ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
«ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ»

Μεταπτυχιακή Εργασία

ΕΥΡΩΣΤΟΙ ΚΑΙ ΠΡΟΣΑΡΜΟΤΙΚΟΙ ΜΗ-ΓΡΑΜΜΙΚΟΙ ΕΛΕΓΚΤΕΣ ΓΙΑ ΔΙΑΤΑΞΗ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ

Αχιλλέας Μάρκου

Επιβλέπων Καθηγητής: Αργύρης Σολδάτος

ΑΘΗΝΑ 2017

Περίληψη

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και αντιμετώπιση των προβλημάτων που προκύπτουν κατά τον έλεγχο ενός DC-DC μετατροπέα ανύψωσης τάσης που τροφοδοτεί είτε καθαρά ωμικό φορτίο είτε φορτίο σταθερής ισχύος και λειτουργεί σε περιβάλλον με αβεβαιότητες/διαταραχές. Καθώς ο μετατροπέας ανύψωσης λειτουργεί ως ενδιάμεσος κατά τη μεταφορά της ενέργειας από μια πηγή προς ένα φορτίο, στην πραγματικότητα, αβεβαιότητες μπορεί να προκύψουν σε όλα στοιχεία αυτού του συστήματος. Στο πρόβλημά μας θεωρήσαμε ότι αβεβαιότητα υπάρχει στην πηγή και στα φορτία και όχι στον ίδιο τον μετατροπέα, καθώς στην πράξη, τα στοιχεία του μπορούν να μοντελοποιηθούν με πολύ μεγάλη ακρίβεια.

Για τον έλεγχο του μετατροπέα χρησιμοποιήθηκαν δύο μη-γραμμικοί ελεγκτές, ένας εύρωστος και ένας προσαρμοστικός. Και στις δύο μεθόδους αποδεικνύεται η ευστάθεια μικρού σήματος (small signal stability), δηλαδή γύρω από το σημείο ισορροπίας, και μεγάλου σήματος (large signal stability) δηλαδή το γεγονός ότι εξασφαλίζεται η ικανότητα του ελεγκτή να οδηγήσει το σύστημα από την αρχική κατάσταση στο επιθυμητό σημείο ισορροπίας.

Η πρώτη μέθοδος βασίζεται στην γραμμικοποίηση του μαθηματικού μοντέλου του μετατροπέα και αποδεικνύεται η ευστάθεια του συστήματος γύρω από το επιθυμητό σημείο ισορροπίας (small signal stability). Ύστερα, τα αποτελέσματα επεκτείνονται σε ολόκληρη την περιοχή λειτουργίας του μετατροπέα με την εφαρμογή της θεωρίας σχεδιασμού κερδών (Gain Scheduling Theory). Με την χρήση της πρώτης μεθόδου γίνεται εκτίμηση του μέρους της αβεβαιότητας που μπορεί να αντιμετωπίσει ο ελεγκτής και να λειτουργήσει αποτελεσματικά. Τα αποτελέσματα αυτά ποσοτικοποιούνται με την χρήση μέτρων μη-αντιστοίχισης των αβεβαιοτήτων (measures of mismatch) και σύγκρισής τους με ένα ανώτατο όριο επιτρεπτής μη-αντιστοίχισης (threshold of mismatch).

Ο δεύτερος ελεγκτής βασίζεται στη μέθοδο γραμμικοποίησης εισόδου-εξόδου (Input-Output Linearization). Σύμφωνα με αυτή τη μέθοδο το τμήμα των μεταβλητών κατάστασης που δε γραμμικοποιείται μένει μη ελέγξιμο και ονομάζεται εσωτερική δυναμική. Αν η εσωτερική δυναμική του συστήματος είναι ασταθής τότε ο έλεγχος δεν μπορεί να εφαρμοστεί. Για το λόγο αυτό, επαναπροσδιορίζεται η μεταβλητή εξόδου με τέτοιο τρόπο ώστε η εσωτερική δυναμική του συστήματος να παραμένει ευσταθής. Ο έλεγχος αυτός είναι προσαρμοστικός καθώς κατά την εφαρμογή του γίνεται εκτίμηση και της τάσης εισόδου και της τιμής των φορτίων. Αποδεικνύεται ότι η προτεινόμενη μέθοδος εξασφαλίζει ασυμπτωτική σύγκλιση της μεταβλητής εξόδου στην επιθυμητή τιμή και ότι η εσωτερική δυναμική παραμένει ευσταθής σε όλη την τροχιά, από την αρχική κατάσταση μέχρι το επιθυμητό σημείο ισορροπίας, με την ελάχιστη δυνατή επίδραση στην έξοδο.

Για την επαλήθευση των θεωρητικών αποτελεσμάτων υλοποιούνται προσομοιώσεις σε περιβάλλον Matlab/Simulink καθώς και πειράματα σε μετατροπέα ανύψωσης και φορτίο σταθερής ισχύος τα οποία σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας στο εργαστήριο ΣΗΕ.

Abstract

The purpose of this diploma thesis is to study and address the problems that arise when controlling a DC-DC voltage converter which feeds either a purely ohmic load or a fixed power load and operates in an uncertain environment. As the boost converter acts as an intermediary when transferring energy from a source to a load, in fact, uncertainties can arise in all components of that system. In our problem, we assume that uncertainty exists in the source and the loads, instead of the converter itself, since in practice its elements can be modeled accurately.

Two non-linear controllers, one robust and one adaptive were used to control the inverter. Both methods show the small signal stability, i.e. around the equilibrium point, and large signal stability, i.e. the fact that the controller's ability to lead the system from the initial state to the desired point of operation.

The first method is based on the linearization of the mathematical model of the inverter and the stability of the system is guaranteed around the desired point of operation. Then, the results are extended to the entire operating range of the inverter by applying the Gain Scheduling Theory. Using the first method makes an assessment of the part of the uncertainty the controller may deal with and work effectively. These results are quantitated using measures of mismatch and comparing them with a threshold of mismatch.

The second controller is based on the Input-Output Linearization method. According to this method the part of the non-linearized state variables remains uncontrollable and is called internal dynamics. If the internal dynamics of the system is unstable then the control cannot be applied. For this reason, the output variable is redefined in such a way that the internal dynamics of the system remain stable. This control is adaptive, as the application and the input voltage and the value of the loads are estimated. It turns out that the proposed method ensures asymptotic convergence of the output variable to the desired value and that the internal dynamics remains stable throughout the track from the initial state to the desired equilibrium point with the least possible effect on the output.

