Μοντελοποίηση Ανυψωτή Τάσης

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται οι μαθηματικές εξισώσεις οι οποίες περιγράφουν τη δυναμική συμπεριφορά ενός ανυψωτή τάσης. Με τις κατάλληλες παραδοχές, αναλύεται η απόκριση του συστήματος στη μόνιμη κατάσταση (steady state) και σε μικρές αρμονικές διακυμάνσεις.

2.1 Διάταξη του Κυκλώματος

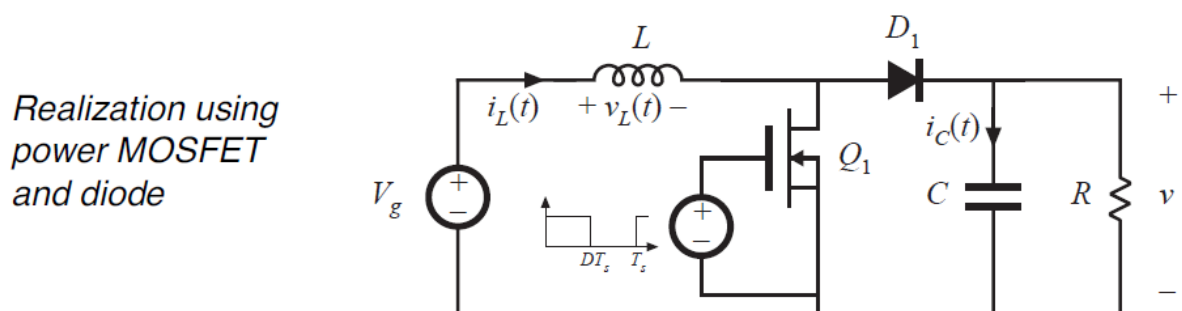
Οι ανυψωτές τάσης, αποτελούνται από ένα πηνίο συνδεδεμένο σε σειρά με ένα διακόπτη δύο θέσεων και ένα πυκνωτή.

Για λόγους απλότητας στην είσοδο μπορούμε να υποθέσουμε μία πηγή τάσης και για έξοδο ένα ωμικό φορτίο (Σχήμα 2-1).



Σχήμα 2-1. Απλουστευμένη απεικόνιση ανυψωτής τάσης^[4].

Μια τυπική υλοποίηση του παραπάνω κυκλώματος (Σχήμα 2-1) είναι με τη χρήση ενός τρανζίστορ, συνήθως τύπου MOSFET και μίας διόδου (Σχήμα 2-2).



Σχήμα 2-2. Τυπική Υλοποίηση Ανυψωτή Τάσης^[4].

2.2 Αρχή Λειτουργίας

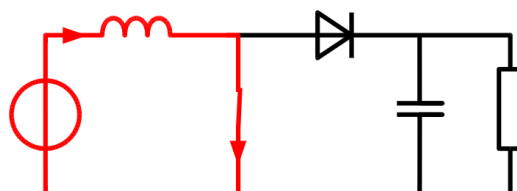
Σε πρώτη φάση το τρανζίστορ κλείνει και βραχυκυκλώνει το πηνίο. Με τον τρόπο αυτό αναπτύσσεται στο πηνίο ένα σχετικά μεγάλο ρεύμα (Σχήμα 2-3, on state.)

Στη δεύτερη φάση, το τρανζίστορ ανοίγει και διακόπτεται τη ροή του ρεύματος δια μέσου αυτού. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το πηνίο, αντιδρώντας στην αλλαγή του ρεύματος, να αλλάξει πολικότητα και να αναπτύξει στα άκρα του υψηλή τάση, ανάλογη του ρυθμού μεταβολής του ρεύματος. Κατ' επέκταση στη δεύτερη φάση, η τάση εισόδου v_g και η τάση του πηνίου v_L έχουν ίδια πολικότητα και

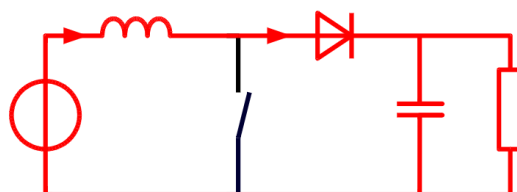
αθροίζονται. Έτσι προκύπτει ανύψωση της τάσης. Παράλληλα το ρεύμα που διέρχεται από το πηνίο κατά ένα μέρος φορτίζει τον πυκνωτή και κατά το υπόλοιπο οδηγείται στο φορτίο (Σχήμα 2-3).

Ο ρόλος του πυκνωτή είναι να εξομαλύνει την τάση εξόδου από τις διακυμάνσεις που προκύπτουν από τη μετάβαση από το ένα κύκλωμα στο άλλο. Οι διακυμάνσεις αυτές έχουν τη συχνότητα με την οποία ανοίγει και κλείνει ο διακόπτης. Η συχνότητα αυτή παίζει καθοριστικό ρόλο στη διαστασιολόγηση του πυκνωτή καθώς και του πηνίου.

Ο Διακόπτης άγει



Ο Διακόπτης δεν άγει



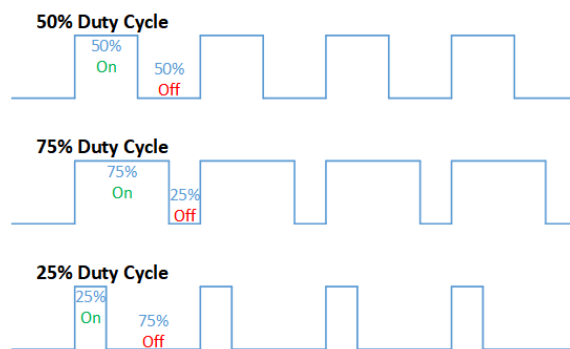
Σχήμα 2-3. Αρχή λειτουργίας ανυψωτή τάσης^[6]: **A)** ο διακόπτης άγει, η δίοδος δεν άγει **B)** ο διακόπτης δεν άγει, η δίοδος άγει

2.3 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών

Εξαιρετικά μεγάλη σημασία έχει ο τρόπος με τον οποίο γίνεται το άνοιγμα και το κλείσιμο του διακόπτη. Η τεχνική με την οποία γίνεται είναι γνωστή και ως Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM) και έχει τα εξής βασικά χαρακτηριστικά:

- Η συχνότητα που ανοιγοκλείνει ο διακόπτης (switching frequency) παραμένει σταθερή και καθορίζεται από τις απαιτήσεις της εφαρμογής.
- Το ποσοστό της διακοπτικής περιόδου (switching period) κατά το οποίο ο διακόπτης είναι ανοικτός και κλειστός αντίστοιχα, μπορεί να αλλάζει ανάλογα με τις ανάγκες λειτουργίας του συστήματος.

Βασική έννοια στη Διαμόρφωση Εύρους Παλμών, αποτελεί ο κύκλος εργασίας (duty cycle). Κύκλος εργασίας, ορίζεται το ποσοστό μίας περιόδου στην οποία ένα σήμα ή ένα σύστημα είναι ενεργό^[9]. Εν προκειμένω πρόκειται για το ποσοστό της διακοπτικής περιόδου κατά το οποίο ο διακόπτης άγει (Σχήμα 2-4).



Σχήμα 2-4. Ενδεικτικά παραδείγματα PWM με διαφορετικό Duty Cycle^[10].

2.4 Βασικοί Τρόποι Λειτουργίας

Οι ανυψωτές τάσεις, καθώς και όλες οι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, έχουν δύο βασικούς τρόπους λειτουργίας. Το κριτήριο διάκρισης έχει να κάνει με το ρεύμα του πηνίου και συγκεκριμένα με το αν αυτό μηδενίζεται μέσα σε μία διακοπτική περίοδο (switching period).

Οι τρόποι λειτουργίας είναι οι εξής:

- Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής (CCM): υφίσταται όταν το ρεύμα του πηνίου δεν μηδενίζεται στις διακοπτικές περιόδους (switching periods).
- Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής (DCM): υφίσταται όταν το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται περιοδικά σε κάθε διακοπτική περίοδο (switching periods) για κάποιο ποσοστό του χρόνου της διακοπτικής περιόδου.

Στη συνέχεια παρουσιάζεται αναλυτικά η δυναμική ανυψωτών τάσης σε Συνεχή Αγωγή, τόσο στη μόνιμη κατάσταση όσο και σε μικρού πλάτους, χαμηλής συχνότητας, ημιτονοειδείς διακυμάνσεις του κύκλου εργασίας και της τάσης εισόδου.

2.5 Δυναμική Ανυψωτή Τάσης σε Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής (CCM)

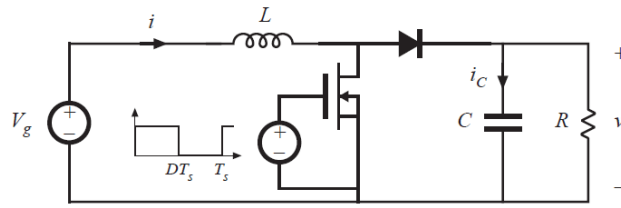
Στην ενότητα αυτή αναλύονται οι μαθηματικές εξισώσεις που περιγράφουν τη δυναμική συμπεριφορά ανυψωτή τάσης που λειτουργεί σε Συνεχή Αγωγή.

2.5.1 Καταστατικές Εξισώσεις

Οι ανυψωτές τάσεις αποτελούνται από διαφορετικά απλούστερα γραμμικά χρονικά αμετάβλητα (LTI) κυκλώματα που εναλλάσσονται στο χρόνο.

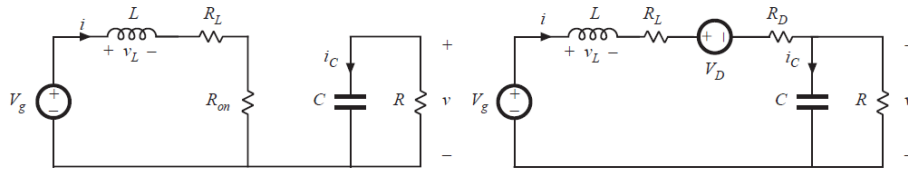
Συμβολίζονται με v_g η τάση εισόδου, i_L το ρεύμα του πηνίου, v_L η τάση του πηνίου, i_c το ρεύμα του πυκνωτή, v η τάση του πυκνωτή και ταυτόχρονα η τάση εξόδου, R το φορτίο, R_L η εσωτερική αντίσταση του πηνίου, R_{on} η εσωτερική αντίσταση του τρανζίστορ, R_d η εσωτερική αντίσταση της διόδου και V_d το δυναμικό παρεμπόδισης της διόδου.

Αρχικά εξετάζουμε το κάθε επιμέρους κύκλωμα ξεχωριστά διατηρώντας τις συμβατικές πολικότητες και φορές ρεύματος σε κάθε στοιχείο ίδιες και στα δύο επιμέρους κυκλώματα (Σχήμα 2-5).



Κύκλωμα (A), $d=1$, Διακόπτης άγει

Κύκλωμα (B), $d=0$, Διακόπτης δεν άγει



Σχήμα 2-5. Ανάλυση του ανυψωτή τάσης στα απλούστερα κυκλώματα από τα οποία αποτελείται. Κύκλωμα (A): Διακόπτης κλειστός, κύκλος εργασίας 100%. Κύκλωμα (B): Διακόπτης ανοικτός, κύκλος εργασίας 0%.

Εφαρμόζονται στη συνέχεια ο νόμος τάσεων και ο νόμος ρευμάτων Kirchhoff, για κάθε επιμέρους κύκλωμα κρατώντας στο αριστερό μέλος της εξίσωσης την τάση του πηγίου και το ρεύμα του πυκνωτή.

Κύκλωμα 1:

$$v_L(t) = v_g(t) - R_L i_L(t) - R_{on} i_L(t) \quad (2-1)$$

$$i_c = -\frac{v(t)}{R} \quad (2-2)$$

Το κύκλωμα 1 υφίσταται για χρονικό διάστημα $d(t) \cdot T_s$ σε κάθε διακοπτική περίοδο (switching period), όπου $d(t)$ είναι ο κύκλος εργασίας (duty cycle) τη δεδομένη χρονική στιγμή t .

Κύκλωμα 2:

$$v_L(t) = v_g(t) - V_d - v(t) - R_L i_L(t) - R_d i_L(t) \quad (2-3)$$

$$i_c(t) = i_L(t) - \frac{v(t)}{R} \quad (2-4)$$

Το κύκλωμα 2 υφίσταται για χρονικό διάστημα $d'(t) \cdot T_s$, σε κάθε διακοπτική περίοδο (switching period), όπου:

$$d'(t) = 1 - d(t) \quad (2-5)$$

είναι το συμπλήρωμα του κύκλου εργασίας, δηλαδή το υπόλοιπο ποσοστό της διακοπτικής περιόδου (switching period) κατά το οποίο το τρανζίστορ μένει ανοικτό.

2.5.2 Μέσο Μοντέλο (Model Averaging)

Όλα τα σήματα μπορούν να γραφούν στη μορφή:

$$x(t) = \langle x(t) \rangle_{T_s} + \Delta x, \quad (2-6)$$

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (2-7)$$

όπου $\langle x(t) \rangle_{T_s}$ είναι η μέση τιμή του μεγέθους x σε μία διακοπτική περίοδο (switching period) T_s και Δx είναι η διακοπτική διαταραχή η οποία προκύπτει από τη μετάβαση από το ένα κύκλωμα στο άλλο (switching ripple).

Εφαρμόζοντας τον τελεστή της εξίσωσης (2-7) στην εξίσωση που διέπει το ρεύμα και την τάση του πηνίου, προκύπτει:

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_L(\tau) d\tau = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} L \frac{di_L(\tau)}{d\tau} d\tau = *L \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_L(\tau) d\tau \right) \quad (2-8)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} \quad (2-9)$$

Η εναλλαγή της θέσης της παραγωγού και του ολοκληρώματος στην εξίσωση (2-8) ισχύει υπό την προϋπόθεση ότι το ρεύμα του πηνίου είναι συνεχής συνάρτηση του χρόνου και η παράγωγός του έχει ένα πεπερασμένο αριθμό ασυνεχειών στην περίοδο της ολοκλήρωσης, τα οποία ισχύουν.

Επίσης για τη μέση τάση του πηνίου σε κάθε διακοπτική περίοδο μπορεί να γραφεί:

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_L(\tau) d\tau = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+dT_s} v_L(\tau) d\tau + \frac{1}{T_s} \int_{t+dT_s}^{t+T_s} v_L(\tau) d\tau \quad (2-10)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle v_L(t) \rangle_{dT_s} + d'(t) \langle v_L(t) \rangle_{d'T_s} \quad (2-11)$$

Συνεπώς:

$$L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d(t) \langle v_L(t) \rangle_{dT_s} + d'(t) \langle v_L(t) \rangle_{d'T_s} \quad (2-12)$$

Εφαρμόζοντας ακόμη τον τελεστή της εξίσωσης (2-7) στις εξισώσεις (2-1) και (2-3) προκύπτει:

$$\langle v_L(t) \rangle_{dT_s} = v_g(t) - R_L \langle i_L(t) \rangle_{dT_s} - R_{on} \langle i_L(t) \rangle_{dT_s} \quad (2-13)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{d'T_s} = v_g(t) - V_d - \langle v(t) \rangle_{d'T_s} - R_L \langle i_L(t) \rangle_{d'T_s} - R_d \langle i_L(t) \rangle_{d'T_s} \quad (2-14)$$

Ομοίως, όπως για το πηνίο, έτσι και για τον πυκνωτή ισχύουν τα παρακάτω:

$$\langle i_C(t) \rangle_{T_s} = C \frac{d \langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} \quad (2-15)$$

$$\langle i_C(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle i_C(t) \rangle_{dT_s} + d'(t) \langle i_C(t) \rangle_{d'T_s} \quad (2-16)$$

$$C \frac{d \langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d \langle i_C(t) \rangle_{dT_s} + d' \langle i_C(t) \rangle_{d'T_s} \quad (2-17)$$

$$\langle i_C(t) \rangle_{dT_s} = - \frac{\langle v(t) \rangle_{dT_s}}{R} \quad (2-18)$$

$$\langle i_C(t) \rangle_{d'T_s} = \langle i_L(t) \rangle_{d'T_s} - \frac{\langle v(t) \rangle_{d'T_s}}{R} \quad (2-19)$$

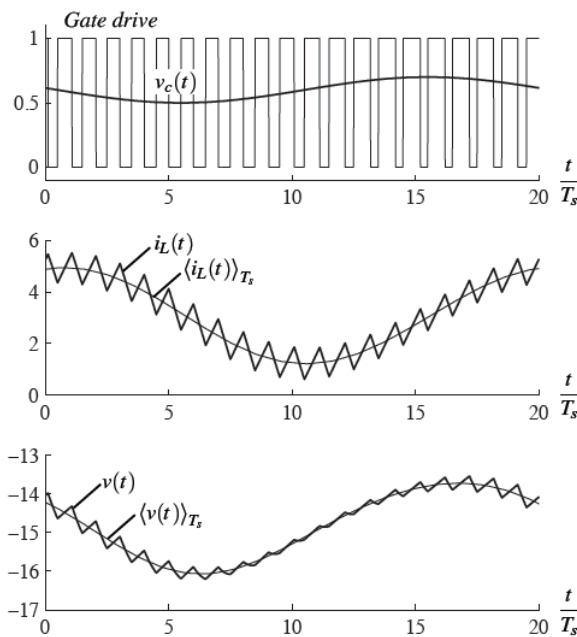
Οι εξ. (2-18) και (2-19) προκύπτουν από τις εξ. και (2-4) με χρήση του τελεστή της εξ. (2-7).

2.5.3 Παραδοχή Μικρών Διακοπτικών Διαταραχών

Παρατηρώντας ειδικότερα τις κυματομορφές των σημάτων όπως προκύπτουν κατά τη λειτουργία Συνεχούς Αγωγής (Σχήμα 2-6), διαπιστώνεται ότι σε ό,τι αφορά το ρεύμα του πηνίου και την τάση του πυκνωτή, οι διακοπτικές διαταραχές, Δi_L και Δv , είναι αρκετά μικρές σε σχέση με τις μέσες τιμές και μπορούν να αμεληθούν:

$$i_L(t) \approx \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (2-20)$$

$$v(t) \approx \langle v(t) \rangle_{T_s} \quad (2-21)$$



Σχήμα 2-6. Μέσες τιμές και διακοπτικές διαταραχές σημάτων σε κυκλώματα με διακοπτικά στοιχεία^[3].

Με αυτή την παραδοχή, απαλείφουμε από το μοντέλο τις διακοπτικές διαταραχές κρατώντας τις χαμηλές συχνότητες που περιγράφουν όμως με σημαντική ακρίβεια τη συμπεριφορά του συστήματος.

Το μαθηματικό μοντέλο που προκύπτει είναι μη γραμμικό, και χρονικά μεταβαλλόμενο, όμως είναι ένα και ενιαίο. Συνδυάζοντας τις εξ. (2-9) έως (2-19) προκύπτει:

$$C \frac{d \langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d(t) \left(-\frac{\langle v(t) \rangle_{dT_s}}{R} \right) + d'(t) \left(\langle i_L(t) \rangle_{dT_s} - \frac{\langle v(t) \rangle_{dT_s}}{R} \right) \quad (2-22)$$

$$L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = v_s(t) - d(t) \left(R_L \langle i_L(t) \rangle_{dT_s} + R_{on} \langle i_L(t) \rangle_{dT_s} \right) - d'(t) \left(V_d + \langle v(t) \rangle_{dT_s} + R_L \langle i_L(t) \rangle_{dT_s} + R_d \langle i_L(t) \rangle_{dT_s} \right) \quad (2-23)$$

Στη συνέχεια με χρήση αυτού του μοντέλου θα προχωρήσουμε στον υπολογισμό της απόκρισης μόνιμης κατάστασης (steady state), σε γραμμικοποίηση (linearization) και σε υπολογισμός της δυναμικής απόκρισης σε μικρά εναλλασσόμενα σήματα (small ac signal approximation).

2.5.4 Απόκριση Μόνιμης Κατάστασης

Αρχικά γίνεται η παραδοχή ότι τόσο η τάση εισόδου όσο και ο κύκλος εργασίας διατηρούνται σταθερά:

$$v_g(t) = V_g \quad (2-24)$$

$$d(t) = D \quad (2-25)$$

$$d'(t) \equiv 1 - d(t) = 1 - D \equiv D' \quad (2-26)$$

Στη μόνιμη κατάσταση κάθε διακοπτική περίοδος οποιουδήποτε σήματος είναι πανομοιότυπη με την προηγούμενη και την επόμενη. Κατά συνέπεια οι μέσες τιμές της τάσης του πυκνωτή, του ρεύματος του πηνίου, είναι σταθερές στο χρόνο.

$$\frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = 0 \quad (2-27)$$

$$\langle i_L(t) \rangle_{dT_s} = \langle i_L(t) \rangle_{d'T_s} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L \quad (2-28)$$

$$\frac{d\langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} = 0 \quad (2-29)$$

$$\langle v(t) \rangle_{dT_s} = \langle v(t) \rangle_{d'T_s} = \langle v(t) \rangle_{T_s} = V \quad (2-30)$$

όπου με κεφαλαία συμβολίζονται οι σταθερές μέσες τιμές των αντίστοιχων μεγεθών.

Αντικαθιστώντας τις εξ. (2-24) έως (2-30) στις εξ. (2-22) και (2-23) προκύπτουν οι εξισώσεις μόνιμης κατάστασης:

$$D(V_g - R_L I_L - R_{on} I_L) + D'(V_g - V_d - V - R_L I_L - R_d I_L) = 0 \quad (2-31)$$

$$D\left(-\frac{V}{R}\right) + D'\left(I_L - \frac{V}{R}\right) = 0 \quad (2-32)$$

Από τη εξ. (2-32) προκύπτει η εξίσωση για το ρεύμα του πηνίου στη μόνιμη κατάσταση:

$$I_L = \frac{V}{D'R} \quad (2-33)$$

Από τις εξ. (2-31) και (2-32) προκύπτει η εξίσωση για τη μέση τάση εξόδου συναρτήσει της μέσης τάσης εισόδου κατά τη μόνιμη κατάσταση:

$$V = \frac{V_g - D'V_d}{D' + \frac{1}{D'} \frac{R_e}{R}} \quad (2-34)$$

όπου R_e είναι οι ισοδύναμη ωμική αντίσταση που προκύπτει από τη συμβολή των ωμικών αντιστάσεων των στοιχείων του συστήματος ως εξής:

$$R_e = R_L + D'R_d + DR_{on} \quad (2-35)$$

Ομοίως για το ρεύμα του πηνίου συναρτήσει της τάσης εισόδου, από τις εξ. (2-33) και (2-34) προκύπτει:

$$I_L = \frac{V_g - D'V_d}{RD'^2 + R_e} \quad (2-36)$$

Τέλος από τη εξ. (2-34) προκύπτει ο λόγος μετασχηματισμού της τάσης εξόδου:

$$M(D) = \frac{V}{V_g} = \frac{1 - D' \frac{V_d}{V_g}}{D' + \frac{R_e}{D'R}} \quad (2-37)$$

Από τη εξ. (2-37) παρατηρούμε ότι ο λόγος μετασχηματισμού εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από τον κύκλο εργασίας κατά τρόπο μη γραμμικό, εξαρτάται όμως και από τις απώλειες των στοιχείων του συστήματος σε σχέση με την τάση εισόδου και το φορτίο.

Στο Σχήμα 2-7 παρουσιάζεται γραφικά η συνάρτηση του λόγου μετασχηματισμού της Εξ. (2-37) ως προς τον κύκλο εργασίας σε σχέση με τις ωμικές απώλειες του πηνίου. Οι ωμικές απώλειες του πηνίου έχουν ιδιαίτερα σημαντικό ρόλο διότι υφίστανται και στα δύο επιμέρους κυκλώματα, σε αντίθεση με τις απώλειες των ημιαγωγών. Παρατηρείται πώς ενώ σε ένα ιδανικό ανυψωτή τάσης ο λόγος μετασχηματισμού είναι πάντοτε μεγαλύτερος της μονάδας και γνησίως αύξων ως προς τον κύκλο εργασίας, αντίθετα στην περίπτωση ενός πραγματικού ανυψωτή τάσης με απώλειες, ο λόγος μετασχηματισμού φτάνει μία μέγιστη τιμή και για μεγαλύτερο κύκλο εργασίας η τιμή του μειώνεται ακόμη και κάτω της μονάδας μέχρι το μηδέν. Συνεπώς υπάρχει μία περιοχή υψηλών κύκλων εργασίας όπου εμφανίζεται υποβιβασμός αντί για ανύψωση της τάσης.

Αυτό ερμηνεύεται από τη φυσική του συστήματος αν αναλογιστούμε τι ακριβώς συμβαίνει στις δύο ακραίες τιμές του κύκλου εργασίας.

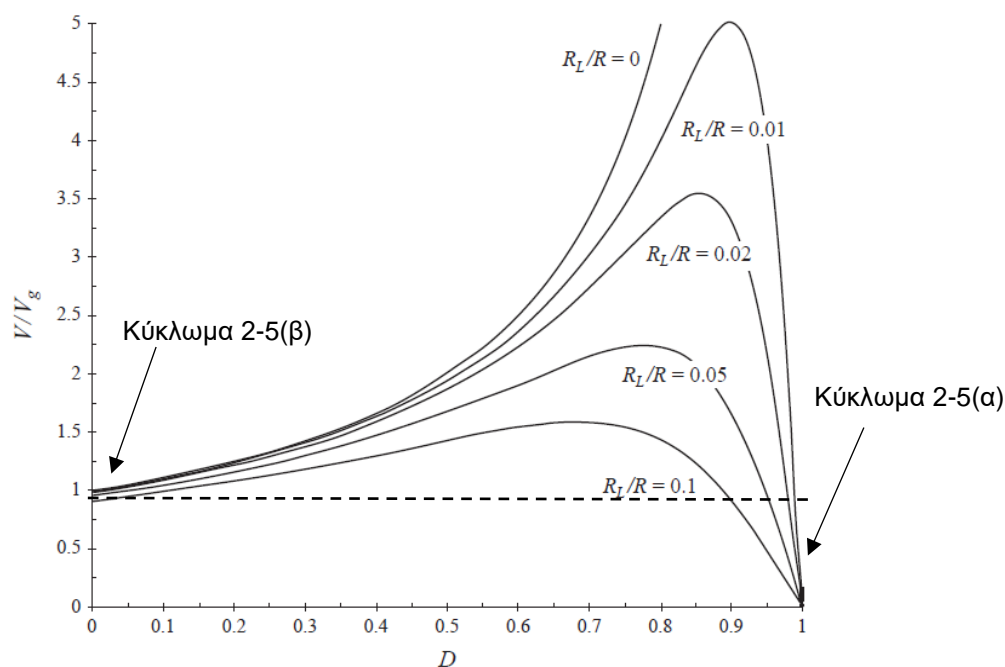
Για κύκλο εργασίας ίσο με μηδέν ($d=0$) το τρανζίστορ είναι μονίμως ανοικτό και συνεπώς δεν υπάρχει μετάβαση μεταξύ δύο κυκλωμάτων αλλά ένα μόνο ένα κύκλωμα (βλ. Σχήμα 2-5(β)). Σε αυτή την περίπτωση, το ρεύμα του πηνίου είναι σταθερό και η τάση εξόδου είναι ίση με την τάση εισόδου μείον της απώλειες του πηνίου και της διόδου. Καθώς ο κύκλος εργασίας αρχίζει να αυξάνεται προκαλείται μεταβολή του ρεύματος του πηνίου, ολοένα και μεγαλύτερη οπότε το πηνίο ανυψώνει την τάση στα άκρα του, αντιδρώντας στη μεταβολή του ρεύματός του.

Όταν πλέον ο κύκλος εργασίας γίνει 100%, τότε και πάλι δεν υπάρχει μετάβαση μεταξύ δύο κυκλωμάτων, αλλά το τρανζίστορ είναι πλέον μονίμως κλειστό και η διόδος δεν άγει καθόλου (βλ. Σχήμα 2-5(α)). Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι για κύκλο εργασίας 100% το φορτίο και ο πυκνωτής δεν συνδέονται και δεν τροφοδοτούνται από την πηγή τάσης οπότε πλέον η τάση εξόδου μηδενίζεται.

Για κύκλους εργασίας μικρότερους αλλά κοντά στο 100%, η διόδος άγει για πολύ μικρά διαστήματα κατά τα οποία το φορτίο και ο πυκνωτής δεν τροφοδοτούνται επαρκώς για να διατηρηθεί η τάση εξόδου υψηλότερα της τάσης εισόδου. Ταυτόχρονα η μεταβολή του ρεύματος του πηνίου είναι σχετικά μικρή, στο μικρό χρονικό διάστημα κατά το οποίο το τρανζίστορ δεν άγει με αποτέλεσμα και η τάση που προσθέτει το πηνίο αντιδρώντας στην αλλαγή του ρεύματος να μην είναι αρκετά υψηλή.

Μεταξύ των δύο ακραίων τιμών υπάρχει ένας κύκλος εργασίας για τον οποίο ο λόγος μετασχηματισμού γίνεται μέγιστος και πέρα από τον οποίο, το κύκλωμα παραμένοντας περισσότερο στη μία ή στην άλλη κατάσταση δίνει μικρότερη τάση εξόδου.

Όπως διαπιστώνεται από το Σχήμα 2-7, οι ωμικές απώλειες περιορίζουν το μέγιστο λόγο μετασχηματισμού καθώς και τον κύκλο εργασίας στον οποίο αυτός εμφανίζεται.



Σχήμα 2-7. Η επιρροή των ωμικών απωλειών του πηνίου στο λόγο μετασχηματισμού της τάσης εξόδου ως προς την τάση εισόδου.

Τέλος για το ρεύμα εξόδου, δηλαδή το ρεύμα που διαρρέει το φορτίο, εν προκειμένω την ωμική αντίσταση, με βάση την εξ. (2-34) προκύπτει:

$$I_{out} = \frac{V}{R} = \frac{V_g - D'V_d}{RD' + \frac{R_e}{D'}} \quad (2-38)$$

2.5.5 Απόκριση σε Ημιτονοειδείς Διακυμάνσεις Χαμηλής Συχνότητας και Πλάτους

Οι ανυψωτές τάσης και εν γένει τα συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος λειτουργούν κοντά στην περιοχή ενός συγκεκριμένου σημείου λειτουργίας για το οποίο και σχεδιάζονται. Ωστόσο τόσο η τάση εισόδου όσο και το σήμα ελέγχου έχουν διακυμάνσεις. Οι διακυμάνσεις αυτές έχουν συχνότητες πολύ χαμηλότερες από τη διακοπτική συχνότητα του συστήματος και σχετικά μικρά πλάτη. Ενδεικτικό παράδειγμα τέτοιας λειτουργίας είναι οι συνήθεις φορτιστές κινητών τηλεφώνων οι οποίοι όταν συνδέονται στο ηλεκτρικό δίκτυο, δέχονται στην εισόδό τους, διακυμάνσεις τάσης που προκύπτουν από την ανόρθωση της τάσης του δικτύου και είναι συνήθως αρμονικές των 50Hz / 60Hz.

Κάθε σύστημα ηλεκτρονικών ισχύος καλείται να ανταποκρίνεται αξιόπιστα σε τέτοιου είδους διακυμάνσεις και για το λόγο αυτό καθίσταται αναγκαία η μελέτη της δυναμικής του σε αυτές τις συνθήκες λειτουργίας καθώς και ο έλεγχος του με σύστημα κλειστού βρόχου όπως θα παρουσιαστεί σε επόμενη ενότητα.

Παραδοχές

Σύμφωνα με τα παραπάνω γίνονται οι εξής σημαντικές παραδοχές:

- Οι διακοπτικές διαταραχές εξακολουθούν να θεωρούνται αμελητέες. Συνεπώς ισχύουν οι εξ. (2-20) και (2-21).
- Η τάση εισόδου (v_g) και ο κύκλος εργασίας (d) παρουσιάζουν ημιτονοειδείς διακυμάνσεις, μικρού πλάτους και χαμηλής συχνότητας:

$$v_g(t) = V_g + \hat{v}_g(t) \quad (2-39)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (2-40)$$

όπου:

$$\hat{v}_g = V_{g,m} \sin(\omega_m t) \quad (2-41)$$

$$\hat{d} = D_m \sin(\omega_m t) \quad (2-42)$$

$$V_g, V_{g,m}, D, D_m = \text{σταθερές} \quad (2-43)$$

$$\omega_m \ll \omega_s \quad (2-44)$$

και ω_s η γωνιακή διακοπτική συχνότητα.

- Δεδομένου ότι η συχνότητα των διακυμάνσεων είναι πολύ μικρή σε σχέση με τη διακοπτική συχνότητα (εξ. (2-44)) μπορούμε να υποθέσουμε ότι οι μέσες τιμές της τάσης του πυκνωτή και του ρεύματος του πηνίου διατηρούνται σχεδόν σταθερές μέσα σε μία διακοπτική περίοδο.

$$\langle i_L(t) \rangle_{dT_s} = \langle i_L(t) \rangle_{d'T_s} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (2-45)$$

$$\langle v(t) \rangle_{dT_s} = \langle v(t) \rangle_{d'T_s} = \langle v(t) \rangle_{T_s} \quad (2-46)$$

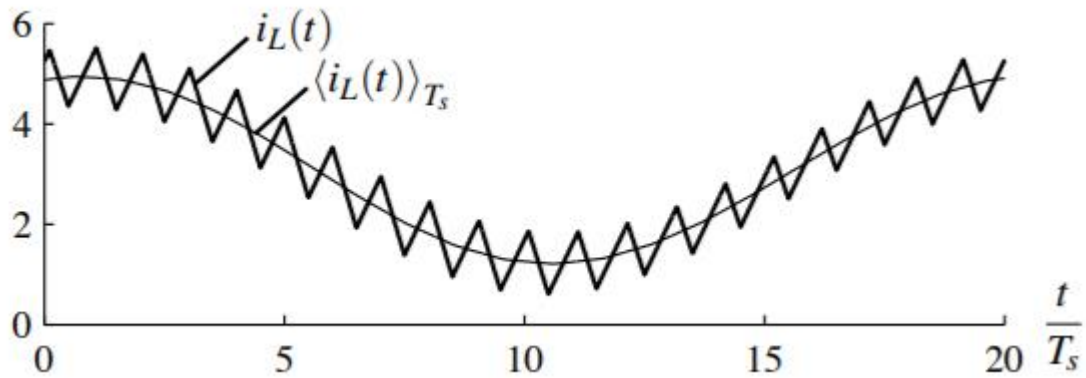
- οι μέσες τιμές των μεγεθών μεταβάλλονται στο χρόνο (Σχήμα 2-8), σε αντίθεση με τη μόνιμη κατάσταση όπου θεωρούνται σταθερές. Συγκεκριμένα, οι διακυμάνσεις της τάσης εισόδου (v_g) και του κύκλου εργασίας (d) προκαλούν διακυμάνσεις στο ρεύμα του πηνίου και στην τάση του πυκνωτή:

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L + \hat{i}_L \quad (2-47)$$

$$\langle v(t) \rangle_{T_s} = V + \hat{v} \quad (2-48)$$

$$\hat{v} = V_m \sin(\omega_m t) \quad (2-49)$$

$$\hat{i}_L = I_{L,m} \sin(\omega_m t) \quad (2-50)$$



Σχήμα 2-8. Η μεταβολή του ρεύματος του πηνίου και της μέσης τιμής του στο χρόνο, σε συνθήκες με ημιτονοειδή διακύμανση μικρού πλάτους και χαμηλής συχνότητας.

Δυναμική

Αντικαθιστώντας τις εξ. (2-39) έως (2-48) στη εξ. (2-22) προκύπτει:

$$C \frac{d\hat{v}}{dt} = \left(I_L - \frac{V}{R} - D I_L \right) + \left(D \hat{i}_L(t) - I_L \hat{d}(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} \right) + \left(-\hat{d}(t) \hat{i}_L(t) \right) \quad (2-51)$$

Το δεξί μέλος της εξ. (2-51) αποτελείται από τρεις όρους. Ο πρώτος όρος προκύπτει από την απόκριση της μόνιμης κατάστασης και βάσει της εξ. (2-32), ισούται με μηδέν. Ο δεύτερος όρος περιέχει τις διακυμάνσεις και ο τρίτος όρος αφορά γινόμενα διακυμάνσεων.

Σε αυτό το σημείο γίνεται η παραδοχή ότι τα πλάτη των διακυμάνσεων είναι πολύ μικρά σε σχέση με τη μέση τιμή τους. Με την παραδοχή αυτή, τα γινόμενα των διακυμάνσεων μπορούν να θεωρηθούν αμελητέα και να απαλειφθούν. Με τον τρόπο αυτό γραμμικοποιείται η εξ. (2-51) και προκύπτει:

$$C \frac{d\hat{v}}{dt} = D \hat{i}_L(t) - I_L \hat{d}(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} \quad (2-52)$$

Με την ίδια ακριβώς διαδικασία, αντικαθιστώντας τις εξ. (2-39) έως (2-48) στη εξ. (2-23), απαλείφοντας τους σταθερούς όρους βάσει της εξ. (2-31) και αμελώντας τα γινόμενα των διακυμάνσεων προκύπτει:

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \hat{v}_g + \hat{d} V_e - D \hat{v} - \hat{i}_L R_e \quad (2-53)$$

όπου R_e προκύπτει από τη εξ. (2-35) και

$$V_e = V + V_d + I_L R_d - I_L R_{on} \quad (2-54)$$

Οι εξισώσεις (2-52) και (2-53) περιγράφουν την απόκριση του συστήματος σε διακυμάνσεις χαμηλής συχνότητας και πλάτους.

Συναρτήσεις Μεταφοράς

Με βάση τις εξισώσεις (2-52) και (2-53) μπορούν να εξαχθούν οι συναρτήσεις μεταφοράς που συνδέουν την πηγή που τις προκαλεί (τάση εισόδου και σήμα κύκλου εργασίας) με την τάση εξόδου.

Εφαρμόζοντας στις εξ. (2-52) και (2-53) τον τελεστή Laplace προκύπτει:

$$sC \hat{v} = D' \hat{i}_L - I_L \hat{d} - \frac{\hat{v}}{R} \quad (2-55)$$

$$sL \hat{i}_L = \hat{v}_g + V_e \hat{d} - D' \hat{v} - R_e \hat{i}_L \quad (2-56)$$

Από τις εξ. (2-55) και (2-56) μηδενίζοντας τη διακύμανση της τάσης εισόδου και λύνοντας ως προς το πηλίκο της διακύμανσης της τάσης εξόδου προς τη διακύμανση του κύκλου εργασίας, προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς που συνδέει τον κύκλο εργασίας με την τάση εξόδου:

$$G_{vd} \Big|_{\hat{v}_g=0} = \frac{\hat{v}}{\hat{d}} = -\frac{1}{D'} \frac{sLV - (D'^2 RV_e - R_e V)}{(RLC)s^2 + (L + CRR_e)s + RD'^2 + R_e} \quad (2-57)$$

Ομοίως από τις εξ. (2-55) και (2-56), μηδενίζοντας τη διακύμανση του κύκλου εργασίας και λύνοντας ως προς το πηλίκο της διακύμανσης της τάσης εξόδου προς τη διακύμανση της τάσης εισόδου προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς που συνδέει την τάση εισόδου με την τάση εξόδου:

$$G_{vg} \Big|_{\hat{d}=0} = \frac{\hat{v}}{\hat{v}_g} = \frac{D'R}{(RLC)s^2 + (L + CRR_e)s + RD'^2 + R_e} \quad (2-58)$$

Χαρακτηριστικά της απόκρισης στο πεδίο της συχνότητας

Από τις εξ. (2-57) και (2-58) μπορούν προκύψουν σημαντικά δυναμικά χαρακτηριστικά του συστήματος. Συγκεκριμένα οι εξ. (2-57) και (2-58) μπορούν να γραφούν στη μορφή:

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \quad (2-59)$$

$$G_{vg}(s) = G_{g0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \quad (2-60)$$

όπου:

$$\omega_z = \frac{D'^2 RV_e - R_e V}{LV} \quad (2-61)$$

είναι μηδενιστής στο δεξί ημιεπίπεδο, χαρακτηριστικό γνώρισμα των ανυψωτών τάσης,

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{RD'^2 + R_e}{RLC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{D'^2 + \frac{R_e}{R}} \quad (2-62)$$

είναι η ιδιοσυχνότητα, ή φυσική συχνότητα, του ανυψωτή τάσης,

$$Q = \omega_0 \frac{RLC}{L + CRR_e} \quad (2-63)$$

είναι ο συντελεστής που αντιστοιχεί στο πλάτος της απόκρισης στο συντονισμό,

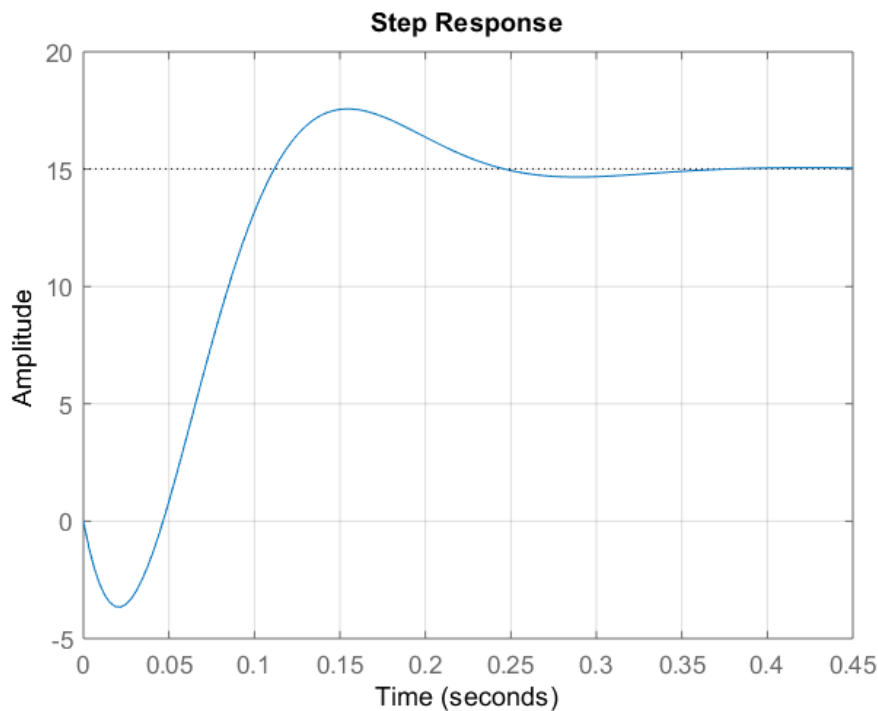
$$G_{d0} = \frac{1}{D'} \frac{D'^2 R V_e + R_e V}{RD'^2 + R_e} \quad (2-64)$$

είναι το κέρδος μόνιμης κατάστασης (DC gain) της συνάρτησης μεταφοράς από τον κύκλο εργασίας στην τάση εξόδου,

$$G_{g0} = \frac{RD'}{RD'^2 + R_e} = \frac{1}{D' + \frac{R_e}{R} \frac{1}{D'}} \quad (2-65)$$

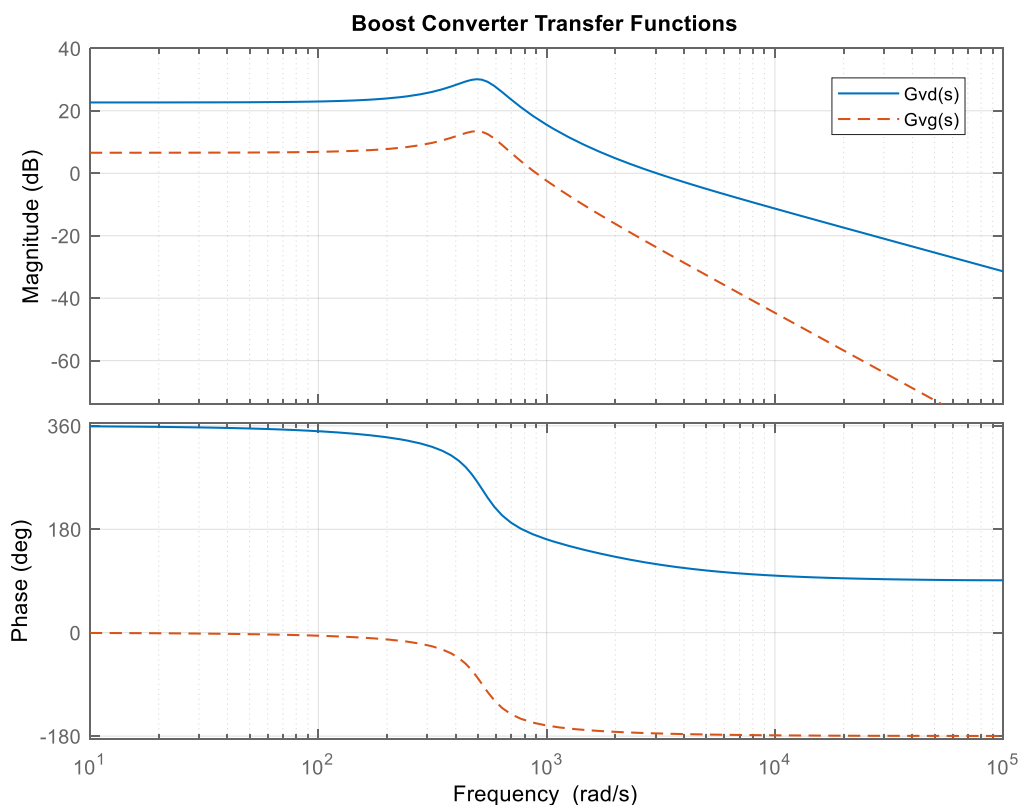
είναι το κέρδος μόνιμης κατάστασης (DC gain) της συνάρτησης μεταφοράς από την τάση εισόδου στην τάση εξόδου. Οι ποσότητες V_e και R_e προκύπτουν από τις εξ. (2-54) και (2-35) αντίστοιχα.

Από τις παραπάνω εξισώσεις, όπως αναφέρθηκε, προκύπτει ότι οι ανυψωτές τάσεις έχουν μηδενιστή (ω_z) στο δεξί ημιεπίπεδο (Right Half Plane Zero) γεγονός που μας εφιστά ιδιαίτερη προσοχή στον έλεγχό τους. Τα συστήματα με μηδενιστή στο δεξί ημιεπίπεδο αποκρίνονται στις αλλαγές με κίνηση προς την αντίθετη κατεύθυνση στην αρχή (Σχήμα 2-9) και μπορούν να οδηγήσουν σε αστάθεια σε βρόχο με ανάδραση αν δε γίνει σωστός σχεδιασμός του ελεγκτή.



Σχήμα 2-9. Απόκριση συστήματος με μηδενιστή στο δεξί ημιεπίπεδο σε βηματική αλλαγή.

Παρακάτω ενδεικτικά διαγράμματα Bode των συναρτήσεων μεταφοράς G_{vd} και G_{vg} (Σχήμα 2-10).



Σχήμα 2-10. Διαγράμματα Bode των συναρτήσεων μεταφοράς από την είσοδο στην έξοδο (G_{vg}) και από το σήμα ελέγχου στην έξοδο (G_{vd}).

2.5.6 Ισχύς και Απώλειες

Σε αυτό το σημείο αξίζει να εξετασθεί η ενεργειακή απόδοση του συστήματος. Τα μεγέθη της ενεργειακής απόδοσης του συστήματος, κατά κανόνα εξετάζονται και αξιολογούνται στη Μόνιμη Κατάσταση.

Με βάση την τοπολογία του ηλεκτρονικού κυκλώματος του ανυψωτή τάσης (Σχήμα 2-5) προκύπτουν:

- για την ισχύ εισόδου στο σύστημα:

$$P_{in} = I_L V_g = V_g \frac{V_g - D'V_d}{D^2 R + R_e} \quad (2-66)$$

- για την ισχύ εξόδου:

$$P_{out} = \frac{V^2}{R} = D'R \left(\frac{V_g - D'V_d}{D^2 R + R_e} \right)^2 \quad (2-67)$$

- και για το βαθμό απόδοσης, από τις εξ. (2-66) και (2-67):

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{D^2 R}{V_g} \cdot \frac{V_g - D'V_d}{D^2 R + R_e} \quad (2-68)$$

2.5.7 Μέτρο Διακοπτικής Διαταραχής

Σύμφωνα με την Ενότητα 2.5.2, το ρεύμα του πηνίου και η τάση του πυκνωτή μπορούν να θεωρηθούν ως επαλληλία της μέσης τιμής ρεύματος και τάσης αντίστοιχα σε κάθε διακοπτική περίοδο με μία διαταραχή που προκύπτει από το άνοιγμα και το κλείσιμο των διακοπών.

Για τη μοντελοποίηση του συστήματος, θεωρήθηκαν αμελητέες οι διακοπτικές διαταραχές του ρεύματος του πηνίου και της τάσης του πυκνωτή (Ενότητα 2.5.3), ωστόσο είναι χρήσιμο σε αυτό το σημείο να εξεταστεί το μέγεθος αυτών των διαταραχών και από ποιες παραμέτρους του συστήματος επηρεάζονται.

Επισημαίνεται ακόμη ότι το μέγεθος της διακοπτικής διαταραχής του ρεύματος του πηνίου και της τάσης του πυκνωτή αποτελεί συχνά προδιαγραφή για το σχεδιασμό ανυψωτών τάσης.

Στη συνέχεια εξετάζεται η διακοπτική διαταραχή του ρεύματος του πηνίου και της τάσης του πυκνωτή στη μόνιμη κατάσταση. Οι εξισώσεις που προκύπτουν είναι αντιπροσωπευτικές των όσων ισχύουν και σε μεταβατική και σε ημιτονοειδή απόκριση.

Διακοπτική Διαταραχή Ρεύματος Πηνίου

Για το ρεύμα του πηνίου ισχύει:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} \quad (2-69)$$

Σύμφωνα με το Σχήμα 2-11, θεωρώντας στη μόνιμη κατάσταση, κατά το χρονικό διάστημα t έως $t+DT_s$, μία σταθερή μέση κλίση της διαταραχής του ρεύματος και αξιοποιώντας τη εξ. (2-1), η εξ. (2-69) μπορεί κατά προσέγγιση να γραφεί:

$$\frac{2\Delta i_L}{DT_s} = \frac{V_g - R_L I_L - R_{on} I_L}{L} \quad (2-70)$$

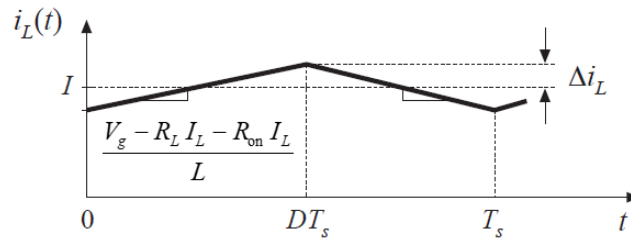
Λύνοντας ως προς Δi_L και χρησιμοποιώντας τη εξ. (2-33) προκύπτει:

$$\Delta i_L = \frac{DT_s}{2L} \left[V_g - \frac{V}{D'} \frac{(R_L + R_{on})}{R} \right] \quad (2-71)$$

Γενικά ισχύει:

$$\Delta i_L \leq \frac{DT_s}{2L} V_g \quad (2-72)$$

Το μέγιστο ρεύμα που περνάει από το πηνίο ($i_L + \Delta i_L$) καθορίζει τις προδιαγραφές τόσο του ίδιου του πηνίου όσο και του τρανζίστορ και της διόδου. Το μέγιστο ρεύμα διέρχεται τόσο από το τρανζίστορ όσο και από τη διόδο τη στιγμή ακριβώς της μετάβασης από το ένα κύκλωμα στο άλλο.



Σχήμα 2-11. Η διακοπτική διαταραχή (switching ripple) του ρεύματος του πηνίου σε μία διακοπτική περίοδο στη μόνιμη κατάσταση.

Διακοπτική Διαταραχή Τάσης Πυκνωτή

Κατ' αναλογία για τον πυκνωτή ισχύει:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i_C}{C} \quad (2-73)$$

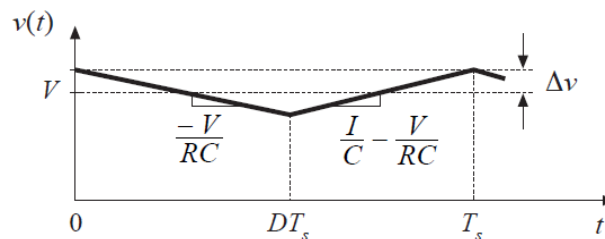
Σύμφωνα με το Σχήμα 2-12, θεωρώντας, μία σταθερή μέση κλίση της διαταραχής της τάσης εξόδου (τάσης του πυκνωτή), κατά το χρονικό διάστημα t έως $t+DT_s$, και αξιοποιώντας τη εξ. (2-73) η εξ. (2-73) μπορεί κατά προσέγγιση να γραφεί:

$$\frac{2\Delta v}{DT_s} = \frac{V}{CR} \quad (2-74)$$

Λύνοντας ως προς Δv και χρησιμοποιώντας την εξίσωση προκύπτει:

$$\Delta v = \frac{DT_s V}{2CR} \quad (2-75)$$

Συνήθως οι προδιαγραφές ορίζουν τη διακύμανση της τάσης εξόδου είτε σε απόλυτη τιμή (πχ $\pm 50\text{mV}$) είτε ως ποσοστό της τάσης εξόδου (π.χ. 1%).



Σχήμα 2-12. Η διακοπτική διαταραχή (switching ripple) της τάσης του πυκνωτή σε μία διακοπτική περίοδο στη μόνιμη κατάσταση.

2.5.8 Συνθήκη Λειτουργίας σε Συνεχή Αγωγή

Σύμφωνα με τον ορισμό, το σύστημα ανύψωσης τάσης λειτουργεί σε Συνεχή Αγωγή όταν το ρεύμα του πηνίου δεν μηδενίζεται στις διακοπτικές περιόδους (switching periods). Αυτό συνεπάγεται ότι η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου είναι μεγάλη σε σχέση με τη διακοπτική διαταραχή (switching ripple) του:

$$I_L > \Delta i_L \quad (2-76)$$

Αντικαθιστώντας στη εξ. (2-76) τις εξ. (2-71) και (2-33) προκύπτει:

$$\frac{V}{D'R} > \frac{DT_s}{2L} \left[V_g - \frac{V}{D'} \frac{(R_L + R_{on})}{R} \right] \quad (2-77)$$

Απλοποιώντας περαιτέρω τη εξ. (2-77) προκύπτει η εξής συνθήκη:

$$k > k_{crit} \quad (2-78)$$

όπου,

$$k = \frac{2L}{RT_s} \quad (2-79)$$

$$k_{crit} = DD' \frac{V_g}{V} - D \frac{R_L + R_{on}}{R} \quad (2-80)$$

Ο όρος k είναι μία σταθερά που εμφανίζεται συχνά σε κύκλωμα ηλεκτρονικών ισχύος, ενώ ο όρος k_{crit} αντιστοιχεί στην κρίσιμη τιμή της σταθεράς k κάτω από την οποία το κύκλωμα περνάει σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής.

Η ίδια συνθήκη αρκετές φορές συναντάται εκφραζόμενη ως προς το φορτίο R ως εξής:

$$R_{crit} > R \quad (2-81)$$

$$R_{crit} = \left(\frac{2L}{DD'T_s} + \frac{R_L + R_{on}}{D'} \right) \frac{V}{V_g} \quad (2-82)$$

Μέσα από τη εξ. (2-81) φαίνεται πιο ξεκάθαρα η φυσική παράμετρος του συστήματος που καθορίζει τη μετάβαση από τον ένα τρόπο λειτουργίας στον άλλο. Όταν το φορτίο R κατά μέτρο αυξάνεται οι απαιτήσεις σε ρεύμα εξόδου μειώνονται. Η διακοπτική διαταραχή όμως του ρεύματος δεν επηρεάζεται από το φορτίο με αποτέλεσμα όταν η ζήτηση για ρεύμα είναι μικρή, το ρεύμα του πηνίου σε κάθε διακοπτική περίοδο να μηδενίζεται για ένα χρονικό διάστημα. Αυτό δεν ισχύει βέβαια για το ρεύμα του φορτίου το οποίο τροφοδοτεί πλέον αποκλειστικά ο πυκνωτής. Ο πυκνωτής σε κάθε περίπτωση φιλτράρει τη διακοπτική διαταραχή του ρεύματος ενώ αφήνει να περάσει η μέση (DC) συνιστώσα του.

Αξίζει στο σημείο αυτό να τονιστεί ότι αν δεν υπήρχε η δίοδος στο κύκλωμα, μόλις το ρεύμα του πηνίου μηδενιζόταν, ο πυκνωτής θα τροφοδοτούσε με ρεύμα όχι μόνο το φορτίο αλλά θα έστελνε ρεύμα και πίσω προς το τρανζίστορ και το πηνίο, θα υπήρχε δηλαδή αρνητικό ρεύμα. Αυτό συμβαίνει στην πράξη όταν η δίοδος αντικαθίσταται με τρανζίστορ το οποίο ανοίγει και κλείνει σύμφωνα με το συμπλήρωμα του duty cycle (d') – τεχνική γνωστή και ως σύγχρονη ανόρθωση (synchronous rectification).

Τέλος, πρέπει να αναφερθεί ότι τόσο η λειτουργία σε Ασυνεχή Αγωγή όσο και η λειτουργία με σύγχρονη ανόρθωση παραμένουν εκτός του πλαισίου αυτής της εργασίας.

3 Μεθοδολογία Διαστασιολόγησης Ανυψωτή Τάσης και Σχεδιασμού Συστήματος Ελέγχου

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται αναλυτικά η διαστασιολόγηση και ο έλεγχος ενός ανυψωτή τάσης ο οποίος τροφοδοτείται από μία μεταβαλλόμενη πηγή τάσης και ο οποίος έχει αποστολή να σταθεροποιήσει την τάση στην έξοδο μέσα σε ένα ορισμένο εύρος τιμών.

Ενδεικτικό παράδειγμα τέτοιου σεναρίου αποτελεί η φόρτιση μπαταρίας τύπου LiPO από μεταβαλλόμενη πηγή τάσης (πχ φωτοβολταϊκό κύτταρο) με τη χρήση ενός ρυθμιστή φόρτισης (charge regulator). Οι ρυθμιστές φόρτισης είναι ηλεκτρονικά κυκλώματα που αναλαμβάνουν τη σωστή και ασφαλή φόρτιση και λειτουργία επαναφορτιζόμενων συσσωρευτών.

Στην Ενότητα 3.1 παρουσιάζονται οι προδιαγραφές και η μορφή των προδιαγραφών, με βάση τις οποίες γίνεται ο σχεδιασμός του ανυψωτή τάσης.

Στην Ενότητα 3.2 παρουσιάζεται αναλυτικά η μεθοδολογία διαστασιολόγησης των στοιχείων του κυκλώματος.

Στην Ενότητα 3.3 παρουσιάζονται οι κύριες παράμετροι επιλογής των στοιχείων του κυκλώματος.

Στην Ενότητα 3.4 γίνεται ο σχεδιασμός του ελεγκτή του συστήματος, ο οποίος ελέγχει την τάση εξόδου ρυθμίζοντας κατάλληλα τον κύκλο εργασίας (duty cycle).

3.1 Προδιαγραφές

Στην παρούσα μελέτη εξετάζεται ο σχεδιασμός ανυψωτή τάσης ο οποίος τροφοδοτείται από μία μεταβαλλόμενη πηγή τάσης και τροφοδοτεί σταθερό φορτίο συγκεκριμένων προδιαγραφών τάσης και ρεύματος.

3.1.1 Συνθήκες στην Είσοδο του Ανυψωτή Τάσης

Στην είσοδο του κυκλώματος ανύψωσης τάσης θεωρείται πηγή τάσης της μορφής:

$$v_g(t) = V_g + V_{g,m} \sin(\omega_g t) \quad (3-1)$$

Όπου:

- $v_g(t)$: η τάση εισόδου στον ανυψωτή τάσης
- V_g : η σταθερή συνιστώσα της τάσης εισόδου
- $V_{g,m}$: το πλάτος της διακύμανσης της τάσης εισόδου
- ω_g : η συχνότητα διακύμανσης της τάσης εισόδου.

Για την εφαρμογή των σχέσεων του Κεφαλαίου 2 είναι απαραίτητο να γίνουν οι παρακάτω παραδοχές:

$$V_m \ll V_g \quad (3-2)$$

και

$$\omega_g \ll 2\pi f_s = \omega_s \quad (3-3)$$

όπου f_s είναι η διακοπτική συχνότητα.

3.1.2 Συνθήκες στην Έξοδο του Ανυψωτή Τάσης

Στην έξοδο του κυκλώματος ο ανυψωτής τάσης πρέπει να τροφοδοτεί το φορτίο με ένα συγκεκριμένο εύρος τάσεων:

$$v = V \pm \Delta v \quad (3-4)$$

Όπου:

- V η μέση τάση εξόδου και
- Δv η μέγιστη αποδεκτή απόκλιση της τάσης εξόδου από τη προδιαγεγραμμένη μέση τιμή.

Επιπλέον ο ανυψωτής τάσης πρέπει να τροφοδοτεί το φορτίο με συγκεκριμένο ρεύμα της μορφής:

$$i_{out} = I_{out} \pm \Delta i_{out} \quad (3-5)$$

Όπου:

- I_{out} το μέσο ρεύμα εξόδου
- Δi_{out} : η μέγιστη επιτρεπτή διακύμανση του ρεύματος εξόδου.

Τέλος θα θεωρήσουμε ότι το φορτίο στην έξοδο του ανυψωτή τάσης είναι ωμικό και σταθερό. Συνεπώς η τάση εξόδου και το ρεύμα εξόδου συνδέονται με ένα σταθερό συντελεστή αναλογίας και με μηδενική διαφορά φάσης.

3.1.3 Συνθήκη Λειτουργίας Συνεχούς Αγωγής

Για τη συγκεκριμένη εφαρμογή θα θεωρηθεί ότι ο ανυψωτής τάσης λειτουργεί σε Συνεχή Αγωγή. Για το λόγο αυτό τίθεται ως απαίτηση η διακοπτική διακύμανση του ρεύματος του πηνίου να είναι μικρότερη της μέσης τιμής του:

$$\Delta i_L = X \cdot I_L, \quad (3-6)$$

$$X < 1 \quad (3-7)$$

Όπου X αντιστοιχεί στο επιθυμητό ποσοστό ανάμεσα στη μέση τιμή και στη διακοπτική διακύμανση του ρεύματος του πηνίου.

3.2 Μεθοδολογία Διαστασιολόγησης των Στοιχείων του Κυκλώματος

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται βήμα προς βήμα, συγκεκριμένη μεθοδολογία διαστασιολόγησης των στοιχείων του κυκλώματος.

Στόχος της μεθοδολογίας που παρουσιάζεται στην ενότητα αυτή είναι να προκύψουν με την ακόλουθη σειρά τα παρακάτω χαρακτηριστικά μεγέθη:

1. Φορτίο στη έξοδο (R)
2. Μέσος Κύκλος εργασίας (D)
3. Διακοπτική Συχνότητα (f_s)
4. Αυτεπαγωγή του πηνίου (L)
5. Χωρητικότητα του πυκνωτή (C)
6. Μέγιστο όριο ωμικών απωλειών των στοιχείων του κυκλώματος (R_e)

Τα ανωτέρω μεγέθη προσδιορίζονται προσεγγιστικά εντός κάποιων ορίων ώστε να καθίσταται δυνατή η στοχευμένη επιλογή των στοιχείων του κυκλώματος από τους αντίστοιχους εμπορικούς καταλόγους.

Προσδιορίζοντας τα ανωτέρω μεγέθη, μπορεί να υπολογιστεί η απόκριση του συστήματος καθώς και η δυναμική του, ώστε σε δεύτερο χρόνο να σχεδιαστεί συγκεκριμένος ελεγκτής.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι η συγκεκριμένη μεθοδολογία διαστασιολόγησης αναπτύχθηκε στο πλαίσιο της παρούσας μεταπτυχιακής εργασίας.

3.2.1 Προσδιορισμός του Φορτίου Εξόδου (R)

Σύμφωνα με την Ενότητα 3.1.2, το φορτίο στην έξοδο του ανυψωτή τάσης θεωρείται ωμικό και δεδομένης της επιθυμητής τάσης εξόδου V και του επιθυμητού ρεύματος εξόδου I_{out} , το φορτίο εξόδου μπορεί να υπολογιστεί με ευκολία από την εξίσωση:

$$R = \frac{V}{I_{out}} \quad (3-8)$$

3.2.2 Προσδιορισμός του Κύκλου Εργασίας (D)

Η επιθυμητή τάση εξόδου ρυθμίζεται από τον κύκλο εργασίας (D) των διακοπτικών στοιχείων. Δεδομένης της επιθυμητής τάσης εξόδου (V) και της μέσης τιμής της τάσης εισόδου (V_g) μπορεί να προσδιοριστεί η μέση τιμή του κύκλου εργασίας με βάση τις εξ. (2-34) και (2-26) από τις οποίες προκύπτει η εξίσωση:

$$(V + V_d)D^2 + [V_g - 2(V + V_d)]D + \left[V \left(1 + \frac{R_e}{R} \right) + V_d - V_g \right] = 0 \quad (3-9)$$

Η Εξ. (3-9) είναι πολυώνυμο 2^{ης} τάξης ως προς D και μπορεί να λυθεί είτε αναλυτικά είτε αριθμητικά. Στην παρούσα μελέτη επιλέγεται ο 2^{ος} τρόπος, αυτός δηλαδή της αριθμητικής επίλυσης καθώς η αναλυτική λύση περιέχει πολλούς όρους και γίνεται ιδιαίτερα πολύπλοκη χωρίς να προσφέρει σε χρόνο επίλυσης ή σε εποπτεία της δυναμικής.

Στην Εξ. (3-9), υπάρχουν τρεις άγνωστοι: ο κύκλος εργασίας D που είναι και το ζητούμενο, το δυναμικό παρεμπόδισης της διόδου (V_d) καθώς και η ισοδύναμη αντίσταση R_e η οποία περιλαμβάνει τις διάφορες ωμικές απώλειες των στοιχείων του κυκλώματος και ορίζεται από τη εξ. (2-35). Σε πρώτη φάση μπορούν να γίνουν οι παρακάτω παραδοχές:

Το δυναμικό παρεμπόδισης μιας τυπικής διόδου είναι συνήθως 0.7-0.8 V. Μπορούμε επομένως να θεωρήσουμε:

$$V_d \approx 0.8V \quad (3-10)$$

Η ισοδύναμη αντίσταση R_e σύμφωνα με τη εξ. (2-35) είναι γραμμική συνάρτηση του κύκλου εργασίας (D) και παίρνει δύο ακρότατες τιμές:

$$R_e = \begin{cases} R_L + R_{on}, & D = 1 \\ R_L + R_d, & D = 0 \end{cases} \quad (3-11)$$

Οι ωμικές απώλειες του πηνίου, του τρανζίστορ και της διόδου είναι συνήθως της τάξης των μερικών δεκάδων mΩ. Μπορούμε επομένως να εκτιμήσουμε ότι τη ισοδύναμη αντίσταση R_e θα είναι της τάξης των 100mΩ:

$$R_e \approx 0.1\Omega \quad (3-12)$$

Με βάση τις παραδοχές (3-10) και (3-12), η Εξ. (3-9) μπορεί να επιλυθεί ως προς D και να προκύψει με καλή προσέγγιση ο μέσος κύκλος εργασίας.

3.2.3 Προσδιορισμός της Χωρητικότητας του Πυκνωτή (C)

Σύμφωνα με τις προδιαγραφές υπάρχει η απαίτηση για συγκεκριμένη μέγιστη απόκλιση της τάσης εξόδου από τη μέση τιμή της (Δv_{\max}). Θα πρέπει λοιπόν να ισχύει:

$$\Delta v \leq \Delta v_{\max} \quad (3-13)$$

Αντικαθιστώντας τη εξ. (2-75) στη εξ. (3-13) για τη χωρητικότητα του πυκνωτή προκύπτει:

$$C \geq T_s \frac{D}{2R} \frac{V}{\Delta v_{\max}} \quad (3-14)$$

Συνεπώς η απαίτηση για συγκεκριμένη μέγιστη απόκλιση της τάσης εξόδου από τη μέση τιμή ορίζει μία ελάχιστη τιμή χωρητικότητας του πυκνωτή, απαραίτητη προκειμένου ο πυκνωτής να φιλτράρει επαρκώς τις διακοπτικές διαταραχές της τάσης εξόδου.

3.2.4 Προσδιορισμός της Αυτεπαγωγής του Πηνίου (L)

Σύμφωνα με τις προδιαγραφές, ο ανυψωτής τάσης πρέπει να λειτουργεί σε Συνεχή Αγωγή. Για να συμβαίνει αυτό, σύμφωνα με την Ενότητα 2.5.8, πρέπει η διακοπτική διαταραχή του ρεύματος του πηνίου (Δi_L) να είναι μικρότερη από τη μέση τιμή του (I_L).

Σύμφωνα με τις εξ. (2-78) έως (2-80) προκύπτει:

$$L > \frac{RT_s D}{2} \left(D' \frac{V_g}{V} - \frac{R_L + R_{on}}{R} \right) \quad (3-15)$$

Η ελάχιστη απαιτούμενη αυτεπαγωγή του πηνίου, για λόγους απλότητας στο σχεδιασμό μπορεί να αυξηθεί στην τιμή που προκύπτει από την απλοποιημένη εξίσωση:

$$L > T_s \frac{DD'}{2} R \frac{V_g}{V} \quad (3-16)$$

δεδομένου ότι:

$$R_L, R_{on}, R > 0 \quad (3-17)$$

και συνεπώς ισχύει:

$$D' \frac{V_g}{V} > D' \frac{V_g}{V} - \frac{R_L + R_{on}}{R} \quad (3-18)$$

Σε περίπτωση που είναι επιθυμητό η διακοπτική διακύμανση του ρεύματος του πηνίου να είναι μικρότερη από συγκεκριμένο ποσοστό της μέσης τιμής του ρεύματος του πηνίου:

$$\frac{\Delta i_L}{I_L} = X \quad (3-19)$$

η ελάχιστη τιμή της αυτεπαγωγής μπορεί να οριστεί ως:

$$L > \frac{1}{X} T_s \frac{DD'}{2} R \frac{V_g}{V} \quad (3-20)$$

3.2.5 Προσδιορισμός της Ιδιοσυχνότητας του Συστήματος (ω_0)

Σε ό,τι αφορά τη δυναμική απόκριση του συστήματος, σημαντική παράμετρο αποτελεί η ταχύτητα με την οποία το ίδιο το σύστημα από μόνο του, χωρίς εξωτερικό έλεγχο, ανταποκρίνεται σε μία αλλαγή στην είσοδό του.

Χαρακτηριστικό μέγεθος που σχετίζεται άμεσα με την ταχύτητας απόκρισης του συστήματος, είναι η ιδιοσυχνότητα του συστήματος, δηλαδή η συχνότητα με την οποία ταλαντώνεται ένα σύστημα 2^{ης} τάξης μετά από μία βηματική αλλαγή στην είσοδό του και η οποία καθορίζεται αποκλειστικά από τα φυσικά χαρακτηριστικά του συστήματος.

Είναι λοιπόν επιθυμητό το σχεδιαζόμενο σύστημα να έχει μία ελάχιστη ιδιοσυχνότητα ώστε να έχει τη δυνατότητα να αντισταθμίζει τις διαταραχές του περιβάλλοντος και να ανταποκρίνεται στις απαιτήσεις παρακολούθησης αναφοράς με τον κατάλληλο έλεγχο:

$$\omega_0 > \omega_{0,\min} \quad (3-21)$$

όπου $\omega_{0,\min}$ είναι η ελάχιστη ιδιοσυχνότητα που είναι επιθυμητό να έχει το σύστημα.

Η ιδιοσυχνότητα ω_0 εξαρτάται άμεσα από τις βασικές παραμέτρους του συστήματος, συγκεκριμένα από την αυτεπαγωγή του πηνίου (L), από τη χωρητικότητα του πυκνωτή (C), το κύκλο εργασίας καθώς και τις διάφορες απώλειες σύμφωνα με τη εξ. (2-62). Από την εξίσωση αυτή επίσης προκύπτει πώς όσο μεγαλύτερη η αυτεπαγωγή (L) του πηνίου και η χωρητικότητα (C) του πυκνωτή, τόσο μικρότερη είναι η ιδιοσυχνότητα του συστήματος και επομένως τόσο πιο «αργό» θα μπορούσε να χαρακτηριστεί.

Η εξ. (3-21) σε συνδυασμό με τη εξ. (2-62) μπορεί να μετασχηματιστεί στην εξίσωση:

$$LC < \frac{D'^2 + \frac{R_e}{R}}{\omega_{0,\min}^2} \quad (3-22)$$

Συνεπώς με την κατάλληλη επιλογή του πηνίου και του πυκνωτή διαπιστώνουμε ότι μπορεί να καθοριστεί η φυσική συχνότητα του του συστήματος:

Για λόγους περαιτέρω απλοποίησης των σχέσεων και κινούμενοι προς την ασφαλή εκτίμηση θέτουμε τον περιορισμό:

$$L \cdot C < \frac{D'^2}{\omega_{0,\min}^2} \quad (3-23)$$

δεδομένου ότι πάντοτε ισχύει:

$$\frac{D'^2}{\omega_{0,\min}^2} < \frac{D'^2 + \frac{R_e}{R}}{\omega_{0,\min}^2} \quad (3-24)$$

Η ελάχιστη επιθυμητή ιδιοσυχνότητα του συστήματος, $\omega_{0,\min}$ ορίζεται από το σχεδιαστή, σε σχέση αφενός με τη μέγιστη γωνιακή συχνότητα των διαταραχών που το σύστημα προορίζεται να είναι σε θέση να απορρίπτει και αφετέρου σε σχέση με τον επιθυμητό χρόνο αποκατάστασης του συστήματος.

Γίνεται ακόμη αντιληπτό ότι για να είναι εφικτή και αποτελεσματική η απόρριψη των διαταραχών της τάσης εισόδου θα πρέπει η φυσική συχνότητα του συστήματος να είναι σημαντικά μεγαλύτερη της συχνότητας των διαταραχών αυτών:

$$\omega_{0,\min} \gg \omega_g \quad (3-25)$$

3.2.6 Προσδιορισμός της Διακοπτικής Περιόδου (T_s)

Διαπιστώνεται από τις εξ. (3-14), (3-20) και (3-23) ότι οι τιμές της αυτεπαγωγής του πηνίου (L) και της χωρητικότητας του πυκνωτή (C) οφείλουν να κινούνται μέσα σε ένα εύρος τιμών ώστε να σύστημα να μπορεί να ικανοποιήσει τις προδιαγραφές. Τόσο όμως η ελάχιστη απαιτούμενη αυτεπαγωγή του πηνίου όσο και η ελάχιστη απαιτούμενη χωρητικότητα του πυκνωτή είναι ευθέως ανάλογες με τη διακοπτική περίοδο (T_s).

Η χωρητικότητα του πυκνωτή και η αυτεπαγωγή του πηνίου, σε επίπεδο σχεδιασμού, ενδιαφέρει να διατηρηθούν κατά το δυνατόν χαμηλές, ώστε οι διαστάσεις των αντίστοιχων παθητικών στοιχείων και κατ' επέκταση του συνολικού συστήματος, να είναι όσο το δυνατόν μικρότερες. Με αυτή τη λογική μπορούμε να θεωρήσουμε τις ελάχιστες τιμές αυτεπαγωγής και χωρητικότητας όπως προκύπτουν από τις εξ. (3-14) και (3-20) και να τις αντικαταστήσουμε στη εξ. (3-23) ώστε να προσδιοριστεί η μέγιστη τιμή της διακοπτικής περιόδου ή η ελάχιστη τιμή της διακοπτικής συχνότητας σύμφωνα με τις παρακάτω εξισώσεις:

$$T_s < T_{s,\max} \quad (3-26)$$

$$T_{s,\max} = \frac{1}{\omega_{0,\min} D} \sqrt{\frac{4D'}{V_g} \Delta v_{\max} X\%} \quad (3-27)$$

$$f_{s,\min} = \frac{\omega_{0,\min} D}{2} \sqrt{\frac{V_g}{D' \Delta v_{\max} X}} \quad (3-28)$$

3.2.7 Προσδιορισμός των Μέγιστων Ωμικών Απωλειών (R_e)

Στην Ενότητα 3.2.2 έγινε η παραδοχή ότι η ισοδύναμη αντίσταση R_e , η οποία προκύπτει από τις ωμικές απώλειες του πηνίου, του τρανζίστορ και της διόδου, είναι της τάξης των 100mΩ (εξ. (3-12)). Ωστόσο αν οι απώλειες των ηλεκτρονικών στοιχείων προκύψουν σημαντικά μεγαλύτερες τότε ο ανυψωτής τάσης δε θα είναι σε θέση να επιτύχει την επιθυμητή τάση εξόδου.

Γεννάται επομένως το ερώτημα ποιες είναι οι μέγιστες επιτρεπτές ωμικές απώλειες των ηλεκτρονικών στοιχείων του κύκλωματος, πάνω από τις οποίες το κύκλωμα δε θα είναι εφικτό να δίνει ως έξοδο την επιθυμητή τάση;

Για την απάντηση στο παραπάνω ερώτημα επιλύουμε τη εξ. (3-9) ως προς τις ωμικές απώλειες R_e :

$$R_e = \frac{R}{V} \left[-(V + V_d) D^2 + (2V + 2V_d - V_g) D + V_g - V_d - V \right] \quad (3-29)$$

Παρατηρούμε ότι η εξ. (3-29) αντιστοιχεί σε παραβολή ως προς το κύκλο εργασίας (D) που στρέφει τα κοίλα προς τα κάτω και επομένως η ισοδύναμη αντίσταση R_e , έχει ένα ολικό μέγιστο στο σημείο όπου η πρώτη παράγωγος της εξ. (3-29) ως προς D ισούται με το μηδέν:

$$\frac{dR_e}{dD} = 0 \quad (3-30)$$

Λύνοντας τη εξ. (3-30) ως προς D προκύπτει:

$$D = 1 - \frac{V_g}{2(V + V_d)} \quad (3-31)$$

Αντικαθιστώντας στην Εξ. (3-29) προκύπτει η μέγιστη τιμή της ισοδύναμης αντίστασης για την οποία το σύστημα είναι εφικτό να δώσει στην έξοδο την προδιαγεγραμμένη τάση. Σε περίπτωση που η τιμή της ισοδύναμης αντίστασης είναι αρνητική τότε αυτό σημαίνει πως δεν είναι δυνατό να σύστημα να δώσει στην έξοδό του την τάση των προδιαγραφών.

Υπενθυμίζεται ότι σύμφωνα με τη εξ. (3-11) η μέγιστη τιμή της ισοδύναμης αντίστασης είναι ίση είτε με το άθροισμα της αντίστασης του πηνίου και της αντίστασης του τρανζίστορ είτε με το άθροισμα της αντίστασης του πηνίου και της διόδου, αναλόγως ποιο άθροισμα είναι μεγαλύτερο. Αυτό σημαίνει πως κατά την επιλογή των στοιχείων του κυκλώματος πρέπει να ικανοποιούνται πάντοτε οι συνθήκες:

$$\begin{cases} R_L + R_{on} < R_e \\ R_L + R_d < R_e \end{cases} \quad (3-32)$$

Από τη εξ. (3-32), καθώς και από τη εξ. (3-20), γίνεται αντιληπτός και ο εξαιρετικά σημαντικός ρόλος του πηνίου στο ηλεκτρονικό κύκλωμα. Η σωστή επιλογή ή ο σωστός σχεδιασμός του πηνίου, καθορίζουν εν πολλοίς τη δυναμική και τη συμπεριφορά του κυκλώματος.

3.3 Χαρακτηριστικές Παράμετροι Επιλογής των Στοιχείων του Κυκλώματος

Δεδομένης της αρχικής διαστασιολόγησης της προηγούμενης ενότητας, στη συνέχεια προχωρούμε στην επιλογή συγκεκριμένων ηλεκτρικών στοιχείων με συγκεκριμένες προδιαγραφές.

3.3.1 Χαρακτηριστικές Παράμετροι Επιλογής Πηνίου

Το πηνίο αποτελεί ίσως το πιο σημαντικό και καθοριστικό για τη λειτουργία του συστήματος, στοιχείο. Βεβαίως το βασικό μέγεθος που το χαρακτηρίζει είναι η αυτεπαγωγή (L) του, υπάρχουν όμως και κάποια δευτερεύοντα χαρακτηριστικά που μπορούν να επιτελέσουν καθοριστικό ρόλο στην επιλογή του κατάλληλου πηνίου.

Συνολικά τα χαρακτηριστικά που πρέπει να ληφθούν υπόψη είναι:

Αυτεπαγωγή (L)

Η αυτεπαγωγή είναι το κυριότερο χαρακτηριστικό και παίζει καθοριστικό ρόλο στη συμπεριφορά και τη δυναμική του συστήματος. Σύμφωνα με τη Εξ. (2-62) όσο πιο μικρή είναι η αυτεπαγωγή του πηνίου τόσο πιο μεγάλη είναι η φυσική συχνότητα του συστήματος και συνεπώς τόσο πιο γρήγορος είναι ο ανυψωτής τάσης. Παράλληλα όμως σύμφωνα με τη εξ. (2-71) η αυτεπαγωγή του πηνίου είναι αντιστρόφως ανάλογη της διακοπτικής διακύμανσης του ρεύματος του πηνίου (Δ_{IL}). Αυτό σημαίνει πως όσο μικρότερη η αυτεπαγωγή του πηνίου τόσο μεγαλύτερη η διακύμανση του ρεύματος του πηνίου. Αν όμως η διακοπτική διακύμανση του ρεύματος του πηνίου γίνει μεγαλύτερη από τη μέση τιμή του, τότε ο ανυψωτής τάσης μεταβαίνει σε λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής και αλλάζει τελείως η δυναμική του. Σε

περίπτωση που ο ανυψωτής τάσης είναι επιθυμητό να βρίσκεται σε Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής τότε σύμφωνα με τη εξ. (3-20) υπάρχει ένα ελάχιστο όριο αυτεπαγωγής το οποίο όμως εξαρτάται από τη διακοπτική συχνότητα καθώς και το επιθυμητό ποσοστό της διακοπτικής διακύμανσης του ρεύματος του πηνίου ως προς τη μέση τιμή. Συνεπώς η αυτεπαγωγή του πηνίου κινείται μεταξύ μίας μέγιστης και μίας ελάχιστης τιμής.

Μέγιστη εσωτερική αντίσταση (Max DC Resistance)

Η εσωτερική αντίσταση του πηνίου (R_L) συμβάλει σημαντικά στις ισοδύναμες ωμικές απώλειες (R_e) σύμφωνα με τη εξ. (3-32). Σύμφωνα με την ενότητα 3.2.7 η ισοδύναμη ωμική αντίσταση έχει ένα άνω όριο, πάνω από το οποίο ο ανυψωτής τάσης δε θα είναι εφικτό να δώσει στην έξοδο την επιθυμητή τάση. Συνεπώς το πηνίο που θα επιλεγεί πρέπει να έχει εσωτερική αντίσταση (R_L) σημαντικά μικρότερη αυτού του ορίου.

Μέγιστο Ρεύμα (Max Current)

Το μέγιστο ρεύμα του πηνίου είναι μία επίσης καθοριστική παράμετρος καθώς το πηνίο θα αστοχήσει κατασκευαστικά εφόσον αυτό το όριο δεν τηρηθεί κατά τη λειτουργία του ανυψωτή τάσης. Το μέγιστο ρεύμα που διέρχεται από το πηνίο, εμφανίζεται συνήθως κατά τη μεταβατική απόκριση και ιδιαίτερα στην έναρξη της λειτουργίας του συστήματος. Για τον προσδιορισμό αυτής της τιμής πολύτιμη είναι η προσομοίωση του κυκλώματος (βλ. Ενότητα 4.6).

Μέγιστο Ρεύμα Κορεσμού (Max Saturation Current)

Το ρεύμα κορεσμού, είναι μία διαφορετική παράμετρος και εξαρτάται από το σημείο μαγνητικού κορεσμού του πυρήνα του πηνίου πέρα από το οποίο η αυτεπαγωγή του πηνίου δε διατηρείται σταθερή αλλά μειώνεται δραματικά. Το ρεύμα του πηνίου πρέπει να παραμένει μικρότερο αυτής της τιμής.

Τοποθέτηση

Σημαντικό είναι τέλος να ληφθούν υπόψη οι διαστάσεις του πηνίου καθώς και τρόπος εγκατάστασής του στην πλακέτα. Είναι κυρίως κατασκευαστικές παράμετροι που πιθανόν υπόκεινται σε περιορισμούς από τα γεωμετρικά δεδομένα της συγκεκριμένης εφαρμογής.

3.3.2 Χαρακτηριστικές Παράμετροι Επιλογής Πυκνωτή

Ο πυκνωτής είναι το παθητικό στοιχείο εκείνο με το οποίο ρυθμίζεται η διακοπτική διακύμανση της τάσης εξόδου του κυκλώματος. Για το λόγο αυτό τοποθετείται παράλληλα με το φορτίο εξόδου. Όσο μεγαλύτερη η χωρητικότητα του πυκνωτή τόσο μικρότερη η διακοπτική διακύμανση της τάσης εξόδου. Παράλληλα όμως όσο μεγαλύτερη η χωρητικότητα του πυκνωτή τόσο μικρότερη η ιδιοσυχνότητα του συστήματος και επομένως τόσο πιο αργό καθίσταται το σύστημα.

Πέρα από τη χωρητικότητα, για την επιλογή του κατάλληλου πυκνωτή πρέπει να ληφθούν υπόψη και οι παρακάτω παράμετροι:

Μέγιστη τάση

Ιδιαίτερη σημασία πρέπει να δοθεί στην ανώτατη τάση λειτουργίας ενός πυκνωτή πριν αυτός επιλεγεί. Προφανώς η τάση αυτή – η οποία μπορεί κατά περίπτωση, να είναι αρκετά μικρή ακόμη και της τάξης των λίγων volt – δεν πρέπει να είναι μικρότερη από την τάση εξόδου καθώς και τη μέγιστη τιμή που αναμένεται αυτή να πάρει σε μεταβατική περίοδο δεδομένης της επίδρασης του ελεγκτή. Διαφορετικά ο πυκνωτής μπορεί να οδηγηθεί σε αστοχία.

Ισοδύναμη Αντίσταση σε Σειρά (Equivalent Series Resistance – ESR)

Οι πραγματικοί πυκνωτές παρουσιάζουν ωμικές απώλειες κατά τη λειτουργία τους οι οποίες μοντελοποιούνται ως μία αντίσταση σε σειρά με τον πυκνωτή η οποία ονομάζεται Ισοδύναμη σε Σειρά Αντίσταση (Equivalent Series Resistance – ESR). Η τιμή αυτή πρέπει να λαμβάνεται υπόψη, καθώς επηρεάζει τόσο το βαθμό απόδοσης του συστήματος όσο και το μέτρο της διακοπτικής διακύμανσης της τάσης εξόδου συμβάλλοντας αυξητικά.

Διακύμανση του Ρεύματος (max current ripple)

Μία ακόμη παράμετρος που πρέπει να ληφθεί υπόψη κατά την επιλογή πυκνωτή είναι το μέτρο της διακύμανσης του ρεύματος που διέρχεται από τον πυκνωτή (max current ripple). Δεδομένης της ισοδύναμης σε σειρά αντίστασης του πυκνωτή, η διακύμανση του ρεύματος στον πυκνωτή δημιουργεί θερμότητα που μπορεί να προκαλέσει την αστοχία του στοιχείου. Η τιμή αυτή, εν προκειμένω αντιστοιχεί στο μέτρο διακοπτικής διακύμανσης του πηνίου, καθότι αυτό είναι που φιλτράρεται από τον πυκνωτή αφήνοντας μόνο στη σταθερή συνιστώσα του να περάσει στην έξοδο ως ρεύμα του φορτίου. Η τιμή που δίνεται από τον κατασκευαστή πρέπει να είναι σαφώς μεγαλύτερη της διακοπτικής διακύμανσης του ρεύματος του πηνίου.

3.3.3 Χαρακτηριστικές Παράμετροι Επιλογής Τρανζίστορ

Αναμφίβολα τα πιο αντιπροσωπευτικά στοιχεία των διακοπτικών μετατροπέων είναι οι διακόπτες. Οι ανυψωτές τάσης απαιτούν ένα διακόπτη μονού πόλου διπλής κατεύθυνσης (Single Pole Double Throw – SPDT) ή ισοδύναμα δύο διακόπτες μονού πόλου μονής κατεύθυνσης (Single Pole Single Throw – SPST). Η υλοποίηση στην πράξη γίνεται με το 2^ο τρόπο (SPST) και στην παρούσα μελέτη ο ένας διακόπτης υλοποιείται με τρανζίστορ ενώ ο άλλος υλοποιείται με δίοδο.

Το τρανζίστορ είναι το στοιχείο μέσω του οποίου ελέγχεται το σύστημα. Το τρανζίστορ, λαμβάνει πάντοτε ένα διακριτό δυαδικό σήμα ελέγχου, (on – off / άγει – δεν άγει) και με το σήμα αυτό ελέγχεται κατ' επέκταση η συμπεριφορά ολόκληρου του συστήματος.

Συνήθως ως τρανζίστορ επιλέγονται οι τύποι BJT (Bipolar junction transistor), IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor) και MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor).

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέχθηκε τρανζίστορ τύπου MOSFET. Ένα βασικό πλεονέκτημα των MOSFET είναι πώς «οδηγούνται», δηλαδή ανοίγουν και κλείνουν με σήμα τάσης. Συγκεκριμένα Αν η τάση στην «πύλη» (gate) του MOSFET είναι μεγαλύτερη από ένα όριο τότε το MOSFET άγει διαφορετικά δεν άγει. Αντίθετα τα BJT και IGBT «οδηγούνται» με το ρεύμα που διέρχεται από τη «βάση» τους (Base) γεγονός που οδηγεί σε επιπλέον απώλειες ισχύος κατά την οδήγησή τους. Επιπλέον τα

MOSFET έχουν το πλεονέκτημα έναντι των άλλων τύπων, της μεγαλύτερης διακοπτικής συχνότητας που μπορούν να επιτύχουν. Είναι τέλος κατάλληλα για υψηλά ρεύματα, της τάξης των εκατοντάδων A, και τάσεις της τάξης των δεκάδων και λίγων εκατοντάδων V.

Για την επιλογή κατάλληλου για την εκάστοτε εφαρμογή MOSFET πρέπει να εξεταστούν οι εξής παράμετροι:

Τύπος

Υπάρχουν δύο βασικοί τύποι MOSFET: N channel και P channel. Η βασική διαφορά τους έγκειται στις προσμίξεις των υλικών που χρησιμοποιούνται στον ημιαγωγό με κυριότερο αποτέλεσμα όταν η τάση στο σήμα ελέγχου, στην πύλη του MOSFET, είναι μηδενική, τότε τα μεν MOSFET τύπου N δεν άγουν ενώ αντίθετα τα MOSFET τύπου P άγουν ρεύμα. Ωστόσο τα MOSFET τύπου p έχουν μεγαλύτερη εσωτερική αντίσταση και συνεπώς μεγαλύτερες απώλειες. Για το λόγο αυτό συνηθίζεται η επιλογή MOSFET τύπου N σε εφαρμογές διαχείρισης ηλεκτρικής ισχύος.

Εσωτερική αντίσταση (R_{on})

Κάθε ημιαγωγός και γενικά κάθε στοιχείο δια μέσου του οποίου διέρχεται ρεύμα, υπό κανονικές συνθήκες εμφανίζει αντίσταση. Έτσι και τα MOSFET χαρακτηρίζονται από μία εσωτερική αντίσταση (R_{on}). Προφανώς η αντίσταση αυτή δημιουργεί απώλειες και είναι επιθυμητό να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη. Συνήθως είναι της τάξης των λίγων mΩ.

Κατώφλι Ενεργοποίησης (Threshold Voltage)

Για να αλλάξει κατάσταση αγωγής ρεύματος ένα MOSFET απαιτείται μία συγκεκριμένη τάση στην πύλη του. Σε περίπτωση που το σήμα στην πύλη του MOSFET είναι μονίμως μικρότερο ή μονίμως μεγαλύτερο από την τάση αυτή τότε το MOSFET δε θα αλλάξει κατάσταση παραμένοντας μόνιμα κλειστό ή ανοικτό. Συνεπώς η τάση αυτή πρέπει να γνωστή στο σχεδιαστή του συστήματος.

Τάση οδήγησης (Drive Voltage)

Η τάση οδήγησης, είναι η τάση στην οποία ένα MOSFET τύπου n, θεωρείται πλήρως ανοικτό, οπότε επιτυγχάνεται η μέγιστη διέλευση ρεύματος.

Στις ενδιάμεσες τάσεις μεταξύ της τάσης οδήγησης και του κατωφλιού ενεργοποίησης, το MOSFET παρουσιάζει μεταβλητή αντίσταση. Η λειτουργία αυτή βρίσκει εφαρμογή στους γραμμικούς ρυθμιστές (linear regulators) για σταθεροποίηση τάσης ή ρεύματος, δε χρησιμοποιείται όμως σε διακοπτικούς μετατροπείς (switching converters) όπου για την ελαχιστοποίηση των απωλειών τα διακοπτικά στοιχεία λειτουργούν είτε στην κατάσταση μη αγωγής είτε στην κατάσταση πλήρους αγωγής του ρεύματος.

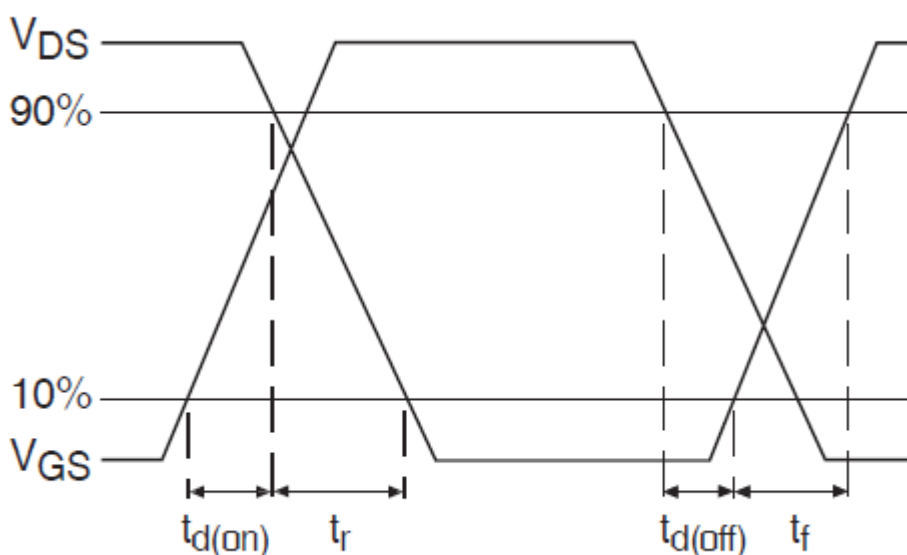
Η τάση οδήγησης είναι συνήθως της τάξης των 10-15 Volt και αναπτύσσεται από ειδικά κυκλώματα οδήγησης (gate drivers / half bridge drivers). Υπάρχουν όμως και MOSFET με τάση οδήγησης της τάξης των 5V. Αυτή η ειδική κατηγορία MOSFET παρέχει τη δυνατότητα οδήγησης απευθείας από μικροεπεξεργαστή, χωρίς ενδιάμεσο κύκλωμα οδήγησης, και για αυτό ονομάζονται Logic Level MOSFET.