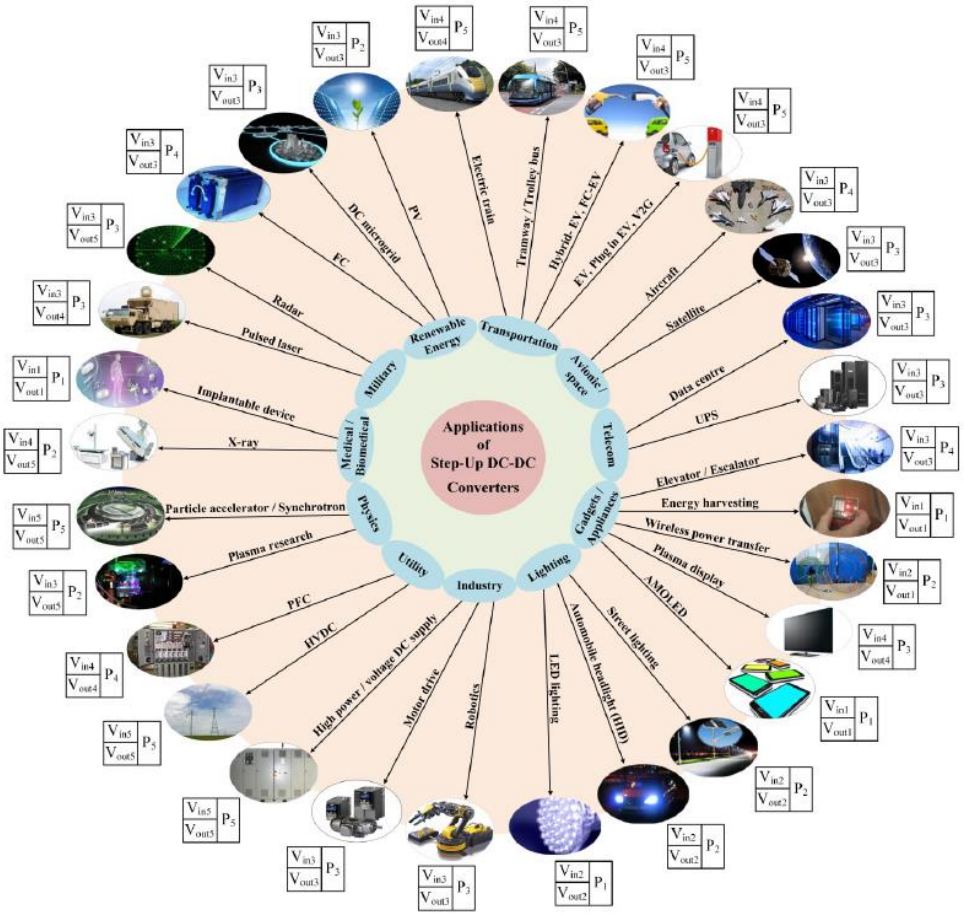
To verify the theoretical results simulations are performed in Matlab/Simulink environment as well as experiments in a boost converter and a constant power load, which were designed and constructed in the context of the present diploma thesis in the laboratory.

Κατάλογος Σχημάτων

Περιεχόμενα

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι μετατροπείς ανύψωσης τάσης είναι ευρέως διαδεδομένες ηλεκτρονικές διατάξεις και χρησιμοποιούνται σε ένα τεράστιο αριθμό εφαρμογών. Σκοπός της λειτουργίας ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης είναι η δημιουργία τάσης εξόδου μεγαλύτερη από την τάση εισόδου. Μερικά παραδείγματα εφαρμογών που ενσωματώνουν μετατροπείς ανύψωσης τάσης είναι οι μικρές οικιακές ηλεκτρονικές συσκευές (υπολογιστές, τηλεοράσεις κτλ.), οι μετατροπείς ισχύος για την εκμετάλλεση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, αρκετές ηλεκτρονικές διατάξεις στα συμβατικά και τα ηλεκτρικά οχήματα, διάφορα συστήματα επικοινωνιών ακόμα και ο διεθνής διαστημικός σταθμός [12] και [14]. Εκτενής βιβλιογραφική ανασκόπηση των μεθόδων, τοπολογιών και εφαρμογών τους παρουσιάζεται στην αναφορά [1].



	V_{in1}	V_{in2}	V_{in3}	V_{in4}	V_{in5}		V_{out1}	V_{out2}	V_{out3}	V_{out4}	V_{out5}		P_1	P_2	P_3	P_4	P_5
V_{in}	<5V	<20V	<200V	<600V	>600V	V_{out}	<20V	<100V	<750V	<2 kV	>2 kV	P	<10W	<200W	<1kW	<20kW	>20kW

Εικόνα 1 Απεικόνιση διαφόρων εφαρμογών που χρησιμοποιούν DC-DC μετατροπείς ανύψωσης επιπέδου μερικών mW έως και MW.

Όπως θα δείξουμε παρακάτω, ένας μετατροπέας ανύψωσης τάσης που τροφοδοτεί ωμικό φορτίο αποτελεί ένα ευσταθές σύστημα. Κατ’επέκταση, η λειτουργία του είναι ευκολότερα ελέγξιμη και σχετικά πιο ασφαλής από την σκοπιά του εξοπλισμού. Όσον άφορα τα προβλήματα ελέγχου για το συγκεκριμένο σύστημα, μπορεί να βρει κανείς στην βιβλιογραφία μία πλειάδα δημοσιευσέων που τα αντιμετωπίζουν με επιτυχία εφαρμόζοντας αρκετά προχωρημένους και σύνθετους ελέγχους [2]-[11].