Μέγιστη συχνότητα λειτουργίας (Max Switching Frequency)

Πολύ σημαντικό επίσης είναι το MOSFET που θα επιλεγεί να μπορεί να λειτουργήσει στη διακοπτική συχνότητα (f_s) που έχει οριστεί.

Η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας μπορεί να μη δίνεται άμεσα από τον κατασκευαστή αλλά αντ' αυτής να δίνονται οι χρόνοι Υπολειπόμενης ($t_{d(on)}$ turn on delay time / $t_{d(off)}$ turn off delay time) και οι χρόνοι ανύψωσης και πτώσης (rise time / fall time) της τάσης στα άκρα του MOSFET (Σχήμα 3-1). Οι χρόνοι αυτοί, αν αθροιστούν θέτουν ένα κατώτατο χρονικό όριο ανταπόκρισης του MOSFET στο σήμα οδήγησής του και μία ανώτατη συχνότητα λειτουργίας. Προφανώς το MOSFET πρέπει να λειτουργεί σε μία αρκετά μικρότερη συχνότητα αναλόγως και της επιθυμητής ανάλυσης του κύκλου εργασίας.

Ένας άλλο μέγεθος που δίνεται κάποιες φορές από τους κατασκευαστές είναι η ελάχιστη διάρκεια παλμού (minimum pulse width). Προφανώς η διακοπτική περίοδος πρέπει να είναι πολλαπλάσια της ελάχιστης διάρκειας παλμού ανάλογα και με την επιθυμητή ανάλυση του κύκλου εργασίας (πχ για ανάλυση κύκλου εργασίας 1%, η διακοπτική περίοδος πρέπει να είναι τουλάχιστον 100 φορές μεγαλύτερη της ελάχιστης διάρκειας παλμού).



Σχήμα 3-1. Χρόνοι ανταπόκρισης ημιαγωγού τύπου MOSFET στην τάση οδήγησης.

Μέγιστο Ρεύμα

Κάθε ηλεκτρικό στοιχείο έχει ένα μέγιστο όριο αντοχής ρεύματος. Αυτό ισχύει και για τα MOSFET λόγω της εσωτερικής αντίστασης που παρουσιάζουν και της συνακόλουθης θερμότητας που εκλύεται κατά τη διέλευση ρεύματος. Η τιμή αυτή δε θα πρέπει να είναι μικρότερη από τη μέγιστη τιμή του ρεύματος που σύμφωνα με τους υπολογισμούς αναμένεται να διέλθει από το τρανζίστορ.

Μέγιστη Τάση

Το MOSFET ως ημιαγωγός έχει τη δυνατότητα να μην επιτρέπει τη ροή ρεύματος μέχρι μία μέγιστη διαφορά τάσης στα άκρα του. Αν η τάση στο MOSFET ξεπεράσει τη μέγιστη αυτή τιμή, τότε διέρχεται ρεύμα από το MOSFET καταστρέφοντάς το ταυτόχρονα.

3.3.4 Χαρακτηριστικές Παράμετροι Επιλογής Διόδου

Η διάδος αποτελεί ένα στοιχείο με πολύ ευαίσθητο ρόλο σε ό,τι αφορά τη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Ο λόγος είναι ότι η διάδος συμμετέχει εξίσου με το τρανζίστορ στο διαχωρισμό των επιμέρους κυκλωμάτων από τα οποία συντίθεται ο ανυψωτής τάσης, χωρίς όμως να ελέγχεται από κάποιο εξωτερικό σήμα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μπορεί να μεταβάλλει τον τρόπο λειτουργίας του συστήματος από Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής υπό συγκεκριμένες συνθήκες αλλά και να επιβάλλει συγκεκριμένα δυναμικά φαινόμενα κατά τη μετάβαση από το ένα κύκλωμα στο άλλο (reverse recovery).

Σημαντικές παράμετροι που πρέπει να ληφθούν υπόψη κατά την επιλογή διόδου είναι οι παρακάτω:

Maximum DC Blocking/Breakdown Voltage:

Είναι η μέγιστη διαφορά τάσης που μπορεί να δεχτεί η διάδος κατά την πολικότητα που διακόπτεται η αγωγή του ρεύματος. Πρακτικά, αν η τάση εξόδου υπερβαίνει την τιμή αυτή, τότε η διάδος θα καταστραφεί.

Μέγιστο Ρεύμα Διέλευσης

Αποτελεί τη μέγιστη τιμή συνεχούς ρεύματος που μπορεί η διάδος να άγει. Πέραν αυτής της τιμής, αναλόγως του χρόνου κατά τον οποίο διέρχεται ρεύμα μεγαλύτερης τιμής, η διάδος κινδυνεύει να καταστραφεί θερμικά.

Δυναμικό Παρεμπόδισης (Forward Voltage Drop) (V_d)

Είναι το δυναμικό που εμφανίζει μία διάδος κατά την ορθή πόλωσή της και για να μπορέσει να διέλθει το ρεύμα πρέπει η τάση αυτή να υπερνικηθεί. Εφόσον κατά την ορθή πόλωση της διόδου, άγεται ρεύμα, αυτή η τάση δημιουργεί απώλεια ισχύος. Συνήθως είναι της τάξης των 0.8V. Όσο μικρότερο το δυναμικό παρεμπόδισης τόσο μικρότερες οι αντίστοιχες απώλειες.

Εσωτερική Αντίσταση (R_d)

Κατά τη διέλευση ρεύματος από τη διάδο, εμφανίζεται αντίσταση που συνιστά πρόσθετη απώλεια ενέργειας. Η τιμή της εσωτερικής αντίστασης της διόδου σε συνδυασμό με την εσωτερική αντίσταση του πηνίου δεν πρέπει να υπερβαίνουν τη μέγιστη ισοδύναμη αντίσταση $R_{e,max}$.

Ανακτώμενο Φορτίο Διόδου - Diode recovered charge (Q_r)

Ο ημιαγωγός από τον οποίο αποτελείται η διάδος κατά το διάστημα που άγει ρεύμα, αποθηκεύει ηλεκτρικό φορτίο το οποίο αποδίδει πίσω στο κύκλωμα υπό τη μορφή ρεύματος όταν πολωθεί αντίθετα και διακόψει την αγωγή ρεύματος. Το ρεύμα αυτό δε συνεισφέρει στην ανύψωση της τάσης και συνιστά απώλεια που οφείλεται στη διακοπτική λειτουργία του κυκλώματος (switching losses). Το φαινόμενο αυτό εμφανίζεται μία φορά σε κάθε διακοπτική περίοδο (T_s) και συνεπώς η απώλεια ενέργειας που συνεπάγεται είναι ανάλογη της διακοπτικής συχνότητας (f_s).

Χρόνος Αντίστροφης Ανάκτησης - Reverse recovery time (t_r)

Είναι ο χρόνος στον οποίο αποφορτίζεται η δίοδος κατά τη μετάβαση από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση μη αγωγής. Η χρονική αυτή διάρκεια καθορίζει ως ένα βαθμό τις απώλειες και είναι επιθυμητό να είναι κατά το δυνατόν μικρή διότι αφενός συμβάλει στις διακοπτικές απώλειες και αφετέρου καθορίζει ως ένα βαθμό τη μέγιστη συχνότητα λειτουργίας της δίοδου, καθόσον όπως γίνεται αντιληπτό η δίοδος δεν μπορεί να αλλάξει κατάσταση σε χρόνο μικρότερο από αυτόν.

Μέγιστη Συχνότητα Λειτουργίας

Δεδομένου ότι η δίοδος μέσα σε ένα κύκλωμα ηλεκτρονικών ισχύος καλείται να ανοίγει και να κλείνει επαναλαμβανόμενα, είναι απαραίτητο πριν επιλεγεί να εξεταστεί πόσο γρήγορα μπορεί να αλλάζει κατάσταση και κατά πόσο είναι εφικτό να «προλαβαίνει» τις αλλαγές. Θα πρέπει η διακοπτική συχνότητα του κυκλώματος να είναι σαφώς μικρότερη της μέγιστης συχνότητας λειτουργίας της δίοδου.

3.3.5 Χαρακτηριστικές Παράμετροι Επιλογής Γεννήτριας Εύρους Παλμών (PWM Generator)

Σύμφωνα με τα όσα αναφέρθηκαν το σύστημα του ανυψωτή τάσης ελέγχεται μέσα από τετραγωνικούς παλμούς τάσης συγκεκριμένου ύψους και συχνότητας αλλά μεταβλητής διάρκειας, χάρη στους οποίους τα διακοπτικά στοιχεία άγουν ή δεν άγουν ρεύμα.

Η κυματομορφή αυτή παράγεται από ένα ξεχωριστό ηλεκτρονικό κύκλωμα το οποίο χαρακτηρίζεται από τα εξής μεγέθη:

Ύψος παλμού

Είναι η μέγιστη τάση του παλμού. Αν το ύψος του παλμού είναι μικρότερο της τάσης οδήγησης του MOSFET τότε απαιτείται ενίσχυση του σήματος με τη χρήση ειδικού κυκλώματος οδήγησης του MOSFET.

Ελάχιστη Διάρκεια Παλμού (Minimum Pulse Width)

Προφανώς η διακοπτική περίοδος πρέπει να είναι πολλαπλάσια της ελάχιστης διάρκειας παλμού ανάλογα και με την επιθυμητή ανάλυση του κύκλου εργασίας (πχ για ανάλυση κύκλου εργασίας 1% η διακοπτική περίοδος πρέπει να είναι τουλάχιστον 100 φορές μεγαλύτερη της ελάχιστης διάρκειας παλμού).

3.4 Σχεδιασμός Συστήματος Ελέγχου

Ο αυτόματος έλεγχος των ηλεκτρονικών ισχύος είναι απαραίτητη προϋπόθεση της καλής λειτουργίας τους, τόσο για λόγους απόκλισης των χαρακτηριστικών των στοιχείων του κυκλώματος από τις ονομαστικές τους τιμές, όσο και για λόγους διακυμάνσεων και διαταραχών στο σύστημα από το περιβάλλον.

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται οι παράμετροι του συστήματος αυτομάτου ελέγχου καθώς και τα στάδια με τα οποία αυτές καθορίζονται.

3.4.1 Σήματα Ελέγχου / Είσοδος - Έξοδος Ελεγκτή

Ως πρώτο βήμα, πρέπει να καθορισθεί ο φυσικός μηχανισμός με τον οποίο γίνεται ο έλεγχος του συστήματος και ιδιαίτερα πρέπει να καθοριστούν τα σήματα εισόδου και εξόδου του ανυψωτή με τα οποία θα γίνεται ο έλεγχός του.

Στη συγκεκριμένη μελέτη, ο στόχος είναι το σύστημα να παράγει μία σταθερή τάση στην έξοδό του, υψηλότερη της τάσης εισόδου. Συνεπώς έξοδος για το σύστημα θεωρείται η τάση εξόδου. Γενικότερα σε άλλες περιπτώσεις ένας ανυψωτής τάσης μπορεί να έχει ως έξοδο το ρεύμα του φορτίου ή και άλλες μεταβλητές του συστήματος.

Όπως ήδη αναφέρθηκε, ο ανυψωτής τάσης ελέγχεται μέσα από το άνοιγμα και το κλείσιμο του MOSFET. Το σήμα με το οποίο καθορίζεται το κλείσιμο και το άνοιγμα του MOSFET στη συγκεκριμένη μελέτη είναι ο κύκλος εργασίας της γεννήτριας εύρους παλμών. Υπάρχουν όμως γενικότερα και άλλες μεταβλητές που μπορούν να λειτουργήσουν ως σήματα εισόδου όπως για παράδειγμα η μέγιστη τιμή του ρεύματος που διέρχεται από το πηνίο ή το τρανζίστορ^[3] κατά την οποία το τρανζίστορ κλείνει μόλις το ρεύμα που διέρχεται δια μέσου του, υπερβεί μία καθορισμένη τιμή.

Στον ανυψωτή τάσης καθοριστικό ρόλο παίζει και η τάση εισόδου. Στη συγκεκριμένη υπό εξέταση περίπτωση η τάση εισόδου είναι ένα μέγεθος μεταβαλλόμενο που προέρχεται από το περιβάλλον του συστήματος και δεν καθορίζεται από το Σύστημα Ελέγχου. Για το λόγο αυτό η διακύμανση της τάσης εισόδου θεωρείται διαταραχή.

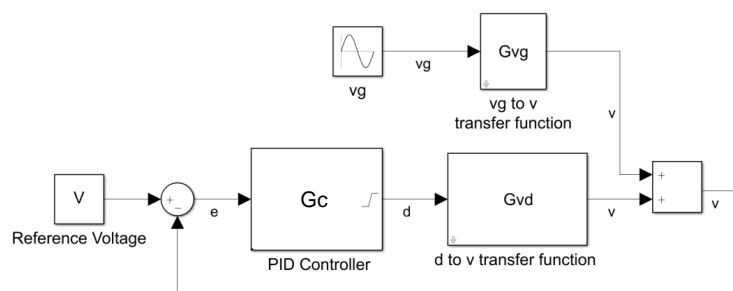
Συνεπώς ο ανυψωτής τάσης, στην παρούσα μελέτη θεωρείται ως σύστημα μιας εισόδου μιας εξόδου (SISO) με έξοδο την τάση εξόδου, είσοδο τον κύκλο εργασίας της γεννήτριας παλμών εύρους (PWM) και διαταραχή τη διακύμανση της τάσης εισόδου.

3.4.2 Σχήμα Ελέγχου

Έχοντας καθορίσει τις εισόδους και τις εξόδους του συστήματος, αναζητείται το κατάλληλο σχήμα ελέγχου με το οποίο θα επιτυγχάνεται αφενός η απόρριψη των διαταραχών (disturbance rejection) και αφετέρου η παρακολούθηση του σήματος αναφοράς (reference tracking).

Στο στάδιο αυτό επίσης υπάρχουν αρκετές επιλογές όπως η πρόσω τροφοδότηση (feed forward) της διαταραχής, η ανατροφοδότηση (feedback) της τάσης εξόδου, σχήματα ελέγχου δύο βαθμών ελευθερίας καθώς και συνδυασμός των ανωτέρω.

Όλες οι προηγούμενες εναλλακτικές βρίσκουν εφαρμογή στην πράξη, ωστόσο στη συγκεκριμένη περίπτωση επιλέγεται η χρήση απλής ανατροφοδότησης (Σχήμα 3-2), λόγω της σχετικής απλότητας του προβλήματος σχεδιασμού όπως ορίστηκε στην Ενότητα 3.1.



Σχήμα 3-2. Τυπική μορφή δομικού διαγράμματος ανυψωτή τάσης κλειστού βρόχου.

3.4.3 Συναρτήσεις Μεταφοράς Ελεγχόμενου Ανυψωτή Τάσης

Δεδομένης της διάταξης του δομικού διαγράμματος (Σχήμα 3-2) μπορούν να οριστούν οι βασικές συναρτήσεις μεταφοράς που το χαρακτηρίζουν. Ακολουθώντας τη διαδρομή των σημάτων στον κλειστό βρόχο (Σχήμα 3-2) προκύπτει για την έξοδο η εξίσωση:

$$\hat{v} = \frac{G_{vd}(s) \cdot G_c(s)}{1 + G_{vd}(s) \cdot G_c(s)} V + \frac{G_{vg}(s)}{1 + G_{vd}(s) G_c(s)} \hat{v}_g \quad (3-33)$$

όπου $G_c(s)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή PID και εκφράζει τη σχέση μεταξύ του σήματος ελέγχου και του σφάλματος. Οι συναρτήσεις μεταφοράς $G_{vd}(s)$ και $G_{vg}(s)$ ορίζονται στην Ενότητα 2.5.5.

Στο σημείο αυτό ορίζονται επιπλέον οι εξής συναρτήσεις μεταφοράς:

- Συνάρτηση Πρόσω Βρόχου (Loop Gain transfer function): εκφράζει τη σχέση μεταξύ του σήματος εξόδου (v) και του σφάλματος (e), δηλαδή της απόκλισης της τάσης εξόδου από την τάση αναφοράς. Η συνάρτηση πρόσω βρόχου διαδραματίζει πολύ σημαντικό ρόλο στο σχεδιασμό του ελεγκτή και είναι επιθυμητό να έχει μεγάλο μέτρο στις χαμηλές συχνότητες στο εύρος που μας ενδιαφέρει το σύστημα να αποδίδει και μικρό μέτρο στις υψηλές συχνότητες ώστε να εξασθενείται ο θόρυβος που πάντοτε υπεισέρχεται στα σήματα.

$$L(s) = G_{vd}(s) \cdot G_c(s) \quad (3-34)$$

- Συνάρτηση Ευαισθησίας (Sensitivity transfer function): εκφράζει τη σχέση ανάμεσα στην έξοδο και στις διαταραχές στην έξοδο του συστήματος. Είναι επιθυμητό το μέτρο της συνάρτησης ευαισθησίας να τείνει στο μηδέν στο εύρος συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει να αποδίδει το σύστημα απορρίπτοντας τις διαταραχές.

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)} \quad (3-35)$$

- Συνάρτηση ευαισθησίας στην τάση εισόδου: συγκεκριμένα σε ό,τι αφορά τις διαταραχές της τάσης εισόδου η συνάρτηση μεταφοράς από την τάση εισόδου στην τάση εξόδου, όταν πρόκειται για κλειστό βρόχο ανατροφοδότησης (feedback loop) πολλαπλασιάζεται με τη συνάρτηση ευαισθησίας και προκύπτει:

$$S_g(s) = \frac{G_{vg}(s)}{1 + L(s)} = G_{vg}(s) \cdot S(s) \quad (3-36)$$

Η συνάντηση ευαισθησίας στην τάση εισόδου, είναι επιθυμητό να είναι πολύ μικρή, κοντά στο μηδέν στην περιοχή που μας ενδιαφέρει το σύστημα να αποδίδει, απορρίπτοντας τις διαταραχές της τάσης εισόδου.

- Συνάρτηση Μεταφοράς Κλειστού Βρόχου (Transmissibility transfer function): η συνάρτηση αυτή αποτελεί τη συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου ανάμεσα στην πραγματική τιμή εξόδου και στην επιθυμητή τιμή αναφοράς την οποία το σύστημα πρέπει να ακολουθεί. Είναι επιθυμητό η συνάρτηση αυτή να προσεγγίζει τη μονάδα στο εύρος συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει να αποδίδει το σύστημα, παρακολουθώντας το σήμα αναφοράς.

$$T(s) = \frac{L(s)}{1+L(s)} = L(s) \cdot S(s) \quad (3-37)$$

Πέρα από τις συναρτήσεις μεταφοράς του συστήματος κλειστού βρόχου, προκύπτουν και δύο βασικοί δείκτες ευστάθειας που πρέπει σε κάθε περίπτωση να λαμβάνονται υπόψη, ιδιαίτερα όμως στην περίπτωση των ανυψωτών τάσης όπου όπως διαπιστώθηκε έχουν μηδενιστή στο δεξί ημιεπίπεδο (RHZ). Οι δείκτες αυτοί είναι:

- Περιθώριο Φάσης (Phase Margin): είναι η διαφορά της φάσης της συνάρτησης ανοικτού βρόχου (Loop) στη συχνότητα αποκοπής (crossover frequency ω_c) όπου το κέρδος είναι 0dB, από τις -180° :

$$PM = \angle L(j\omega_c) + 180^\circ \quad (3-38)$$

Εκφράζει το περιθώριο μέχρι τη μέγιστη επιτρεπτή καθυστέρηση του σήματος εξόδου ως προς το σήμα αναφοράς, πριν το σύστημα οδηγηθεί σε αστάθεια. Η διαφορά αυτή είναι απαραίτητο να είναι θετική. Για λόγους ευρωστίας (robustness) είναι συνήθως επιθυμητό να έχει μια ελάχιστη θετική τιμή της τάξης των $40^\circ - 60^\circ$.

- Περιθώριο Κέρδους (Gain Margin): είναι η διαφορά του κέρδους της συνάρτησης ανοικτού βρόχου από τη μονάδα (0dB) στη συχνότητα όπου η φάση είναι για πρώτη φορά -180° και εκφράζει το περιθώριο ενίσχυσης του σήματος ελέγχου πριν το σύστημα περάσει στην αστάθεια.

$$GM = \frac{1}{|L(j\omega_{180})|} \quad (3-39)$$

Επιπρόσθετα, εκτός από τους δείκτες ευστάθειας υπάρχουν και οι δείκτες επίδοσης με κυριότερο το Εύρος Ζώνης, δηλαδή το εύρος συχνοτήτων στις οποίες το σύστημα ανταποκρίνεται επαρκώς στην παρακολούθηση των τιμών αναφοράς και στην απόρριψη διαταραχών. Το εύρος ζώνης καθορίζεται από τη συχνότητα εύρους ζώνης ω_B η οποία είναι η μεγαλύτερη συχνότητα στην οποία θεωρείται ότι το σύστημα κλειστού μπορεί να ανταποκριθεί στις απαιτήσεις παρακολούθησης αναφοράς και απόρριψης διαταραχών.

Συγκεκριμένα, η συχνότητα εύρους ζώνης ω_B , ορίζεται ως η ελάχιστη συχνότητα στην οποία η συνάρτηση ευαισθησίας αποκτά μέτρο 0,707 ή ισοδύναμα $-3dB$. Πρακτικά αυτό σημαίνει ότι το πλάτος της εισόδου και των διαταραχών στην έξοδο έχει μισή ισχύ από ότι σε DC ή πλάτος 0.7.

Επίσης ορίζεται και η συχνότητα εύρους ζώνης της συνάρτησης καθοδήγησης ω_{BT} , η οποία ορίζεται ως η ελάχιστη συχνότητα στην οποία η συνάρτηση καθοδήγησης αποκτά μέτρο 0,707 ή $-3dB$. Πρακτικά αυτό σημαίνει ότι αν η τιμή αναφοράς που καλείται το σύστημα να ακολουθήσει, έχει συχνότητα ίση με ω_{BT} τότε η απόκριση του συστήματος θα είναι μειωμένη κατά περίπου 30% σε σχέση με την τιμή αναφοράς.

Κατά κανόνα η συχνότητα εύρους ζώνης της συνάρτησης ευαισθησίας είναι μικρότερη της συχνότητας εύρους ζώνης της συνάρτησης καθοδήγησης και γι' αυτό πρακτικά ως συχνότητα εύρους ζώνης θεωρείται η πρώτη εκ των δύο.

Τέλος, ειδικά για τη συγκεκριμένη εφαρμογή που εξετάζεται στην παρούσα μελέτη μπορούμε να ορίσουμε τη συχνότητα εύρους ζώνης της συνάρτησης ευαισθησίας στις διαταραχές τάσης εισόδου ($\omega_{B\theta}$). Δεδομένου ότι υπάρχει συγκεκριμένη συνάρτηση μεταφοράς από την τάση εισόδου στην τάση εξόδου ($G_{v\theta}$) καθώς και η αντίστοιχη συνάρτηση ευαισθησίας (S_θ), είναι εφικτό να προσδιοριστεί με μεγαλύτερη ακρίβεια η συχνότητα από την οποία και κάτω οι διαταραχές μπορεί να θεωρηθεί ότι απορρίπτονται. Έτσι ορίζεται η συχνότητα $\omega_{B\theta}$ στην οποία το μέτρο της συνάρτησης ευαισθησίας σε διαταραχές της τάσης εισόδου γίνεται για πρώτη φορά 0.707 ή ισοδύναμα -3dB.

3.4.4 Σχεδιασμός Ελεγκτή Τριών Όρων (PID)

Στο τρίτο στάδιο σχεδιάζεται η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή. Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται ο σχεδιασμός ελεγκτή τριών όρων (PID), μονής εισόδου μονής εξόδου (SISO), αξιοποιώντας τις συναρτήσεις μεταφοράς της Ενότητας 3.4.3.

Ένας ελεγκτής τριών όρων, έχει την εξής γενική μορφή^[2]:

Στο πεδίο του χρόνου:

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (3-40)$$

Στο πεδίο της συχνότητας:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (3-41)$$

όπου K_p είναι το αναλογικό κέρδος, K_I είναι ο αριθμητικός συντελεστής του ολοκληρωτικού όρου και K_D είναι ο αριθμητικός συντελεστής του διαφορικού όρου.

Ειδικότερα στο πεδίο της συχνότητας ο ελεγκτής τριών όρων μπορεί να γραφεί ως αλληλουχία ενός ελεγκτή PI και ενός ελεγκτή PD, ως εξής^[2]:

$$G_c(s) = PI(s) \cdot PD(s) = \left(\hat{K}_p + \frac{\hat{K}_I}{s} \right) (\check{K}_p + \check{K}_D s) \quad (3-42)$$

Η εξ. (3-42) μπορεί να οδηγήσει στη εξ. (3-41) θεωρώντας ότι:

$$K_p = \hat{K}_p \check{K}_p + \hat{K}_I \check{K}_D \quad (3-43)$$

$$K_D = \hat{K}_p \check{K}_D \quad (3-44)$$

$$K_I = \hat{K}_I \check{K}_p \quad (3-45)$$

Παράλληλα η εξ. (3-42) μπορεί να οδηγήσει και σε μία άλλη πολύ χρήσιμη διατύπωση^[3] ως εξής:

$$G_c(s) = PI(s) \cdot PD(s) = K \left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_Z} \right) \quad (3-46)$$

θεωρώντας ότι:

$$K = \hat{K}_p \check{K}_p \quad (3-47)$$

$$\omega_L = \frac{\hat{K}_I}{\hat{K}_p} \quad (3-48)$$

$$\omega_z = \frac{\tilde{K}_p}{\tilde{K}_D} \quad (3-49)$$

Παρατηρώντας τη εξ. (3-46) διαπιστώνεται ότι για $s=j\omega$, όταν η κυκλική συχνότητα διέγερσης ω , τείνει στο άπειρο, το μέτρο του ελεγκτή PID τείνει επίσης στο άπειρο εξαιτίας της ύπαρξης του διαφορικού όρου. Αυτό είναι κάτι που πρακτικά δεν μπορεί να υλοποιηθεί αλλά ούτε είναι και επιθυμητό καθώς θα ενίσχυε την επίδραση του θορύβου που κατά κανόνα εντοπίζεται στις υψηλές συχνότητες. Εκ των πραγμάτων λοιπόν κάθε ελεγκτής καθώς η κυκλική συχνότητα ω τείνει στο άπειρο, το μέτρο του ελεγκτή τείνει στο μηδέν. Για να αποφευχθεί ο απειρισμός του μέτρου του ελεγκτή απαιτείται η ύπαρξη ενός ακόμη πόλου στη συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή, εφόσον υπάρχει διαφορικός όρος. Ο πόλος αυτός είτε τοποθετείται από το σχεδιαστή στη συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή είτε επιβάλλεται από τους ίδιους τους περιορισμούς των ηλεκτρονικών στοιχείων.

Στην περίπτωση επομένως που υπάρχει διαφορικός όρος, η εξ. (3-46) μετασχηματίζεται στην εξίσωση:

$$G_c(s) = K \frac{\left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)} \quad (3-50)$$

όπου παράλληλα πρέπει να ισχύει η ανισότητα:

$$\omega_{p1} > \max(\omega_z, \omega_L) \quad (3-51)$$

Η εξ. (3-50) αντιστοιχεί σε αντισταθμιστή Προπορευόμενης – Υπολειπόμενης φάσης (Lead Lag Phase Compensator). Η αναδιατύπωση του ελεγκτή τριών όρων στη μορφή του αντισταθμιστή Προπορευόμενης Υπολειπόμενης φάσης επιτρέπει την εφαρμογή συγκεκριμένων τεχνικών σχεδιασμού όπως αναλύεται στις αμέσως επόμενες υποενότητες.

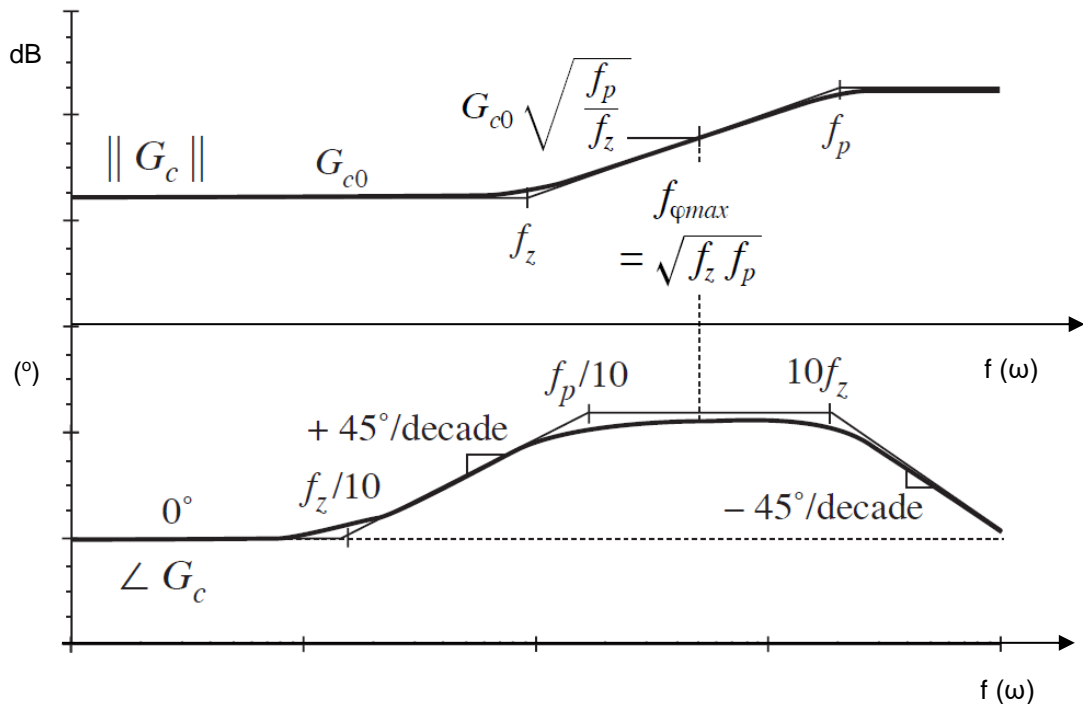
Αντισταθμιστής Προπορευόμενης Φάσης

Ο Αντισταθμιστής Προπορευόμενης Φάσης (Lead Phase Compensator), μοιάζει με ελεγκτή PD, έχοντας λάβει υπόψη και επιπλέον ένα πόλο ώστε το μέτρο του ελεγκτή να μην απειρίζεται όταν η συχνότητα διέγερσης τείνει στο άπειρο.

Συγκεκριμένα η συνάρτηση μεταφοράς του αντισταθμιστή προπορευόμενης φάσης, προκύπτει από τη εξ. (3-50) χωρίς τον ολοκληρωτικό όρο, ως εξής:

$$G_c(s) = G_0 \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)} \quad (3-52)$$

Στο Σχήμα 3-3 παρουσιάζεται χαρακτηριστική μορφή της συνάρτησης μεταφοράς αντισταθμιστή Προπορευόμενης φάσης σε διάγραμμα Bode.



Σχήμα 3-3. Χαρακτηριστικό διάγραμμα Bode αντισταθμιστή προπορευόμενης φάσης.

Ονομάζεται αντισταθμιστής προπορευόμενης φάσης διότι έχει την ιδιότητα να προσθέτει θετική φάση στο σύστημα μεταξύ των συχνοτήτων $\omega_z/10$ και $10\omega_{p1}$. Με αυτή την ιδιότητα, παρέχεται η δυνατότητα αύξησης του περιθωρίου φάσης στη συχνότητα αποκοπής (crossover frequency) ώστε να επιτυγχάνεται ευστάθεια και ευρωστία στον έλεγχο του συστήματος.

Η συχνότητα στην οποία παρέχεται η μέγιστη φάση, βρίσκεται στο γεωμετρικό μέσο των συχνοτήτων ω_z και ω_{p1} και δίνεται από την εξίσωση:

$$\omega_{\phi\max} = \sqrt{\omega_z \omega_{p1}} \quad (3-53)$$

και είναι επιθυμητό να βρίσκεται στη συχνότητα αποκοπής ω_c :

$$\omega_{\phi\max} = \omega_c \quad (3-54)$$

Η μέγιστη φάση η οποία προστίθεται στο σύστημα συμβολίζεται με θ . Γνωρίζοντας τη συχνότητα αποκοπής ω_c και την επιθυμητή προσθήκη φάσης θ , μπορούν να προσδιοριστούν και όλες οι υπόλοιπες ποσότητες ως εξής:

$$\omega_z = \omega_c \sqrt{\frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)}} \quad (3-55)$$

$$\omega_{p1} = \omega_c \sqrt{\frac{1 + \sin(\theta)}{1 - \sin(\theta)}} \quad (3-56)$$

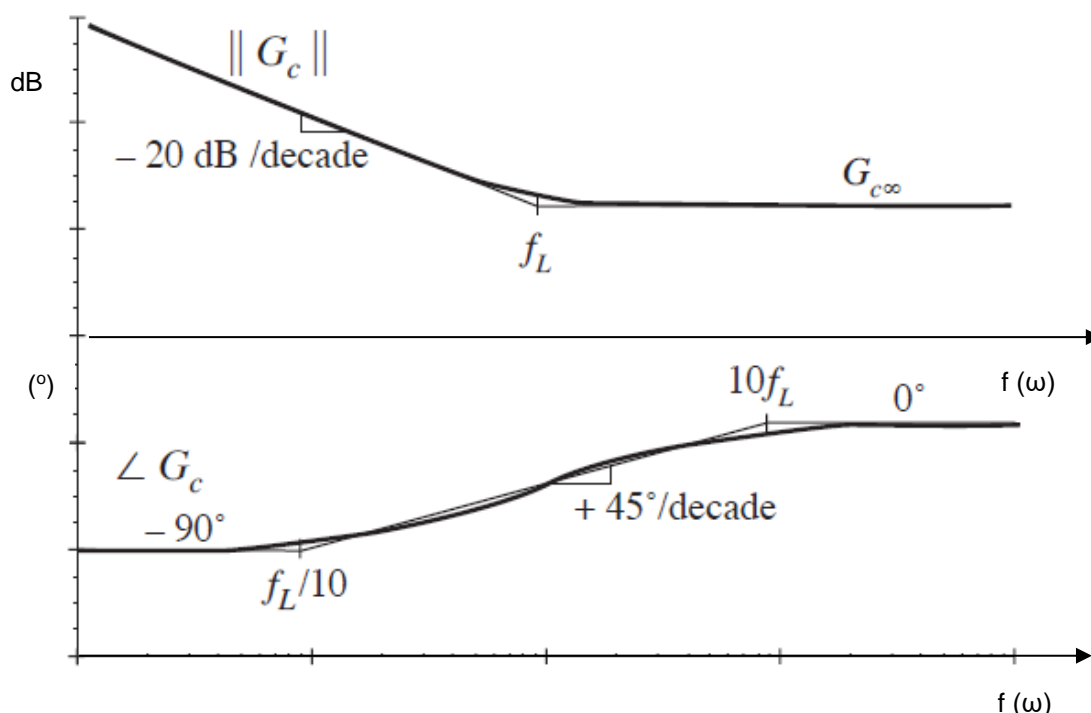
$$G_0 = \sqrt{\frac{\omega_z}{\omega_{p1}}} \quad (3-57)$$

Αντισταθμιστής Υπολειπόμενης Φάσης

Ο Αντισταθμιστής Υπολειπόμενης Φάσης (Lag Phase Compensator), προσομοιάζει σε ελεγκτή PI. Συγκεκριμένα η συνάρτηση μεταφοράς του αντισταθμιστή Υπολειπόμενης φάσης, προκύπτει από τη εξ. (3-50) χωρίς το διαφορικό όρο, ως εξής:

$$G_c(s) = G_0 \left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right) \quad (3-58)$$

Στο Σχήμα 3-4 παρουσιάζεται χαρακτηριστική μορφή της συνάρτησης μεταφοράς αντισταθμιστή υπολειπόμενης φάσης σε διάγραμμα Bode.



Σχήμα 3-4. Χαρακτηριστικό διάγραμμα Bode αντισταθμιστή υπολειπόμενης φάσης.

Ονομάζεται αντισταθμιστής υπολειπόμενης φάσης διότι έχει την ιδιότητα να αφαιρεί φάση από σύστημα σε συχνότητες έως $10\omega_L$.

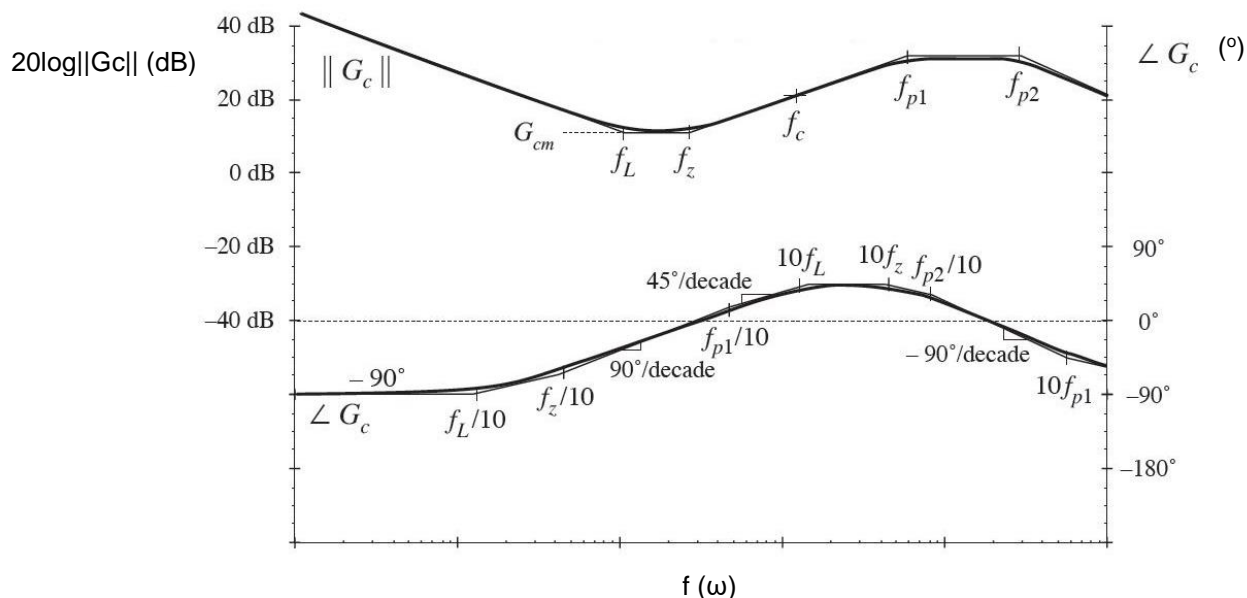
Παρατηρώντας τη συνάρτηση μεταφοράς (3-58) καθώς και το διάγραμμα Bode (Σχήμα 3-4) προκύπτει άμεσα πως ο αντισταθμιστής Υπολειπόμενης φάσης αυξάνει το μέτρο του ελεγκτή στις χαμηλές συχνότητες. Αυτό είναι μία πολύ σημαντική ιδιότητα διότι με αυτό τον ελεγκτή αυξάνεται το κέρδος ανοικτού βρόχου σε συχνότητες έως ω_L και κατ' επέκταση μειώνεται η συνάρτηση ευαισθησίας και η συνάρτηση καθοδήγησης προσεγγίζει τη μονάδα.

Αντισταθμιστής Προπορευόμενης – Υπολειπόμενης Φάσης

Συνήθως είναι επιθυμητές τόσο οι ιδιότητες των αντισταθμιστών προπορευόμενης όσο και των αντισταθμιστών υπολειπόμενης φάσης. Για το λόγο αυτό συνήθως χρησιμοποιούνται συνδυαστικά διαμορφώνοντας τη συνάρτηση μεταφοράς αντισταθμιστή προπορευόμενης – υπολειπόμενης φάσης (Lead – Lag Compensator) σύμφωνα με τη εξ. (3-50). Δεδομένου ότι ο αντισταθμιστής υπολειπόμενης

φάσης έχει την ιδιότητα να αφαιρεί φάση ενώ ο αντισταθμιστής προπορευόμενης φάσης να προσθέτει φάση, υπάρχει ο κίνδυνος οι δύο αντισταθμιστές να αλληλοαναιρούνται. Για το λόγο αυτό θα πρέπει οι συχνότητες ω_L και ω_z να απέχουν τουλάχιστον μία τάξη μεγέθους.

Στο Σχήμα 3-5 φαίνεται χαρακτηριστικό διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς ενός αντισταθμιστή προπορευόμενης – υπολειπόμενης φάσης όπου έχει προστεθεί επιπλέον πόλος υψηλής συχνότητας (f_{p2}) για την καλύτερη εξασθένηση του υψίσυχνου θορύβου.



Σχήμα 3-5. Χαρακτηριστικό διάγραμμα Bode αντισταθμιστή προπορευόμενης – υπολειπόμενης φάσης.

4 Ευθύς Σχεδιασμός Ανυψωτή Τάσης

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται ο σχεδιασμός συγκεκριμένου ανυψωτή τάσης (case study), με αριθμητικά δεδομένα και αποτελέσματα, κατά τον οποίο εφαρμόζεται η θεωρία και η μεθοδολογία που παρουσιάστηκε στα προηγούμενα κεφάλαια.

Ως ευθύς σχεδιασμός νοείται η διαδικασία κατά την οποία με βάση τις προδιαγραφές και τις μαθηματικές εξισώσεις καθορίζονται τα κατάλληλα τεχνικά χαρακτηριστικά του ηλεκτρονικού κυκλώματος, σε αντίθεση με τον αντίστροφο σχεδιασμό όπου τα τεχνικά χαρακτηριστικά είναι δεδομένα και από αυτά προκύπτουν οι μαθηματικές εξισώσεις με βάση τις οποίες και σε συνδυασμό με τις προδιαγραφές σχεδιάζεται το Σύστημα Ελέγχου.

Στην Ενότητα 4.1 παρουσιάζονται οι προδιαγραφές της υπό εξέταση μελέτης.

Στην Ενότητα 4.2 εφαρμόζεται η μεθοδολογία καθορισμού των βασικών παραμέτρων του συστήματος.

Στην Ενότητα 4.3 αναλύονται οι χαρακτηριστικές παράμετροι επιλογής των ηλεκτρονικών στοιχείων του κυκλώματος.

Στην Ενότητα 4.4 παρουσιάζεται ο ελεγκτής και η απόκριση του συνολικού συστήματος κλειστού βρόχου, στο πεδίο της συχνότητας καθώς και στο πεδίο του χρόνου με τη χρήση εξειδικευμένου λογισμικού.

4.1 Προδιαγραφές Ευθύ Σχεδιασμού

Θεωρείται περίπτωση τροφοδοσίας ρυθμιστή φόρτισης μπαταριών LiPO από μεταβαλλόμενη πηγή τάσης. Μεταξύ ρυθμιστή φόρτισης και μεταβαλλόμενης πηγής τάσης, παρεμβάλλεται ελεγχόμενος ανυψωτής τάσης.

Σε συνέχεια της Ενότητας 3.1 ορίζονται οι συνθήκες στην είσοδο και στην έξοδο του ανυψωτή τάσης.

Στην είσοδο του κυκλώματος ανύψωσης τάσης θεωρείται πηγή τάσης τα χαρακτηριστικά της οποίας συνοψίζονται στον Πίνακα 4-1.

Πίνακας 4-1. Συνθήκες στην είσοδο του ανυψωτή τάσης

Μέση τάση εισόδου	$V_g = 3V$
Πλάτος διακύμανσης	$V_{g,m} = 0.9V$
Περίοδος διακύμανσης	$T_g = 2s$
Κυκλική συχνότητα διακύμανσης	$\omega_g = \pi \text{ rad/s}$
Κυματομορφή τάσης εισόδου	$v_g(t) = 3 + 0.9\sin(\pi t)$

Στην έξοδο του κυκλώματος, ο ανυψωτής τάσης πρέπει να τροφοδοτεί κύκλωμα διαχείρισης συσσωρευτών LiPO (Battery Management System). Οι προδιαγραφές στην είσοδο του συστήματος διαχείρισης συσσωρευτών^[5] ορίζουν τις προδιαγραφές εξόδου του ανυψωτή τάσης και συνοψίζονται στον Πίνακα 4-2.

Θεωρείται ότι η εμπέδηση του κυκλώματος φόρτισης είναι ωμική και σταθερή. Συνεπώς η τάση εξόδου και το ρεύμα εξόδου βρίσκονται σε φάση.

Πίνακας 4-2. Προδιαγραφές στην έξοδο του ανυψωτή τάσης

Μέση τάση εξόδου	$V = 5.4V$
Ελάχιστη τάση εξόδου	$V_{min} = 4.35V$
Μέγιστη τάση εξόδου	$V_{max} = 6.4V$
Αποδεκτή διακοπτική διακύμανση	$\Delta v \leq 50mV$
Μέσο Ρεύμα εξόδου	$I_{out} = 100mA$

Τέλος, για τη συγκεκριμένη εφαρμογή θα θεωρηθεί ότι ο ανυψωτής τάσης λειτουργεί σε Συνεχή Αγωγή. Συγκεκριμένα η διακοπτική διακύμανση του ρεύματος του πηνίου αποτελεί ποσοστό της μέσης τιμής του ρεύματος του πηνίου, της τάξης του 5% ($\Delta i_L \leq 5\%I_L$).

4.2 Καθορισμός Βασικών Παραμέτρων του Συστήματος

Ακολουθώντας τη μεθοδολογία της Ενότητας 3.2 προκύπτουν τα χαρακτηριστικά μεγέθη του συστήματος όπως συγκεντρωτικά εμφανίζονται στον Πίνακα 4-3.

Πίνακας 4-3. Χαρακτηριστικά μεγέθη του συστήματος όπως προκύπτουν κατά τον αρχικό σχεδιασμό σύμφωνα με τις προδιαγραφές.

Ωμικό φορτίο	$R = 54 \Omega$
Μέσος κύκλος εργασίας	$D = 52\%$
Ελάχιστη διακοπτική συχνότητα	$f_{s,min} = 8,13 \text{ kHz}$
Ελάχιστη χωρητικότητα για διακοπτική συχνότητα ίση με την ελάχιστη απαραίτητη ($f_{s,min}$)	$C_{min} = 63,7 \mu F$
Ελάχιστη αυτεπαγωγή πηνίου για διακοπτική συχνότητα ίση με την ελάχιστη απαραίτητη ($f_{s,min}$)	$L_{min} = 9,2 \text{ mH}$
Μέγιστη Ισοδύναμη Αντίσταση ($R_{e,max}$)	$R_{e,max} = 3,63 \Omega$

4.3 Προδιαγραφές των Στοιχείων του Κυκλώματος

Τα ηλεκτρονικά στοιχεία επιλέγονται ώστε οι παράμετροι του συστήματος να είναι κοντά στις εκτιμήσεις της Ενότητας 4.2. Ενδέχεται κάποια ηλεκτρονικά στοιχεία να είναι δυσεύρετα με βάση τις βασικές παραμέτρους έτσι όπως έχουν προκύψει. Σε αυτή την περίπτωση, ο σχεδιαστής μηχανικός έχει την ευχέρεια να χειριστεί κατάλληλα δύο βασικές παραμέτρους:

1. Διακοπτική συχνότητα (f_s). Αυξάνοντας τη διακοπτική συχνότητα μειώνεται η απαιτούμενη ελάχιστη χωρητικότητα και αυτεπαγωγή και συνεπώς μπορούν να επιλεγούν μικρότεροι πυκνωτές και μικρότερα πηνία.
2. Διακύμανση ρεύματος πηνίου σε σχέση με το μέσο ρεύμα πηνίου ($\Delta i_L/I_L\%$). Η παράμετρος αυτή καθορίζει την αξιοπιστία της παραδοχής μικρών διακοπτικών διακυμάνσεων (small ripple approximation) της Ενότητας 2.5.3 και κατ' επέκταση την αξιοπιστία των μαθηματικών μοντέλων και την ευρωστία του ελεγκτή που προκύπτει. Στην πράξη μικρές αλλαγές αυτής τις παραμέτρου δεν επηρεάζουν ιδιαίτερα την αξιοπιστία των μαθηματικών μοντέλων ενώ επηρεάζουν αναλογικά την ελάχιστη απαιτούμενη αυτεπαγωγή του πηνίου.