Από την άλλη πλευρά, δεν ισχύει το ίδιο και όταν ο μετατροπέας τροφοδοτεί φορτίο σταθερής ισχύος. Παρακάτω, θα δείξουμε ότι ένας μετατροπέας ανύψωσης τάσης που τροφοδοτεί φορτίο σταθερής ισχύος είναι πάντοτε ένας ασταθές σύστημα. Παράλληλα, θα

δείξουμε και τις συνθήκες όπου απαιτούνται έτσι ώστε όταν ένας μετατροπέας ανύψωσης τάσης που τροφοδοτεί παράλληλα ωμικό φορτίο και φορτίο σταθερής ισχύος να λειτουργεί στην περιοχή ευστάθειας. Παρ΄όλα αυτά, από μία πιο πρακτική σκοπιά, και βασιζόμενοι στην παρούσα βιβλιογραφία μπορούμε να πούμε ότι η αστάθεια, λόγω του φορτίου σταθερής ισχύος, προκαλείται από την αρνητικό ρυθμό μεταβολής του ρεύματος, καθώς, με την μείωση της τάσης, το φορτίο σταθερής ισχύος απορροφά μεγαλύτερο ρεύμα και αντιστρόφως. Αυτό το φαινόμενο παρατηρείται πολύ συχνά σε εφαρμογές όπου πολλαπλές διατάξεις μετατροπέων συνδέονται σε σειρά (multilevel cascaded converters) [12], [13]. Πιο συγκεκριμένα, στην περίπτωση όπου ένας μετατροπέας τροφοδοτεί έναν άλλο, και η δυναμική απόκριση του τροφοδοτούμενου μετατροπέα είναι γρηγορότερη από του πρώτου, αυτός λειτουργεί σα φορτίο σταθερής ισχύος και έτσι μπορεί να προκληθεί αστάθεια στο σύστημα. Αν η δυναμική απόκριση του πρώτου είναι γρηγορότερη από του τροφοδοτούμενου μετατροπέα τότε η διαταραχή μπορεί να αντισταθμιστεί. Επιπλέον, εκτός από την αστάθεια που μπορεί να προκαλέσει η δυναμική ενός φορτίου σταθερής ισχύος, μειώνει την ποιότητα ισχύος καθώς και την συνολική αξιοπιστία του συστήματος [13].

Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος ελέγχου έχουν προταθεί αρκετοί έλεγχοι και διατάξεις για την υλοποίηση του μετατροπέα ανύψωσης τάσης που θα παρουσιαστούν στο επόμενο κεφάλαιο. Αξίζει όμως να σημειωθεί ότι οι περισσότερες από τις εργασίες που αντιμετωπίζουν το πρόβλημα του ελέγχου του μετατροπέα ανύψωσης λαμβάνουν υπόψη τις παραμέτρους του στην ονομαστική τους τιμή, χωρίς δηλαδή να αντιμετωπίζονται προβλήματα διαταρραχών, αβεβαιοτήτων και άλλα. Επίσης, όπως θα αναδειχθεί και αργότερα, αρκετές από τις εργασίες αυτές δεν αντιμετωπίζουν με πληρότητα το ζήτημα της ευστάθειας και της εσωτερικής δυναμικής του συστήματος καθώς βασίζονται στο γραμμικοποιημένο μαθηματικό μοντέλο του μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

2. ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΚΗ ΑΝΑΣΚΟΠΗΣΗ

Τα τελευταία χρόνια έχουν δημοσιευτεί αρκετές εργασίες προτείνοντας μεθόδους για την αντιμετώπιση της αστάθειας που παρατηρείται κατά την τροφοδότηση φορτίου σταθερής ισχύος από μετατροπείς τάσης [12]-[23]. Μία από τις πιο συνηθισμένες τεχνικές ονομάζεται παθητική απόσβεση (Passive Damping) [14], [15]. Σύμφωνα με αυτή, προστίθενται αντιστάσεις σε σειρά ή και παράλληλα με το πηνίο του μετατροπέα. Η μέθοδος αυτή έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως σε ελέγχους αντιστροφέων με σκοπό την απόσβεση της συχνότητας συντονισμού του φίλτρου εξόδου ενός αντιστροφέα DC/AC. Παρότι όμως αντιμετωπίζει το φαινόμενο της αστάθειας, έχει αρκετά και σοβαρά μειονεκτήματα καθώς κατά την εφαρμογή της αυξάνεται το κόστος της κατασκευής, εισάγει αρκετούς περιορισμούς στη σχεδίαση, η κατασκευή γίνεται λιγότερο ευέλικτη και περιορίζει την απόδοση τους συστήματος αφού ένα μέρος της ενέργειας εισόδου καταναλώνεται πάνω στις αντιστάσεις.

Για την αντιμετώπιση του προβλήματος οι Glover και Sudhoff προτείνουν τη χρήση ενός μη γραμμικού PID ελεγκτή [16]. Όμως, σύμφωνα με τη βιβλιογραφία, ένα βασικό μειονέκτημά του είναι η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα.

Στην αναφορά [17] οι συγγραφείς προτείνουν τη χρήση Sliding Mode ελέγχου όπου στην περίπτωση αυτή η επιφάνεια ολίσθησης (Sliding Surface) είναι η καμπύλη της επιθυμητής ισχύος. Βασικό μειονέκτημά του είναι η ευαισθησία του ελεγκτή σε αλλαγές του φορτίου. Οι ίδιοι συγγραφείς προτείνουν επίσης τη γραμμικοποίηση μέσω ανάδρασης. Η μέθοδος αυτή βασίζεται στη χρήση μίας μη-γραμμικής ανάδρασης που ακυρώνει την επίδραση των μη-γραμμικών όρων στις μεταβλητές κατάστασης και δημιουργεί νέες γραμμικές μεταβλητές. Με αυτό το τρόπο μπορούν να εφαρμοστούν γνωστές τεχνικές από τη θεωρία των γραμμικών συστημάτων. Βασικά μειονεκτήματα κατά την εφαρμογή της μεθόδου είναι ότι δε λαμβάνονται υπόψη οι μεταβολές σε διάφορες παραμέτρους του συστήματος καθώς επίσης και το γεγονός ότι η ευστάθεια μεγάλου σήματος (Large Signal Stability) που παρουσιάζουν προσδιορίζεται γεωμετρικά, δηλαδή ελέγχοντας μόνο το φασικό πορτραίτο (Phase Portrait) γύρω από μία περιοχή λειτουργίας. Η παραπάνω μέθοδος κατηγοριοποιείται στις μεθόδους ενεργούς απόσβεσης (Active Damping).