Δεδομένου του καθορισμού των βασικών παραμέτρων του συστήματος, προχωράμε στη συνέχεια στην επιλογή συγκεκριμένων ηλεκτρικών στοιχείων με συγκεκριμένες προδιαγραφές.

Στον Πίνακα 4-4 παρουσιάζονται οι προδιαγραφές του πηνίου:

Πίνακας 4-4. Προδιαγραφές πηνίου

Αυτεπαγωγή (L)	10mH
Μέγιστη εσωτερική αντίσταση (R_L)	38m Ω
Μέγιστο Ρεύμα (I_{max})	5A
Μέγιστο Ρεύμα Κορεσμού (I_{sat})	>3A

Ο Πίνακας 4-5 παρουσιάζει τις προδιαγραφές του πυκνωτή:

Πίνακας 4-5. Προδιαγραφές πυκνωτή

Χωρητικότητα (C)	80 μ F
Μέγιστη Τάση	25V
Μέγιστη διακύμανση του ρεύματος (max current ripple)	1A

Στον Πίνακα 4-6-6 παρουσιάζονται οι προδιαγραφές του MOSFET:

Πίνακας 4-6. Προδιαγραφές MOSFET

Τύπος	N type
Εσωτερική αντίσταση (R_{on})	3.5m Ω
Κατώφλι ενεργοποίησης	1.8V
Τάση οδήγησης	4.5V
Ελάχιστη διάρκεια παλμού	1 μ s
Μέγιστο ρεύμα	5A
Μέγιστη Τάση	25V

Στον Πίνακα 4-7 παρουσιάζονται οι προδιαγραφές της διόδου:

Πίνακας 4-7. Προδιαγραφές Διόδου

Maximum DC Blocking/Breakdown Voltage	25V
Μέγιστο Ρεύμα Διέλευσης	5A
Δυναμικό Παρεμπόδισης	$V_d = 1V$
Εσωτερική Αντίσταση (R_d)	142m Ω

Στον Πίνακα 4-8 παρουσιάζονται οι προδιαγραφές Γεννήτριας Παλμών Εύρους:

Πίνακας 4-8. Προδιαγραφές Γεννήτριας Εύρους Παλμών

Ύψος Παλμού	5V
Μέγιστη Διακοπτική Συχνότητα	8.2kHz

4.4 Απόκριση στη Μόνιμη Κατάσταση

Επιλύοντας τις εξισώσεις της Ενότητας 2.5.4 προκύπτουν τα αποτελέσματα για την απόκριση του συστήματος στη Μόνιμη Κατάσταση τα οποία συνοψίζει ο Πίνακας 4-9.

Πίνακας 4-9. Αποτελέσματα απόκρισης ανυψωτή τάσης στη Μόνιμη Κατάσταση

Τάση Εξόδου	$V = 5.4 \text{ V}$
Διακοπτική Διακύμανση Τάσης εξόδου	$\Delta v = 41 \text{ mV}$
Ρεύμα Εξόδου	$I_{out} = 100 \text{ mA}$
Μέση Τιμή Ρεύματος Πηνίου	$I_L = 215 \text{ mA}$
Διακοπτική Διακύμανση Ρεύματος Πηνίου	$\Delta I_L = 9,8 \text{ mA}$
Μέσος Κύκλος Εργασίας	$D = 53.5\%$
Ισοδύναμη Αντίσταση	$R_e = 106 \text{ m}\Omega$
Ισχύς στην έξοδο	$P_{out} = 540 \text{ mW}$
Ισχύς στην είσοδο	$P_{in} = 645 \text{ mW}$
Βαθμός Απόδοσης	$\eta = 83,7\%$

4.5 Απόκριση στο Πεδίο της Συχνότητας

Στην ενότητα αυτή αναλύεται η απόκριση του συστήματος, με και χωρίς ελεγκτή, σε μικρές αρμονικές διεγέρσεις και διαταραχές σύμφωνα με την Ενότητα 2.5.5.

4.5.1 Συναρτήσεις Μεταφοράς του Ανυψωτή Τάσης Χωρίς Ελεγκτή

Σύμφωνα με τις εξ. (2-57) και (2-58) καθώς και τα δεδομένα του Πίνακα 4-9 προκύπτουν οι παρακάτω συναρτήσεις μεταφοράς για τον ανυψωτή τάσης χωρίς την παρουσία συστήματος ελέγχου:

$$G_{vd}(s) = \frac{-0.009845s + 13.59}{3.664 \cdot 10^{-6} s^2 + 0.000887s + 1} \quad (4-1)$$

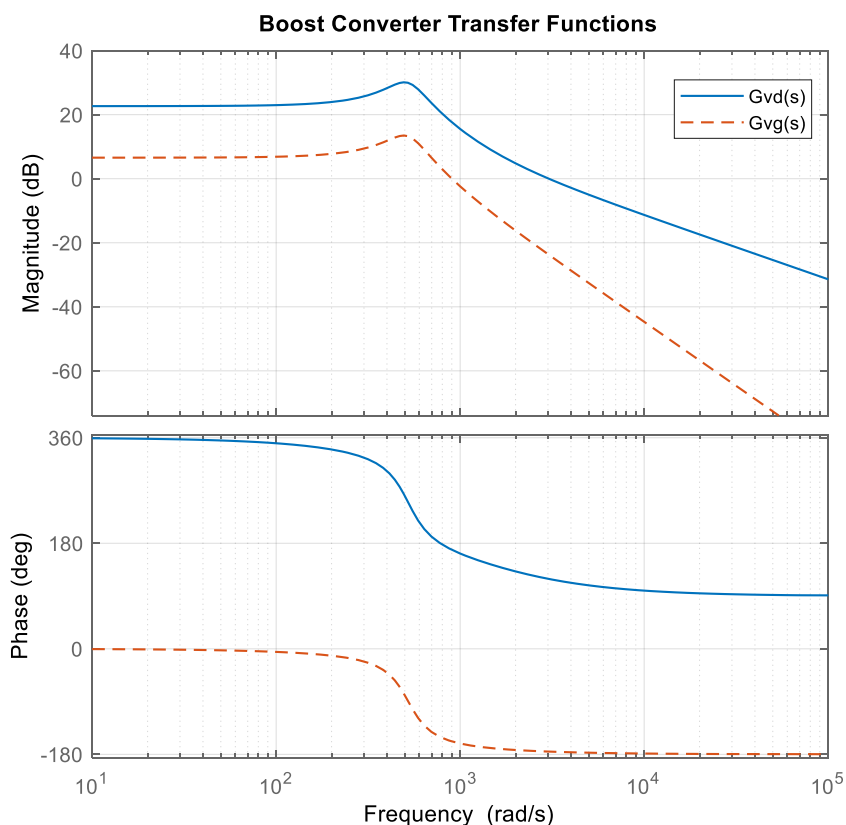
$$G_{vg}(s) = \frac{2.13}{3.664 \cdot 10^{-6} s^2 + 0.000887s + 1} \quad (4-2)$$

Από τις Εξ. (4-1) και (4-2) εξάγονται σημαντικά δυναμικά χαρακτηριστικά που παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον Πίνακα 4-10.

Πίνακας 4-10. Δυναμικά Χαρακτηριστικά της απόκρισης του συστήματος στο πεδίο της συχνότητας.

Χαρακτηριστικά συναρτήσεων μεταφοράς χωρίς ελεγκτή		
Συνάρτηση Μεταφοράς	G_{vd}	G_{vg}
Περιθώριο Φάσης(PM)	-60.8° στα 3030 rad/s	22° στα 901rad/s
G_{vd} Περιθώριο Κέρδους (GM)	-20.9dB στα 780 rad/s	∞
G_{vd} Σταθερό Κέρδος (DC gain)	22.7dB	6.6dB
G_{vd} Μηδενιστής (ω_z)	1381 rad/s	-
Κυκλική ιδιοσυχνότητα (ω_0)	522.4 rad/s	
Συντελεστής Απόσβεσης (ζ)	0.2317	

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι συναρτήσεις μεταφοράς G_{vd} και G_{vg} σε διαγράμματα Bode (Σχήμα 4-1).



Σχήμα 4-1. Σύγκριση διαγραμμάτων Bode των δύο βασικών συναρτήσεων μεταφοράς (G_{vd} και G_{vg}).

Παρατηρώντας τα αποτελέσματα του Πίνακα 4-10 καθώς και τα διαγράμματα Bode στο Σχήμα 4-1 αξίζει να σχολιαστούν τα εξής:

- Τα περιθώρια κέρδους και φάσης της συνάρτησης μεταφοράς που συνδέει τον κύκλο εργασίας (που αποτελεί το σήμα ελέγχου) με την τάση εξόδου (G_{vd}) είναι αρνητικά. Αυτό σημαίνει ότι αν στο σύστημα τοποθετηθεί ελεγκτής κλειστού βρόχου με ανάδραση, με μοναδιαίο ελεγκτή τότε το σύστημα θα γίνει ασταθές. Απαιτείται επομένως ιδιαίτερη προσοχή στο σχεδιασμό του ελεγκτή.
- Οι συναρτήσεις G_{vd} και G_{vg} έχουν ίδια φυσική συχνότητα και συντελεστή απόσβεσης. Ωστόσο η ύπαρξη μηδενιστή στη G_{vd} οδηγεί σε μικρότερη κλίση (-20dB/dec) μετά τη συχνότητα αποκοπής.

4.5.2 Συναρτήσεις Μεταφοράς του Ανυψωτή Τάσης με Ελεγκτή

Για τον προσδιορισμό της συνάρτησης μεταφοράς υπήρξαν δύο διαφορετικές προσεγγίσεις:

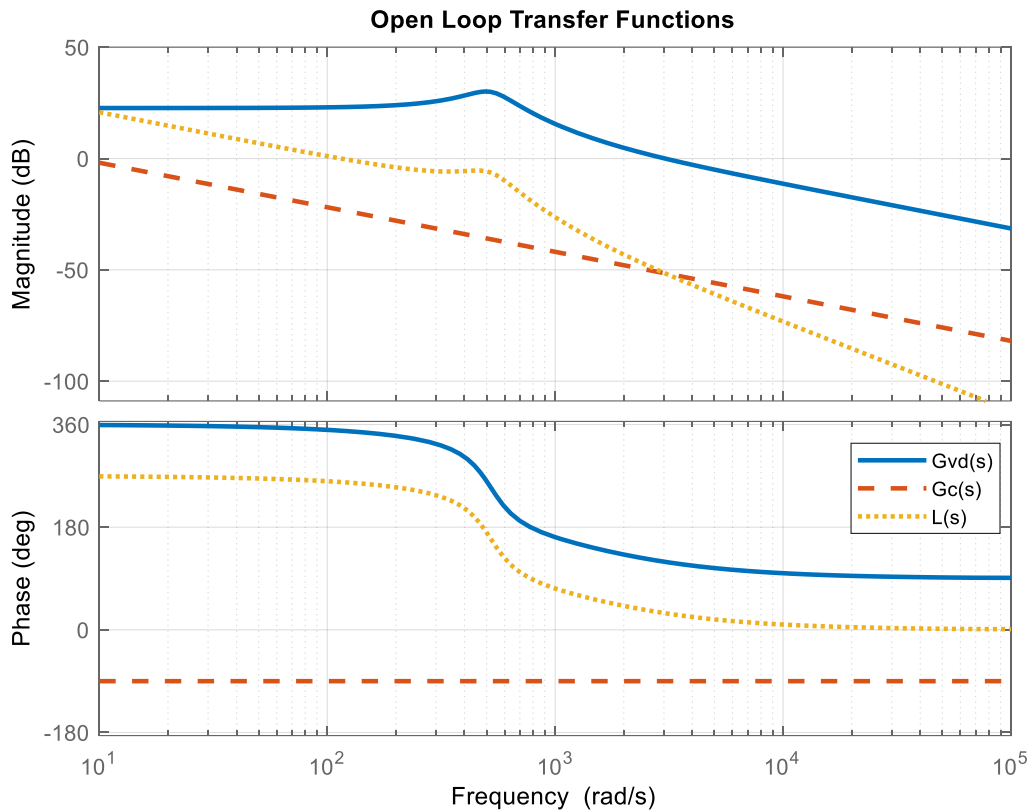
- Χρήση της μεθόδου της Ενότητας 3.4.4
- Χρήση του λογισμικού Control Systems Toolbox της Mathworks και συγκεκριμένα της συνάρτησης pidtune.

Ο PID ελεγκτής που προέκυψε με τη χρήση του Control Systems Toolbox, παρουσίαζε σημαντικά μεγαλύτερα περιθώρια κέρδους και φάσης και για το λόγο αυτό προτιμήθηκε έναντι του άλλου.

Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή που υιοθετήθηκε είναι:

$$G_c(s) = 8.04 \frac{1}{s} \quad (4-3)$$

Χρησιμοποιώντας τον ελεγκτή της εξ. (4-3) προκύπτουν οι χαρακτηριστικές συναρτήσεις μεταφοράς ανοικτού και κλειστού βρόχου, $L(s)$, $T(s)$, $S(s)$ και $S_g(s)$ σύμφωνα με την Ενότητα 3.4.3 οι οποίες απεικονίζονται σε διαγράμματα Bode στα Σχήματα 4-2, 4-3 και 4-4.

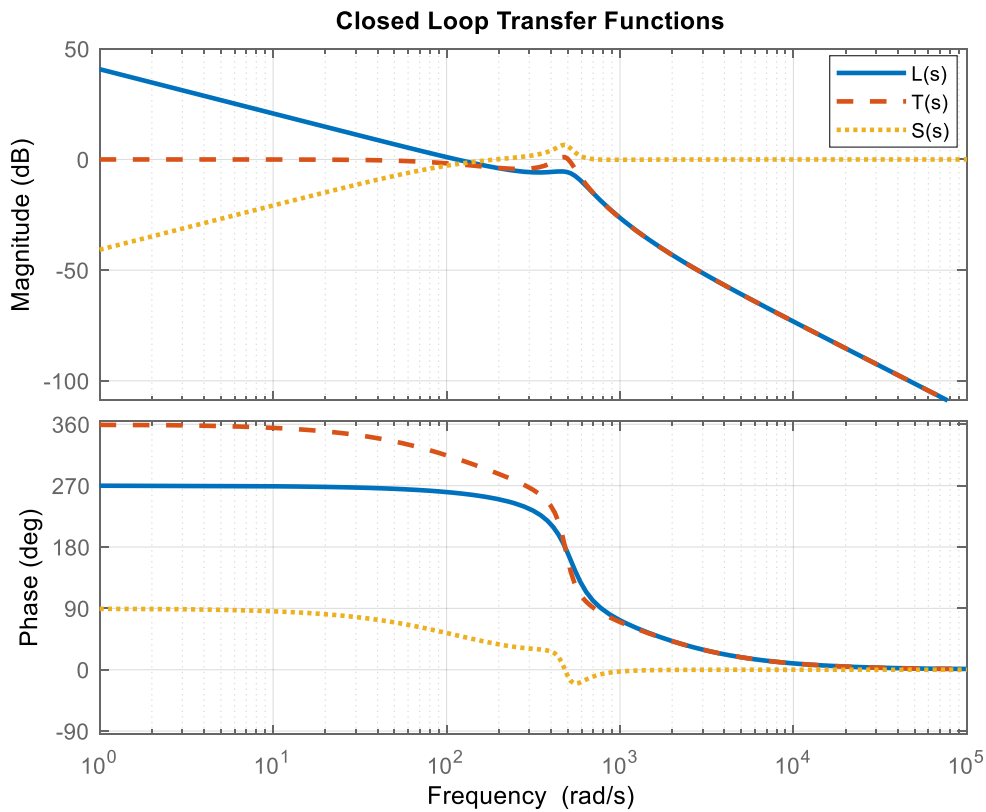


Σχήμα 4-2. Διάγραμμα Bode των χαρακτηριστικών συναρτήσεων μεταφοράς ανοικτού βρόχου με ελεγκτή PID.

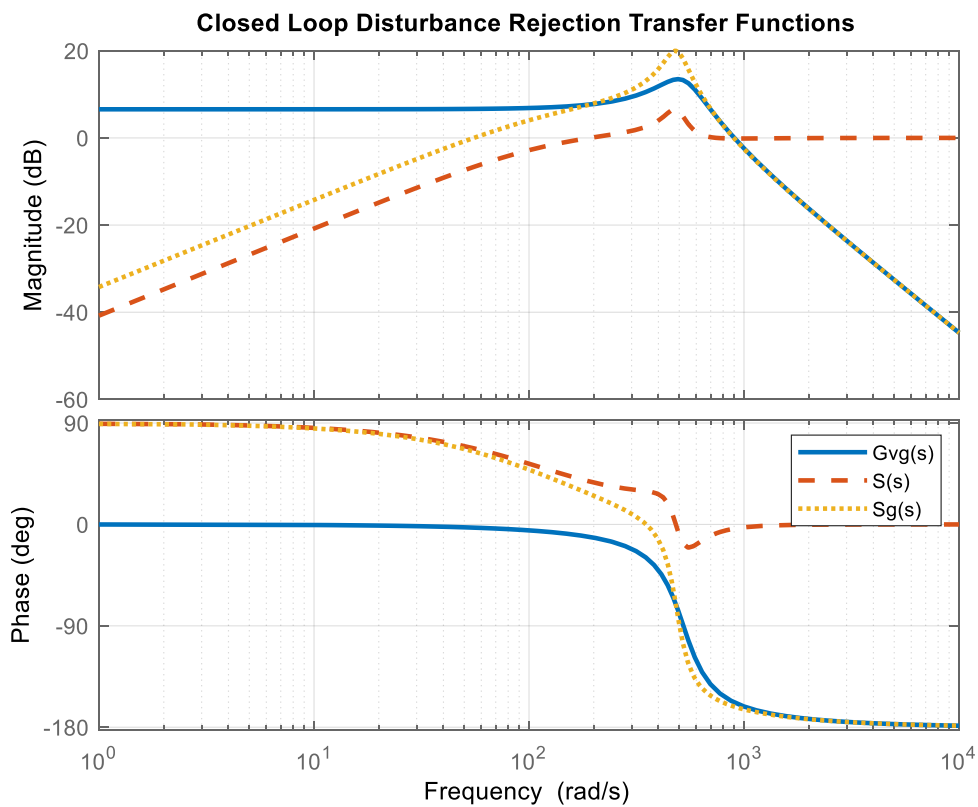
Στον Πίνακα 4-11 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά τα δυναμικά χαρακτηριστικά της απόκρισης του συστήματος στο πεδίο της συχνότητας με ελεγκτή.

Πίνακας 4-11. Δυναμικά Χαρακτηριστικά της απόκρισης του συστήματος με ελεγκτή στο πεδίο της συχνότητας.

Δυναμικά χαρακτηριστικά συστήματος κλειστού βρόχου	
Περιθώριο Φάσης (PM)	79.2°
Συχνότητα Αποκοπής (ω_c)	115 rad/s
Περιθώριο Κέρδους (GM)	5.51dB
Συχνότητα Εύρους Ζώνης ω_B	97 rad/s
Συχνότητα Εύρους Ζώνης (ω_{BT})	153 rad/s
Συχνότητα Εύρους Ζώνης Συνάρτησης Ευαισθησίας στις διαταραχές τάσης εισόδου (ω_{Bg})	37.6 rad/s



Σχήμα 4-3. Διάγραμμα Bode των χαρακτηριστικών συναρτήσεων μεταφοράς κλειστού βρόχου με ελεγκτή PID.



Σχήμα 4-4. Διάγραμμα Bode των χαρακτηριστικών συναρτήσεων μεταφοράς των διαταραχών, ανοικτού και κλειστού βρόχου με ελεγκτή PID.

Παρατηρώντας τα χαρακτηριστικά των συναρτήσεων μεταφοράς κλειστού βρόχου, προκύπτουν τα εξής συμπεράσματα:

- Το σύστημα κλειστού βρόχου έχει αρκετό περιθώριο φάσης και κέρδους
- Το εύρος ζώνης του συστήματος είναι αρκετό σε σχέση με τις αναμενόμενες συχνότητες των διαταραχών. Συγκεκριμένα, το εύρος ζώνης της συνάρτησης ευαισθησίας στις διαταραχές τάσης εισόδου (ω_{Bg}) είναι 37.6 rad/s, περίπου μία τάξη μεγέθους μεγαλύτερο από τη συχνότητα της διαταραχής τάσης εισόδου (ω_g) που είναι π rad/s.

4.6 Απόκριση στο Πεδίο του Χρόνου

Στην ενότητα αυτή εξετάζεται η απόκριση του ανυψωτή τάσης στο πεδίο του χρόνου τόσο με Σύστημα Ελέγχου όσο και χωρίς. Η απόκριση στο πεδίο του χρόνου απαιτεί προσομοίωση του συστήματος και αυτή γίνεται με δύο βασικούς τρόπους:

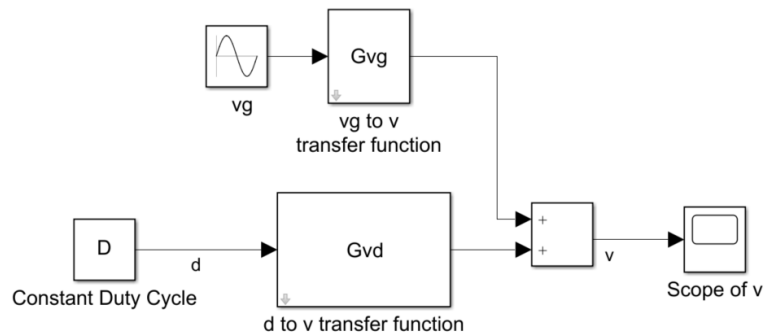
1. Με αριθμητική επίλυση των μαθηματικών εξισώσεων. Πρόκειται για τις συνήθεις διαφορικές εξισώσεις που προκύπτουν άμεσα από τις συναρτήσεις μεταφοράς των προηγούμενων ενοτήτων. Η επίλυσή τους γίνεται με το λογισμικό Simulink.
2. Με απευθείας μοντελοποίηση του κυκλώματος. Γίνεται χρήση υπολογιστικών μοντέλων για κάθε ηλεκτρονικό στοιχείο μέσα από εξειδικευμένες βιβλιοθήκες του λογισμικού. Με τη μέθοδο αυτή επιτυγχάνεται μεγαλύτερη ακρίβεια διότι δε γίνεται γραμμικοποίηση όπως στην περίπτωση των συναρτήσεων μεταφοράς. Η υπολογιστική μοντελοποίηση γίνεται με το λογισμικό Simscape Electronics.

Τόσο η πρώτη μέθοδος, που προϋποθέτει μαθηματική μοντελοποίηση, όσο και η δεύτερη μέθοδος που απαιτεί μόνο υπολογιστική μοντελοποίηση με αναλυτική περιγραφή της διάταξης και των στοιχείων του κυκλώματος, συγκλίνουν στα ίδια αποτελέσματα στη μόνιμη κατάσταση και σε μικρές αρμονικές διαταραχές ενώ υπάρχουν διαφοροποιήσεις, λόγω μη γραμμικότητας, στις μεταβατικές περιόδους όπου το υπολογιστικό μοντέλο δίνει πιο ακριβή αποτελέσματα.

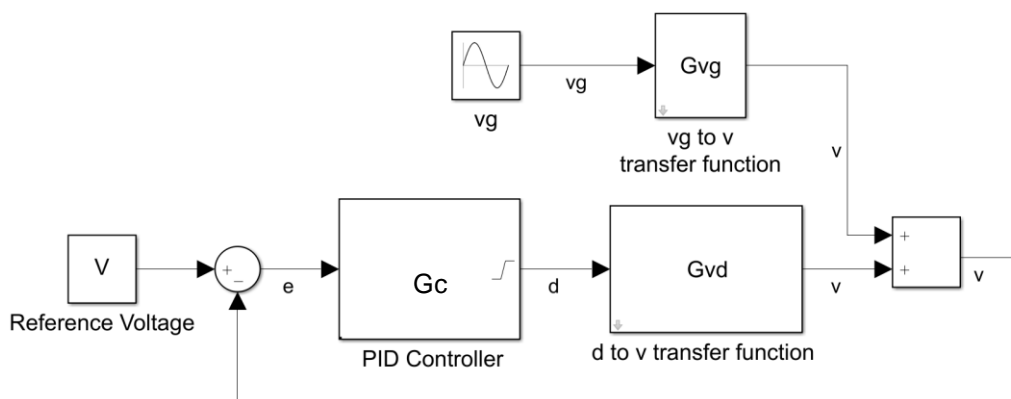
4.6.1 Μοντελοποίηση και Προσομοίωση στο Simulink

Στο λογισμικό Simulink η περιγραφή του συστήματος γίνεται με τρόπο γραφικό δημιουργώντας δομικά διαγράμματα (block diagrams). Οι γραμμές αντιστοιχούν στα σήματα ενώ οι ορθογώνιοι κόμβοι αντιστοιχούν σε μαθηματικές εξισώσεις. Οι κόμβοι προέρχονται από βιβλιοθήκες του Simulink και είναι παραμετροποιήσιμοι. Στη συγκεκριμένη περίπτωση αξιοποιήθηκε τόσο η βασική βιβλιοθήκη του Simulink όσο και η εξειδικευμένη βιβλιοθήκη Control System Toolbox.

Στο Σχήμα 4-5 φαίνεται χαρακτηριστικά το δομικό διάγραμμα του ανυψωτή τάσης χωρίς έλεγχο ενώ στο Σχήμα 4-6 φαίνεται το δομικό διάγραμμα του ανυψωτή τάσης κλειστού βρόχου με ανάδραση και ελεγκτή. Οι κόμβοι G_{vg} , G_{vd} και $G_c(s)$ περιέχουν τις αντίστοιχες συναρτήσεις μεταφοράς. Οι κόμβοι v_g , D και V περιέχουν τα σήματα εισόδου στο σύστημα ενώ ο κόμβος "Scope" καταγράφει το σήμα εξόδου (τάση εξόδου) το οποίο και μπορεί να προβληθεί συναρτήσει του χρόνου.



Σχήμα 4-5. Περιγραφή στο Simulink του Ανυψωτή Τάσης χωρίς ελεγκτή.

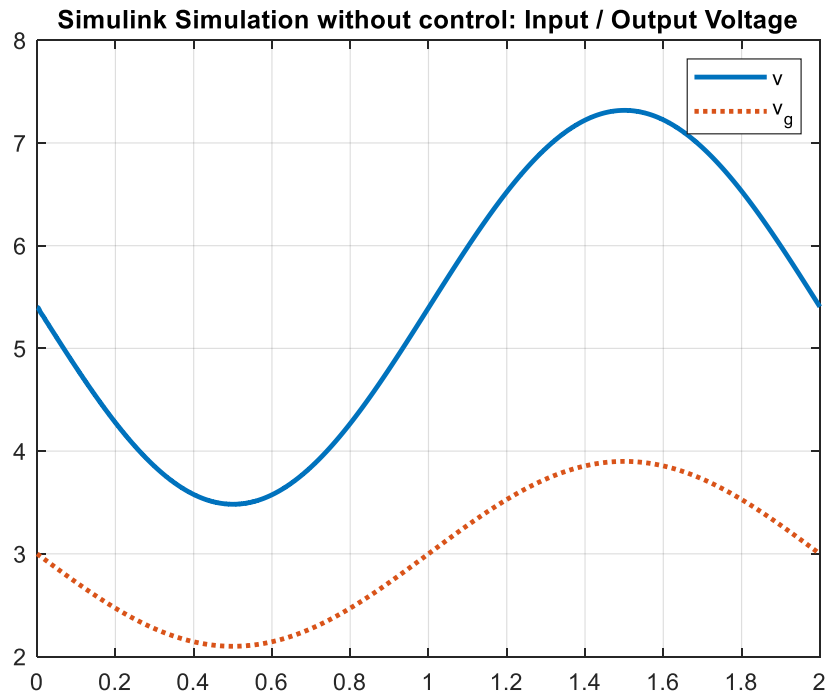


Σχήμα 4-6. Περιγραφή στο Simulink του Ανυψωτή Τάσης με ελεγκτή σε κλειστό βρόχο με ανάδραση.

Απόκριση συστήματος χωρίς Σύστημα Ελέγχου με σταθερό κύκλο εργασίας

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η απόκριση του ανυψωτή τάσης χωρίς ελεγκτή. Ως κύκλος εργασίας λαμβάνεται ο μέσος κύκλος εργασίας, όπως προέκυψε στην Ενότητα 4.2 και ο οποίος είναι σταθερός στο χρόνο.

Στο Σχήμα 4-7 παρουσιάζονται η τάση εισόδου (v_g) και η τάση εξόδου (v) σε ανυψωτή τάσης χωρίς έλεγχο. Είναι εμφανές ότι τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου. Επίσης παρατηρούμε ότι στην τάση εξόδου δεν υπάρχουν διακοπτικές διαταραχές, γεγονός που οφείλεται στην παραδοχή μικρών διακοπτικών διαταραχών που έγινε κατά τη μαθηματική μοντελοποίηση στην Ενότητα 2.5.3.



Σχήμα 4-7. Παρουσιάζονται η τάση εισόδου (v_g) και η τάση εξόδου (v) σε ανυψωτή τάσης χωρίς έλεγχο, έτσι όπως προκύπτουν από την προσομοίωση στο Simulink.

Απόκριση συστήματος κλειστού βρόχου με ανάδραση και έλεγχο

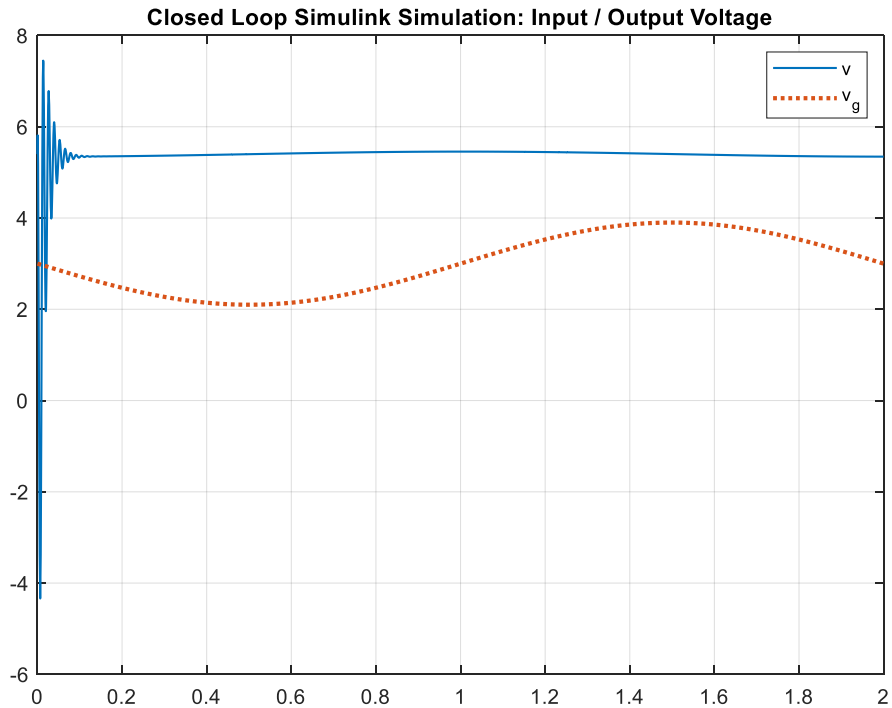
Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η απόκριση του ανυψωτή τάσης με ελεγκτή σε κλειστό βρόχο με ανάδραση. Πλέον ο κύκλος εργασίας δε διατηρείται σταθερός αλλά μεταβάλλεται από τον ελεγκτή προκειμένου το σύστημα να διατηρήσει σταθερή την τάση εξόδου.

Στο Σχήμα 4-8 παρουσιάζεται η τάση εισόδου και η τάση εξόδου με ελεγκτή. Πλέον η τάση εξόδου είναι σχεδόν σταθερή στα 5.4V με μια αρκετά μικρή διακύμανση της τάξης του 0.1V.

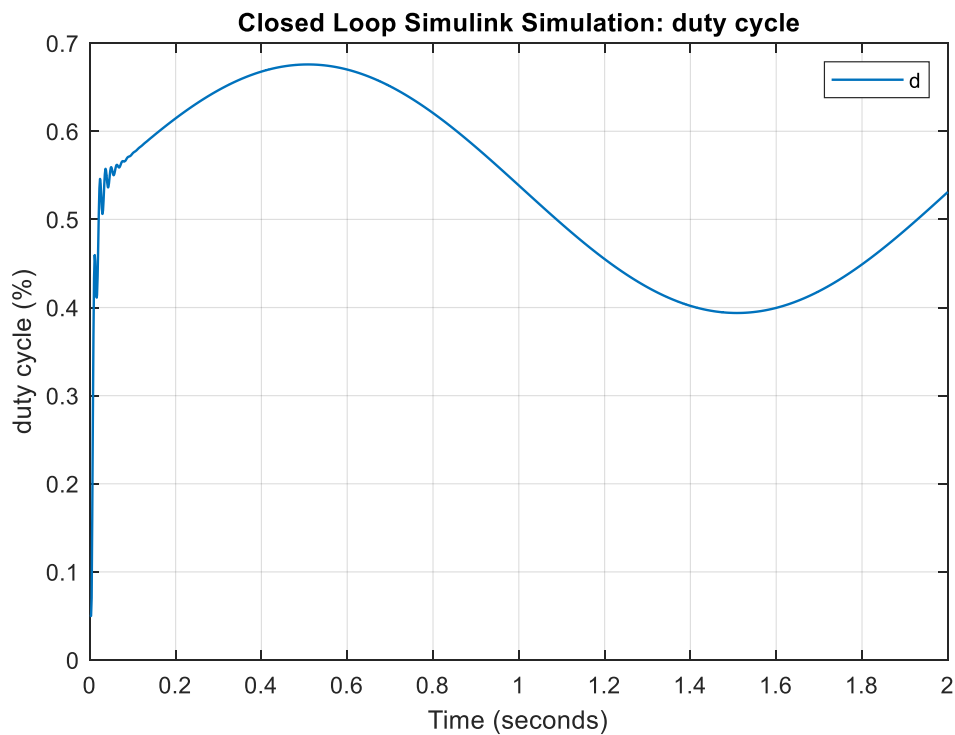
Εξαίρεση αποτελεί το χρονικό διάστημα των πρώτων 100ms κατά το οποίο επικρατεί η μεταβατική απόκριση (transient response) εκκίνησης του συστήματος από μηδενική τάση εξόδου στην επιθυμητική τάση εξόδου. Δεδομένου ότι η μαθηματική μοντελοποίηση δεν καλύπτει μεταβατικές αποκρίσεις, το αποτέλεσμα της προσομοίωσης για τα πρώτα 100ms, μέχρι το σύστημα να ισορροπήσει στη μόνιμη κατάσταση, αποκλίνει από την πραγματικότητα.

Τέλος πρέπει να σημειωθεί ότι και στην απόκριση κλειστού βρόχου δε φαίνονται οι διακοπτικές διαταραχές οι οποίες σε επίπεδο μαθηματικών σχέσεων έχουν θεωρηθεί αμελητέες και έχουν αγνοηθεί.

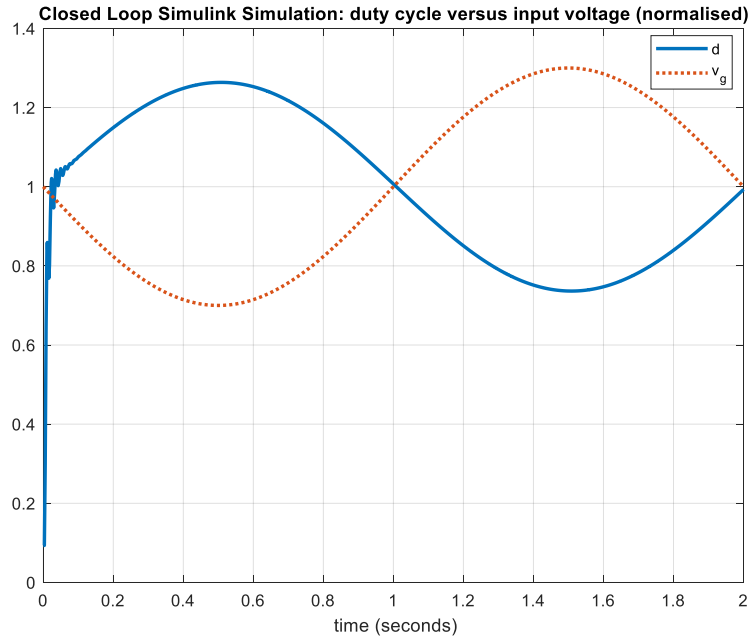
Στο Σχήμα 4-9 και στο Σχήμα 4-10 παρουσιάζεται η μεταβολή που ακολουθεί ο κύκλος εργασίας, ο οποίος αποτελεί το σήμα ελέγχου, προκειμένου το σύστημα κλειστού βρόχου να αντισταθμίσει τη διαταραχή. Γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι, πέρα από τη μεταβατική περίοδο των πρώτων 100ms, το σήμα ελέγχου παρακολουθεί την ημιτονοειδή μεταβολή της τάσης εισόδου με μία διαφορά φάσης 180° ώστε όταν η τάση εισόδου μειώνεται, τότε ο κύκλος εργασίας και κατ' επέκταση ο λόγος μετασχηματισμού να αυξάνεται και το αντίστροφο, ώστε η τάση εξόδου να παραμένει σταθερή.



Σχήμα 4-8. Γραφική παράσταση της τάσης εξόδου (v) σε σχέση με την τάση εισόδου (v_g) που προκύπτει από την προσομοίωση στο Simulink.



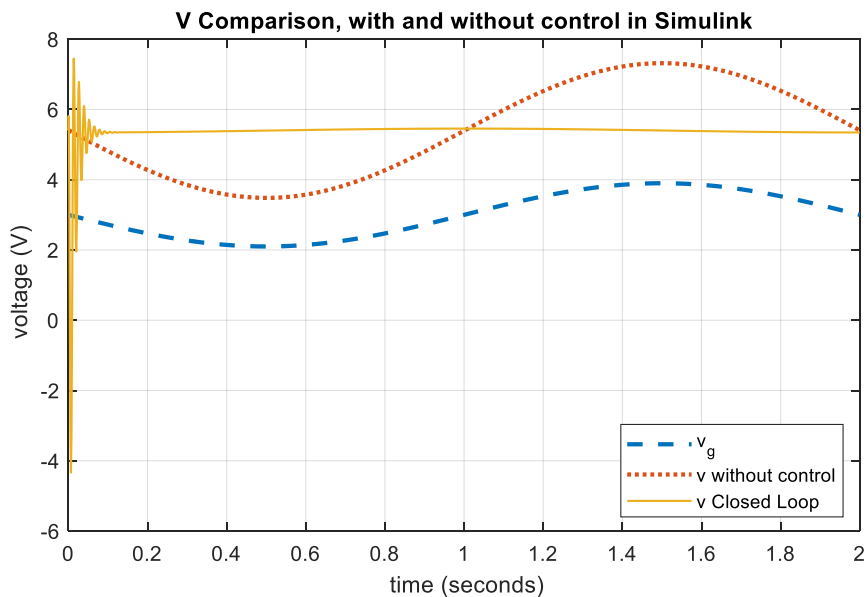
Σχήμα 4-9. Γραφική παράσταση του σήματος ελέγχου (κύκλος εργασίας) συναρτήσει του χρόνου κατά την προσομοίωση του συστήματος κλειστού βρόχου στο Simulink.



Σχήμα 4-10. Η μεταβολή του κύκλου εργασίας και της τάσης εισόδου με κανονικοποίηση ως προς τη μέση τιμή τους.

Σύγκριση απόκρισης στο χρόνο με και χωρίς ελεγκτή

Συγκρίνοντας την τάση εξόδου του ανυψωτή τάσης με και χωρίς ελεγκτή (Σχήμα 4-11) είναι εμφανές ότι ο ελεγκτής επιτυγχάνει σε πολύ καλό βαθμό τη σταθεροποίηση της τάσης. Συγκεκριμένα χωρίς ελεγκτή η τάση εξόδου κυμαίνεται από 3,5 έως 7,3 V ενώ με αυτόματο έλεγχο κυμαίνεται από 5,35 έως 5,45 V. Επομένως ο ελεγκτής μειώνει το πλάτος της διακύμανσης κατά περίπου 20 φορές. Αυτό αποδεικνύει την αναγκαιότητα ελέγχου σε τέτοιου είδους εφαρμογές.

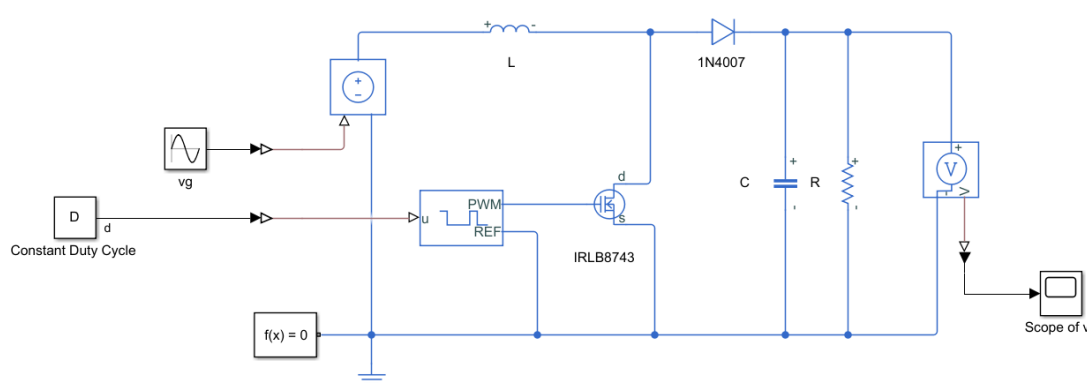


Σχήμα 4-11. Σύγκριση της απόκρισης του ανυψωτή τάσης, με και χωρίς ελεγκτή, όπως προκύπτει από την προσομοίωση στο Simulink.

Αξίζει να σημειωθεί ακόμη, ότι ο ελεγκτής, παρότι έχει σχεδιαστεί για έλεγχο γραμμικού συστήματος, σύμφωνα με την προσέγγιση που έγινε για τον ανυψωτή τάσης στη μόνιμη κατάσταση και σε μικρές αρμονικές διαταραχές, ωστόσο είναι αρκετά εύρωστος (robust) ώστε να ανταποκρίνεται με επιτυχία τόσο στην μεταβατική απόκριση όσο και σε διαταραχές σχετικά μεγάλου πλάτους όπως στην ανωτέρω εφαρμογή όπου το πλάτος ισούται με το 30% της μέσης τιμής ($3V \pm 0.9V$).

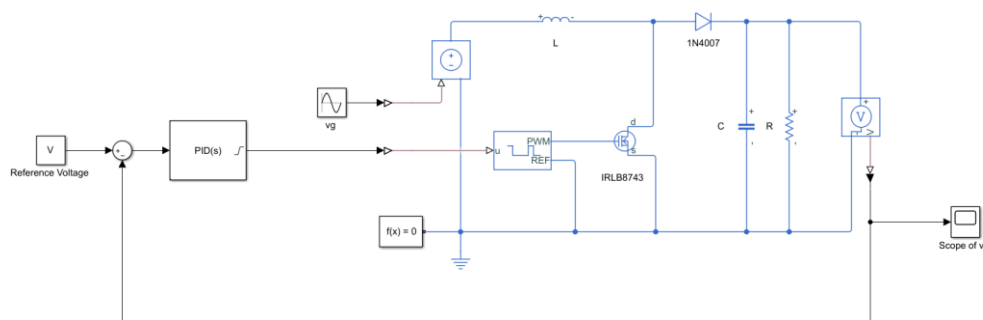
4.6.2 Μοντελοποίηση και Προσομοίωση στο Simscape

Στο λογισμικό Simscape η μοντελοποίηση γίνεται σχεδιάζοντας το διάγραμμα του φυσικού κυκλώματος. Οι γραμμές αντιστοιχούν στους κλάδους του συστήματος και οι κόμβοι αντιστοιχούν στα ηλεκτρονικά στοιχεία από τα οποία αποτελείται το σύστημα (Σχήμα 4-12). Τα ηλεκτρονικά στοιχεία προέρχονται από τη βιβλιοθήκη Electrical του Simscape.



Σχήμα 4-12. Μοντελοποίηση στο Simscape του Ανυψωτή Τάσης χωρίς ελεγκτή.

Ειδικά για το σύστημα κλειστού βρόχου, πέρα από το Simscape χρησιμοποιείται επιπλέον το Simulink για τη μοντελοποίηση του ελεγκτή και της ανάδρασης (Σχήμα 4-13). Συνεπώς το Simscape μοντέλο αντικαθιστά τις συναρτήσεις μεταφοράς G_{vd} και G_{vg} του Simulink Μοντέλου. Το πλεονέκτημα από αυτού του είδους την αντικατάσταση, αφορά την ακρίβεια των αποτελεσμάτων, δεδομένου ότι το μοντέλο Simscape είναι μη γραμμικό και χρονικά εξαρτώμενο ενώ οι μαθηματικές συναρτήσεις μεταφοράς προέκυψαν από συγκεκριμένες παραδοχές και μέσα από τη γραμμικοποίηση του συστήματος.

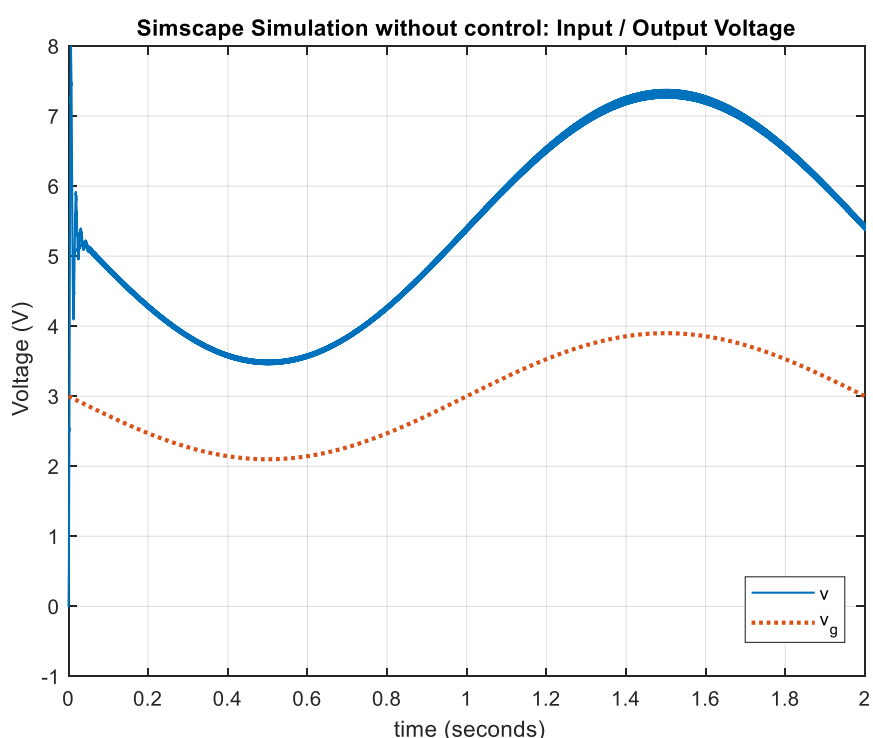


Σχήμα 4-13. Μοντελοποίηση στο Simulink του Ανυψωτή Τάση με PID ελεγκτή σε κλειστό βρόχο με ανάδραση.