Στην αναφορά [18] οι συγγραφείς προτείνουν μία ακόμη μέθοδο ενεργούς απόσβεσης. Συμφωνα με αυτή, υπολογίζεται πρώτα η συνάρτηση μεταφοράς μεταβλητής ελέγχου – εξόδου και ανατροφοδοτείται μαζί το ρεύμα του πηνίου πολλαπλασιαζόμενο με ένα συντελεστή απόσβεσης (Damping Factor). Μειονέκτημα της προτεινόμενης μεθόδου είναι ότι η ανάλυση γίνεται με βάση το γραμμικοποιημένο μοντέλο του μετατροπέα και γι' αυτό ο έλεγχος δεν παρουσιάζει αρκετά καλή μεταβατική απόκριση. Επίσης, οι συνθήκες που λαμβάνονται υπόψη για το φορτίο σταθερής ισχύος είναι με βάση το γραμμικοποιημένο μοντέλο του μετατροπέα γεγονός το οποίο δεν εγγυάται ευσταθεία μεγάλου σήματος (Large Signal Stability), δηλαδή, την ικανότητα του ελεγκτή να οδηγήσει την έξοδο στο επιθυμητό σημείο λειτουργίας από οποιεσδήποτε αρχικές συνθήκες.

Οι Kaligh et al. [19] εφαρμόζουν την τεχνική διαμόρφωσης παλμού (Pulse Adjustment Technique) σε μετατροπέα υποβιβασμού και ανύψωσης τάσης (buck converter). Σύμφωνα με την παραπάνω μέθοδο εφαρμόζονται παλμοί μεγάλης και μικρής ισχύος, ανάλογα με την κατάσταση της προς έλεγχο μεταβλητής, με σκοπό να τη διατηρήσουν σταθερή. Η μέθοδος αυτή παρουσιάζει ευρωστία σε μεταβολές των παραμέτρων, είναι γρήγορη και εμφανίζει ικανοποιητική μεταβατική απόκριση. Παρόλα αυτά, δεν παρουσιάζεται απόδειξη για την ευστάθεια της προτεινόμενης μεθόδου καθώς και γραφικές παραστάσεις με την παρουσίαση των μεταβατικών φαινομένων.

Οι Kondratiev et al. [20] προτείνουν την χρήση της μεθόδου Synergetic Control σε μετατροπέα υποβιβασμού και συγκρίνουν τα αποτελέσματά της με αυτά της μεθόδου γραμμικοποίησης μέσω ανάδρασης. Δείχνεται από τους συγγραφείς ότι η προτεινόμενη μέθοδος παρουσιάζει ευστάθεια, πιο γρήγορη απόκριση και ακρίβεια στη διαμόρφωση της εξόδου. Σύμφωνα με τη βιβλιογραφία μειονέκτηματα της μεθόδου είναι ότι μπορεί να

παρουσιάσει ταλαντωτική συμπεριφορά στην έξοδο και ευαισθησία στη μεταβολή των παραμέτρων.

Η τεχνική ακύρωσης βρόχου (Loop-Cancellation Technique) χρησιμοποιείται από τους Rahimi et al. [21] σε μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Μειονεκτήματα της παραπάνω μεθόδου είναι η χρήση μίας επιπλέον βαθμίδας διαφόρισης που κάνει τον ελεγκτή ευαίσθητο στο θόρυβο αλλά και η χρήση μίας επιπλέον μεταβλητής κατάστασης με τη προσθήκη ενός φίλτρου. Επίσης, η ανάλυση της ευστάθειας γίνεται μόνο γύρω από το επιθυμητό σημείο λειτουργίας και δε λαμβάνεται υπόψη η εσωτερική δυναμική του συστήματος.

Οι Kwasinski και Krein εφάρμοσαν τη μέθοδο Passivity-Based Control [22]. Απαραίτητη προϋπόθεση για να εφαρμοστεί η μέθοδος αυτή είναι το προς έλεγχο σύστημα να είναι τουλάχιστον ασθενώς ελάχιστης φάσης (weakly minimum phase) κάτι το οποίο όμως οι συγγραφείς δεν το αντιμετωπίζουν επαρκώς. Εν ολίγοις, οι συγγραφείς δε λαμβάνουν υπόψη την εσωτερική δυναμική του συστήματος και κατ'επέκταση δεν μπορουν να εξασφαλίσουν ότι προτεινόμενος έλεγχος είναι ευσταθής.

Οι Singh και Fulwani [23] προτείνουν τη χρήση ενός ακόμα μη-γραμμικού ελέγχου που βασίζεται στη μέθοδο Sliding Mode Control. Στη προκείμενη μέθοδο, η επιφάνεια ολίσθησης (Sliding Surface) είναι μη-γραμμική και αποδεικνύεται από τους συγγραφείς ότι η μέθοδος αυτή παρουσιάζει ευρωστία στις μεταβολές των παραμέτρων του μετατροπέα (πηνίο, πυκνωτή εξόδου). Η μέθοδος εφαρμόζεται σε μετατροπέα ανύψωσης που αποτελεί μέρος ενός DC μικροδικτύου. Μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι η εφαρμογή της εξαρτάται από την ισχύ του φορτίου σταθερής ισχύος καθώς και από την τάση εξόδου. Αυτό συνεπάγεται ότι μπορεί να παρουσιαστεί αστάθεια σε περιπτώσεις όπου οι αρχικές συνθήκες δεν ικανοποιούν την προαναφερθείσα συνθήκη καθώς και σε μεγάλα μεταβατικά φαινόμενα.

Στη βιβλιογραφία έχουν παρουσιαστεί αρκετές ακόμα μέθοδοι για τον έλεγχο ηλεκτρικών διατάξεων που τροφοδοτούν φορτίο σταθερής ισχύος. Ορισμένες από αυτές χρησιμοποιούν διαφορετικές και πιο περίπλοκες διατάξεις του μετατροπέα ανύψωσης τάσης οι οποίες χρησιμοποιούνται σε εξειδικευμένες εφαρμογές και άλλες διαφορετικές τεχνικές ελέγχου, όπως current mode control [24]. Και οι δύο αυτές κατηγορίες είναι εκτός του στόχου της παρούσας εργασίας.