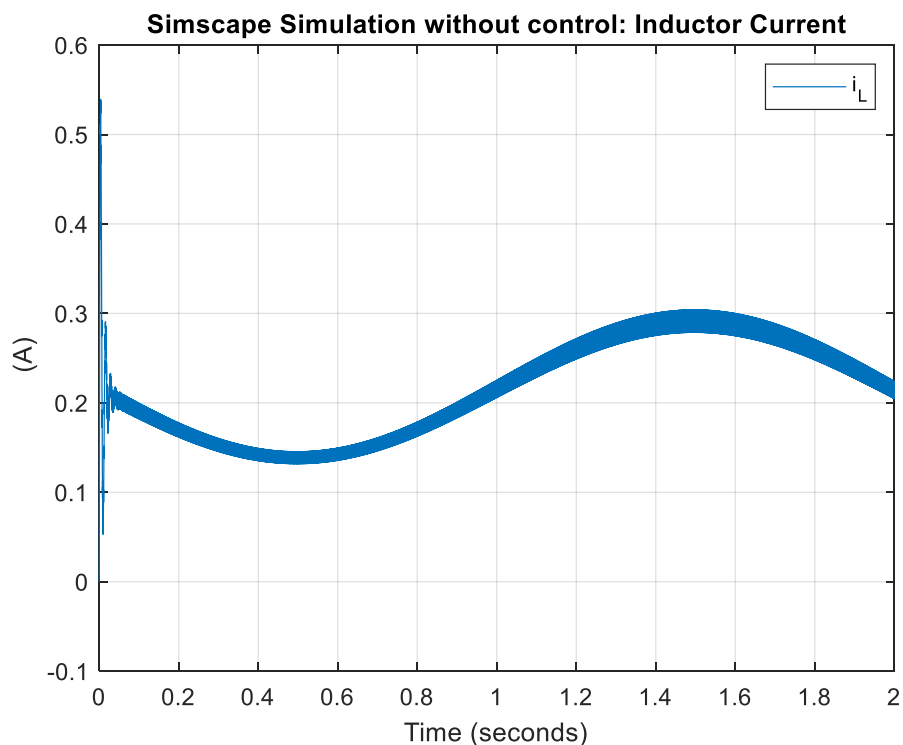
Απόκριση συστήματος χωρίς αυτόματο ελεγκτή με σταθερό κύκλο εργασίας

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η απόκριση του ανυψωτή τάσης χωρίς την παρουσία συστήματος ελέγχου και με σταθερό κύκλο εργασίας ίσο με τη μέση τιμή του (Σχήμα 4-14 και Σχήμα 4-15). Σύμφωνα με τη προσομοίωση μέσω Simscape, υπάρχει αρχικά μία έντονη μεταβατική απόκριση, διάρκειας 100ms κατά την οποία το σύστημα μεταβαίνει από τη μηδενική τάση εξόδου στα 5.4V και στη συνέχεια ακολουθεί τη διακύμανση της τάσης εισόδου ενώ διατηρείται ένας σταθερός λόγος μετασχηματισμού (Σχήμα 4-14). Το ίδιο μοτίβο ακολουθεί και το ρεύμα του πηνίου (Σχήμα 4-16).

Στην απόκριση μέσω Simscape είναι ακόμη ορατές οι διακοπτικές διαταραχές κάτι που δεν ήταν ορατό μέσα από την επίλυση των συναρτήσεων μεταφοράς στο Simulink. Οι διακοπτικές διαταραχές, λόγω της υψηλής συχνότητάς του, γίνονται αντιληπτές από το πάχος της τάσης εξόδου (Σχήμα 4-14) και του ρεύματος του πηνίου (Σχήμα 4-16).



Σχήμα 4-14. Γραφική παράσταση της τάσης εξόδου (v) και της τάσης εισόδου (v_g) που προκύπτει από την προσομοίωση του κλειστού βρόχου στο Simscape.



Σχήμα 4-15. Γραφική παράσταση του ρεύματος του πηνίου (i_L) όπως προκύπτει από την προσομοίωση του κλειστού βρόχου στο Simscape.

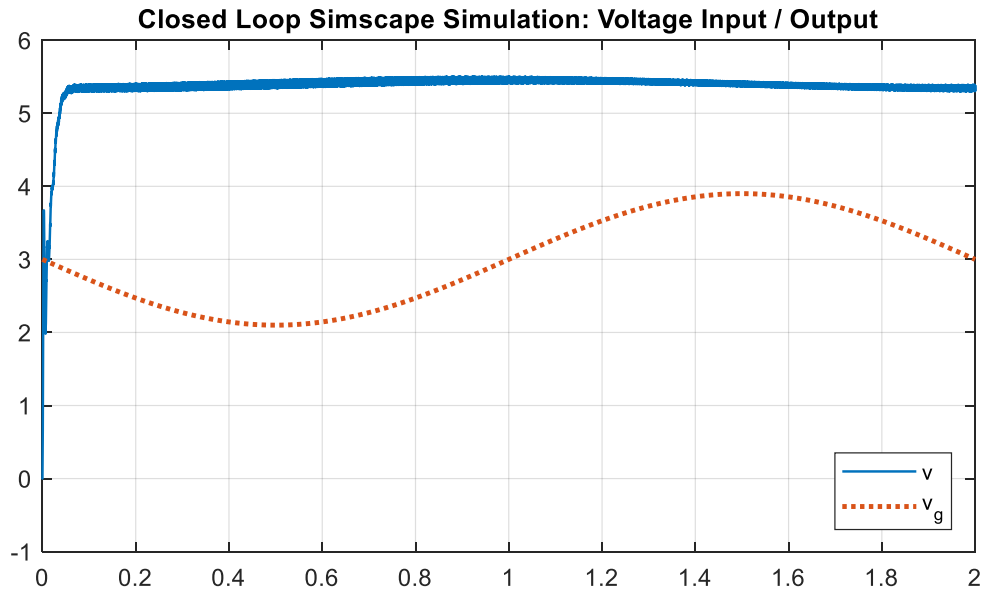
Απόκριση συστήματος κλειστού βρόχου με ανάδραση και έλεγχο τριών όρων

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η απόκριση του ίδιου ανυψωτή τάσης, με ελεγκτή, όπως προκύπτει από την προσομοίωση στο Simscape. Ο κύκλος εργασίας δεν διατηρείται σταθερός αλλά μεταβάλλεται από τον ελεγκτή προκειμένου το σύστημα να διατηρήσει σταθερή την τάση εξόδου.

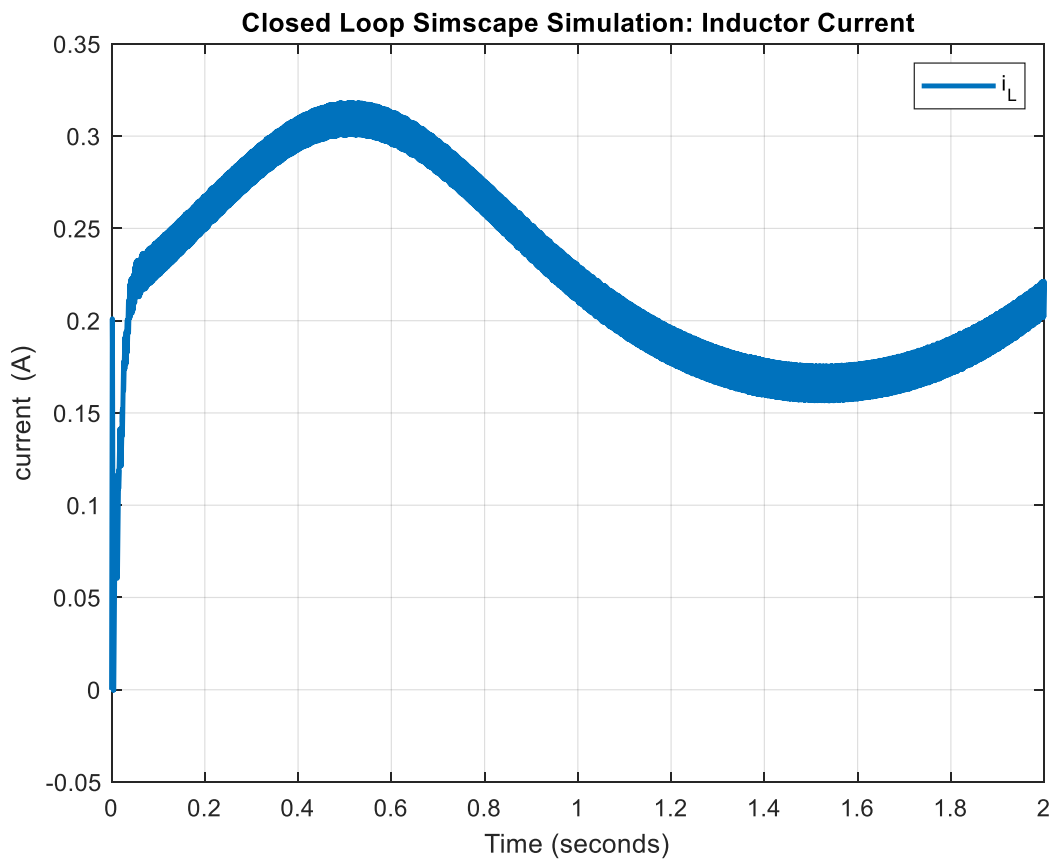
Στο Σχήμα 4-16 παρουσιάζεται η τάση εισόδου και η τάση εξόδου με ελεγκτή. Πλέον η τάση εξόδου είναι σχεδόν σταθερή στα 5.4V με μια αρκετά μικρή διακύμανση της τάξης του 0.1V. Εξάιρεση αποτελεί το χρονικό διάστημα των πρώτων 100ms κατά το οποίο επικρατεί η μεταβατική απόκριση εκκίνησης του συστήματος από μηδενική τάση εξόδου στην επιθυμητική τάση εξόδου. Σε αντίθεση με το μοντέλο του Simulink, το μοντέλο του Simscape προσομοιώνει τη μεταβατική απόκριση με ακρίβεια ενώ είναι ορατές και οι διακοπτικές διαταραχές.

Αντίθετα με την τάση εξόδου που διατηρείται σχετικά σταθερή, το ρεύμα του πηνίου μεταβάλλεται (Σχήμα 4-17) σύμφωνα με τη διακύμανση του κύκλου εργασίας (Σχήμα 4-18). Ο κύκλος εργασίας συνδέεται άμεσα με το χρόνο που το τρανζίστορ άγει, βραχυκυκλώνοντας στην ουσία το πηνίο. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το ρεύμα του πηνίου να εξαρτάται άμεσα από τον κύκλο εργασίας.

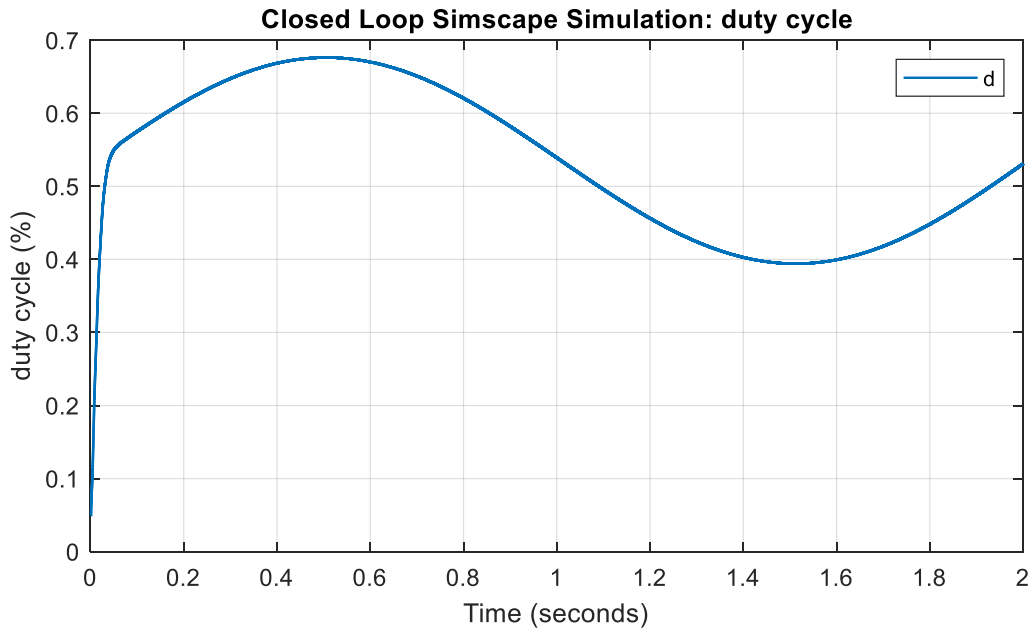
Επιβεβαιώνεται στην προσομοίωση με το Simscape, η διαπίστωση που έγινε και με τα αποτελέσματα του Simulink, πώς πέρα από τη μεταβατική περίοδο των πρώτων 100ms, το σήμα ελέγχου παρακολουθεί την ημιτονοειδή μεταβολή της τάσης εισόδου με μία διαφορά φάσης 180° ώστε όταν η τάση εισόδου μειώνεται, τότε ο κύκλος εργασίας να αυξάνεται και το αντίστροφο, προκειμένου η τάση εξόδου να παραμένει σταθερή (Σχήμα 4-19).



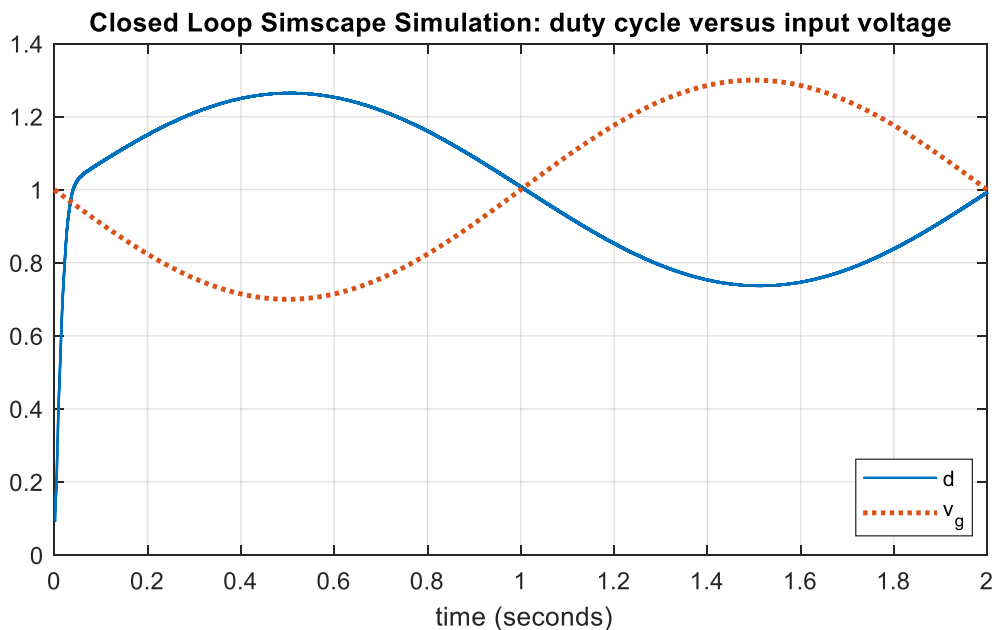
Σχήμα 4-16. Γραφική παράσταση της τάσης εξόδου (v) σε σχέση με την τάση εισόδου (v_g) που προκύπτει από την προσομοίωση του κλειστού βρόχου στο Simscape.



Σχήμα 4-17. Γραφική παράσταση του ρεύματος του πηνίου (i_L) όπως προκύπτει από την προσομοίωση του κλειστού βρόχου στο Simscape.



Σχήμα 4-18. Γραφική παράσταση του σήματος ελέγχου (κύκλος εργασίας) συναρτήσει του χρόνου από την προσομοίωση του συστήματος κλειστού βρόχου στο Simscape.

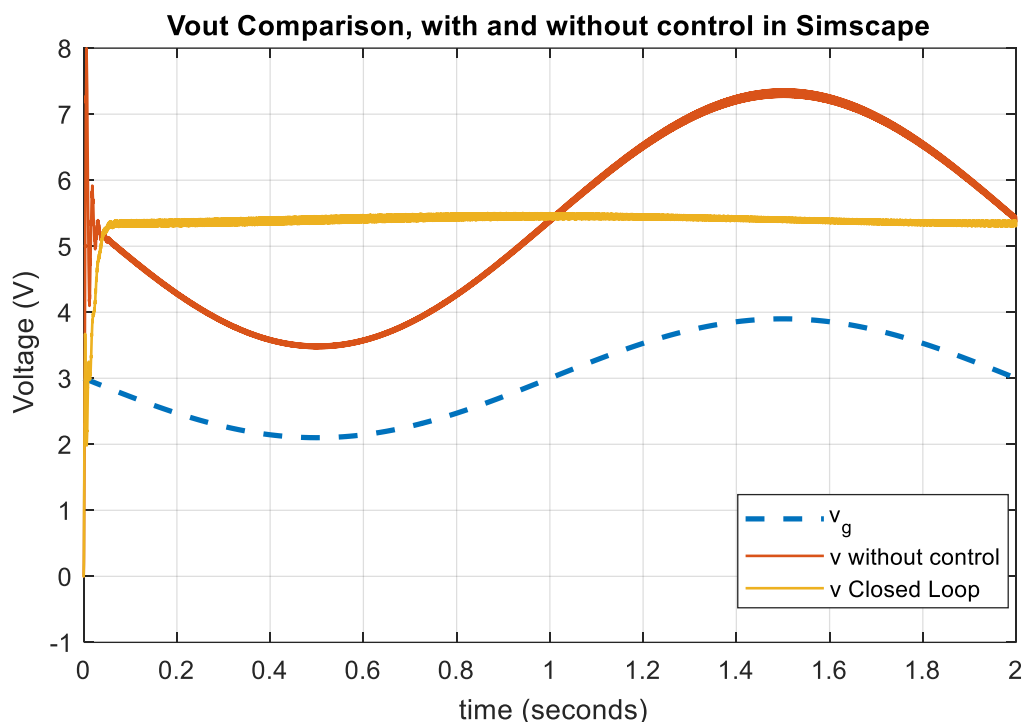


Σχήμα 4-19. Η μεταβολή του κύκλου εργασίας και της τάσης εισόδου, με κανονικοποίηση ως προς τη μέση τιμή τους, κατά την προσομοίωση στο Simscape.

Σύγκριση απόκρισης στο χρόνο με και χωρίς Σύστημα Ελέγχου

Συγκρίνοντας την τάση εξόδου του ανυψωτή τάσης με και χωρίς ελεγκτή (Σχήμα 4-20) επιβεβαιώνεται η διαπίστωση ότι ο ελεγκτής επιτυγχάνει σε πολύ καλό βαθμό τη σταθεροποίηση της τάσης. Συγκεκριμένα, μέσα από την προσομοίωση στο Simscape, η τάση εξόδου, χωρίς ελεγκτή, κυμαίνεται από 3,47 έως 7,37 V ενώ με αυτόματο ελεγκτή κυμαίνεται από 5,3 έως 5,5 V. Επομένως ο ελεγκτής μειώνει το πλάτος της διακύμανσης κατά περίπου 20 φορές.

Επιβεβαιώνεται ακόμη, μέσα από την ακριβέστερη προσομοίωση που προσφέρει το Simscape ότι ο ελεγκτής, παρότι έχει σχεδιαστεί για έλεγχο γραμμικού συστήματος, όπως δηλαδή προσεγγίζεται ο ανυψωτής τάσης στη μόνιμη κατάσταση και σε μικρές αρμονικές διαταραχές, ωστόσο είναι αρκετά εύρωστος (robust) ώστε να ανταποκρίνεται με επιτυχία τόσο στην μεταβατική απόκριση όσο και σε διαταραχές σχετικά μεγάλου πλάτους όπως στη συγκεκριμένη εφαρμογή όπου το πλάτος ισούται με το 30% της μέσης τιμή.



Σχήμα 4-20. Σύγκριση της απόκρισης του ανυψωτή τάσης, με και χωρίς ελεγκτή, όπως προκύπτει από την προσομοίωση στο Simscape.

4.6.3 Σύγκριση Simulink και Simscape

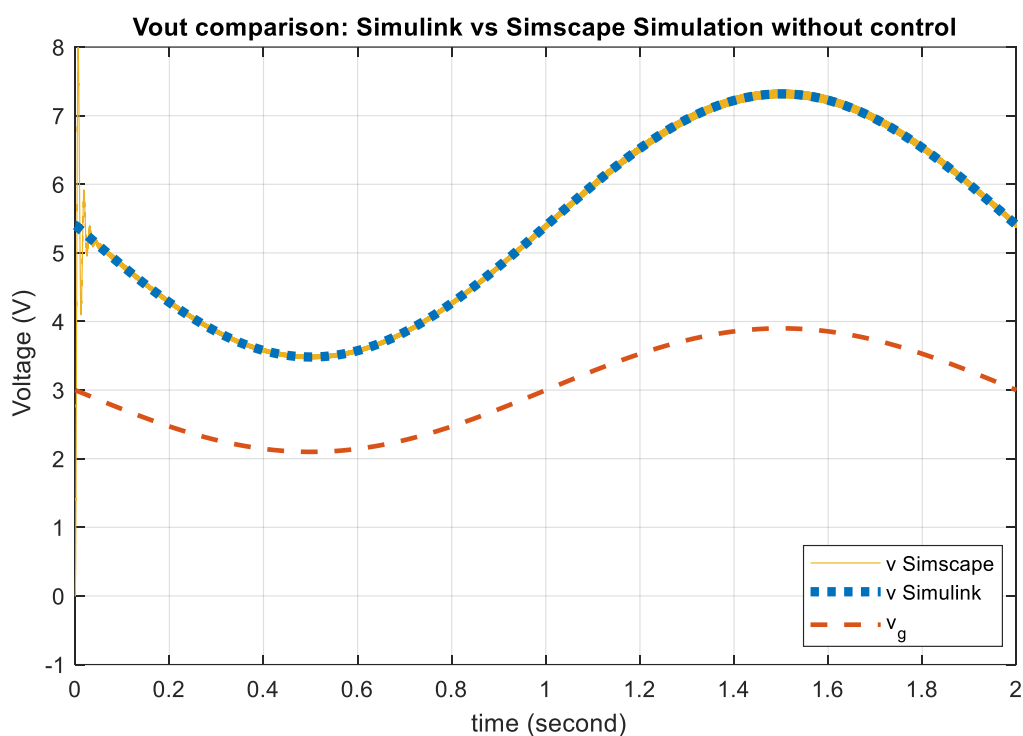
Αξίζει σε αυτό το σημείο, ανακεφαλαιωτικά, να γίνει μία σύγκριση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης στο Simulink, όπου χρησιμοποιήθηκαν οι συναρτήσεις μεταφοράς και των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης στο Simscape όπου χρησιμοποιήθηκαν λεπτομερή μοντέλα των ηλεκτρονικών στοιχείων.

Δεδομένου ότι και τα δύο μοντέλα αφορούν το ίδιο σύστημα οι αποκρίσεις να είναι παρόμοιες, όχι όμως και ταυτόσημες καθώς στις συναρτήσεις μεταφοράς ενυπάρχουν αρκετές παραδοχές και απλοποιήσεις.

Αποτελέσματα προσομοιώσεων χωρίς ελεγκτή

Στο Σχήμα 4-21 φαίνονται η απόκριση της τάσης εξόδου, όπως προέκυψε από την επίλυση των συναρτήσεων μεταφοράς στο Simulink καθώς και η απόκριση της τάσης εξόδου όπως προέκυψε από την προσομοίωση του ηλεκτρονικού κυκλώματος στο Simscape. Είναι φανερό ότι τα δύο αποτελέσματα συμπίπτουν σε όλο το χρονικό διάστημα της προσομοίωσης εκτός από τα πρώτα 100ms, που διαρκεί η μεταβατική απόκριση. Η μεταβατική απόκριση είναι ορατή μόνο στην προσομοίωση μέσω Simscape, καθώς το μοντέλο του Simulink εκκινεί απευθείας από τη μόνιμη κατάσταση.

Ακόμη είναι εμφανής η ύπαρξη της διακοπτικών διαταραχών κατά την προσομοίωση μέσω Simscape ενώ αυτές αγνοούνται κατά την προσομοίωση μέσω Simulink. Παρόλα αυτά το αποτέλεσμα είναι εξίσου περιγραφικό και αντιπροσωπευτικό και στις δύο προσομοιώσεις.

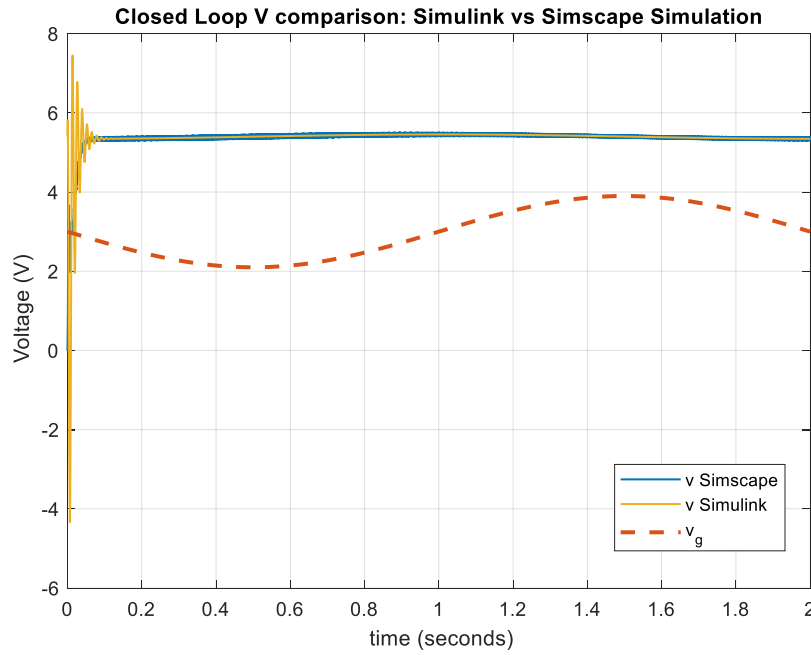


Σχήμα 4-21. Σύγκριση της απόκρισης της τάσης εξόδου χωρίς αυτόματο έλεγχο, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στο Simulink με επίλυση των συναρτήσεων μεταφοράς και όπως προέκυψε από το Simscape με επίλυση του μη γραμμικού ηλεκτρονικού κυκλώματος.

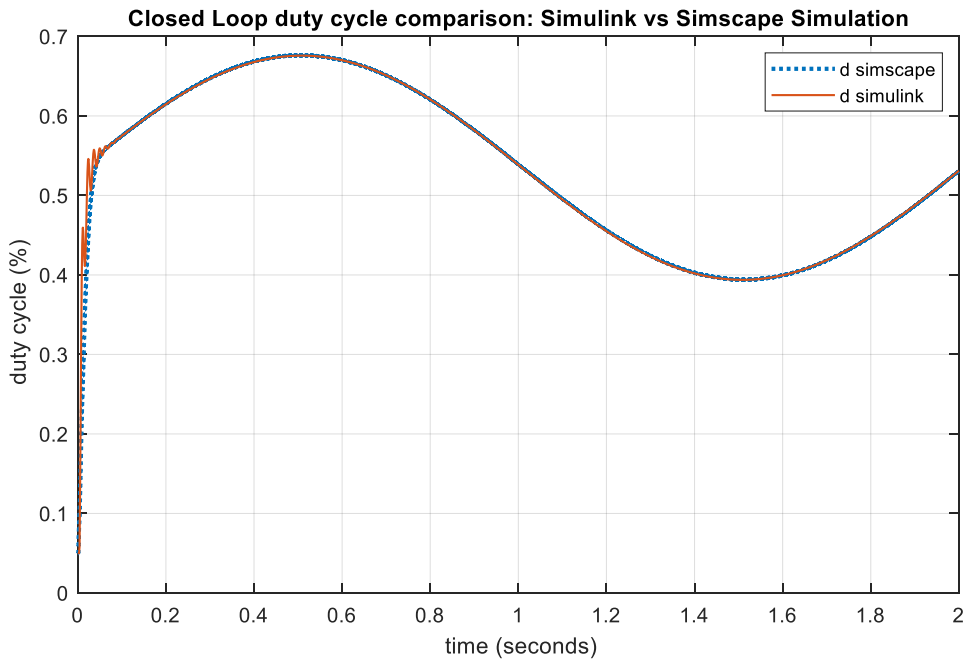
Αποτελέσματα προσομοιώσεων με Σύστημα Ελέγχου

Στο σύστημα κλειστού βρόχου παρατηρείται σύγκλιση στα αποτελέσματα στη μόνιμη κατάσταση, αλλά υπάρχουν ουσιαστικές διαφορές στη μεταβατική απόκριση (Σχήμα 4-22). Αυτό ερμηνεύεται από τις παραδοχές που έχουν γίνει στη διαμόρφωση των συναρτήσεων μεταφοράς οι οποίες δεν καλύπτουν τη μεταβατική απόκριση. Συνεπώς τα αποτελέσματα της προσομοίωσης μέσω Simscape είναι ακριβέστερα. Αυτό επεκτείνεται και στο σήμα ελέγχου, εν προκειμένω τον κύκλο εργασίας μέσω του οποίου ρυθμίζεται η τάση εξόδου (Σχήμα 4-23). Στο Σχήμα 4-24 παρουσιάζεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια η διαφοροποίηση στο σήμα ελέγχου κατά τη μεταβατική φάση.

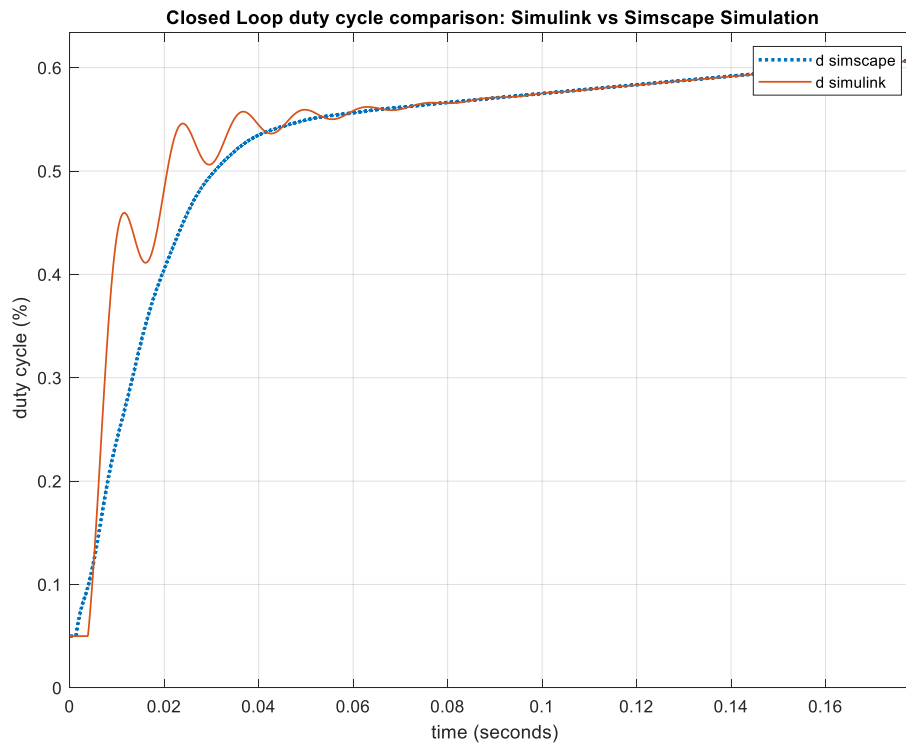
Συμπερασματικά, μέσα από τη σύγκριση των αποκρίσεων των δύο μοντέλων παρατηρούμε ότι οι διακοπτικές διαταραχές απουσιάζουν από τα γραμμικά μοντέλο του Simulink, πράγμα που είναι σύμφωνο με την παραδοχή της Ενότητας 2.5.3, είναι όμως εμφανείς στο μοντέλο του Simscape. Στην μεταβατική απόκριση, κατά την εκκίνηση του συστήματος υπάρχει σημαντική διαφορά στην απόκριση, τόσο με, όσο και χωρίς ελεγκτή. Αυτό είναι αναμενόμενο διότι τα μαθηματικά μοντέλα που εμπεριέχονται στο μοντέλο Simulink, με βάση τις παραδοχές που έχουν γίνει, δεν περιγράφουν με ακρίβεια την μεταβατική απόκριση. Τέλος, είναι ακόμη αξιοσημείωτο ότι στη μόνιμη κατάσταση οι μέσες τιμές των αποκρίσεων, συγκλίνουν και πολύ γρήγορα συμπίπτουν μεταξύ τους, γεγονός που υποδηλώνει ότι η μαθηματική μοντελοποίηση, μέσω της οποίας προέκυψε και ο ελεγκτής, ήταν επιτυχής.



Σχήμα 4-22. Σύγκριση της απόκρισης της τάσης εξόδου με αυτόματο έλεγχο, όπως προέκυψε από την προσομοίωση στο Simulink με επίλυση των συναρτήσεων μεταφοράς και όπως προέκυψε από το Simscape με επίλυση του μη γραμμικού ηλεκτρονικού κυκλώματος.



Σχήμα 4-23. Σύγκριση του κύκλου εργασίας, ως σήματος ελέγχου, στην προσομοίωση στο Simulink και στο Simscape.



Σχήμα 4-24. Το σήμα ελέγχου, κατά τη φάση της μεταβατικής απόκρισης στην προσομοίωση μέσω Simulink και μέσω Simscape.

5 Αντίστροφος Σχεδιασμός Ελεγκτή Ανυψωτή Τάσης

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται και προτείνεται μεθοδολογία αντίστροφου σχεδιασμού συστήματος ελέγχου ανυψωτή τάσης, δηλαδή σχεδιασμού συστήματος ελέγχου χωρίς την προηγούμενη γνώση των χαρακτηριστικών μεγεθών, του τρόπου λειτουργίας και της δυναμικής του ανυψωτή τάσης.

Σε αντίθεση με το Κεφάλαιο 4, όπου ο ανυψωτής τάσης σχεδιάζεται με βάση μία μεθοδολογία που προϋποθέτει τη μαθηματική μοντελοποίησή του, σε αυτό το κεφάλαιο προϋποτίθεται η ύπαρξη ενός πραγματικού κυκλώματος και αναπτύσσεται μία μεθοδολογία με την οποία επιτυγχάνεται ο σχεδιασμός Συστήματος Ελέγχου χωρίς προηγούμενη μαθηματική μοντελοποίησή του με βάση τη θεωρία.

Πρακτικά, η ανάγκη για αυτού του είδους την προσέγγιση, προκύπτει από κυρίως δύο λόγους:

- τις αυξημένες τεχνικές απαιτήσεις που επιβάλλονται κατά την υλοποίηση για ανυψωτή τάσης που λειτουργεί με Μικρές Διακοπτικές Διαταραχές και
- την πολυπλοκότητα στη διαδικασία μαθηματικής μοντελοποίησης ή την πιθανή μείωση της ακρίβειας των απλουστευμένων εξισώσεων, που προκύπτει κατά τη λειτουργία με Μεγάλες Διακοπτικές Διαταραχές όπου δεν υπάρχει η δυνατότητα χρήσης της Παραδοχής Μικρών Διακοπτικών Διαταραχών (βλ. Ενότητα 2.5.3).

Αναλυτικότερα, η λειτουργία με Μικρές Διακοπτικές Διαταραχές, επιβάλλει αρκετούς τεχνικούς περιορισμούς, όπως ενδεικτικά, μία ελάχιστη αυτεπαγωγή του πηνίου, μία ελάχιστη διακοπτική συχνότητα στη γεννήτρια παλμών εύρους, ένα μέγιστο φορτίο εξόδου κ.α. Ωστόσο είναι γνωστό πως παραβιάζοντας αυτούς τους τεχνικούς περιορισμούς το κύκλωμα εξακολουθεί να είναι ικανό να ανυψώσει την τάση εισόδου και όντως μπορεί να αξιοποιηθεί λειτουργώντας και με Μεγάλες Διακοπτικές Διαταραχές.

Παράλληλα, είναι πιθανό σε συγκεκριμένες εφαρμογές, οι διαθέσιμοι πόροι να μην επαρκούν για λειτουργία με Μικρές Διακοπτικές Διαταραχές (όπως συμβαίνει στη λειτουργία Συνεχούς Αγωγής με MOSFET και δίοδο) και προκύπτει η ανάγκη για χρήση ανυψωτή τάσης με υλικό (hardware) που επιβάλλει Μεγάλες Διακοπτικές Διαταραχές. Κατ' εξοχήν παράδειγμα λειτουργίας με Μεγάλες Διακοπτικές Διαταραχές αποτελεί η Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής. Το ίδιο όμως φαινόμενο μπορεί να εμφανιστεί και σε Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής με Σύγχρονη Ανόρθωση κ.α.

Στην περίπτωση λειτουργίας με Μεγάλες Διακοπτικές Διαταραχές, δεν υπάρχει η δυνατότητα χρήσης της Παραδοχής Μικρών Διακοπτικών Διαταραχών (βλ. Ενότητα 2.5.3) κατά τη μαθηματική μοντελοποίηση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα οι εξισώσεις του Κεφαλαίου 2 να μην ισχύουν και η εξαγωγή νέων εξισώσεων να καθίσταται αρκετά πιο πολύπλοκη και ενδεχομένως λιγότερο ακριβής - π.χ. παραδοχή ιδεατών στοιχείων χωρίς απώλειες^[3].

Συνεπώς η Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής με Μικρές Διακοπτικές Διαταραχές προβάλλει περισσότερες απαιτήσεις κατά την υλοποίηση ενώ η Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής, προβάλλει μεγαλύτερες προκλήσεις κατά τη μαθηματική μοντελοποίηση.

Στην περίπτωση που τεχνικοί περιορισμοί επιβάλλουν τη λειτουργία του ανυψωτή τάσης με Μεγάλες Διακοπτικές Διαταραχές, η διαδικασία άμεσης μαθηματικής μοντελοποίησης με βάση της θεωρία ηλεκτρονικών ισχύος, μπορεί να παρακαμφθεί με τη χρήση τεχνικών Αναγνώρισης Συστήματος (system identification). Εκτός αυτού, τεχνικές Αναγνώρισης Συστήματος μπορούν να εφαρμοστούν και

στην περίπτωση που υπάρχει υλικό σύστημα ανυψωτή τάσης με άγνωστες ή ανακριβείς τεχνικές παραμέτρους, με οποιοδήποτε τρόπο και αν αυτό λειτουργεί.

Σε αυτό το σημείο τονίζεται, ότι στο παρόν κεφάλαιο, δεν απορρίπτεται η προσέγγιση με μαθηματική μοντελοποίηση. Απλώς παρουσιάζεται μία εναλλακτική, με κύρια πλεονεκτήματα αφενός τη μεγαλύτερη ταχύτητα στη δημιουργία ενός λειτουργικού πρωτοτύπου, αφετέρου την ευρύτητα χρήσης της ακόμη και σε περιπτώσεις που το σύστημα έχει άγνωστες παραμέτρους λειτουργίας.

Η μεθοδολογία που προτείνεται σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζεται μέσα από συγκεκριμένη μελέτη περίπτωσης με τη χρήση εξειδικευμένου λογισμικού (Simulink, Simulink Control Design και Simscape). Η κεντρική ιδέα όμως αυτής της προσέγγισης έχει αρκετά γενικό χαρακτήρα και μπορεί να γενικευθεί και να επεκταθεί και σε άλλες περιπτώσεις, με διαφορετικό λογισμικό ή ακόμη και σε εφαρμογές εκτός του πεδίου των ηλεκτρονικών.

Η κύρια μεθοδολογία η οποία παρουσιάζεται συνίσταται σε τέσσερα βήματα:

1. Δημιουργία υπολογιστικού μοντέλου με βάση τα ηλεκτρονικά στοιχεία του κυκλώματος και τα χαρακτηριστικά τους που προέρχονται είτε από μετρήσεις είτε από φύλλα δεδομένων των κατασκευαστών (datasheets)
2. Σχεδιασμός ελεγκτή με αναγνώριση συστήματος σε ανοικτό βρόχο με βάση το υπολογιστικό μοντέλο
3. Εφαρμογή του ελεγκτή στο πραγματικό υλικό σύστημα
4. Βελτίωση του ελεγκτή με αναγνώριση συστήματος σε κλειστό βρόχο στο υλικό σύστημα σε πραγματικό χρόνο.

Πέρα από την κύρια μεθοδολογία αντίστροφου σχεδιασμού, παρουσιάζονται επιπλέον πιθανές παραλλαγές της καθώς και η διαδικασία που ακολουθήθηκε για την υλοποίηση της πειραματικής διάταξης.

Συνοπτικά η ύλη διαρθρώνεται στις παρακάτω Ενότητες ως εξής:

Στην Ενότητα 5.1 παρουσιάζονται οι προδιαγραφές σχεδιασμού της υπό μελέτη περίπτωσης.

Στην Ενότητα 5.2 παρουσιάζεται η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε στο πλαίσιο της συγκεκριμένης μελέτης, καθώς και ο τρόπος με τον οποίο υλοποιήθηκε.

Στην Ενότητα 5.3 παρουσιάζεται το πρώτο βήμα της μεθοδολογίας, το οποίο περιλαμβάνει αναγνώριση συστήματος και σχεδιασμό Συστήματος Ελέγχου σε υπολογιστικό μοντέλο του κυκλώματος. Για το βήμα αυτό προϋποτίθεται η γνώση των τεχνικών χαρακτηριστικών των στοιχείων του κυκλώματος.

Στην Ενότητα 5.4 παρουσιάζεται η απόκριση του υλικού συστήματος τόσο χωρίς αυτόματο έλεγχο όσο και με το Σύστημα Ελέγχου που προσδιορίστηκε μέσω του υπολογιστικού μοντέλου.

Στην Ενότητα 5.5 παρουσιάζεται η διαδικασία αναγνώρισης συστήματος και σχεδιασμού συστήματος ελέγχου σε πραγματικό χρόνο στο υλικό ηλεκτρονικό κύκλωμα. Το βήμα αυτό με μικρές αλλαγές μπορεί να εφαρμοστεί και σε περίπτωση ανυψωτή τάσης με άγνωστα τεχνικά χαρακτηριστικά.

Τέλος στην Ενότητα 5.6 επιχειρείται μία συνολική αξιολόγηση της μεθόδου.

5.1 Υποθέσεις και Παραδοχές Μελέτης Περίπτωσης

Όπως και στην Ενότητα 4.1, έτσι και εδώ θεωρείται περίπτωση τροφοδοσίας ρυθμιστή φόρτισης μπαταριών LiPO από μεταβαλλόμενη πηγή τάσης. Μεταξύ ρυθμιστή φόρτισης και μεταβαλλόμενης πηγής τάσης, παρεμβάλλεται ελεγχόμενος ανυψωτής τάσης. Οι συνθήκες στην είσοδο και οι επιθυμητές προδιαγραφές στην έξοδο παρουσιάζονται στις Ενότητες 5.1.1 και 5.1.2 αντίστοιχα.

Η μεθοδολογία που παρουσιάζεται δεν προϋποθέτει τη γνώση του τρόπου λειτουργίας του κυκλώματος (Συνεχής / Ασυνεχής Λειτουργία). Η υπόθεση εργασίας είναι ότι υπάρχουν περιορισμοί, τεχνικής, οικονομικής ή οποιασδήποτε φύσης, οι οποίοι επιβάλλουν τη χρήση συγκεκριμένων ηλεκτρονικών στοιχείων ή συγκεκριμένου κυκλώματος. Γίνεται ακόμη η υπόθεση, χωρίς βλάβη της γενικότητας, ότι οι προδιαγραφές των στοιχείων του κυκλώματος είναι τέτοιες που καθιστούν τεχνικά εφικτό το επιθυμητό αποτέλεσμα, χωρίς ωστόσο να είναι γνωστή η δυναμική του συστήματος.

Στο πλαίσιο της συγκεκριμένης μελέτης, επιλέγεται επιπρόσθετα, χωρίς βλάβη της γενικότητας, το υπό εξέταση κύκλωμα να έχει τέτοια χαρακτηριστικά ώστε να βρίσκεται σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής. Αυτό γίνεται αφενός για λόγους πληρότητας, δεδομένου ότι τα προηγούμενα κεφάλαια αναφέρονται αποκλειστικά στη Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής, αφετέρου γίνεται για διευκόλυνση στην υλοποίηση καθώς, όπως αναφέρθηκε, η Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής μπορεί να επιτευχθεί ευκολότερα με εξοπλισμό χαμηλότερων προδιαγραφών και κόστους σε σχέση με τη Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής. Ωστόσο η μεθοδολογία αυτούσια μπορεί να εφαρμοστεί και σε ανυψωτή τάσης σε Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής.

5.1.1 Συνθήκες στην Είσοδο του Ανυψωτή Τάσης

Στην είσοδο του κυκλώματος ανύψωσης τάσης θεωρείται πηγή τάσης τα χαρακτηριστικά της οποίας συνοψίζονται στον Πίνακα 5-1.

Πίνακας 5-1. Συνθήκες στην είσοδο του ανυψωτή τάσης σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής

Μέση τάση εισόδου	$V_g = 1.8V$
Πλάτος διακύμανσης	$V_m = 0.5V$
Περίοδος διακύμανσης	$T_g = 2s$
Κυματομορφή τάσης εισόδου	$v_g(t) = 1.8 + 0.5\sin(\pi t)$

5.1.2 Προδιαγραφές στην Έξοδο του Ανυψωτή Τάσης

Στην έξοδο του κυκλώματος, ο ανυψωτής τάσης πρέπει να τροφοδοτεί το κύκλωμα διαχείρισης συσσωρευτών LiPO (Battery Management System). Οι προδιαγραφές στην είσοδο του συστήματος διαχείρισης συσσωρευτών^[5] ορίζουν τις προδιαγραφές εξόδου του ανυψωτή τάσης και συνοψίζονται στον Πίνακα 4-2. Θεωρείται επιπλέον ότι η εμπέδηση του κυκλώματος φόρτισης είναι ωμική και σταθερή.

5.2 Υλοποίηση Πειραματικής Διάταξης

Για τις ανάγκες της μελέτης είναι απαραίτητη η ανάπτυξη μίας πειραματικής διάταξης με βάση την οποία γίνεται ο αντίστροφος σχεδιασμός και στην οποία δοκιμάζεται το Σύστημα Ελέγχου.

Η παρούσα Ενότητα δεν αποτελεί μέρος αυτής καθ' εαυτής της προτεινόμενης μεθοδολογίας αντίστροφου σχεδιασμού του ελεγκτή, δεδομένου ότι η μεθοδολογία αντίστροφου σχεδιασμού εφαρμόζεται σε δεδομένη υφιστάμενη διάταξη και συνεπώς δεν περιέχει βήματα διαστασιολόγησης και υλοποίησης. Η Ενότητα αυτή απλώς παρουσιάζει τον τρόπο με τον οποίο αναπτύχθηκε η πειραματική διάταξη, επί της οποίας εφαρμόστηκε η προτεινόμενη μεθοδολογία και περιλαμβάνεται στο κεφάλαιο αυτό για λόγους πληρότητας.

Στην Ενότητα 5.2.1 παρουσιάζονται τα βήματα με τα οποία αναπτύχθηκε η πειραματική διάταξη.

Στην Ενότητα 5.2.2 παρουσιάζονται τα ηλεκτρονικά στοιχεία που επελέγησαν.

Στην Ενότητα 5.2.3, παρουσιάζεται η διάταξη του κυκλώματος και η υλοποίησή του σε breadboard.

Στην Ενότητα 5.2.4 παρουσιάζεται η διεπαφή του λογισμικού με το υλικό ηλεκτρονικό κύκλωμα μέσω του μικροεπεξεργαστή.