Συνοψίζοντας, στην παρούσα εργασία αντιμετωπίζουμε το πρόβλημα ελέγχου του μετατροπέα ανύψωσης τάσης που τροφοδοτεί φορτίο σταθερής ισχύος και λειτουργεί σε αβέβαιο περιβάλλον. Παράλληλα όμως, αντιμετωπίζουμε και τα μειονεκτήματα που παρουσιάζονται στην πλειονότητα των μεθόδων στη διεθνή βιβλιογραφία προηγουμένως και πιο συγκεκριμένα είναι τα εξής:

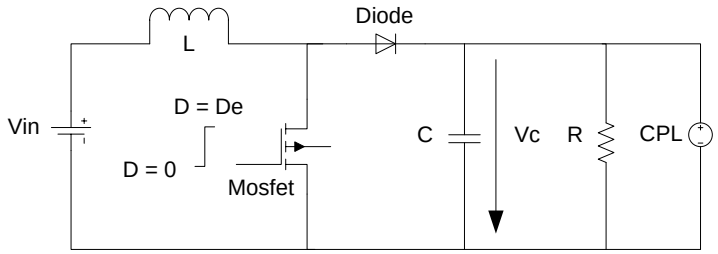
- Ελλείψεις στην απόδειξη ευστάθειας μεγάλου σήματος (Large Signal Stability) για τις μεθόδους που χρησιμοποιούν το γραμμικοποιημένο μαθηματικό μοντέλο του μετατροπέα ανύψωσης τάσης.
- Ελλείψεις στην απόδειξη ευστάθειας μεγάλου σήματος (Large Signal Stability) για τις μεθόδους που χρησιμοποιούν αντιστροφή, όπως γραμμικοποίηση μεσω ανάδρασης (Feedback Linearization), Passivity-Based Control και άλλες. Παράλληλα, ελλείψεις στην απόδειψη της μετατροπής τους συστήματος σε σύστημα ελάχιστης φάσης (Minimum Phase), δηλαδή απόδειξη ότι η εσωτερική δυναμική του συστήματος είναι ευσταθής.
- Αντιμετώπιση αβεβαιοτήτων και μεταβολών στις παραμέτρους του συστήματος, όπως η τάση εισόδου και η τιμή του φορτίου σταθερής ισχύος.
- Κριτήρια για την επιλογή των παραμέτρων του ελεγκτή.
- Ποσοτικοποίηση των αβεβαιοτήτων και της περιοχής στην οποία ο ελεγκτής μπορεί να λειτουργήσει αποτελεσματικά.

3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται το μαθηματικό μοντέλο του μετατροπέα ανύψωσης με την μορφή εξισώσεων κατάστασης και αναλύεται η συμπεριφορά του σε συνθήκες σταθερής κατάστασης (steady state) ή αλλιώς ανάλυση μεγάλου σήματος (large signal analysis) και γύρω από κάποιο επιθυμητό σημείο ισορροπίας ή αλλιώς ανάλυση μικρού σήματος (small signal analysis). Επίσης, εξετάζεται η ευστάθεια του συστήματος σε επιθυμητό σημείο λειτουργίας με τη χρήση μη-γραμμικών εξισώσεων κατάστασης και της θεωρίας Lyapunov. Το παραπάνω είναι ιδιαίτερα σημαντικό καθώς έτσι είναι εφικτή η εξαγωγή συμπερασμάτων για τις συνθήκες που αφορούν την ευστάθεια του μετατροπέα ανύψωσης σε ολόκληρη την περιοχή λειτουργίας του και όχι μόνο γύρω από ένα επιθυμητό σημείο ισορροπίας όπως συνήθως παρουσιάζεται στις περισσότερες δημοσιεύσεις.

3.1. Μαθηματικό μοντέλο

Στην βιβλιογραφία παρουσιάζεται μία τεράστια ποικιλία διατάξεων μετατροπέων ανύψωσης [1]. Παρ'όλα αυτά, εδώ επιλέγουμε την απλούστερη μορφή καθώς σκοπός μας είναι δώσουμε έμφαση στον έλεγχο του μετατροπέα και όχι στην καθ'εαυτό διάταξη από πλευράς ηλεκτρονικών ισχύος. Επιπρόσθετα, καθώς η διάταξη που υλοποιήθηκε είναι χαμηλής ισχύος και ο σκοπός της υλοποιησής της καθαρά πειραματικός δεν υπάρχει καμία απολύτως απαίτηση για κάποιο εξειδικευμένο κυκλώματα. Το κύκλωμα του μετατροπέα φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 2 Ηλεκτρικό κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης τάσης που τροφοδοτεί ωμικό φορτίο παράλληλα με φορτίο σταθερής ισχύος

Για να περιγράψουμε τη δυναμική συμπεριφορά του μετατροπέα ανύψωσης εξάγουμε το μοντέλο μεταβλητών κατάστασης όπως φαίνεται παρακάτω:

$$\dot{i}_L = -(1-d(t))\frac{1}{L}v_c(t) + \frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L \quad (3.1)$$

$$\dot{v}_c = (1-d(t))\frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{CR}v_c(t) - \frac{P(t)}{v_c(t)C} \quad (3.2)$$

Όπου R είναι η ωμική αντίσταση εξόδου (Ω), R_L η ωμική αντίσταση που εμφανίζει το πηνίο (Ω), P η ισχύς του φορτίου σταθερής ισχύος (W), L το πηνίο (H), C ο πυκνωτής (F), Vin η τάση εισόδου της πηγής, i_L το ρεύμα του πηνίου και v_c η τάση εξόδου, ουσιαστικά η τάση στα άκρα του πυκνωτή και της αντίστασης. Το ρεύμα του πηνίου και η τάση του πυκνωτή είναι οι μεταβλητές κατάστασης του συστήματος ενώ η τάση εξόδου είναι η προς έλεγχο μεταβλητή. Επιπρόσθετα, θεωρούμε ότι στην τάση εισόδου καθώς και στο φορτίο σταθερής ισχύος παρουσιάζονται τυχαίες μεταβολές που παραμένουν άγνωστες για το σύστημα αλλά κυμαίνονται σε ένα γνωστό φραγμένο σύνολο τιμών. Για το λόγο αυτό, οι μεταβλητές αυτές αναπαρίστανται ως συνάρτηση του χρόνου. Το duty cycle είναι η μεταβλητή ελέγχου του συστήματος και είναι φραγμένη στο διάστημα (0,1). Οι παραπάνω εξισώσεις μπορούν να αναπαρασταθούν σε μητρική μορφή ως εξής:

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1-d(t)}{L} \\ \frac{1-d(t)}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{v_c(t)C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_i(t) \\ P(t) \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Όπου x είναι το διάνυσμα μεταβλητών κατάστασης $(i_L(t) \quad v_C(t))^T$ (3.4).