5.2.1 Μεθοδολογία Ανάπτυξης Πειραματικής Διάταξης

Δεδομένου ότι ο ανυψωτής τάσης, σύμφωνα με την Ενότητα 5.1, έχει επιλεγεί να λειτουργεί σε Ασυνεχή Αγωγιμότητα, η μεθοδολογία διαστασιολόγησης της Ενότητας 3.2 δεν μπορεί να ακολουθηθεί επακριβώς και για το λόγο αυτό ακολουθήθηκε μία ημι-εμπειρική μέθοδος διαστασιολόγησης της πειραματικής διάταξης η οποία συνοψίζεται στα παρακάτω βήματα:

- Έγινε μία αρχική επιλογή ηλεκτρονικών στοιχείων, μέσα από μία γκάμα άμεσα διαθέσιμου υλικού, που είτε υπήρχε ήδη στο εργαστήριο είτε αγοράστηκε με χαμηλό κόστος. Η επιλογή έγινε με κριτήριο τα χαρακτηριστικά των ηλεκτρονικών στοιχείων να είναι κατά το δυνατόν εγγύτερα στις προδιαγραφές αντίστοιχου υποθετικού ανυψωτή τάσης σε Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής, αξιοποιώντας ως αφετηρία τη μεθοδολογία διαστασιολόγησης κυκλώματος με Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής (Ενότητα 3.2). Με τον τρόπο αυτό, το νέο κύκλωμα Ασυνεχούς Αγωγής αποκτάει χρονική σταθερά τάξης μεγέθους κοντά στις προδιαγραφές ενός σωστά διαστασιολογημένου υποθετικού ανυψωτή τάσης Συνεχούς Αγωγής.
- Με βάση τα χαρακτηριστικά των στοιχείων που επελέγησαν, το σύστημα ελέγχθηκε για το αν λειτουργεί σε Συνεχή ή σε Ασυνεχή Αγωγή με βάση το κριτήριο της Ενότητας 2.5.8 και επιβεβαιώθηκε μαθηματικά, σύμφωνα με τη σχέση (2-78), ότι το κύκλωμα θα λειτουργεί με Ασυνεχή Αγωγή, σε όλο το εύρος του κύκλου εργασίας. Σε περίπτωση που αυτό δε συνέβαινε θα μπορούσε να επιλεγεί πηνίο μικρότερης αυτεπαγωγής ώστε να περάσει το κύκλωμα στην περιοχή Λειτουργίας με Ασυνεχή Αγωγή.
- Τα ηλεκτρονικά στοιχεία τοποθετήθηκαν σε breadboard, σε διάταξη που αντιστοιχεί σε ανυψωτή τάσης.
- Μέσα από τη διεπαφή λογισμικού (Simulink) – υλικού, έγιναν, σε πραγματικό χρόνο, δοκιμές διαφόρων κύκλων εργασίας, μέχρι να προκύψει στην έξοδο μία τάση πλησίον της επιθυμητής και να καταστεί σαφές ότι είναι εφικτό το υλικό κύκλωμα να επιτύχει το στόχο ελέγχου.
- Ακολούθησαν αντικαταστάσεις στοιχείων, κυρίως πυκνωτών και πηνίων με τιμές λίγο μεγαλύτερες ή λίγο μικρότερες των αρχικών, προκειμένου να περιοριστεί το εύρος της διακοπτικής διακύμανσης της τάσης εξόδου διατηρώντας παράλληλα την ταχύτητα

απόκρισης του κυκλώματος κοντά στην αρχική και κατ' επέκταση η πειραματική διάταξη να αποκτήσει ποιοτικά χαρακτηριστικά ενός ικανοποιητικού βαθμού.

- Ακολούθησε η προτεινόμενη μεθοδολογία αντίστροφου σχεδιασμού ελεγκτή σύμφωνα με τις Ενότητες 5.3 έως 5.5.

Τα παραπάνω βήματα, παρουσιάζονται αναλυτικά στις επόμενες υποενότητες (5.2.2, 5.2.3 και 5.2.4)

5.2.2 Χαρακτηριστικά Υποσυστημάτων

Σε αυτή την Ενότητα παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά των ηλεκτρονικών στοιχείων του κυκλώματος.

Υποσύστημα Ανύψωσης Τάσης

Ως υποσύστημα ανύψωσης τάσης εννοείται το κύκλωμα που περιλαμβάνει τα βασικά ηλεκτρονικά στοιχεία με τα οποία γίνεται η ανύψωση τάσης (πηνίο, MOSFET, δίοδος, πυκνωτής, φορτίο). Δεν περιλαμβάνεται το κύκλωμα ελέγχου και η πηγή ισχύος. Σύμφωνα με την υπόθεση εργασίας, το υποσύστημα αυτό, είναι δεδομένο για τη μεθοδολογία αντίστροφου σχεδιασμού, ενώ αντίθετα το υποσύστημα ελέγχου, το σύστημα τροφοδοσίας ισχύος καθώς και η διεπαφή με το χρήστη (User Interface), είναι της επιλογής του σχεδιαστή.

Τα χαρακτηριστικά των στοιχείων που αφορούν το υποσύστημα ανύψωσης τάσης, στη συγκεκριμένη μελέτη περίπτωσης, είναι σύμφωνα με τους εξής πίνακες:

- Πίνακας 5-2: Πηνίο
- Πίνακας 5-3: Πυκνωτής
- Πίνακας 5-4: MOSFET
- Πίνακας 5-5: Δίοδος
- Πίνακας 5-6: Φορτίο

Πίνακας 5-2. Χαρακτηριστικά Πηνίου σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής

Αυτεπαγωγή (L)	100μH
Μέγιστη εσωτερική αντίσταση (R_L)	120mΩ
Μέγιστο Ρεύμα (I_{max})	5A

Πίνακας 5-3. Χαρακτηριστικά Πυκνωτή σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής

Χωρητικότητα (C)	800μF
Μέγιστη Τάση	25V
Μέγιστη διακύμανση του ρεύματος	3A

Πίνακας 5-4. Χαρακτηριστικά MOSFET σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής

Τύπος	N type
Εσωτερική αντίσταση (R_{on})	3.5mΩ
Κατώφλι ενεργοποίησης	1.8V
Τάση οδήγησης	4.5V
Ελάχιστη διάρκεια παλμού	1μs

Μέγιστο ρεύμα	78A
Μέγιστη Τάση	30V
Μοντέλο	IRLB8743

Πίνακας 5-5. Χαρακτηριστικά Διόδου σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής

Maximum DC Blocking/Breakdown Voltage	1000V
Μέγιστο Ρεύμα Διέλευσης	1A
Δυναμικό Παρεμπόδισης	$V_d = 1V$
Εσωτερική Αντίσταση (R_d)	142mΩ
Μέγιστο Αντίστροφο Ρεύμα Διόδου (I_R)	30μA
Μοντέλο	1N4007

Το ωμικό φορτίο, για τις ανάγκες του πειράματος αποτελείται από αντιστάτες ισχύος (power resistors) με συνολική αντίσταση 54Ω, προκειμένου να υπάρχει αντιστοίχιση με τις προδιαγραφές εισόδου του ρυθμιστή φόρτισης (5.4V - 100mA, Ενότητα 5.1.2 καθώς και Ενότητα 4.1). Στον Πίνακα 5-6 παρουσιάζονται αναλυτικότερα οι αντιστάτες που χρησιμοποιήθηκαν σε σειρά για τη σύνθεση της συνολικής αντίστασης.

Πίνακας 5-6. Χαρακτηριστικά Φορτίου

Αντιστάτης (Αντίσταση/Ισχύς)	Αριθμός Τεμαχίων
2Ω / 10W	1
4Ω / 10W	1
16Ω / 10W	3

Υποσύστημα Ελέγχου

Το σύστημα ανύψωσης τάσης έχει επιπλέον ανάγκη από μία γεννήτρια παλμών εύρους από μία μονάδα ελέγχου καθώς και από αισθητήρα της τάσης εξόδου. Και για τους τρεις αυτούς σκοπούς χρησιμοποιείται ψηφιακός επεξεργαστής, τα χαρακτηριστικά του οποίου παρουσιάζονται στον Πίνακα 5-7.

Πίνακας 5-7. Χαρακτηριστικά Μικροεπεξεργαστή

Μικροεπεξεργαστής	Arduino Due
Ύψος Παλμού	3.3V
Διακοπτική Συχνότητα	980Hz
Flash Memory	512 KB
SRAM	96 KB
Clock Speed	84 MHz
Digital Input/Output Pins	54 από τα οποία τα 12 υποστηρίζουν PWM
Analog Input Pins (ADC)	12
Analog Output Pins (DAC)	2

Αξίζει εδώ να σημειωθεί ότι προτιμήθηκαν οι μικροεπεξεργαστές Arduino, έναντι άλλων, διότι το Simulink υποστηρίζει ειδικό λογισμικό (Arduino Hardware Support toolbox) για την αμφίδρομη επικοινωνία μαζί τους, με τρόπο απλό και αξιόπιστο.

Λογισμικό υποστήριξης για το Simulink υπάρχει για τους μικροϋπολογιστές Raspberry PI, οι οποίοι μάλιστα διαθέτουν μεγαλύτερη επεξεργαστική ισχύ και μνήμη και μπορούν να προσφέρουν μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα. Το μειονέκτημά τους ωστόσο σε σχέση με τους μικροελεγκτές Arduino είναι ότι δεν διαθέτουν θύρες (pins) για αναλογικο-ψηφιακή μετατροπή και συνεπώς για τη μέτρηση της τάσης εξόδου θα έπρεπε να τοποθετηθεί επιπλέον κύκλωμα που θα μετέτρεπε το αναλογικό σήμα της τάσης εξόδου σε ψηφιακό αξιοποιώντας πρωτόκολλα όπως SPI και I2C. Για το λόγο αυτό κρίθηκε απλούστερη η υλοποίηση με Arduino.

Ανάμεσα στους μικροεπεξεργαστές Arduino, επιλέχθηκε ο μικροεπεξεργαστής Arduino Due έναντι του πιο συνηθισμένου Arduino Uno, ακριβώς επειδή ο Arduino Uno δεν είχε αρκετή μνήμη για να καταστεί δυνατή η αναγνώριση συστήματος σε πραγματικό χρόνο (Ενότητα 5.4) με τους αντίστοιχους αλγόριθμους. Ωστόσο άπαξ και διαμορφωθούν τα κατάλληλα κέρδη, καθαρά και μόνο για τον έλεγχο PID, μπορεί εξίσου να χρησιμοποιηθεί και ο Arduino Uno.

Από την άλλη ο Arduino Due έχει το μειονέκτημα έναντι του Uno, ότι λειτουργεί με τάση 3.3V αντί για 5V. Συνεπώς ο Due, λειτουργώντας ως γεννήτρια παλμών εύρους, μπορεί μεν να ξεπεράσει την τάση ενεργοποίησης του MOSFET (1.8V) δεν μπορεί όμως να φτάσει την τάση οδήγησής του (4.5V) ώστε το MOSFET να λειτουργεί αποδοτικά, με τις ελάχιστες απώλειες. Το μειονέκτημα αυτό μπορεί να αντιμετωπιστεί με την προσθήκη ενός μετατροπέα λογικής στάθμης (logic level converter), δηλαδή ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος που μετατρέπει τα 3.3V σε 5V και αντίστροφα ώστε να επιλύονται θέματα συμβατότητας μεταξύ κυκλωμάτων 5V και 3.3V. Ο μετατροπέας λογικής στάθμης που χρησιμοποιήθηκε προέρχεται από την εταιρία Sparkfun (part number BOB-12009).

Σύστημα τροφοδοσίας ισχύος

Στο πλαίσιο του σχεδιασμού, για την παροχή ισχύος, χρησιμοποιείται τυπικό τροφοδοτικό, ως πηγή τάσης, είτε σταθερής είτε κυμαινόμενης (Σχήμα 5-1).

Στο πλαίσιο χρήσης του συστήματος σε συγκεκριμένη εφαρμογή στην πράξη, πηγή ισχύος θα μπορούσε να αποτελεί κάποιο φωτοβολταϊκό στοιχείο, κάποιος ταλαντωτής, ενδεχομένως ένα υβριδικό όχημα ή κάποια άλλη μεταβαλλόμενη πηγή ισχύος.

Διεπαφή Χρήστη

Περιλαμβάνει το σύστημα με το οποίο ελέγχεται η πειραματική διάταξη από το σχεδιαστή. Αποτελείται από:

- Ηλεκτρονικό Υπολογιστή: φέρει το κατάλληλο λογισμικό και επικοινωνεί αμφίδρομα με το μικροεπεξεργαστή μέσω θύρας usd και αντίστοιχου καλωδίου, USB σε micro-USB.
- Διεπαφή χειρισμού τροφοδοτικού: περιλαμβάνει ειδικά κουμπιά με τα οποία ο σχεδιαστής μπορεί να ρυθμίσει την παρεχόμενη τάση και να αξιολογήσει την απόδοση του συστήματος σε διαταραχές της τάσης εισόδου (Σχήμα 5-1).

- Ψηφιακός παλμογράφος: πέρα από τη χρήση του μετατροπέα αναλογικής τάσης σε ψηφιακή, χρησιμοποιείται παράλληλα και ψηφιακός παλμογράφος για την ακριβέστερη μέτρηση όλων των τάσεων. Ο χρησιμοποιούμενος παλμογράφος είναι της εταιρίας Pico Technology (μοντέλο PicoScope 2204A - Σχήμα 5-2).
- Οθόνη: χρησιμοποιείται οθόνη υπολογιστή για την οπτικοποίηση των μετρήσεων σε πραγματικό χρόνο καθώς και εκ των υστέρων.



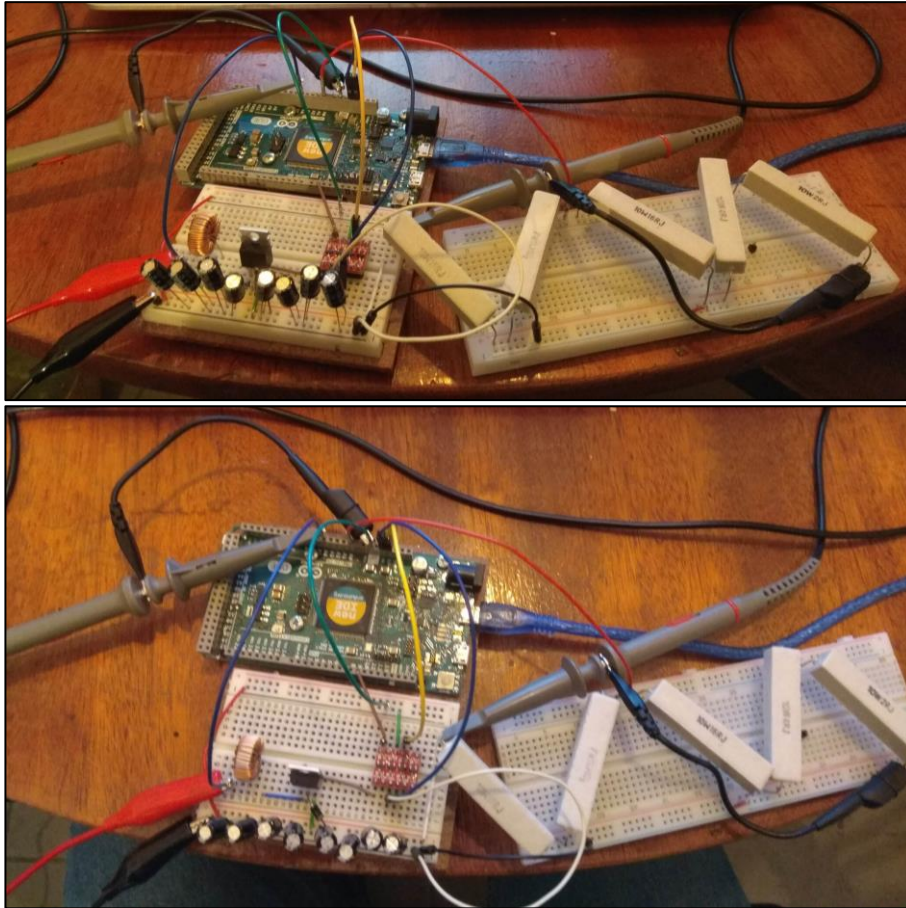
Σχήμα 5-1. Φωτογραφία του τροφοδοτικού που χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική διάταξη.



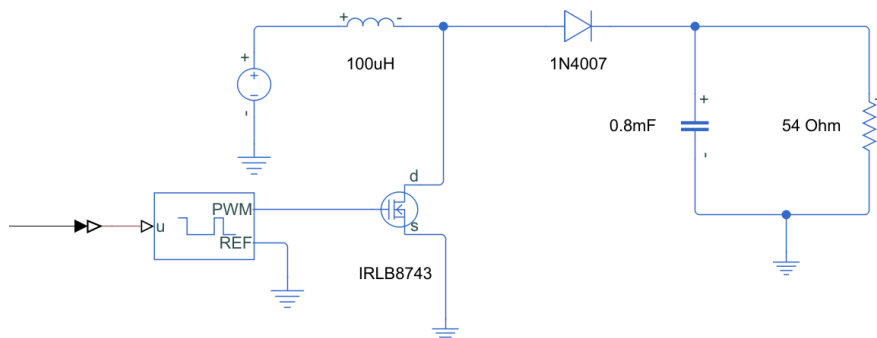
Σχήμα 5-2. Φωτογραφία του ψηφιακού παλμογράφου που χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική διάταξη για πρόσθετη ακρίβεια στις μετρήσεις πέρα από τη χρήση του αναλογικο-ψηφιακού μετατροπέα του μικροεπεξεργαστή Arduino Due.

5.2.3 Διάταξη των Ηλεκτρονικών Στοιχείων

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η διάταξη των ηλεκτρονικών στοιχείων. Τα ηλεκτρονικά στοιχεία τοποθετούνται σε breadboard (Σχήμα 5-3) κατά τέτοιο τρόπο ώστε οι ακροδέκτες των στοιχείων καθώς και του μικροεπεξεργαστή να είναι σύμφωνες με το σχηματικό διάγραμμα στο Σχήμα 5-4.



Σχήμα 5-3. Εικόνες από την υλοποίηση του Ανυψωτή Τάσης.



Σχήμα 5-4. Σχηματικό Διάγραμμα του Ανυψωτή Τάσης.

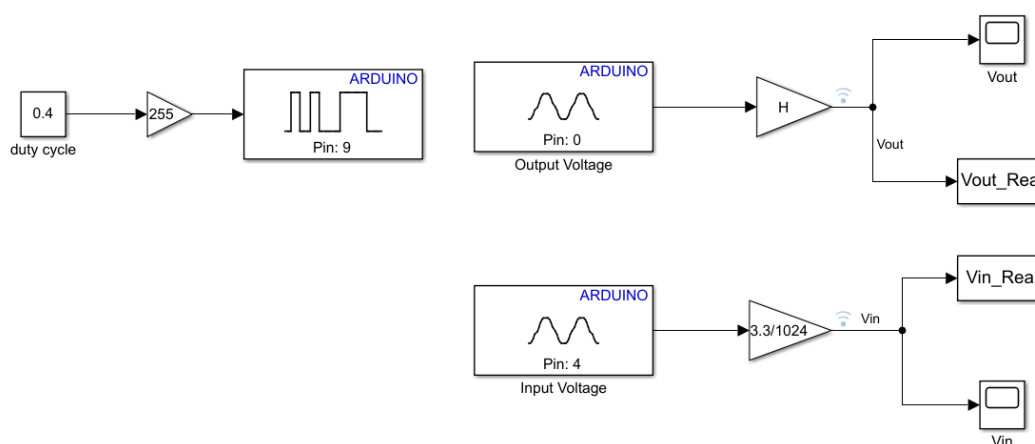
5.2.4 Διεπαφή με Μικροεπεξεργαστή

Για τη διεξαγωγή της πειραματικής δοκιμής, είναι απαραίτητος ο κατάλληλος προγραμματισμός του μικροεπεξεργαστή (Arduino Due). Για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται ειδική βιβλιοθήκη του Simulink που επιτρέπει την αμφίδρομη επικοινωνία με το Arduino μέσω συγκεκριμένων κόμβων.

Στο Σχήμα 5-5 παρουσιάζεται το μοντέλο που δημιουργήθηκε στο Simulink για την αμφίδρομη επικοινωνία με το Arduino. Γίνεται χρήση των κόμβων «PWM» και «Analog Input» της βιβλιοθήκης «Simulink Support Package for Arduino Hardware».

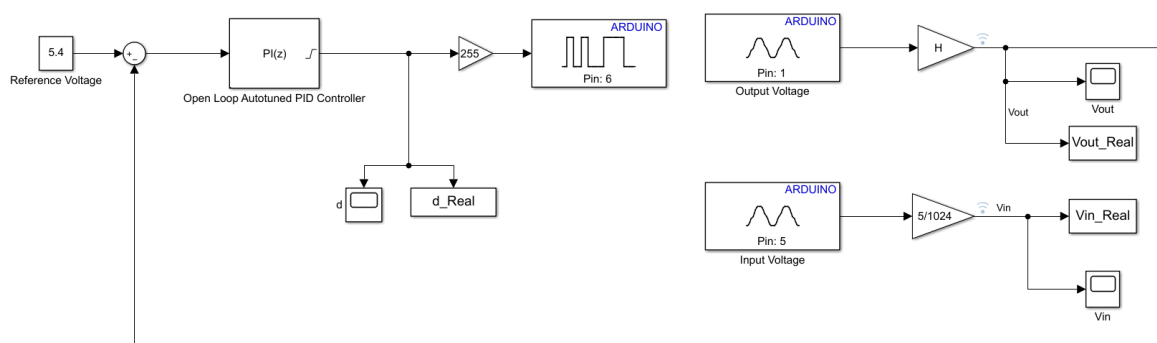
Με τον κόμβο «PWM» το Arduino λαμβάνει αριθμούς από 0 έως 255 και δίνει ως έξοδο παλμούς ύψους 3.3V, συχνότητας 980Hz και πλάτους ανάλογου της εισόδου. Για το λόγο αυτό ο κύκλος εργασίας από 0 έως 1 είναι απαραίτητο να μετασχηματιστεί σε αριθμό μεταξύ 0 και 255.

Με τον κόμβο «Analog Input» ο μικροεπεξεργαστής Arduino μετράει την αναλογική τάση σε συγκεκριμένους ακροδέκτες του (pins), την ψηφιοποιεί σε αριθμό με 10bits (0 – 1024) και τέλος σε επίπεδο λογισμικού το ψηφιακό νούμερο μετατρέπεται αριθμητικά σε αριθμό που αντιστοιχεί στην τάση που μετρήθηκε.



Σχήμα 5-5. Μοντέλο Simulink για αμφίδρομη επικοινωνία με μικροεπεξεργαστή Arduino.

Σε περίπτωση ύπαρξης και συστήματος ελέγχου, το μοντέλο μπορεί να επεκταθεί συμπεριλαμβάνοντας και τον κόμβο του συστήματος ελέγχου σύμφωνα με το Σχήμα 5-6.



Σχήμα 5-6. Μοντέλο Simulink με Σύστημα Ελέγχου και αμφίδρομη επικοινωνία με μικροεπεξεργαστή Arduino.

Για τη χρήση του μικροεπεξεργαστή Arduino Due, το Simulink παρέχει δύο βασικές εναλλακτικές:

- Deploy to Hardware: το Simulink μετατρέπει το μοντέλο (Σχήμα 5-5) σε κώδικα C, τον οποίο εγγράφει στον μικροεπεξεργαστή. Ο μικροεπεξεργαστής πλέον λειτουργεί αυτόνομα χωρίς την ανάγκη σύνδεσης με το Simulink.

- External Mode: το Simulink εγγράφει στον μικροεπεξεργαστή κομμάτια του κώδικα αλλά διατηρεί αμφίδρομη επικοινωνία με τον μικροεπεξεργαστή σε πραγματικό χρόνο. Με τον τρόπο αυτό, είναι εφικτό να ελέγχεται ο μικροεπεξεργαστής από τον υπολογιστή και επιπλέον υπάρχει η δυνατότητα τροποποίησης συγκεκριμένων παραμέτρων του μοντέλου (π.χ. κέρδη ελεγκτή) σε πραγματικό χρόνο.

Για τις ανάγκες της παρούσας μελέτης προτιμάται η χρήση του External Mode. Αυτό παρέχει τη δυνατότητα αξιοποίησης των εργαλείων οπτικοποίησης του Simulink και του Matlab και παρέχει επίσης τη δυνατότητα καλύτερης εποπτείας και καλύτερου ελέγχου της διαδικασίας αναγνώρισης συστήματος και υπολογισμού των κερδών του συστήματος ελέγχου.

5.3 Αναγνώριση Συστήματος και Σχεδιασμός Ελεγκτή στο Υπολογιστικό Μοντέλο

Εφόσον τα τεχνικά χαρακτηριστικά του συστήματος είναι γνωστά, έστω και με κάποιες μικρές αποκλίσεις, μπορεί να καταστρωθεί υπολογιστικό μοντέλο στο λογισμικό Simscape σύμφωνα με την Ενότητα 4.6.2. Η μοντελοποίηση στο Simscape δεν προϋποθέτει Παραδοχή Μικρών Διακοπτικών Διαταραχών ούτε κάποια γραμμικοποίηση.

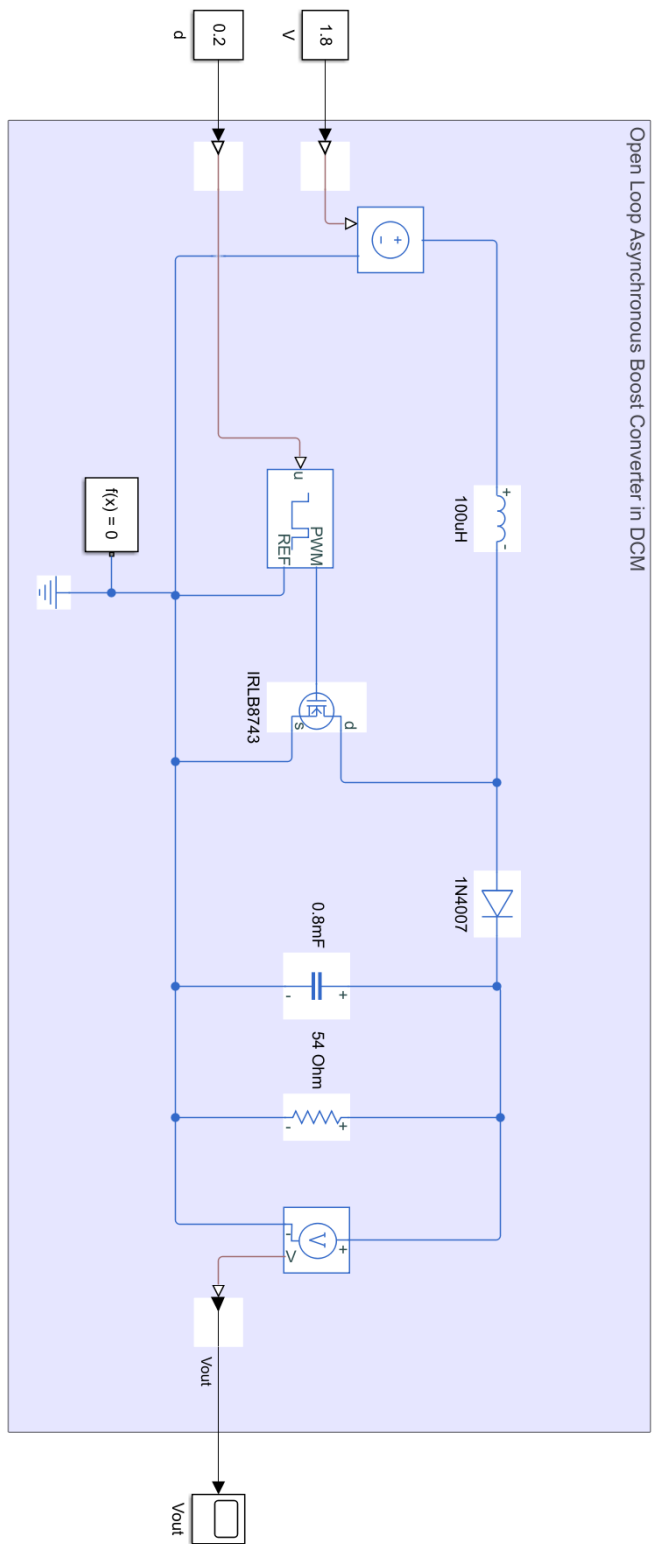
Στη συνέχεια γίνεται χρήση του πακέτου Simulink Control Design και συγκεκριμένα του κόμβου αυτόματης ρύθμισης ελεγκτή τριών όρων ανοικτού βρόχου «Open-Loop PID Autotuner».

5.3.1 Αναγνώριση Συστήματος σε Ανοικτό Βρόχο και Σχεδιασμός Ελέγχου PID

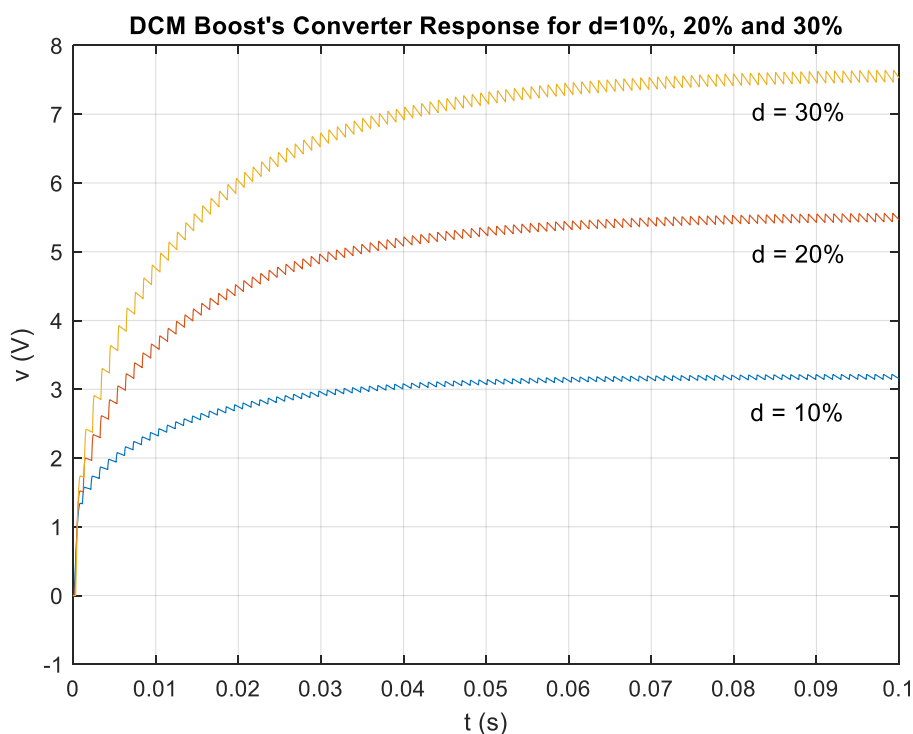
Στο πρώτο στάδιο δημιουργείται το μοντέλο Simscape (Ενότητα 4.6.2) χωρίς το Σύστημα Ελέγχου (Σχήμα 5-7). Αρχικά παρέχεται στο μοντέλο, σταθερή τάση εισόδου, ίση με την ονομαστική τάση εισόδου ή τη μέση τιμή της μεταβαλλόμενης τάσης εισόδου. Στη συνέχεια δίνονται διαδοχικά από το σχεδιαστή δοκιμαστικά σήματα ελέγχου, δηλαδή συγκεκριμένοι κύκλοι εργασίας και εξετάζεται η τάση εξόδου, μέχρις ότου βρεθεί η τιμή εκείνη του κύκλου εργασίας που οδηγεί την τάση εξόδου κοντά στην επιθυμητή τιμή. Για τη συγκεκριμένη μελέτη περίπτωσης η τιμή αυτή αντιστοιχεί σε κύκλο εργασίας 20% (Σχήμα 5-8).

Στη συνέχεια εισάγεται ο κόμβος αυτόματης ρύθμισης των κερδών ελεγκτή PID από ανοικτό βρόχο («Open-Loop PID Autotuner» - Σχήμα 5-9). Ο κόμβος αυτός ενεργοποιείται από τη θύρα «start/stop». Όταν η θύρα αυτή λάβει την τιμή 1, τότε ο κόμβος «Open-Loop PID Autotuner» ενεργοποιείται και διεξάγει δοκιμές αναγνώρισης συστήματος προσθέτοντας στο σήμα ελέγχου, ημιτονοειδή και βηματικά σήματα, συγκεκριμένου πλάτους και συγκεκριμένων συχνοτήτων. Παράλληλα καταγράφεται η απόκριση του συστήματος στα σήματα αναγνώρισης και διαμορφώνεται υπολογιστικά η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος (Frequency Response Data – FRD) γύρω από το επιθυμητό σημείο λειτουργίας.

Οι συχνότητες στις οποίες τα σήματα αναγνώρισης διεγείρουν το σύστημα είναι πολλαπλάσια (1/3, 1, 3, 10) του επιθυμητού εύρους ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου, το οποίο καθορίζεται από το σχεδιαστή. Για τη συγκεκριμένη μελέτη περίπτωσης επιθυμητό εύρος ζώνης θεωρείται το εύρος ζώνης που προέκυψε στην Ενότητα 4.5 (~95rad/s).



Σχήμα 5-7. Simscape μοντέλο Ανυψωτή Τάσης Ασυνεχούς Αγωγής και Ανοικτού Βρόχου.



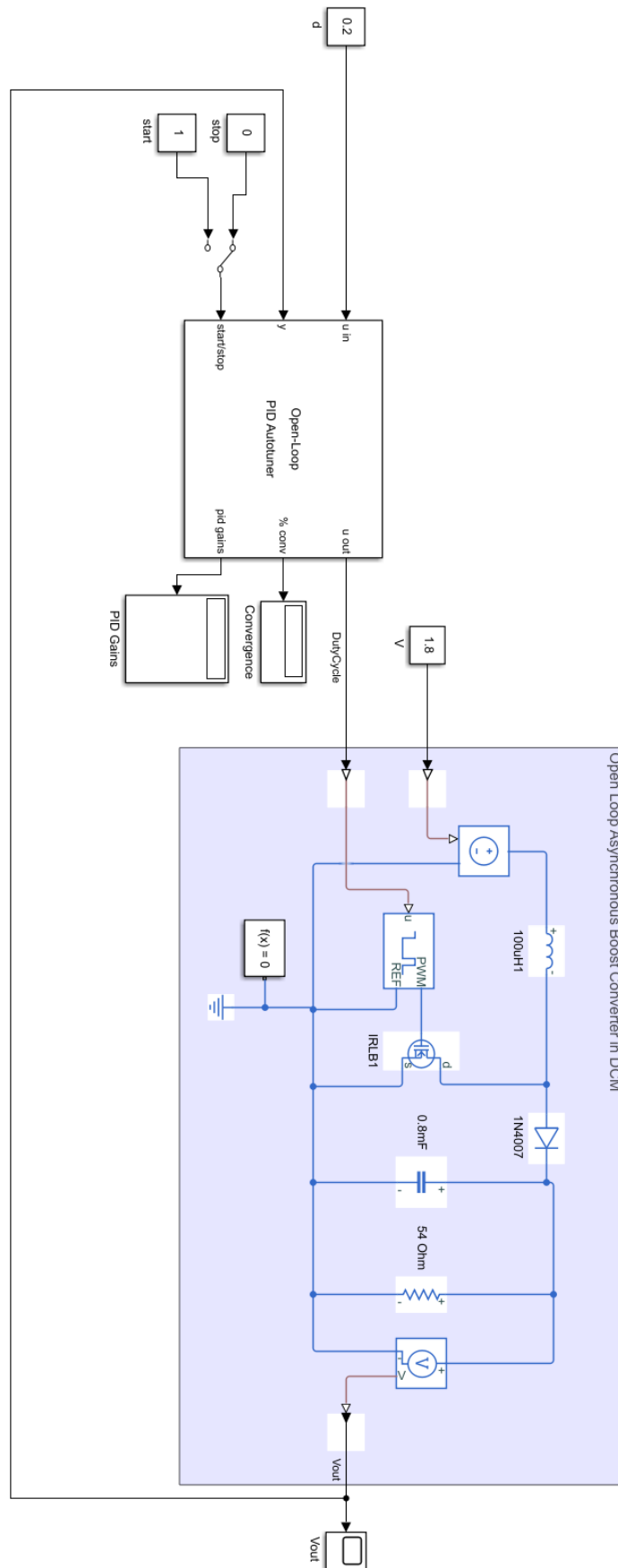
Σχήμα 5-8. Απόκριση του Ανυψωτή Τάσης Ασυνεχούς Λειτουργίας, Ανοικτού Βρόχου για διαφορετικούς κύκλους εργασίας.

Τα πλάτη διέγερσης των ημιτονοειδών και βηματικών σημάτων αναγνώρισης, καθορίζονται από το σχεδιαστή και πρέπει να είναι αρκετά μεγάλα ώστε οι αποκρίσεις του συστήματος να ξεχωρίζουν από τις διακοπτικές διαταραχές αλλά και αρκετά μικρά ώστε το σύστημα να παραμένει κοντά στο επιθυμητό σημείο λειτουργίας και μια «γειτονιά» που μπορεί προσεγγιστικά να θεωρηθεί γραμμική. Πρακτικά σε ένα ανυψωτή τάσης, μπορούν να γίνουν αποδεκτά πλάτη διέγερσης της τάξης του 5-10% του ονομαστικού κύκλου εργασίας.

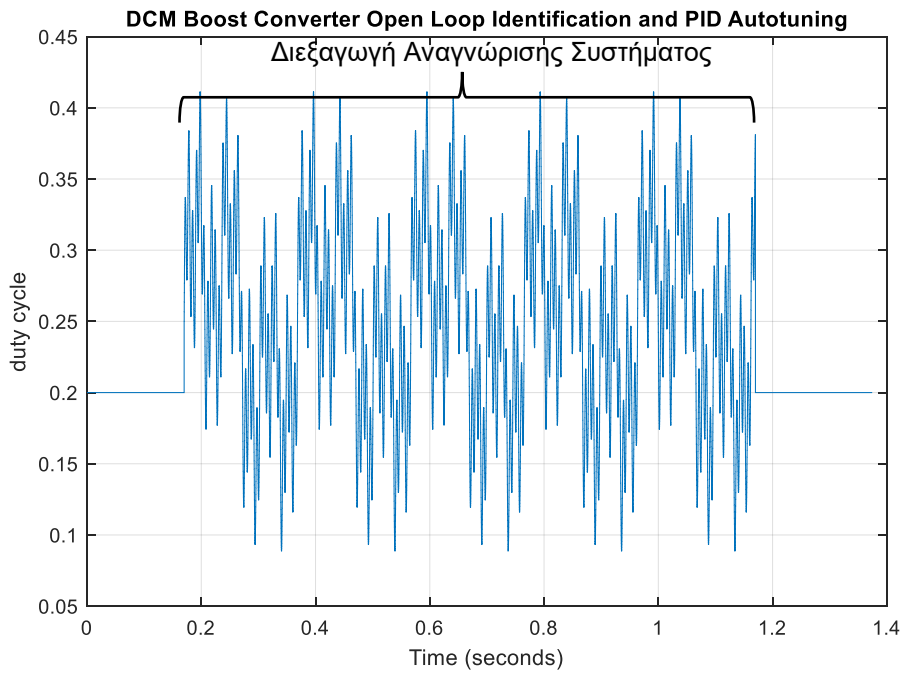
Κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης, η εκτίμηση του συστήματος σταδιακά συγκλίνει στο 100%, οπότε πλέον θεωρείται ότι το σύστημα έχει αναγνωριστεί επιτυχώς σε μία περιοχή γύρω από το σημείο ονομαστικής λειτουργίας και ο σχεδιαστής δίνει στη θύρα start/stop του αυτόματου ρυθμιστή κερδών, σήμα 0 για να σταματήσει η διαδικασία αναγνώρισης (προσοχή απαιτείται στο ότι η προσομοίωση δεν πρέπει να τερματιστεί πριν από αυτό το βήμα). Αμέσως μετά υπολογίζονται αυτόματα, προτεινόμενα κέρδη για ελεγκτή PID κλειστού βρόχου με αρνητική ανατροφοδότηση. Τα κέρδη αυτά εξασφαλίζουν ευστάθεια και ένα ελάχιστο περιθώριο φάσης, σύμφωνα με προδιαγραφή που έχει δοθεί από το σχεδιαστή (τυπικά περίπου 60°).

Στο Σχήμα 5-10 και στο Σχήμα 5-11 παρουσιάζεται η μεταβολή του κύκλου εργασίας και της τάσης εξόδου κατά τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος.

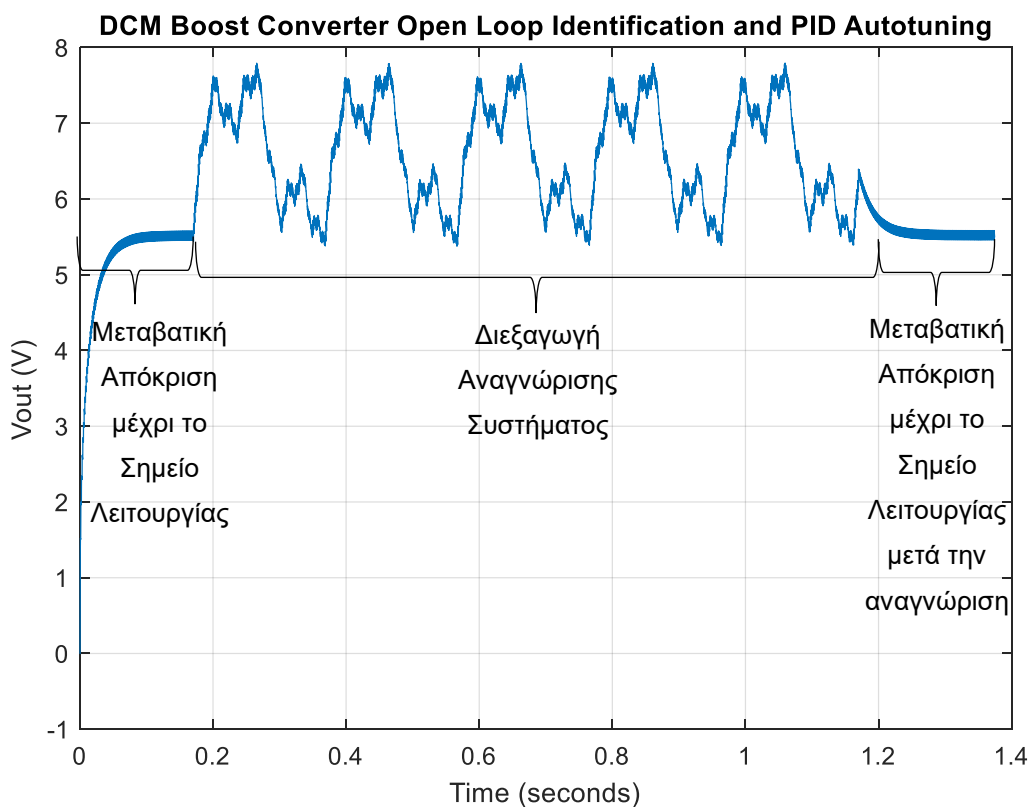
Στο Σχήμα 5-12 παρουσιάζεται σε διάγραμμα Bode η απόκριση του συστήματος στις συχνότητες διέγερσης κατά τη διεξαγωγή αναγνώρισης καθώς και η συνάρτηση μεταφοράς (G_{vd}) μεταξύ κύκλου εργασίας (d) και τάσης εξόδου (v) που προκύπτει κατά προσέγγιση.



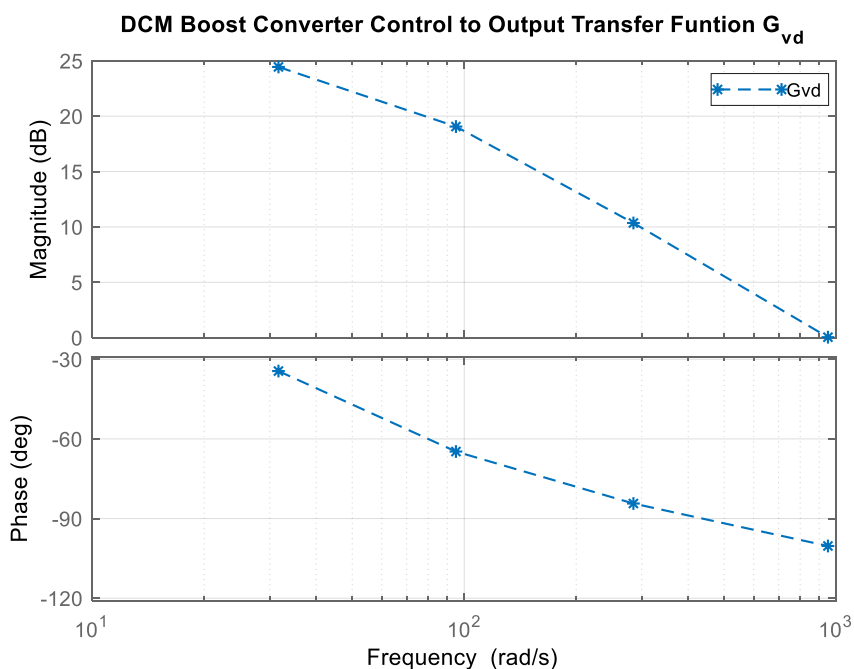
Σχήμα 5-9. Simscape μοντέλο με τον κόμβο αυτόματης αναγνώρισης συστήματος και ρύθμιση κερδών ελεγκτή PID σε Ανοικτό Βρόχο (Open-Loop PID Autotuner).



Σχήμα 5-10. Ο κύκλος εργασίας κατά τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος με ανοικτό βρόχο.



Σχήμα 5-11. Η τάση εξόδου του Ανυψωτή Τάσης Ασυνεχούς Αγωγής κατά τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος.



Σχήμα 5-12. Διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς που συνδέει τον κύκλο εργασίας με την τάση εξόδου σε Ανυψωτή Τάσης Ασυνεχούς Αγωγής γύρω κοντά στο επιθυμητό εύρος ζώνης, όπως προκύπτει από την προσομοίωση του κυκλώματος στο Simscape. Με αστερίσκο διακρίνονται τα σημεία που προέκυψαν κατά τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος στις αντίστοιχες συχνότητες. Με διακεκομμένη γραμμή η προσέγγιση της συνάρτησης μεταφοράς.

Τέλος ο Πίνακας 5-8 περιλαμβάνει τα προτεινόμενα κέρδη για ελεγκτή PID όπως προκύπτουν από αυτόματη ρύθμιση (autotuning) μέσα από το λογισμικό, με βάση τη συνάρτησης μεταφοράς που προέκυψε από τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος.

Πίνακας 5-8. Χαρακτηριστικά του συστήματος ελέγχου PID όπως προκύπτουν από αυτόματη ρύθμιση (autotuning) μέσα από ειδικό λογισμικό με βάση τη συνάρτησης μεταφοράς που προέκυψε από τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος στο υπολογιστικό μοντέλο.