3.2. Ευρεση σημείων ισορροπίας

Για να βρούμε τα σημεία ισορροπίας του συστήματος μηδενίζουμε τις παραγώγους των μεταβλητών κατάστασης και λύνουμε ως προς αυτές. Αξίζει να σημειώσουμε ότι αυτά υπολογίζονται για σταθερό duty cycle και ονομαστικές τιμές λειτουργίας για τις υπόλοιπες μεταβλητές. Έτσι έχουμε:

$$\left.\begin{aligned} -(1-d_e)\frac{1}{L}v_{Ce} + \frac{1}{L}V_{in} - \frac{R_L}{L}i_{Le} = 0 \\ (1-d_e)\frac{1}{C}i_{Le} - \frac{1}{CR}v_{Ce} - \frac{P}{v_{Ce}C} = 0 \end{aligned}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left\{\begin{aligned} V_{in} = (1-d_e)v_{Ce} + R_L i_{Le} \\ (1-d_e)i_{Le} = \frac{1}{R}v_{Ce} + \frac{P}{v_{Ce}} \end{aligned}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left\{\begin{aligned} (1-d_e)v_{Ce} = V_{in} - R_L i_{Le} \\ (1-d_e)i_{Le} = \frac{1}{R}v_{Ce} + \frac{P}{v_{Ce}} \end{aligned}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left\{\begin{aligned} (1-d_e) = \frac{V_{in} - R_L i_{Le}}{v_{Ce}} \\ (1-d_e)i_{Le} - \frac{1}{R}v_{Ce} - \frac{P}{v_{Ce}} = 0 \end{aligned}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left\{\begin{aligned} (1-d_e) = \frac{V_{in} - R_L i_{Le}}{v_{Ce}} \\ \frac{V_{in} - R_L i_{Le}}{v_{Ce}} i_{Le} - \frac{1}{R}v_{Ce} - \frac{P}{v_{Ce}} = 0 \end{aligned}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left\{\begin{aligned} (1-d_e) = \frac{V_{in} - R_L i_{Le}}{v_{Ce}} \\ -R_L i_{Le}^{\ 2} + V_{in} i_{Le} - \frac{v_{Ce}^{\ 2}}{R} - P = 0 \end{aligned}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left\{\begin{aligned} (1-d_e) = \frac{V_{in} - R_L i_{Le}}{v_{Ce}} \\ -R_L i_{Le}^{\ 2} + V_{in} i_{Le} - P_{out} = 0 \end{aligned}\right\} \quad (3.5)$$

Όπου $\quad P_{out} = \frac{v_{Ce}^{\ 2}}{R} + P$ (3.6)

Λύνοντας την παραπάνω δευτεροβάθμια εξίσωση με διακρίνουσα $\Delta = V_{in}{}^2 - 4R_L P_{out}$ βρίσκουμε δύο λύσεις για το ρεύμα του πηνίου και κατ'επέκταση δύο σημεία ισορροπίας όπως φαίνονται παρακάτω:

$$x_e = \begin{pmatrix} \dfrac{-V_{in} \pm \sqrt{\Delta}}{-2R_L} \\ v_{Ce} \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

Παρατήρηση 1. Τα δύο σημεία ισορροπίας προκύπτουν από την ύπαρξη της αντίστασης του πηνίου που σε αρκετές πρακτικές εφαρμογές δεν μπορεί να αμεληθεί. Στις εφαρμογές όπου αυτό είναι εφικτό η ανάλυση μεγάλου σήματος (Large signal analysis) του συστήματος μπορεί να απλοποιηθεί αρκετά αφού θα προκύψει ένα σημείο ισορροπίας.

Παρατήρηση 2. Από πρακτική σκοπιά, επιθυμητό σημείο ισορροπίας είναι αυτό που παρουσιάζει μικρότερη τιμή στο ρεύμα του πηνίου. Επομένως, με βάση αυτό θα πρέπει να εξετάζεται η ευστάθεια του συστήματος. Το τελευταίο είναι πολύ σημαντικό να λαμβάνεται υπόψη ιδιαίτερα στις περιπτώσεις όπου το σύστημα είναι ασταθές και απλοί έλεγχοι όπως αναλογικός-ολοκληρωτικός (PI) αποτυγχάνουν.

3.3. Μελέτη ευστάθειας του μετατροπέα ανύψωσης τάσης

Σε αντίθεση με τις περισσότερες εργασίες που παρουσιάζονται στην βιβλιογραφία εδώ εξετάζουμε την ευστάθεια του μετατροπέα ανύψωσης τάσης χρησιμοποιώντας απευθείας το μη-γραμμικό μοντέλο του μετατροπέα. Έτσι μπορούμε να εξάγουμε συμπεράσματα όχι μόνο γύρω από το επιθυμητό σημείο ισορροπίας αλλά και για ολόκληρο το χώρο που κινούνται οι μεταβλητές κατάστασης.

Ορίζουμε τα σφάλματα των μεταβλητών κατάστασης ως προς το επιθυμητό σημείο ισορροπίας $e_L = i_L - i_{Le}$ και $e_C = v_C - v_{Ce}$.

Διαλέγουμε την υποψήφια συνάρτηση Lyapunov $V = \frac{1}{2}Le_L^2 + \frac{1}{2}Ce_C^2$. Η συνάρτηση V είναι θετικά ορισμένη στο σύνολο R^2.

Η παράγωγός της υπολογίζεται ως εξής:

$$\dot{V} = Le_L\dot{e}_L + Ce_C\dot{e}_C \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dot{V} = Le_L\dot{i}_L + Ce_C\dot{v}_C \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dot{V} = Le_L\left(-(1-d_e)\frac{1}{L}v_c(t) + \frac{1}{L}V_{in} - \frac{R_L}{L}i_L\right) +$$

$$+Ce_C\left((1-d_e)\frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{CR}v_c(t) - \frac{P}{v_c(t)C}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dot{V} = e_L\left(-(1-d_e)v_c(t) + V_{in} - R_L i_L\right) + e_C\left((1-d_e)i_L(t) - \frac{1}{R}v_c(t) - \frac{P}{v_c(t)}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dot{V} = e_L\left(-(1-d_e)\left(e_C + v_{Ce}\right) + V_{in} - R_L\left(e_L + i_{Le}\right)\right) +$$

$$+e_C\left((1-d_e)\left(e_L + i_{Le}\right) - \frac{1}{R}\left(e_C + v_{Ce}\right) - \frac{P}{v_c(t)}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dot{V} = e_L\left(-(1-d_e)e_C - (1-d_e)v_{Ce} + V_{in} - R_L e_L - R_L i_{Le}\right) +$$
$$+ e_C\left((1-d_e)e_L + (1-d_e)i_{Le} - \frac{1}{R}e_C - \frac{1}{R}v_{Ce} - \frac{P}{v_c(t)}\right) \Rightarrow$$

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (3.5) έχουμε:

$$\Rightarrow \dot{V} = -(1-d_e)e_C e_L - R_L {e_L}^2 +$$
$$+ e_C\left((1-d_e)e_L + \frac{1}{R}v_{Ce} + \frac{P}{v_{Ce}} - \frac{1}{R}e_C - \frac{1}{R}v_{Ce} - \frac{P}{v_c(t)}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dot{V} = -(1-d_e)e_C e_L - R_L {e_L}^2 +$$
$$+ (1-d_e)e_L e_C - \frac{1}{R}{e_C}^2 + e_C\left(\frac{P}{v_{Ce}} - \frac{P}{v_c(t)}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dot{V} = -R_L {e_L}^2 - \frac{1}{R}{e_C}^2 + e_C\left(\frac{P}{v_{Ce}} - \frac{P}{v_c(t)}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dot{V} = -R_L {e_L}^2 - \frac{1}{R}{e_C}^2 + e_C P\left(\frac{v_c(t) - v_{Ce}}{v_{Ce}v_c(t)}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dot{V} = -R_L {e_L}^2 - \frac{1}{R}{e_C}^2 + {e_C}^2 \frac{P}{v_{Ce}v_c(t)} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dot{V} = -R_L {e_L}^2 + {e_C}^2\left(\frac{P}{v_{Ce}v_c(t)} - \frac{1}{R}\right)$$

Επομένως, σύμφωνα με τη θεωρία Lyapunov, για να είναι το σύστημα ευσταθές πρέπει η παράγωγος της υποψήφιας συνάρτησης Lyapunov να είναι αρνητική. Αυτό συμβαίνει όταν ικανοποιείται η παρακάτω συνθήκη, δεδομένου του γεγονότος ότι η αντίσταση του πηνίου είναι αρκετά μικρή:

$$\frac{P}{v_{Ce}v_c(t)} - \frac{1}{R} < 0$$

$$\frac{P}{v_{Ce}v_c(t)} < \frac{1}{R}$$

$$P < \frac{v_{Ce}v_c(t)}{R} \quad (3.8)$$

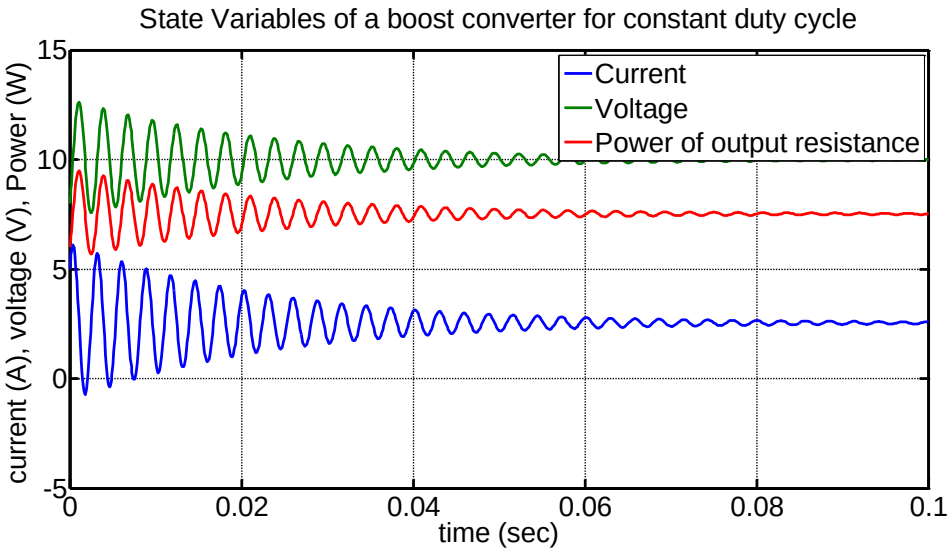
Η παραπάνω ανίσωση μας βοηθά να εξάγουμε πολύ ενδιαφέροντα συμπεράσματα για την ευστάθεια του μετατροπέα ανύψωσης που τροφοδοτεί φορτίο σταθερής ισχύος.

Παρατήρηση 3. Η ευστάθεια του συστήματος γύρω από το σημείο ισορροπίας εξαρτάται από τη σχέση που παρουσιάζεται ευρέως στη βιβλιογραφία και δίνεται παρακάτω:

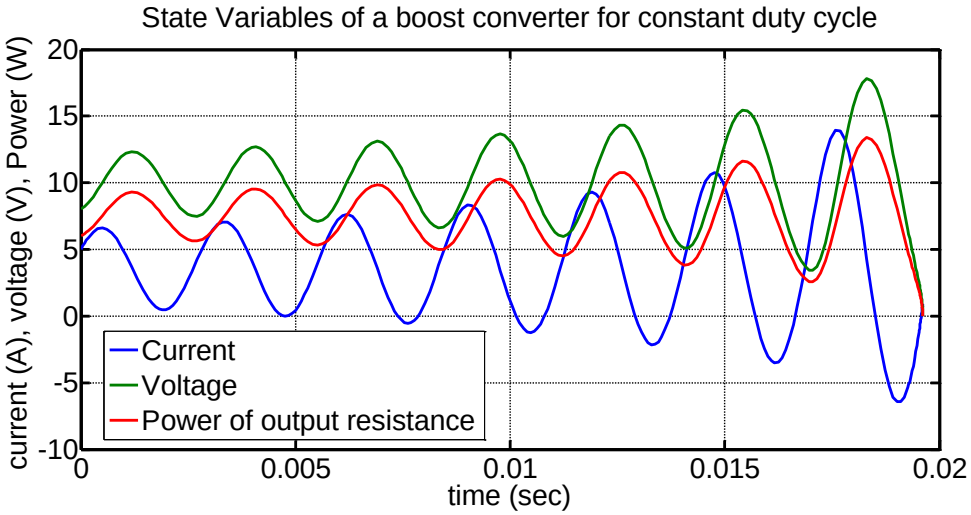
$$P < \frac{{v_{Ce}}^2}{R} \quad (3.9)$$

Δηλαδή, για να είναι το σύστημα ευσταθές γύρω από το σημείο ισορροπίας θα πρέπει η ισχύς που απορροφά το ωμικό φορτίο να είναι μεγαλύτερη από αυτή που απορροφά το φορτίο σταθερής ισχύος.