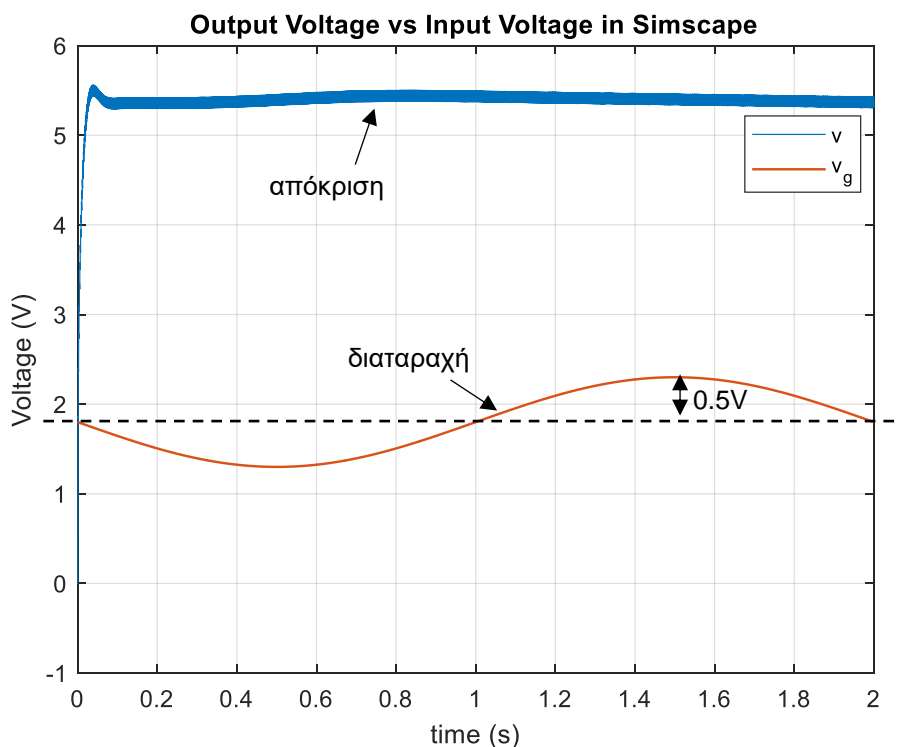
Κέρδος Αναλογικού Όρου (K_p)	0.064
Κέρδος Ολοκληρωτικού Όρου (K_i)	7
Κέρδος Διαφορικού Όρου (K_d)	0
Εκτιμώμενο Περιθώριο Φάσης (PM)	66.4°
Εκτιμώμενο Εύρος Ζώνης	73 rad/s

5.3.2 Αξιολόγηση της Απόκρισης του Συστήματος Ελέγχου με Προσομοίωση

Στη ενότητα αυτή, αξιολογείται, μέσω προσομοίωσης, η απόκριση του ανυψωτή τάσης με το Σύστημα Ελέγχου που σχεδιάστηκε στην Ενότητα 5.3.1.

Η αξιολόγηση γίνεται με τη εισαγωγή διαταραχής (\hat{v}_g) στην τάση εισόδου, πλάτους 0.5 V (~30% της μέσης τιμής) και περιόδου (ω_g) 2s. Στη συνέχεια εξετάζεται η διακύμανση της τάσης εξόδου και γίνεται σύγκριση με την τάση εξόδου που θα υπήρχε χωρίς Σύστημα Ελέγχου με τη χρήση σταθερού κύκλου εργασίας.

Στο Σχήμα 5-13 παρουσιάζεται η απόκριση του ανυψωτή τάσης με χρήση του συστήματος ελέγχου της Ενότητας 5.3.1. Το αποτέλεσμα έχει προκύψει από προσομοίωση στο λογισμικό Simscape.



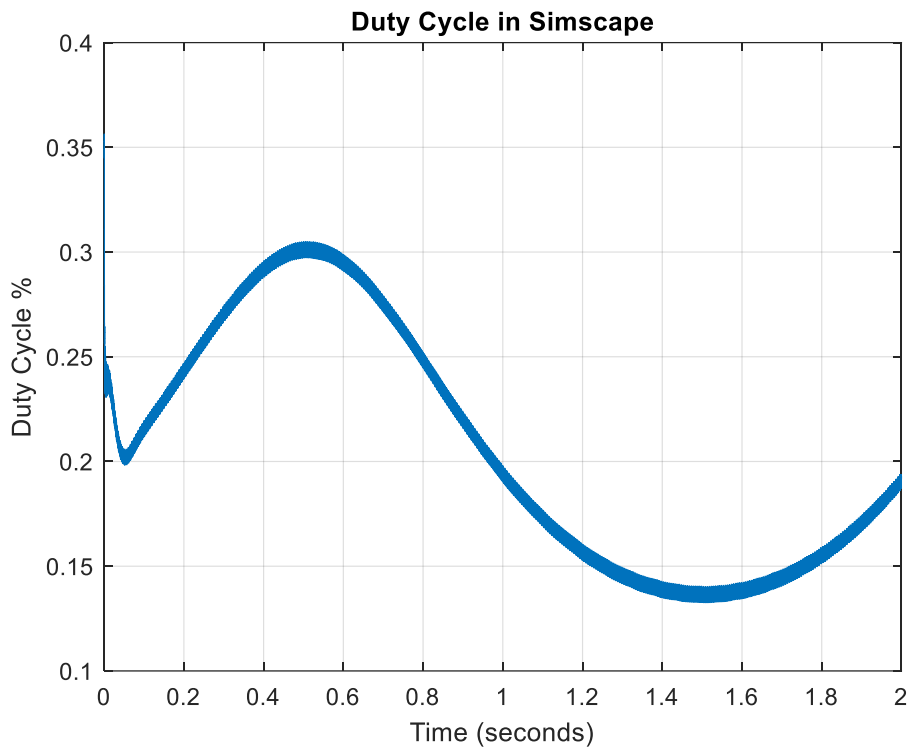
Σχήμα 5-13. Προσομοίωση της απόκρισης Ανυψωτή Τάσης σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής, με Σύστημα Ελέγχου για απόρριψη διαταραχών.

Είναι εμφανές ότι το Σύστημα Ελέγχου, που προέκυψε μέσα από τη διαδικασία αναγνώρισης συστήματος, είναι ικανό να απορρίψει τη διαταραχή στην είσοδο, παρέχοντας στην έξοδο, τάση εντός των προδιαγραφών.

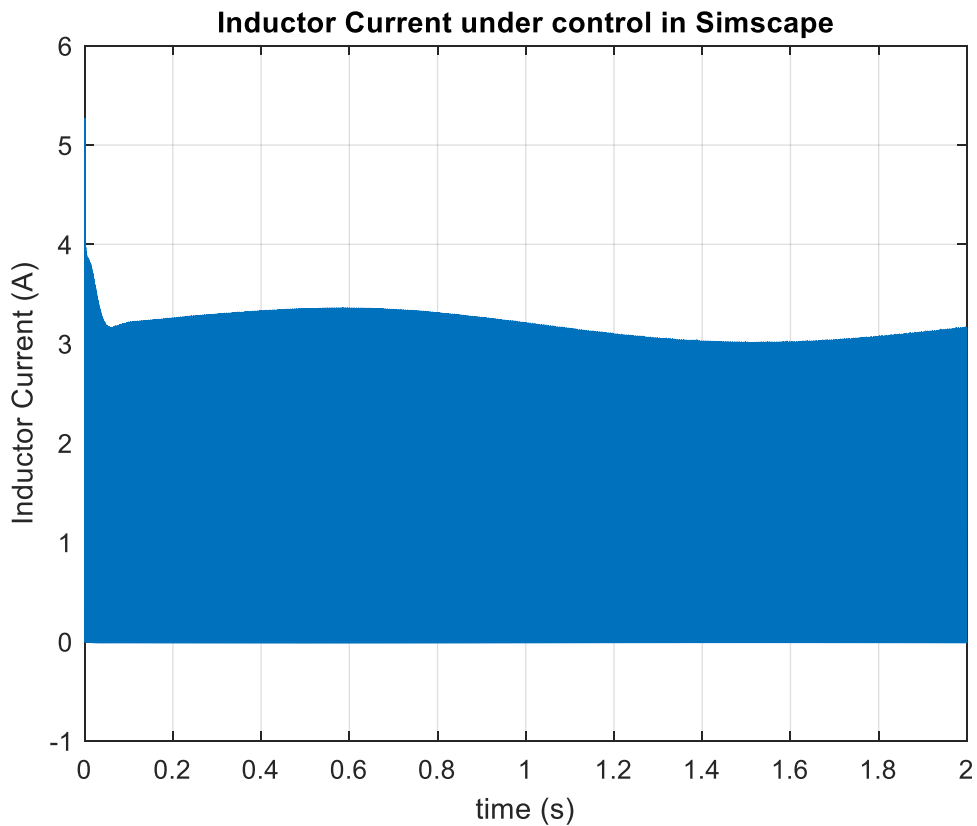
Η απόρριψη των διαταραχών επιτυγχάνεται με την κατάλληλη μεταβολή του κύκλου εργασίας από το Σύστημα Ελέγχου. Η μεταβολή αυτή, για το συγκεκριμένο παράδειγμα, παρουσιάζεται στο Σχήμα 5-14. Κατά την εκκίνηση του συστήματος, κατά τα πρώτα περίπου 0.1s, υπάρχει μία απότομη μεταβολή του κύκλου εργασίας, ώστε ο ανυψωτής τάσης να μεταβεί από μηδενική τάση εξόδου στην επιθυμητή και στη συνέχεια ο κύκλος εργασίας μεταβάλλεται κατά τρόπο τέτοιο ώστε να αντισταθμίζει τη διαταραχή στην τάση εισόδου.

Στο Σχήμα 5-15 παρουσιάζεται το ρεύμα του πηνίου του Ανυψωτή Τάσης σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής. Στη λειτουργία αυτή το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται σε κάθε διακοπτική περίοδο και έτσι η εικόνα που παρατηρείται στο σχήμα αυτό είναι πολύ διαφορετική από την εικόνα που υπήρχε στο αντίστοιχο σχήμα για Ανυψωτή Τάσης σε Λειτουργία Συνεχούς Αγωγής (Σχήμα 4-17).

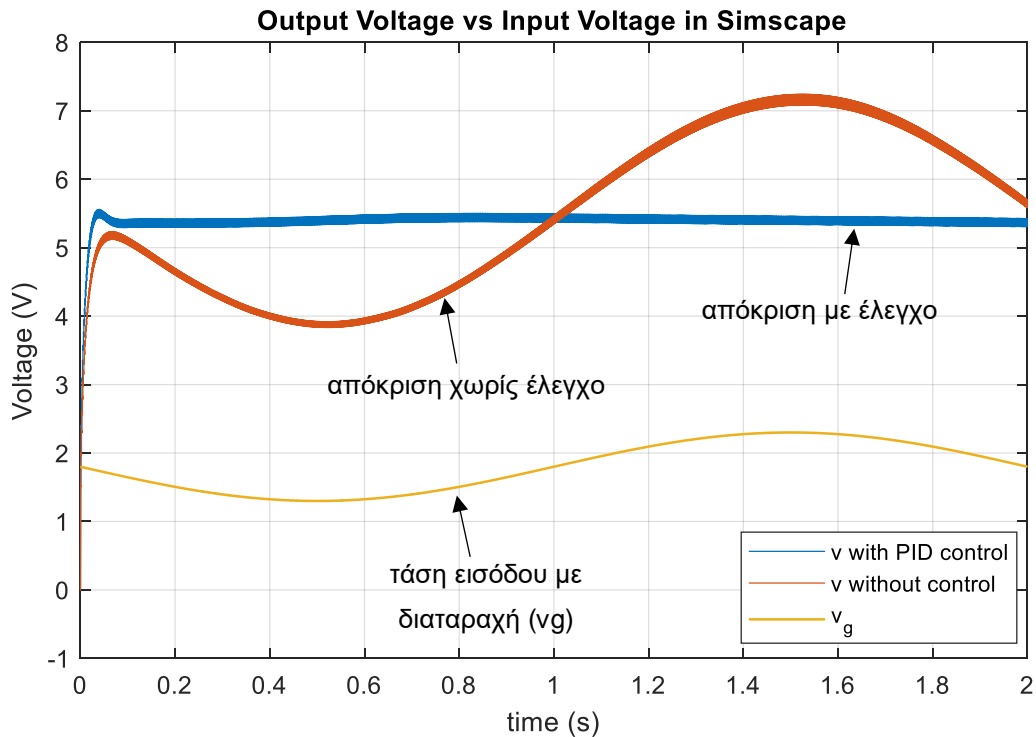
Στο Σχήμα 5-16 παρουσιάζεται συγκριτικά, η απόκριση που θα είχε το ίδιο σύστημα ανύψωσης τάσης, με και χωρίς Σύστημα Ελέγχου. Στην περίπτωση απουσίας συστήματος ελέγχου θεωρείται σταθερός κύκλος εργασίας ίσος με 20%. Εύκολα μπορεί να διαπιστωθεί ότι το Σύστημα Ελέγχου συμβάλει ουσιαστικά στη μείωση των διαταραχών στην τάση εξόδου.



Σχήμα 5-14. Ο κύκλος εργασίας του Ανυψωτή Τάσης σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής καθώς μεταβάλλεται από το Σύστημα Ελέγχου ώστε να απορριφθεί η διαταραχή στην τάση εισόδου.



Σχήμα 5-15. Το ρεύμα του πηνίου του Ανυψωτή τάσης σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής.



Σχήμα 5-16. Σύγκριση της απόκρισης του Ανυψωτή Τάσης σε Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής, με και χωρίς Σύστημα Ελέγχου.

5.4 Απόκριση Υλικού Συστήματος

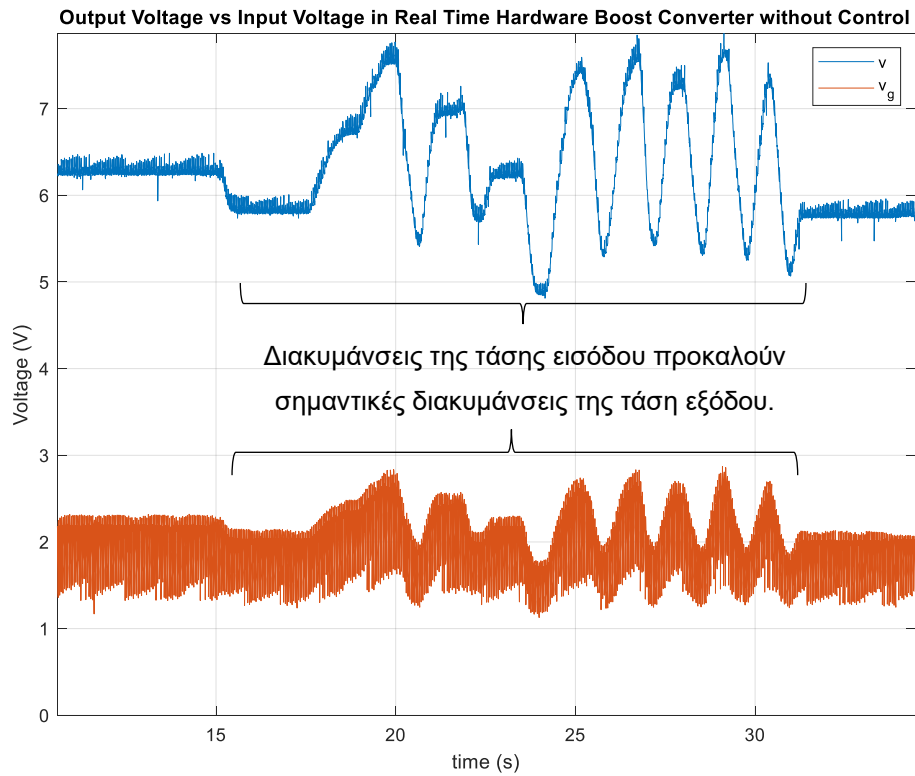
Σε αυτή την Ενότητα μελετάται η απόκριση του υλικού συστήματος χωρίς Σύστημα Ελέγχου και με το Σύστημα Ελέγχου που προέκυψε από την Ενότητα 5.3.

5.4.1 Απόκριση χωρίς Σύστημα Ελέγχου

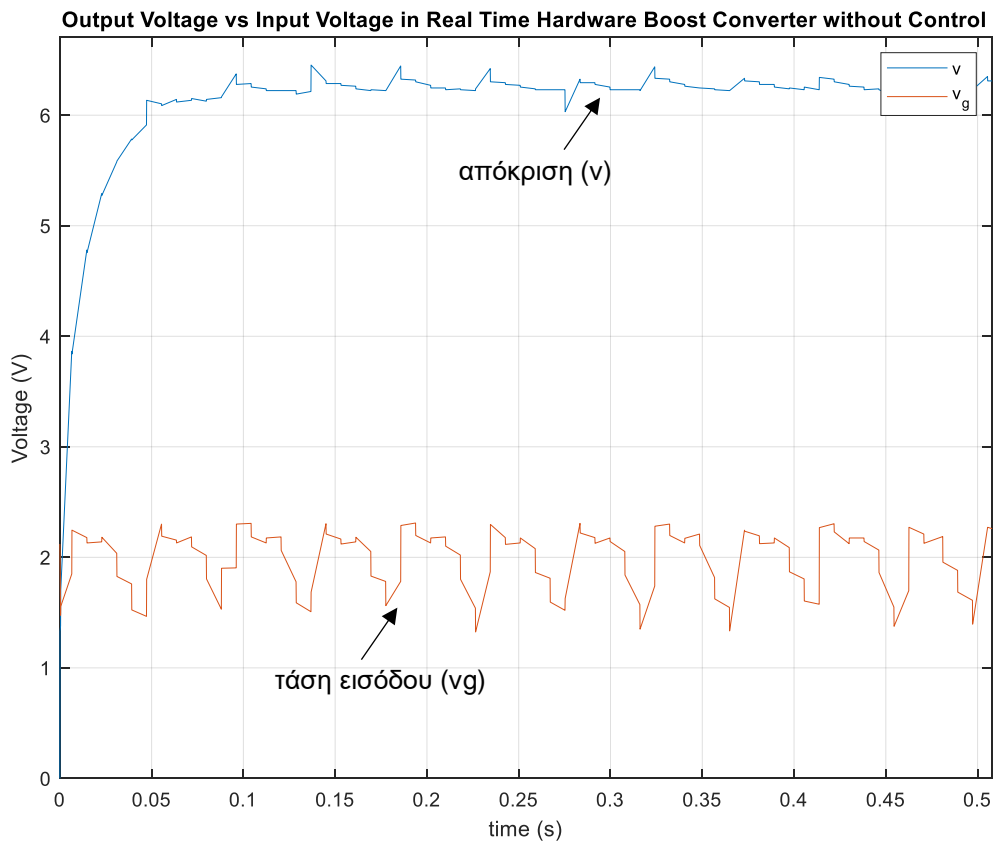
Στην ενότητα αυτή, γίνεται μία πρώτη δοκιμή του πραγματικού συστήματος. Αφού το σύστημα υλοποιηθεί και προγραμματιστεί, εξετάζεται η απόκρισή του σε διαταραχές της τάσης εισόδου. Ο κύκλος εργασίας διατηρείται σταθερός, ίσος με 40%, τιμή η οποία προκύπτει μέσα από δοκιμές και αντιστοιχεί στον απαραίτητο κύκλο εργασίας για το μετασχηματισμό τάσης εισόδου 1.8V σε τάση εξόδου 5.4V στο υλικό σύστημα ανύψωσης τάσης.

Στο Σχήμα 5-17 απεικονίζεται η τάση εξόδου και η τάση εισόδου της πειραματικής διάταξης ανυψωτή τάσης. Η τάση εισόδου παρουσιάζει διακυμάνσεις. Οι υψίσυχνες διακυμάνσεις οφείλονται στο πηνίο του ανυψωτή τάσης. Οι χαμηλής συχνότητας διακυμάνσεις της τάσης εισόδου, αποτελούν κομμάτι της αξιολόγησης της απόκρισης και δημιουργούνται σκόπιμα από το σχεδιαστή μηχανικό. Γίνεται αντιληπτό ότι οι διακυμάνσεις της τάσης εισόδου προκαλούν μεγαλύτερου πλάτους διακυμάνσεις στην τάση εξόδου, όταν δεν υπάρχει Σύστημα Ελέγχου.

Στο Σχήμα 5-18 παρουσιάζεται η μεταβατική απόκριση κατά την εκκίνηση του Ανυψωτή Τάσης. Ο χρόνος αποκατάστασης, σύμφωνα με το σχήμα, προκύπτει περίπου 0.1s και δεν παρουσιάζεται κάποια υπερακόντιση.



Σχήμα 5-17. Η τάση εξόδου και η τάση εισόδου στην πειραματική διάταξη Ανυψωτή Τάσης, χωρίς αυτόματο έλεγχο.



Σχήμα 5-18. Η μεταβατική απόκριση του Υλικού Ανυψωτή Τάσης κατά την εκκίνηση.

5.4.2 Απόκριση με το Σύστημα Ελέγχου που προέκυψε από την προσομοίωση

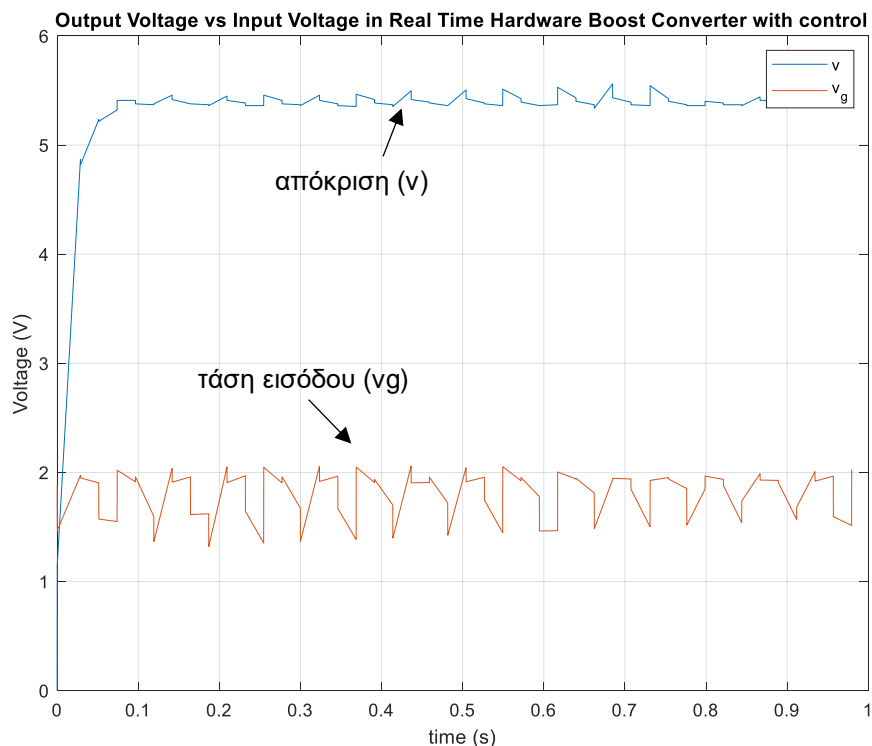
Στην ενότητα αυτή, αξιοποιείται το Σύστημα Ελέγχου που προέκυψε από την προσομοίωση (Ενότητα 5.3) και γίνεται χρήση του σχετικού μοντέλου Simulink που εμπεριέχει (βλ. Σχήμα 5-6) και τη διεπαφή με τον μικροεπεξεργαστή.

Μόλις το σύστημα σταθεροποιηθεί μετά την εκκίνηση (Σχήμα 5-19) εισάγονται χειροκίνητα μέσα από το τροφοδοτικό (Σχήμα 5-1) διαταραχές στην τάση εισόδου με περίοδο 1 – 2s και πλάτος 1-3V (Σχήμα 5-20). Ταυτόχρονα το Σύστημα Ελέγχου, αυτόματα προσαρμόζει τον κύκλο εργασίας (Σχήμα 5-21) με στόχο την απόρριψη των διαταραχών στην τάση εξόδου, γεγονός που στη συνέχεια αξιολογείται (Σχήμα 5-20).

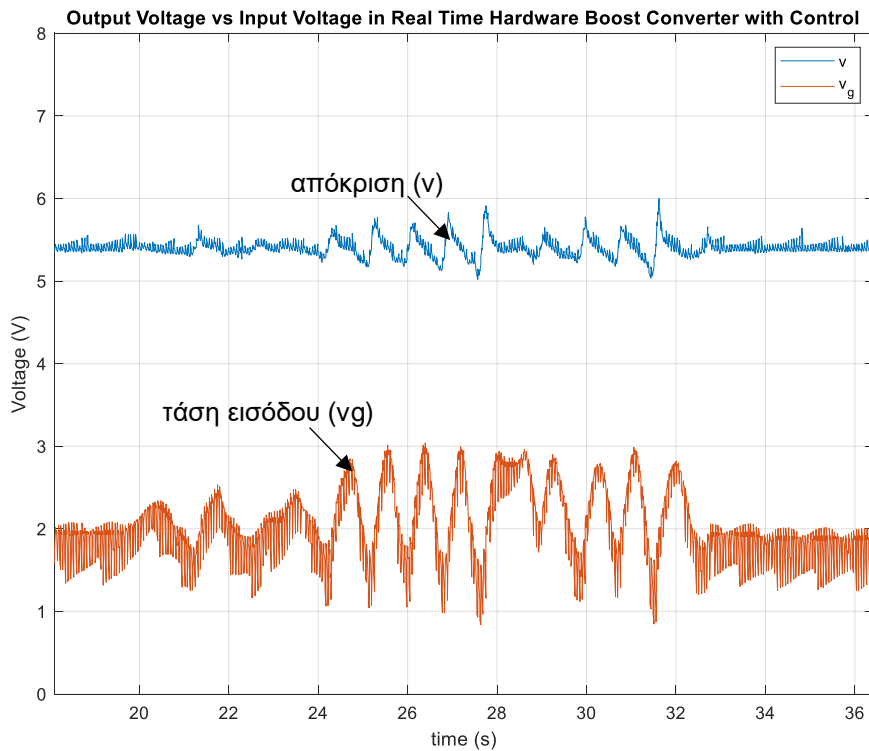
Είναι εμφανές από το Σχήμα 5-20, ότι η τάση εξόδου σταθεροποιείται σε ικανοποιητικό βαθμό, σύμφωνα με τις προδιαγραφές και σε σχέση την απόκριση του συστήματος χωρίς έλεγχο (Σχήμα 5-17).

Για την επίτευξη αυτού του σκοπού το σήμα ελέγχου, που το αποτελεί ο κύκλος εργασίας κινείται μεταξύ 20% και 70% (Σχήμα 5-21). Αν ληφθεί υπόψη ότι το σήμα ελέγχου έχει άνω όριο 95% και κάτω όριο 5% γίνεται αντιληπτό ότι το πλάτος της διακύμανσης της τάσης εισόδου δεν έχει μεγάλο περιθώριο περαιτέρω αύξησής του.

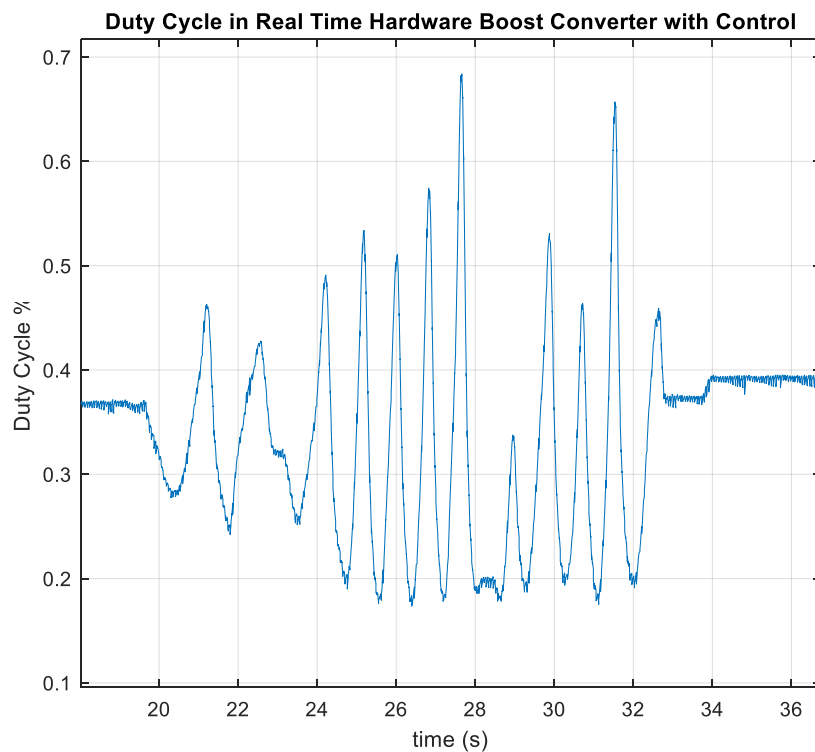
Τέλος, αξιολογείται η απόκριση του συστήματος και κατά τη μεταβατική φάση που παρουσιάζεται κατά την εκκίνηση (Σχήμα 5-19 και Σχήμα 5-22). Διαπιστώνεται ότι με το συγκεκριμένο ελεγκτή δεν παρουσιάζεται υπερακόντιση, γεγονός το οποίο αξιολογείται θετικά, πιθανότατα όμως οφείλεται σε συγκυρία καθώς το μοντέλο προσομοίωσης και το υλικό σύστημα έχουν κάποιες αποκλίσεις και για να εξασφαλιστεί αυτό το χαρακτηριστικό θα έπρεπε να έχουν εφαρμοστεί ειδικές τεχνικές (π.χ. robust control design).



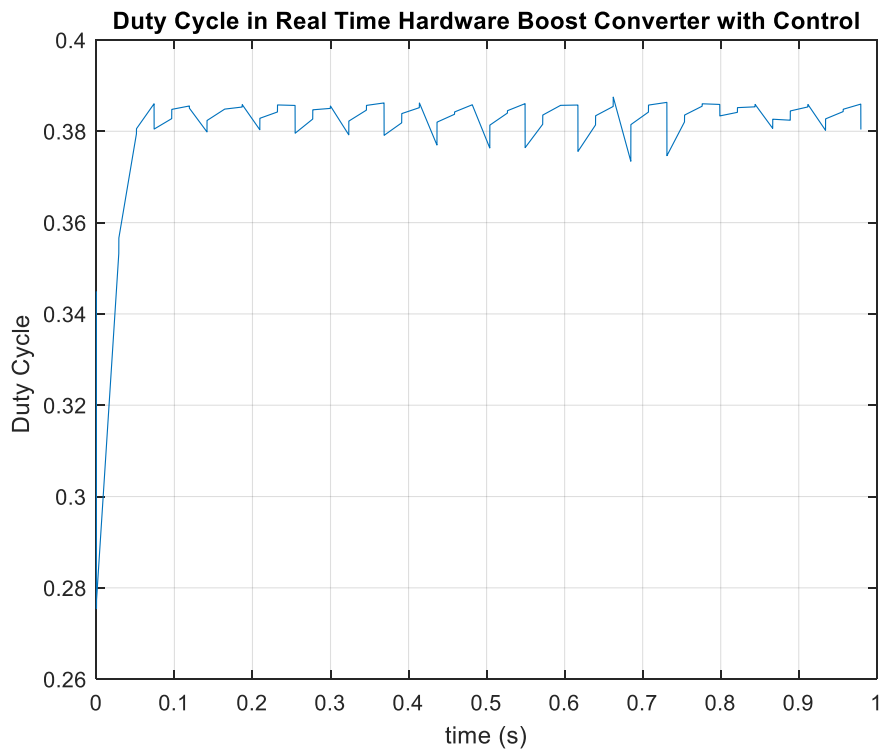
Σχήμα 5-19. Η μεταβατική απόκριση του υλικού συστήματος ανύψωσης τάσης κατά την εκκίνησή του.



Σχήμα 5-20. Απόσβεση των διαταραχών της τάσης εισόδου στην τάση εξόδου στο υλικό σύστημα ανύψωσης τάσης από το Σύστημα Ελέγχου που καθορίστηκε μέσα από την προσομοίωση.



Σχήμα 5-21. Ο κύκλος εργασίας καθώς μεταβάλλεται στο χρόνο από το Σύστημα Ελέγχου στο υλικό σύστημα ανύψωσης τάσης, προκειμένου να αντισταθμιστούν οι διαταραχές της τάσης εισόδου και να διατηρηθεί σταθερή η τάση εξόδου.



Σχήμα 5-22. Η προσαρμογή του κύκλου εργασίας από το Σύστημα Ελέγχου κατά την εκκίνηση του ανυψωτή τάσης.

5.5 Αναγνώριση Συστήματος και Σχεδιασμός Ελεγκτή στο Υλικό Σύστημα

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται μία διαφορετική προσέγγιση, η οποία μπορεί να εφαρμοστεί είτε σε συνέχεια των όσων προηγήθηκαν είτε ακόμη και αυτόνομα.

Όπως ακριβώς στην Ενότητα 5.3 έγινε χρήση του υπολογιστικού μοντέλου για την αναγνώριση συστήματος και το σχεδιασμό συστήματος αυτόματου ελέγχου, με τον ίδιο τρόπο μπορεί η ίδια διαδικασία να εφαρμοστεί απευθείας στο υλικό σύστημα και σε πραγματικό χρόνο (real time autotuning).

Εάν δεν υπάρχει ήδη σχεδιασμένος κάποιος ελεγκτής για το υλικό σύστημα ανύψωσης τάσης και δεν υπάρχει καμία πληροφορία ούτε επαρκής εκτίμηση για τα χαρακτηριστικά των στοιχείων που το απαρτίζουν, μπορεί να γίνει χρήση του κόμβου «αυτόματης ρύθμισης κερδών ανοικτού βρόχου» όπως και στην Ενότητα 5.3, λαμβάνοντας ωστόσο υπόψη τη διαδικασία διασύνδεσης Simulink και μικροεπεξεργαστή σύμφωνα με την Ενότητα 5.2.4.

Ωστόσο, σε κάθε άλλη περίπτωση, η διαδικασία αναγνώρισης συστήματος σε ανοικτό βρόχο, συνίσταται να αποφεύγεται σε πραγματικό χρόνο, απευθείας σε υλικά συστήματα, διότι υπάρχει ο κίνδυνος το υλικό σύστημα καθώς θα ρυθμίζεται από τα σήματα αναγνώρισης, απουσία ελεγκτή – τα οποία σε αυτή την περίπτωση περιλαμβάνουν όχι μόνο ημίτονα αλλά και βηματικές μεταβολές – να οδηγηθεί σε αστάθεια, ή σε σημεία κορεσμού των σημάτων ελέγχου ή ακόμη και σε σημεία αρκετά μακριά από το επιθυμητό σημείο λειτουργίας και κατά συνέπεια υπάρχει κίνδυνος ανεπιτυχούς αναγνώρισης αλλά και πολύ περισσότερο υπάρχει ο κίνδυνος να υποστεί το υλικό σύστημα ακόμη και ζημιές. Για όλους αυτούς τους λόγους είναι προτιμότερο, η αναγνώριση συστήματος στο υλικό σύστημα

να γίνεται σε κλειστό βρόχο («closed loop autotuning») ώστε να διασφαλίζεται η απόσβεση των σημάτων αναγνώρισης και η ασφαλής λειτουργία του υλικού συστήματος κατά τη διαδικασία αυτή.

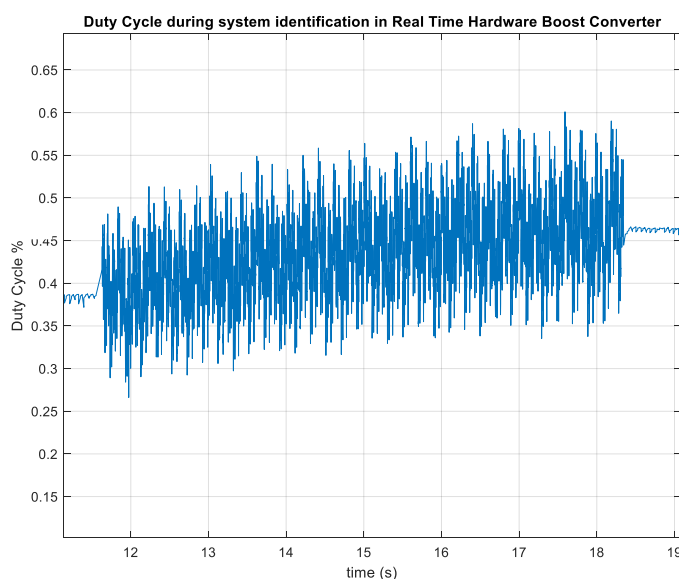
5.5.1 Αναγνώριση Συστήματος σε Πραγματικό Χρόνο και Σχεδιασμός Ελεγκτή PID

Για την αναγνώριση του συστήματος σε πραγματικό χρόνο και τον αυτόματο καθορισμό των κερδών του ελεγκτή PID, εισάγεται στο μοντέλο που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5-6, ο κόμβος «αυτόματης αναγνώρισης συστήματος και ρύθμισης κερδών ελεγκτή PID σε κλειστό βρόχο» (Closed-Loop PID Autotuner).

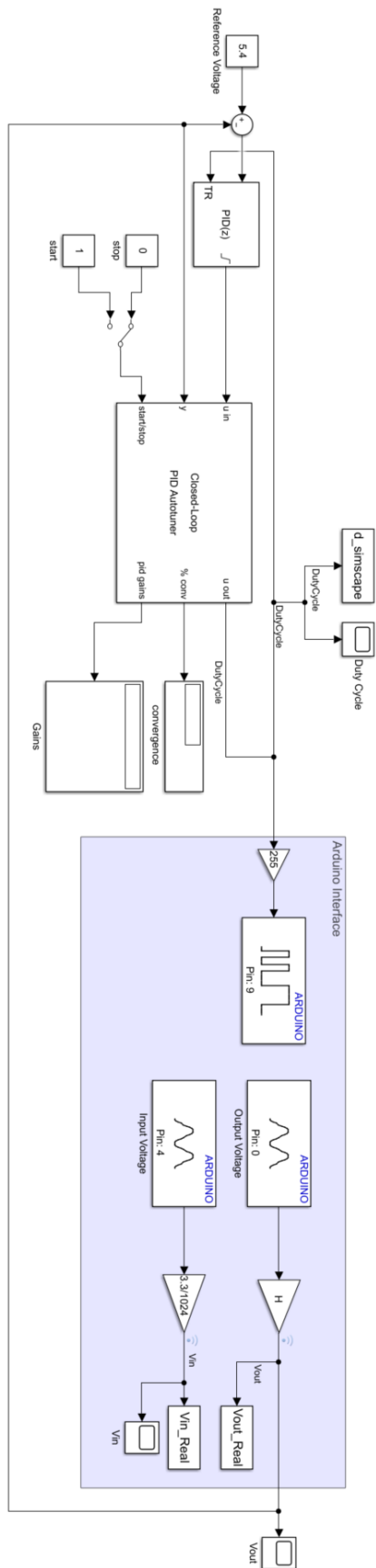
Ο κόμβος αυτός λειτουργεί παρόμοια με τον αντίστοιχο ανοικτού βρόχου όπως παρουσιάζεται στην Ενότητα 5.3.1. Οι κύριες διαφορές του στη παραμετροποίησή του, σε σχέση με τον αντίστοιχο ανοικτού βρόχου είναι ότι ο κλειστού βρόχου δεν επιβάλλει βηματικές διαταραχές στο σήμα ελέγχου αλλά μόνο ημιτονοειδείς διαταραχές σε 5 αντί σε 4 συχνότητες γύρω από το επιθυμητό εύρος ζώνης (1/10, 1/3, 1, 3, 10) και η διαδικασία γενικά απαιτεί περισσότερο χρόνο (περίπου διπλάσιο) για να συγκλίνει. Στο Σχήμα 5-23 παρουσιάζεται η μεταβολή του κύκλου εργασίας κατά τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος. Για τη συγκεκριμένη μελέτη περίπτωσης το επιθυμητό εύρος ζώνης θεωρείται ίδιο με την Ενότητα 5.3.1 (~95rad/s) ενώ ως ελάχιστο περιθώριο φάσης θεωρούνται οι 60°.

Η διαδικασία εκκινεί χρησιμοποιώντας τα κέρδη του ελεγκτή που προέκυψαν από την αντίστοιχη διαδικασία στο υπολογιστικό μοντέλο στην Ενότητα 5.3.1. Αφού το σύστημα βρεθεί στη μόνιμη κατάσταση, τότε ενεργοποιείται η διαδικασία αναγνώρισης συστήματος, είτε χειροκίνητα από το σχεδιαστή (όπως στο Σχήμα 5-24) είτε προγραμματισμένα με χρήση κόμβων του Simulink.

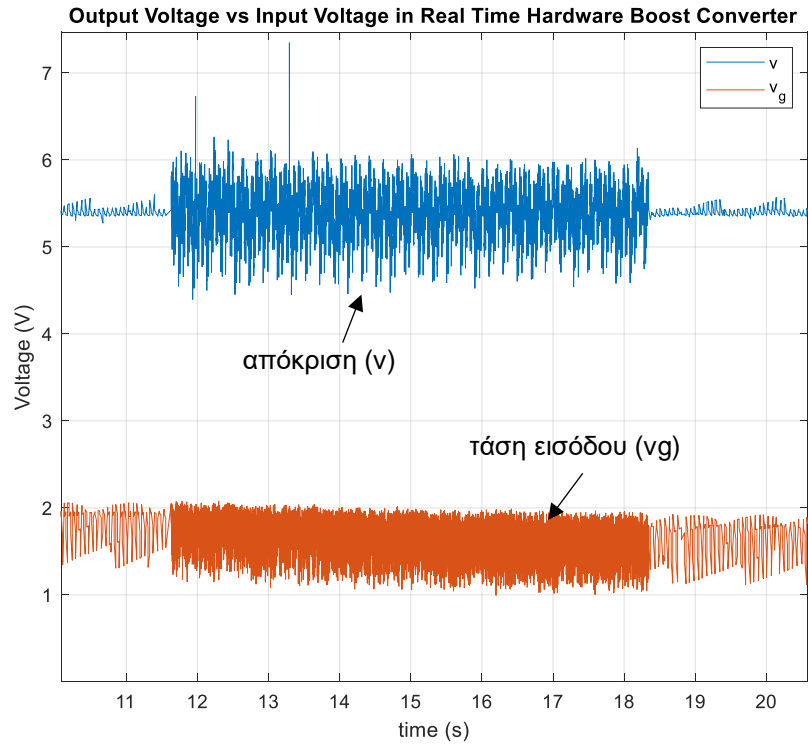
Τέλος σημειώνεται ότι μέχρι το πέρας της διαδικασίας αναγνώρισης συστήματος η τάση εισόδου διατηρείται σταθερή διότι ο κόμβος «αυτόματης αναγνώρισης» προϋποθέτει ότι οι μεταβολές στην έξοδο του συστήματος προέρχονται αποκλειστικά από τις διαταραχές που εκείνος επιβάλλει στο σήμα ελέγχου. Στο Σχήμα 5-25 παρουσιάζεται η μεταβολή της τάσης εξόδου κατά τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος.



Σχήμα 5-23. Εισαγωγή διαταραχών στο σήμα ελέγχου, συγκεκριμένων συχνοτήτων και πλάτους, με σκοπό την αναγνώριση του υλικού συστήματος ανύψωσης τάσης σε πραγματικό χρόνο.

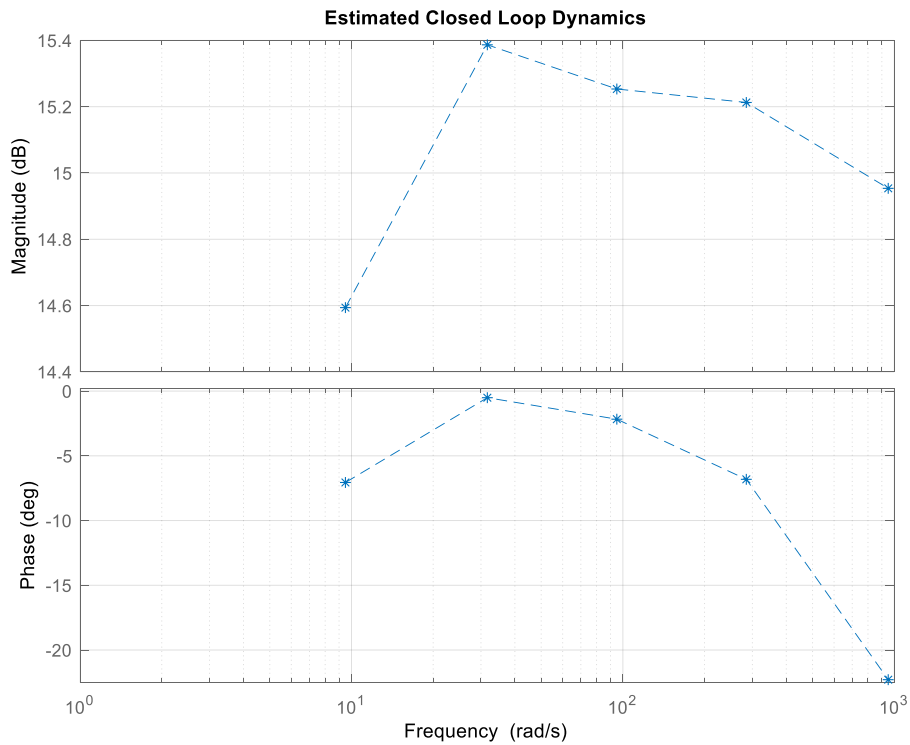


Σχήμα 5-24. Μοντέλο Simulink με τον κόμβο «αυτόματης αναγνώρισης συστήματος και ρύθμισης κερδών ελεγκτή PID σε κλειστό βρόχο» (Closed-Loop PID Autotuner) και τη διεπαφή Simulink – Arduino.



Σχήμα 5-25. Η απόκριση του υλικού συστήματος ανύψωσης τάσης κατά τη διαδικασία αναγνώρισης συστήματος σε πραγματικό χρόνο.

Στο Σχήμα 5-28 παρουσιάζεται σε διάγραμμα Bode η απόκριση του συστήματος στις συχνότητες διέγερσης κατά τη διεξαγωγή αναγνώρισης καθώς και η συνάρτηση μεταφοράς (G_{vd}) μεταξύ κύκλου εργασίας (d) και τάσης εξόδου (v) που προκύπτει κατά προσέγγιση.



Σχήμα 5-26. Η δυναμική του υλικού συστήματος ανύψωσης τάσης όπως προέκυψε κατά τη διαδικασία αναγνώρισης συστήματος σε πραγματικό χρόνο.

Τέλος ο Πίνακας 5-9 περιλαμβάνει τα προτεινόμενα κέρδη για ελεγκτή PID όπως προκύπτουν από αυτόματη ρύθμιση (autotuning) μέσα από το λογισμικό, με βάση τη συνάρτησης μεταφοράς που προέκυψε από τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος. Ο νέος αυτός ελεγκτής έχει διαφορετικά κέρδη από τον πρώτο που είχε προκύψει μέσα από το υπολογιστικό μοντέλο. Περιέχει μόνο ολοκληρωτικό όρο και αυτόν σχεδόν διπλάσιο αριθμητικά σε σχέση με τον πρώτο ελεγκτή.

Πίνακας 5-9. Χαρακτηριστικά του συστήματος ελέγχου PID όπως προκύπτουν από αυτόματη ρύθμιση (autotuning) μέσα από ειδικό λογισμικό με βάση τη συνάρτησης μεταφοράς που προέκυψε από τη διεξαγωγή αναγνώρισης συστήματος στο υπολογιστικό μοντέλο.