Παρακάτω φαίνονται δύο περιπτώσεις όπου ο μετατροπέας τροφοδοτεί φορτίο σταθερής ισχύος και καθαρά ωμικό παράλληλα. Το duty cycle που εφαρμόστηκε είναι 0.5077, η αντίσταση εξόδου 13,3 Ω και το φορτίο σταθερής ισχύος 5 και 10 W αντίστοιχα. Στην πρώτη η ισχύς του φορτίου σταθερή ισχύος είναι μικρότερη από αυτή που απορροφά το ωμικό και κατά συνέπεια το σύστημα είναι ευσταθές. Στην δεύτερη περίπτωση η ισχύς του φορτίου σταθερή ισχύος είναι μεγαλύτερη από αυτή που απορροφά το ωμικό και έτσι το σύστημα είναι ασταθές. Επίσης, φαίνεται ότι σε όλη τη τροχιά που κινούνται οι μεταβλητές κατάστασης η ισχύς που απορροφά το φορτίο σταθερής ισχύος δεν ξεπερνά αυτήν του ωμικού.



Εικόνα 3 Μεταβλητές κατάστασης και ισχύς ωμικού φορτίου εξόδου για σταθερό βαθμό χρήσης διακόπτη (duty cycle) – ευσταθές σύστημα



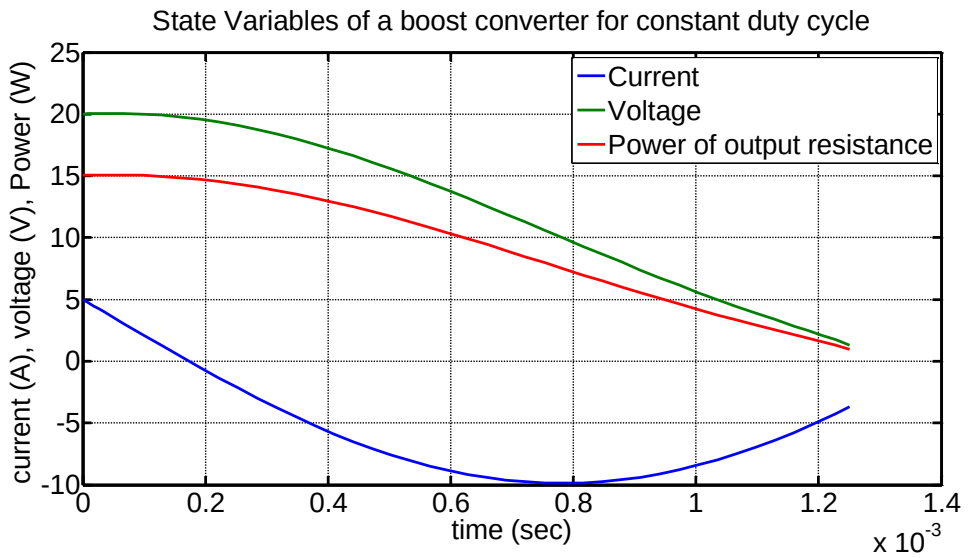
Εικόνα 4 Μεταβλητές κατάστασης και ισχύς ωμικού φορτίου εξόδου για σταθερό βαθμό χρήσης διακόπτη (duty cycle) – οριακά ευσταθές σύστημα

Παρατήρηση 4. Στην περίπτωση που ο μετατροπέας τροφοδοτεί αποκλειστικά φορτίο σταθερής ισχύος τότε το σύστημα είναι πάντοτε ασταθές. Αντίστροφα, στην περίπτωση που τροφοδοτεί αποκλειστικά ωμικό φορτίο τότε το σύστημα είναι πάντοτε ευσταθές.

Παρατήρηση 5. Η ευστάθεια του συστήματος εξαρτάται από τις αρχικές συνθήκες. Αυτό σημαίνει ότι ακόμα και στην περίπτωση που γύρω από το σημείο ισορροπίας το σύστημα είναι ευσταθές υπάρχουν τιμές της τάσης εξόδου που μπορεί να ξεκινά το σύστημα ή να βρεθεί ύστερα από κάποιο μεταβατικό για τις οποίες γίνεται ασταθές. Πρακτικά,

υπάρχουν τιμές τις τάσεις εξοδου από τις οποίες το σύστημα δε μπορεί να εκκινήσει. Αυτό το φαινόμενο συνήθως αγνοείται στις περισσότερες δημοσιεύσεις.

Στην εικόνα παρακάτω φαίνεται ότι σύστημα της πρώτης περίπτωσης που είναι ευσταθές γύρω από το σημείο ισορροπίας οδηγείται σε αστάθεια για ορισμένες αρχικές συνθήκες.



Εικόνα 5 Μεταβλητές κατάστασης και ισχύς ωμικού φορτίου εξόδου για σταθερό βαθμό χρήσης διακόπτη (duty cycle) – ασταθές σύστημα

3.4. Γραμμικοποιημένο μοντέλο του μετατροπέα ανύψωσης τάσης

Όπως έχει αναφερθεί και προηγουμένως, η πρώτη τεχνική ελέγχου που μελετάμε βασίζεται στο γραμμικοποιημένο μοντέλο του μετατροπέα. Για το λόγο αυτό γραμμικοποιούμε το σύσημα που περιγράφεται από τις εξισώσεις (2.3) ως προς ένα σημείο ισορροπίας συμπεριλαμβάνοντας και τις μεταβλητές του συστήματος στις οποίες παρουσιάζονται αβεβαιότητες ή διαταραχές. Εδώ θα μελετήσουμε δύο περιπτώσεις. Αρχικά, θεωρούμε ότι ο μετατροπέας τροφοδοτεί παράλληλα φορτίο σταθερής ισχύος και ωμικό φορτίο καθώς επίσης και ότι υπάρχουν διαταραχές στην τάση εισόδου και στο φορτίο σταθερής ισχύος. Ύστερα, θεωρούμε ότι ο μετατροπέας τροφοδοτεί αποκλειστικά ωμικό φορτίο καθώς επίσης και ότι υπάρχουν διαταραχές στην τάση εισόδου και στο ωμικό φορτίο. Η γραμμικοποιημένη μορφή του συστήματος σε μητρική μορφή για την πρώτη περίπτωση γίνεται ως εξής:

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \frac{R_L}{L} & -\frac{1-d_e}{L} \\ \frac{1-d_e}{C} & -\frac{1}{CR} + \frac{P}{v_{Ce}^2 C} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{v_{Ce}}{L} \\ -