Κέρδος Αναλογικού Όρου (K_p)	0
Κέρδος Ολοκληρωτικού Όρου (K_i)	15.458
Κέρδος Διαφορικού Όρου (K_d)	0
Εκτιμώμενο Περιθώριο Φάσης (PM)	87.8°
Εκτιμώμενο Εύρος Ζώνης	89 rad/s

5.5.2 Αξιολόγηση της Απόκρισης του Υλικού Συστήματος με το Σύστημα Ελέγχου

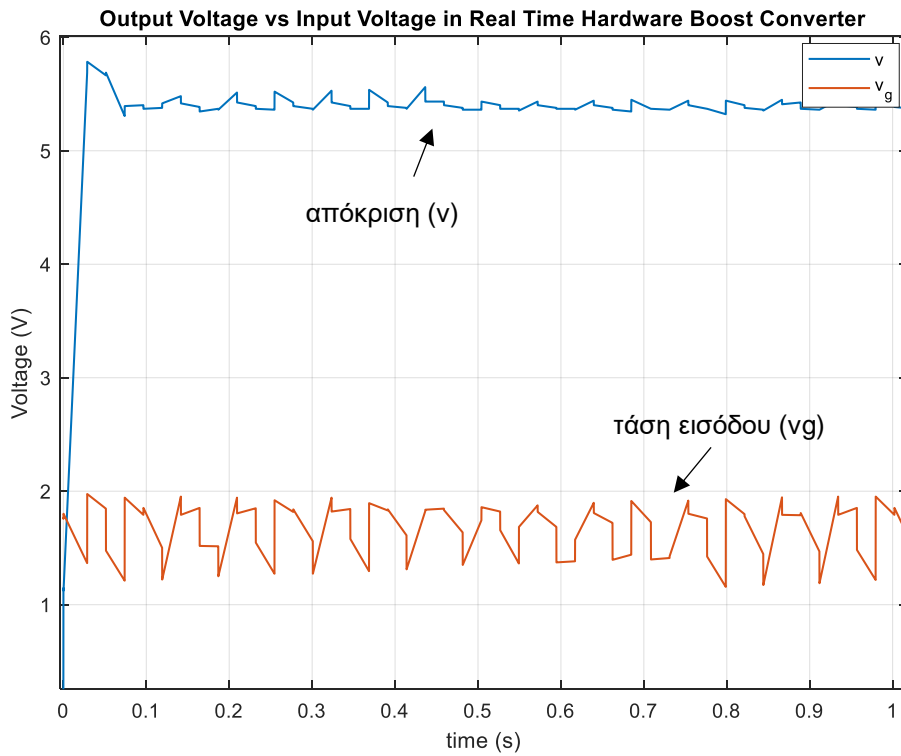
Στην ενότητα αυτή, αξιοποιείται το Σύστημα Ελέγχου που προέκυψε από την αναγνώριση συστήματος σε πραγματικό χρόνο απευθείας στο υλικό σύστημα, με χρήση του κόμβου «αυτόματης αναγνώρισης κλειστού βρόχου» του λογισμικού Simulink Control Design.

Και εδώ μόλις το σύστημα σταθεροποιηθεί μετά την εκκίνηση (Σχήμα 5-27) εισάγονται χειροκίνητα μέσα από το τροφοδοτικό (Σχήμα 5-1) διαταραχές στην τάση εισόδου με περίοδο 1 – 2s και πλάτος 1-3V (Σχήμα 5-28). Ταυτόχρονα το Σύστημα Ελέγχου, αυτόματα προσαρμόζει τον κύκλο εργασίας (Σχήμα 5-29) με στόχο την απόρριψη των διαταραχών στην τάση εξόδου.

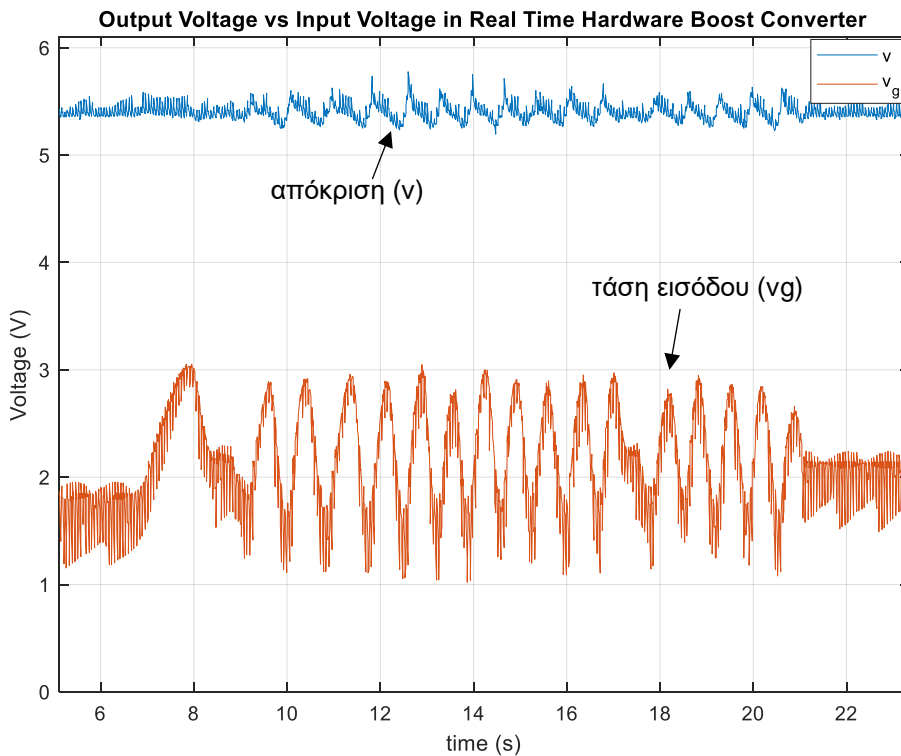
Είναι εμφανές από το Σχήμα 5-28, ότι η τάση εξόδου σταθεροποιείται σε ικανοποιητικό βαθμό, σύμφωνα με τις προδιαγραφές και σε σχέση την απόκριση του συστήματος χωρίς έλεγχο (Σχήμα 5-17) και συνεπώς το σύστημα είναι ικανό να απορρίψει τις διαταραχές στην είσοδο.

Για την επίτευξη αυτού του σκοπού το σήμα ελέγχου, που το αποτελεί ο κύκλος εργασίας κινείται μεταξύ 20% και 60% (Σχήμα 5-29). Αν ληφθεί υπόψη ότι το σήμα ελέγχου έχει άνω όριο 95% και κάτω όριο 5% γίνεται αντιληπτό ότι το πλάτος της διακύμανσης της τάσης εισόδου δεν έχει μεγάλο περιθώριο περαιτέρω αύξησής του. Κατά την εκκίνηση του συστήματος, κατά τα πρώτα περίπου 0.1s, υπάρχει μία απότομη μεταβολή του κύκλου εργασίας, ώστε ο ανυψωτής τάσης να μεταβεί από μηδενική τάση εξόδου στην επιθυμητή. Στη συνέχεια ο κύκλος εργασίας μεταβάλλεται κατά τρόπο τέτοιο ώστε να αντισταθμίζει τη διαταραχή στην τάση εισόδου.

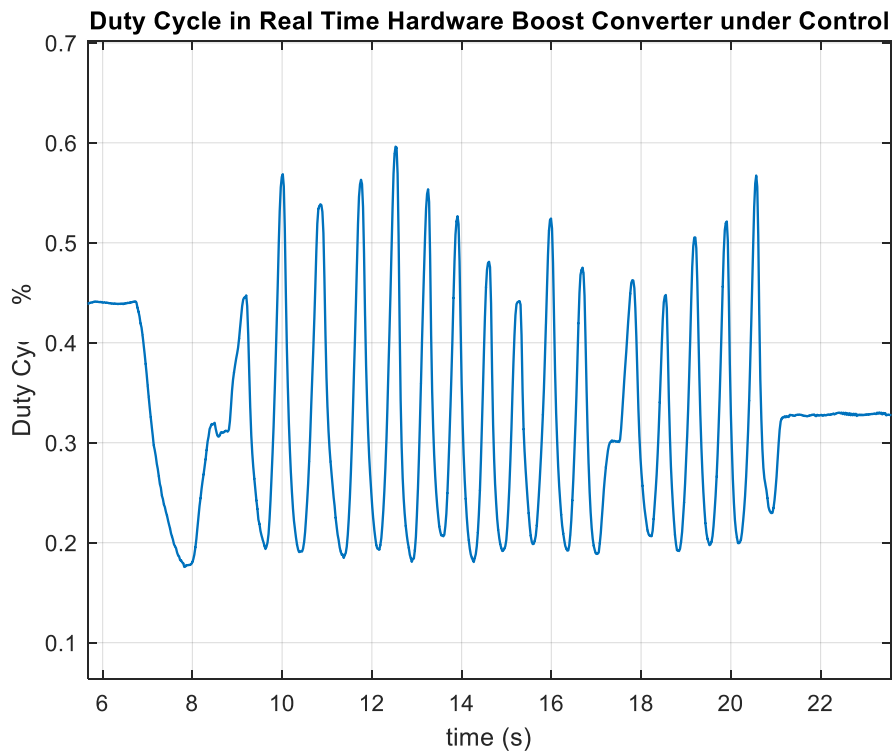
Τέλος, αξιολογείται η απόκριση του συστήματος και κατά τη μεταβατική φάση που παρουσιάζεται κατά την εκκίνηση (Σχήμα 5-27 και Σχήμα 5-30). Διαπιστώνεται ότι με το συγκεκριμένο ελεγκτή παρουσιάζεται υπερακόντιση που όμως βρίσκεται εντός των αποδεκτών ορίων.



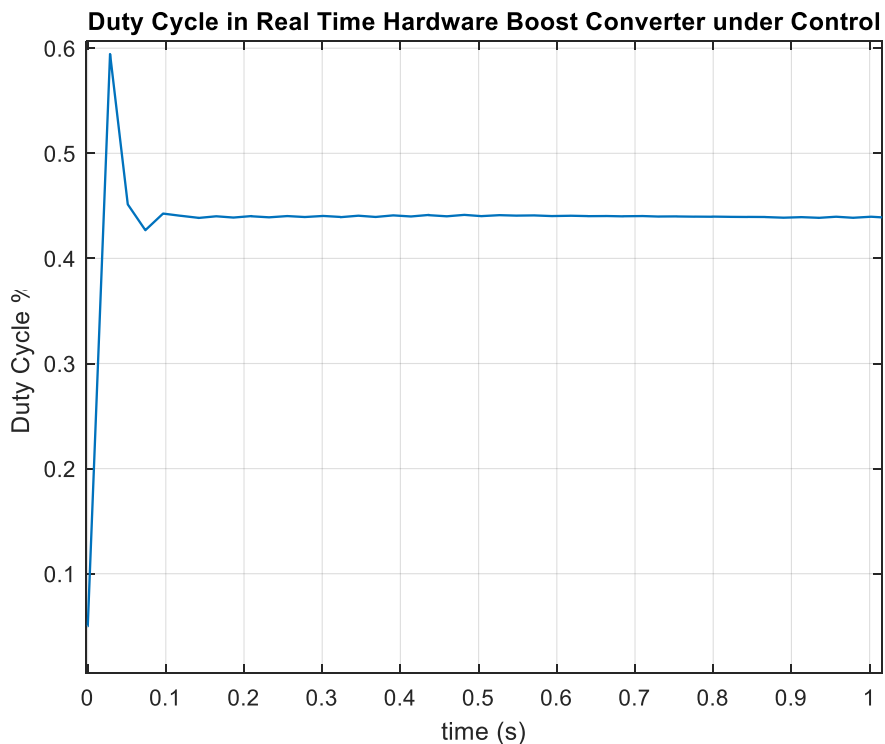
Σχήμα 5-27. Η μεταβατική απόκριση κατά την εκκίνηση του ανυψωτή τάσης με Σύστημα Ελέγχου που προέκυψε από την αναγνώριση συστήματος σε πραγματικό χρόνο.



Σχήμα 5-28. Απόρριψη διαταραχών τάσης εισόδου, σε πραγματικό χρόνο, από το σύστημα ανύψωσης τάσης κλειστού βρόχου, με Σύστημα Ελέγχου που έχει προκύψει από την αναγνώριση συστήματος σε πραγματικό χρόνο.



Σχήμα 5-29. Η προσαρμογή του κύκλου εργασίας από το Σύστημα Ελέγχου για την απόρριψη διαταραχών σε πραγματικό χρόνο.



Σχήμα 5-30. Ο κύκλος εργασίας κατά την εκκίνηση του ανυψωτή τάσης με Σύστημα Ελέγχου που προέκυψε από την αναγνώριση συστήματος σε πραγματικό χρόνο.

5.5.3 Συγκριτική Αξιολόγηση του Ελεγκτή που προέκυψε στο Υλικό Σύστημα σε Σχέση με τον Ελεγκτή που προέκυψε από το Υπολογιστικό Μοντέλο

Στην ενότητα αυτή επιχειρείται μία συγκριτική αξιολόγηση των δύο ελεγκτών: αυτού που προέκυψε με βάση το υπολογιστικό μοντέλο σε σύστημα ανοικτού βρόχου και αυτού που προέκυψε με βάση το υλικό σύστημα, σε πραγματικό χρόνο και με κλειστό βρόχο. Το κριτήριο για τη σύγκριση και την αξιολόγησή τους είναι η επίδοσή τους στο υλικό σύστημα, σε πραγματικό χρόνο, τόσο όσον αφορά την απόρριψη διαταραχών όσο και την παρακολούθηση αναφοράς.

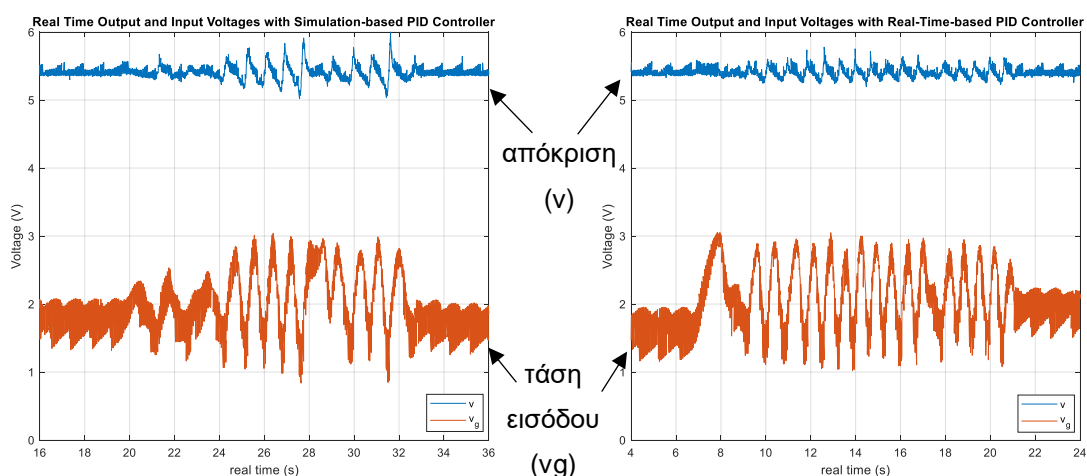
Παρακάτω συνοψίζονται και αντιπαρατίθενται οι αποκρίσεις του υλικού συστήματος που καταγράφηκαν σε πραγματικό χρόνο και παρουσιάστηκαν στις Ενότητες 5.4.2 και 5.5.2.

Απόρριψη Διαταραχών

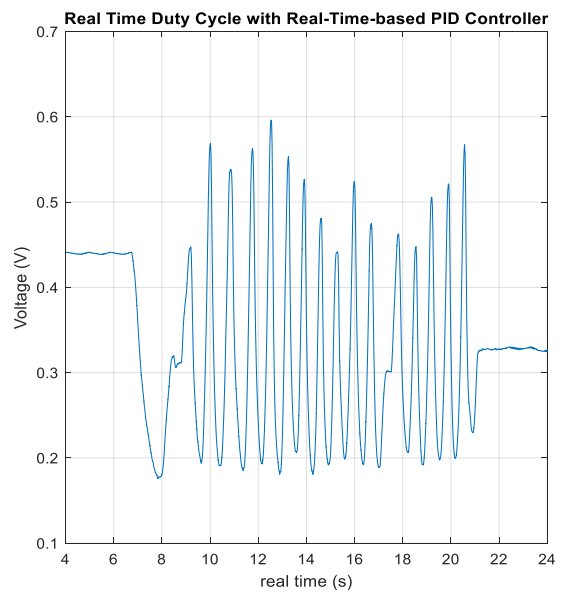
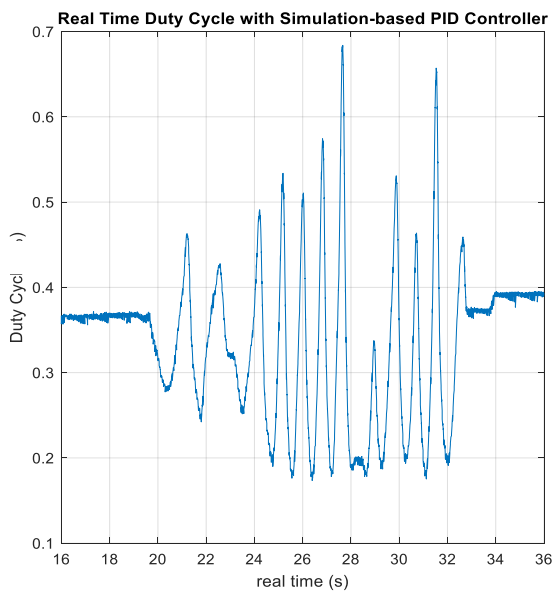
Κατά την αντιπαραβολή των αποτελεσμάτων, εστιάζοντας στην απόρριψη διαταραχών, διαπιστώνεται ότι τόσο το πλάτος της διαταραχής στην τάση εξόδου (Σχήμα 5-31) όσο και το πλάτος του σήματος ελέγχου - που είναι ο κύκλος εργασίας - (Σχήμα 5-32), είναι μικρότερα με τον ελεγκτή που προέκυψε από το υλικό σύστημα.

Συμπεραίνεται ότι ο ελεγκτής που προέκυψε στο πραγματικό σύστημα είναι καλύτερος στην απόρριψη διαταραχών από αυτόν που προέκυψε κατά την προσομοίωση και αυτή η βελτίωση οφείλεται σε δύο πράγματα: αφενός στο ότι το υπολογιστικό μοντέλο δε συμπίπτει απόλυτα με το υλικό σύστημα και αφετέρου στο γεγονός ότι στο πραγματικό σύστημα χρησιμοποιήθηκε ο κόμβος αναγνώρισης κλειστού βρόχου με τον οποίο γενικά αναμένονται καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με τον κόμβο αναγνώρισης ανοικτού βρόχου. Συνεπώς θα μπορούσε να παρεμβληθεί ενδιάμεσο βήμα με αναγνώριση συστήματος σε κλειστό βρόχο στο υπολογιστικό μοντέλο. Πρακτικά όμως μία τέτοια προσέγγιση για το δεδομένο πρόβλημα θα ήταν περιττή.

Παρότι με τον ελεγκτή που προέκυψε με την αναγνώριση του υλικού συστήματος, η επίδοση του συστήματος ανύψωσης τάσης είναι καλύτερη, ωστόσο η διαφορά δεν είναι ιδιαίτερα μεγάλη, γεγονός που οδηγεί στο συμπέρασμα ότι ένα ακριβές υπολογιστικό μοντέλο μπορεί να οδηγήσει σε σωστό σχεδιασμό και συνίσταται να προηγείται αυτό το βήμα, πριν από απευθείας δοκιμές στο υλικό σύστημα.



Σχήμα 5-31. Σύγκριση των δύο PID ελεγκτών, σε ό,τι αφορά την τάση εξόδου και την απόρριψη διαταραχών.

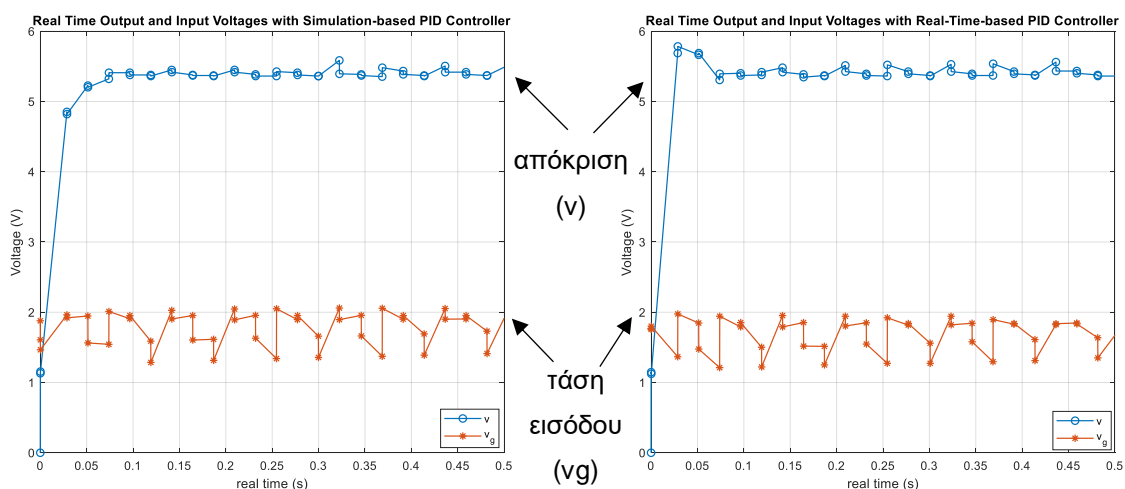


Σχήμα 5-32. Σύγκριση των δύο ελεγκτών σε ό,τι αφορά το σήμα ελέγχου κατά την απόρριψη διαταραχών.

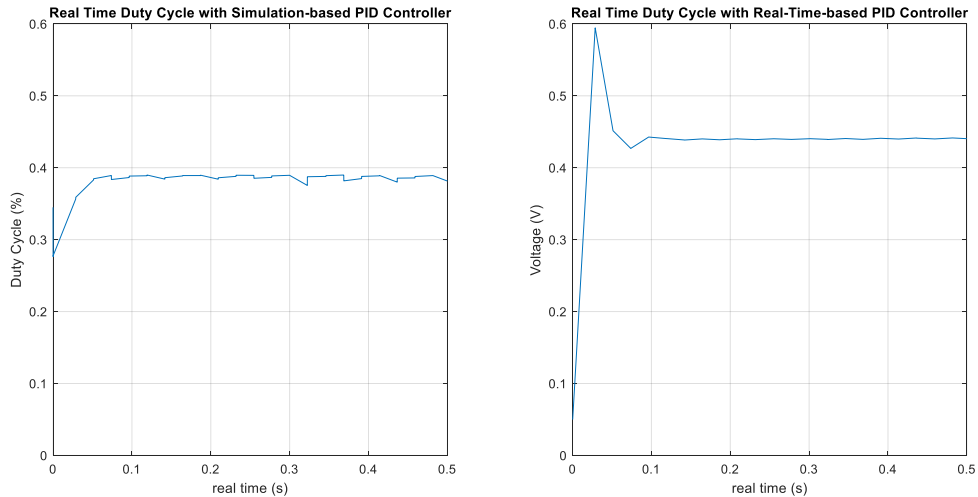
Παρακολούθηση Αναφοράς σε Βηματική Επιβολή

Κατά την αντιπαραβολή των αποτελεσμάτων, εστιάζοντας στην παρακολούθηση αναφοράς με βηματική επιβολή, πράγμα που συμβαίνει κατά την εκκίνηση, διαπιστώνεται ότι:

- και οι δύο ελεγκτές προσεγγίζουν την τάση αναφοράς των 5.4V σε όμοιο χρόνο της τάξης των 100ms - Σχήμα 5-33).
- η τάση εξόδου με τον δεύτερο ελεγκτή παρουσιάζει μία υπερακόντιση της τάξης του 7% ενώ με τον πρώτο ελεγκτή δεν υφίσταται υπερακόντιση. Η υπερακόντιση αυτή αντικατοπτρίζεται και στο σήμα ελέγχου (Σχήμα 5-34) και συνεπώς έχει να κάνει με τη δυναμική του ελεγκτή. Ωστόσο για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, αυτή η υπερακόντιση μπορεί να θεωρηθεί μικρή.



Σχήμα 5-33. Σύγκριση των δύο ελεγκτών σε ό,τι αφορά την απόκριση της τάσης εξόδου σε βηματική επιβολή κατά την εκκίνηση.



Σχήμα 5-34. Σύγκριση των δύο ελεγκτών σε ό,τι αφορά το σήμα ελέγχου σε βηματική επιβολή κατά την εκκίνηση.

5.6 Αξιολόγηση της μεθοδολογίας αντίστροφου σχεδιασμού

Σε αυτή την ενότητα ανακεφαλαιώνονται η διαδικασία και τα συμπεράσματα σχετικά με τη μεθοδολογία αντίστροφου σχεδιασμού συστήματος ελέγχου για ανυψωτή τάσης με άγνωστα δυναμικά χαρακτηριστικά.

Η μεθοδολογία συνίσταται σε τέσσερα βασικά βήματα:

1. Δημιουργία υπολογιστικού μοντέλου με βάση πειραματικές μετρήσεις των χαρακτηριστικών των ηλεκτρονικών στοιχείων
2. Σχεδιασμός ελεγκτή με αναγνώριση συστήματος σε ανοικτό βρόχο με βάση το υπολογιστικό μοντέλο
3. Εφαρμογή του ελεγκτή στο πραγματικό υλικό σύστημα
4. Βελτίωση του ελεγκτή με αναγνώριση συστήματος σε κλειστό βρόχο στο υλικό σύστημα και σε πραγματικό χρόνο.

Στην περίπτωση ανυψωτή τάσης με τελείως άγνωστα χαρακτηριστικά, η μεθοδολογία μπορεί να εφαρμοστεί εφόσον ο σχεδιαστής μπορεί να προσεγγίσει το επιθυμητό σημείο λειτουργίας με δοκιμές διαφορετικών κύκλων εργασίας στο υλικό σύστημα απευθείας. Στη συνέχεια, εφαρμόζεται η διαδικασία αναγνώρισης συστήματος, από την αρχή, σε υλικό σύστημα και σε πραγματικό χρόνο, πρώτα με ανοικτό βρόχο και στη συνέχεια με κλειστό βρόχο, σε πραγματικό χρόνο.

Μέσα από αυτό το κεφάλαιο, αναδεικνύονται αφενός η μεγάλη ευελιξία και η αξιοπιστία που παρέχεται από λογισμικά υπολογιστικής περιγραφής ηλεκτρονικών κυκλωμάτων με απευθείας εισαγωγή υπολογιστικών μοντέλων των ηλεκτρονικών στοιχείων (τύπου Simscape, SPICE κ.λ.π.) και αφετέρου η αποτελεσματικότητα τεχνικών αναγνώρισης συστήματος στο σχεδιασμό συστημάτων ελέγχου για πραγματικά υλικά συστήματα.

Αυτού του είδους η τεχνική μπορεί να εφαρμόζεται σε όλες τις περιπτώσεις, ακόμη και όταν είναι γνωστά τα τεχνικά χαρακτηριστικά και η δυναμική του συστήματος, ώστε η τελική λύση να είναι προσαρμοσμένη στο συγκεκριμένο υλικό σύστημα στο οποίο εφαρμόζεται.

6 Συμπεράσματα και Μελλοντική Εργασία

Σε αυτή την ενότητα επιχειρείται μία ανακεφαλαίωση της μελέτης που προηγήθηκε. Τονίζονται τα κυριότερα συμπεράσματα που προέκυψαν και αναπτύσσονται οι τομείς στους οποίους η εργασία αυτή θα μπορούσε να αναπτυχθεί περαιτέρω.

6.1 Συμπεράσματα

Μέσα από την παρούσα μελέτη προκύπτουν τα παρακάτω συμπεράσματα:

Οι ανυψωτές τάσης είναι ο πλέον αποδοτικός ενεργειακά τρόπος μετασχηματισμού ηλεκτρικής ισχύος από συνεχή τάση σε υψηλότερη συνεχή τάση. Ο λόγος είναι ότι οι ανυψωτές τάσης λειτουργούν αξιοποιώντας ως διακοπτικά στοιχεία ημιαγωγούς (τρανζίστορ) είτε στην κατάσταση που δεν άγουν (off) είτε στην κατάσταση που άγουν πλήρως (on) και συνεπώς ιδανικά δεν υπάρχουν ενεργειακές απώλειες. Είναι γνωστό ότι υπάρχουν και άλλες μέθοδοι μετασχηματισμού συνεχούς τάσης σε συνεχή, όπως ενδεικτικά με την ενδιάμεση μετατροπή σε εναλλασσόμενη τάση και τη χρήση μετασχηματιστή είτε ακόμη με την ενδιάμεση χρήση ηλεκτρικών μηχανών σταθερής τάσης (dynamotor) όπου στην ίδια άτρακτο υπάρχει ένας κινητήρας συνεχούς τάσης και μία γεννήτρια συνεχούς τάσης και διαφορετικής σταθεράς. Ωστόσο και στις δύο παραπάνω περιπτώσεις υπάρχουν ενδιάμεσες ενεργειακές μετατροπές κατά τις οποίες υπεισέρχονται σημαντικές απώλειες και από αυτή την άποψη οι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος με διακοπτικά στοιχεία υπερέχουν σημαντικά.

Ένα ακόμη ουσιαστικό πλεονέκτημα των ανυψωτών τάσης είναι ότι ο λόγος μετασχηματισμού της τάσης είναι ελέγξιμος καθώς εξαρτάται άμεσα από τον κύκλο εργασίας του ημιαγωγού. Μπορούν επομένως οι ανυψωτές τάσης να χρησιμοποιηθούν όχι αποκλειστικά και μόνο για την ανύψωση τάσης αλλά παράλληλα και για τη σταθεροποίησή της απέναντι σε διαταραχές καθώς και για τον πλήρη έλεγχο της εντός συγκεκριμένων ορίων με ενδεικτικές εφαρμογές τον έλεγχο κινητήρων και τη φόρτιση μπαταριών. Αυτό είναι κάτι που δεν μπορεί να υλοποιηθεί με τους γνωστούς μετασχηματιστές εναλλασσόμενου ρεύματος αλλά ούτε και με τους γραμμικούς ρυθμιστές (linear regulator) διότι οι μεν πρώτοι είναι πρακτικά ασύμφορο να αλλάζουν δυναμικά το λόγο μετασχηματισμού τους, οι δε γραμμικοί ρυθμιστές λειτουργούν ως ηλεκτρονικά ποτενσιόμετρα διαιρώντας μόνο την τάση και όχι πολλαπλασιάζοντάς τη.

Οι ανυψωτές τάσεις είναι σχετικά μικρά και φθηνά κυκλώματα και με την εξέλιξη της τεχνολογίας των ημιαγωγών μπορούν να διαχειριστούν μεγάλο εύρος τάσεων και ρευμάτων.

Επιπλέον οι ανυψωτές τάσεις δουλεύοντας σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες μπορούν να υλοποιηθούν σε μικρές διαστάσεις και να εγκατασταθούν σε εφαρμογές όπου το μέγεθος και το βάρος του εξοπλισμού παίζει καθοριστικό ρόλο (π.χ. αεροπορικές και διαστημικές εφαρμογές).

Όλοι αυτοί οι λόγοι, οι οποίοι χαρακτηρίζουν γενικότερα τις τεχνολογίες των ηλεκτρονικών ισχύος, συντελούν στην ευρύτατη διείσδυση τους σχεδόν σε οποιαδήποτε τεχνολογία χρησιμοποιεί ηλεκτρική ενέργεια. Από κινητά τηλέφωνα μέχρι υβριδικά οχήματα, αιολικά πάρκα και σταθμούς παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, τα ηλεκτρονικά ισχύος και κατ' επέκταση οι ανυψωτές τάσης, όπου απαιτείται η χρήση τους, παραμένουν αναντικατάστατη τεχνολογία διαχείρισης της ηλεκτρικής ισχύος.

Στην παρούσα εργασία αναδείχθηκε το γεγονός ότι οι ανυψωτές τάσεις έχουν τη δική τους δυναμική, η οποία εξαρτάται από τη χωρητικότητα, την επαγωγικότητα και τις απώλειες των στοιχείων

που τους απαρτίζουν. Τα δυναμικά τους χαρακτηριστικά είναι σημαντικό να είναι γνωστά στους σχεδιαστές μηχανικούς που τα ενσωματώνουν στους σχεδιασμούς τους, ιδιαίτερα μάλιστα όταν πρόκειται για απαιτητικές και ειδικές κατασκευές (πχ ειδικά ρομπότ, αυτόνομοι αισθητήρες, τεχνολογίες αξιοποίησης ανανεώσιμων πηγών ενέργειας κ.λ.π.) καθώς μπορεί να επηρεάσουν, υπό συνθήκες, δραματικά την απόδοση των συστημάτων μέσα στα οποία έχουν ενσωματωθεί.

Στο σημείο αυτό ανακεφαλαιώνουμε δύο βασικούς άξονες διαστασιολόγησης των ανυψωτών τάσης, οι οποίοι έχουν ευρύτερη ισχύ σε όλα τα ηλεκτρονικά ισχύος:

- Η ταχύτητα απόκρισης του συστήματος εξαρτάται από τη χωρητικότητα και την επαγωγικότητα των παθητικών στοιχείων του συστήματος (πυκνωτή και πηνίου). Όσο μικρότερες οι τιμές αυτές τόσο πιο γρήγορο είναι το σύστημα και συνεπώς με τον κατάλληλο ελεγκτή μπορεί να απορρίψει διαταραχές μεγαλύτερης συχνότητας και να ακολουθήσει την τάση αναφοράς σε πιο απότομες αλλαγές
- Όσο μεγαλύτερη η χωρητικότητα και η επαγωγικότητα των στοιχείων του συστήματος τόσο μικρότερες είναι οι διακοπτικές διαταραχές στην τάση εξόδου και στο ρεύμα του πηνίου. Οι διακοπτικές αυτές διαταραχές είναι επιθυμητό να είναι κατά το δυνατόν μικρές και συνεπώς προκύπτει ένα κάτω όριο αυτεπαγωγής του πηνίου και χωρητικότητας του πυκνωτή αντίστοιχα.

Επιπρόσθετα αναπτύχθηκε μεθοδολογία αναγνώρισης συστήματος για ηλεκτρονικό κύκλωμα ανυψωτή τάσης με άγνωστη εκ των προτέρων δυναμική και παρουσιάστηκαν οι τρόποι με τους οποίους μπορεί σε ένα τέτοιο σύστημα να προστεθεί σύστημα αυτομάτου ελέγχου, με τη χρήση μικροεπεξεργαστή και ειδικού λογισμικού.

Τέλος, μία ενδιαφέρουσα παρατήρηση είναι πως η θεωρία των ηλεκτρονικών ισχύος και συγκεκριμένα των ανυψωτών τάσης, μπορεί αυτούσια να εφαρμοστεί και σε άλλα φυσικά συστήματα, λαμβάνοντας υπόψη τις φυσικές αναλογίες ηλεκτρικών στοιχείων και στοιχείων άλλων φυσικών συστημάτων, με ιδιαίτερα ενδιαφέροντα αποτελέσματα. Χαρακτηριστικό τέτοιο παράδειγμα αποτελεί μία τεχνολογία η οποία εμφανίστηκε στα τέλη του 18^{ου} αιώνα για την άντληση νερού σε ύψη μεγαλύτερα από αυτά της φυσικής του ροής, γνωστή ως υδραυλικός κριός (hydraulic ram)^[7]. Οι υδραυλικοί κριοί είναι ενεργειακά αυτόνομες αντλίες νερού που για να λειτουργήσουν εκμεταλλεύονται την κινητική ενέργεια του ρεύματος του νερού το οποίο αντλούν, χωρίς την ενδιάμεση μετατροπή της ενέργειας σε ηλεκτρισμό πολύ πριν την ανακάλυψη των ημιαγωγών. Η τεχνολογία αυτή αποτελεί ένα ακριβές υδραυλικό ανάλογο του ανυψωτή τάσης με έλεγχο κλειστού βρόχου ανάδρασης. Για την ακρίβεια στην υδραυλική εφαρμογή δεν υπάρχει ελεγκτής τριών όρων, αλλά ένα είδος διακριτού ελέγχου με βάση τη μέγιστη παροχή του νερού. Σημειωτέον, ότι αυτό το είδος ελέγχου έχει εφαρμογή και στους ανυψωτές τάσης με βάση το μέγιστο ρεύμα διέλευσης από το τρανζίστορ, γνωστό και ως Έλεγχος Λειτουργίας Μέγιστου Ρεύματος (Peak Current Mode Control).

Το παράδειγμα των υδραυλικών κριών μας δείχνει ότι η τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος γενικότερα και των ανυψωτών τάσης ειδικότερα μπορεί να βρει ένα τεράστιο πλήθος και εύρος εφαρμογών και να διαδραματίσει ένα κρίσιμο ρόλο στη σύγχρονη εποχή όπου οι προκλήσεις της βιώσιμης ενεργειακής επάρκειας και των αυτόνομων μηχανών βρίσκονται στο πρώτο μέτωπο της τεχνολογικής έρευνας.

6.2 Μελλοντική Εργασία

Η παρούσα μελέτη αποτελεί μία ενδεικτική εφαρμογή της τεχνολογίας των ανυψωτών τάσης κατά την οποία έγινε μαθηματική μοντελοποίηση της Λειτουργίας Συνεχούς Αγωγής, ακολούθησε διαστασιολόγηση της διάταξης με μεθοδικό και συστηματικό τρόπο για λειτουργία σε συγκεκριμένο τύπο προδιαγραφών και σχεδιάστηκε αυτόματος ελεγκτής τριών όρων (PID) με βρόχο ανάδρασης.

Ένας από τους τομείς στους οποίους θα μπορούσε η παρούσα εργασία μελλοντικά να επεκταθεί είναι αυτός της μαθηματικής μοντελοποίησης του ανυψωτή τάση για Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής (Discontinuous Conduction Mode). Η λειτουργία σε Ασυνεχή Αγωγή παρουσιάζει αρκετά διαφορετική δυναμική. Συγκεκριμένα το σύστημα, από 2^{ης} τάξης με μηδενιστή στο δεξί ημιπίεδο, μετατρέπεται σε σύστημα 1^{ης} τάξης χωρίς μηδενιστές. Η μέθοδος αυτή παρουσιάζει ενδιαφέροντα χαρακτηριστικά και κάποια πλεονεκτήματα υπό συγκεκριμένες συνθήκες.

Στη συνέχεια θα μπορούσε να δημιουργηθεί ένα ενιαίο συνδυαστικό μοντέλο των δύο τρόπων λειτουργίας, καθώς ένας ανυψωτής τάσης είναι πιθανό κατά τη λειτουργία του να μεταβαίνει συχνά από τον ένα τρόπο λειτουργίας στον άλλο. Ενδεικτικά κάτι τέτοιο θα μπορούσε να συμβαίνει όταν το φορτίο μεταβάλλεται δυναμικά με μεγάλες αποκλίσεις απαιτώντας άλλοτε πολύ υψηλό ρεύμα και άλλοτε πολύ μικρό ή και μηδενικό.

Από θεωρητική άποψη, θα είχε ενδιαφέρον και η μελέτη της λειτουργίας κατά την οποία η διακύμανση της τάσης εξόδου είναι μεγαλύτερη της μέσης τιμής της με αποτέλεσμα να μηδενίζεται κάποιο χρονικό διάστημα σε κάθε διακοπτική περίοδο. Αυτού του είδους η λειτουργία αποφεύγεται στην πράξη, διαστασιολογώντας κατάλληλα τον πυκνωτή. Ωστόσο θα μπορούσε να έχει ενδιαφέρον σε εφαρμογές ανάκτησης ενέργειας από το περιβάλλον στις οποίες το κύκλωμα δεν τροφοδοτείται συνεχώς από την πηγή ενέργειας αλλά κατά διαστήματα, στα οποία η τάση εξόδου δεν μπορεί να διατηρηθεί σταθερή και μηδενίζεται. Παρότι το πρώτο δεν είναι ταυτόσημο με το δεύτερο, η μελέτη λειτουργίας με μηδενισμό της τάσης εξόδου ενδιάμεσα σε κάποιες διακοπτικές περιόδους, θα μπορούσε να οδηγήσει σε αποτελεσματικότερους τρόπους ελέγχου του συστήματος.

Στο 2^ο κεφάλαιο μοντελοποιήθηκαν οι απώλειες αγωγής (conduction losses) που προκύπτουν από τις εσωτερικές αντιστάσεις των ηλεκτρικών στοιχείων. Η εργασία θα μπορούσε να συμπληρωθεί με τις διακοπτικές απώλειες (switching losses), δηλαδή με τις απώλειες που συνδέονται με τη μετάβαση των ημιαγωγών από την κατάσταση που άγουν στην κατάσταση που δεν άγουν. Οι απώλειες αυτές είναι ανάλογες της διακοπτικής συχνότητας (f_s) στην οποία λειτουργεί ο ανυψωτής τάσης και γίνονται σημαντικές σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες, πρακτικά άνω των 10kHz.

Σε ό,τι αφορά την επιλογή των στοιχείων του κυκλώματος, θα μπορούσε να μελετηθεί η αντικατάσταση της διόδου με MOSFET το οποίο οδηγείται από τον ελεγκτή με σήμα εύρους παλμών αντίθετο από το βασικό MOSFET. Με αυτό τον τρόπο όταν το ένα MOSFET άγει τότε το άλλο δεν άγει και αντίστροφα, όπως συμβαίνει και με τη δίοδο σε λειτουργία Συνεχούς Αγωγής. Αυτή η τεχνική, γνωστή και ως σύγχρονη ανόρθωση, παρουσιάζει αρκετά πλεονεκτήματα, όπως για παράδειγμα ότι τα MOSFET δεν έχουν δυναμικό παρεμπόδισης (V_d) και έχουν κατά κανόνα μικρότερη εσωτερική αντίσταση από τις διόδους. Συνεπώς οι απώλειες είναι μικρότερες και η τεχνική αυτή πλέον προτιμάται σε σχέση με την κλασική υλοποίηση με MOSFET και δίοδο.

Ένα ακόμη ιδιαίτερα σημαντικό χαρακτηριστικό των ανυψωτών τάσης που λειτουργούν με σύγχρονη ανόρθωση, είναι το γεγονός ότι πάντοτε λειτουργούν σε Συνεχή Αγωγή. Ο λόγος είναι ότι τα

MOSFET, σε αντίθεση με τις διόδους, επιτρέπουν τη διέλευση ρεύματος και προς τις δύο κατευθύνσεις με αποτέλεσμα όταν η διακοπτική διακύμανση του ρεύματος είναι μεγαλύτερη της μέσης τιμής του, τότε κατά διαστήματα, σε κάθε διακοπτική περίοδο, να γίνεται αρνητικό το ρεύμα του δεύτερου MOSFET που κατέχει τη θέση της διόδου. Αυτή είναι μία ενδιαφέρουσα συνθήκη λειτουργίας που αξίζει να μελετηθεί και να μοντελοποιηθεί ξεχωριστά.

Τα κυκλώματα των ηλεκτρονικών ισχύος, συμπεριλαμβανομένων των ανυψωτών τάσης, πολλές φορές περιλαμβάνουν και κάποια φίλτρα εισόδου (input filtering). Ο βασικός λόγος είναι το γεγονός ότι ενδέχεται η εμπέδηση του συστήματος να οδηγεί σε ανάκλαση ισχύος και επιβολή διακοπτικών διαταραχών στην τροφοδοσία του ανυψωτή τάσης. Αν η τροφοδοσία προέρχεται από το ηλεκτρικό δίκτυο και η ισχύς είναι σημαντική, τότε επιβάλλονται από το διαχειριστή του ηλεκτρικού δικτύου περιορισμοί στην επίδραση που έχει ο ανυψωτής τάσης, ή οποιοδήποτε άλλοτε κύκλωμα ηλεκτρονικών ισχύος, στο ηλεκτρικό δίκτυο. Για το λόγο αυτό τοποθετούνται ειδικά φίλτρα ενδιάμεσα από το ηλεκτρονικό κύκλωμα και την τροφοδοσία του, που αποτελούνται από πυκνωτές και πηνία σε ποικίλες διατάξεις. Τα φίλτρα αυτά σχεδιάζονται με συγκεκριμένες μεθοδολογίες. Εκτός από την περίπτωση της σύνδεσης με το ηλεκτρικό δίκτυο μπορούν να έχουν σημαντική συμβολή στην αποδοτικότερη απορρόφηση ενέργειας, προσαρμόζοντας την εμπέδηση του συστήματος απορρόφησης ενέργειας στην προσφερόμενη ισχύ ανά πάσα στιγμή και μεγιστοποιώντας τελικά την απορροφούμενη ενέργεια.

Συνεχίζοντας στο θέμα του καθορισμού των στοιχείων του συστήματος, ξεχωριστά μπορεί να αναλυθεί και να σχεδιαστεί το πηνίο και η αυτεπαγωγή του. Για βέλτιστη λειτουργία του συστήματος, είναι χρήσιμο ο εξειδικευμένος σχεδιασμός του πηνίου ακριβώς στις απαιτήσεις της εφαρμογής. Σημειώνεται ότι αυτό είναι κάτι που δε συνηθίζεται αντίστοιχα για τους πυκνωτές διότι εκεί το εύρος χαρακτηριστικών που είναι διαθέσιμα στο εμπόριο, συνήθως καλύπτει τις απαιτήσεις.

Σε ό,τι αφορά τον αυτόματο έλεγχο του συστήματος, θα μπορούσαν να εξεταστούν διαφορετικά σχήματα ελέγχου όπως ενδεικτικά, έλεγχος με πρόσω τροφοδότηση (feedforward), ελεγκτές δύο βαθμών ελευθερίας, Έλεγχος Μέγιστου Ρεύματος (Peak Current Mode Control – PCM), Έλεγχος Μέσου Ρεύματος (Average Current Mode Control) κ.α. Επίσης ενδιαφέρον θα είχαν η συγκριτική αξιολόγηση υλοποίησης με ψηφιακό και με αναλογικό ελεγκτή καθώς η κάθε υλοποίηση προσφέρει ξεχωριστά πλεονεκτήματα.

Τέλος, πέρα από τους ανυψωτές τάσης, θα μπορούσαν να μελετηθούν διαφορετικές τοπολογίες με δυνατότητα υποβίβασης τάσης, ή με δυνατότητα και υποβίβασης και ανύψωσης τάσης όπως ενδεικτικά οι μετατροπείς, Buck, Buck Boost, Inverted Buck Boost, Cuk και SEPIC. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν ακόμη οι μετατροπείς με απομόνωση μέσω μετασχηματιστή (transformer isolated converters) οι οποίοι βασίζονται στις ίδιες αρχές με τη διαφορά ότι το πηνίο υποκαθίσταται από ένα μετασχηματιστή, γεγονός που προσδίδει ενδιαφέρουσες δυνατότητες όπως ενδεικτικά τη δυνατότητα για πολλαπλές τάσεις εξόδου από την ίδια πηγή τάσης.

Τέλος, πέρα από τους μετατροπείς συνεχούς ρεύματος σε συνεχές ρεύμα, υπάρχουν και οι μετατροπείς εναλλασσόμενου μονοφασικού και τριφασικού ρεύματος που θα μπορούσαν να μελετηθούν επεκτείνοντας τη μεθοδολογία της παρούσας εργασίας και αυτοματοποιώντας το σχεδιασμό τους.

7 Βιβλιογραφία

- [1] Danielak Steve, Haverstock John, Krebs Derek, Spauldin David, “Bidirectional DC-DC Converter Drive System for Electric Vehicle”, Indiana University – Purdue University Fort Wayne, May 2014
- [2] Dorf Richard, Bishop Robert, “Modern Control Systems”, Prentice Hall, New Jersey, 2011
- [3] Erickson Robert, Maksimovic Dragan, “Fundamentals of Power Electronics”, Kluwer Academic Publishers, New York, USA, 2001
- [4] Erickson Robert, Maksimovic Dragan, “Power Electronics Specialization”, Coursera platform for Massive Open Online Courses, <https://www.coursera.org/specializations/power-electronics> (accessed September 2018)
- [5] Sparkfun, LiPO Battery Manager, <https://www.sparkfun.com/products/13777> (accessed October 2018)
- [6] Wikipedia, the free encyclopedia, “Boost Converter”, https://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter (accessed October 2018)
- [7] Wikipedia, the free encyclopedia, “Hydraulic Ram”, https://en.wikipedia.org/wiki/Hydraulic_ram (accessed October 2018)
- [8] Wikipedia, the free encyclopedia, “Power Electronics” https://en.wikipedia.org/wiki/Power_electronics (accessed October 2018)
- [9] Wikipedia, the free encyclopedia, “Duty Cycle” https://en.wikipedia.org/wiki/Duty_cycle
- [10] Wikipedia, the free encyclopedia, “Pulse-width Modulation” https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation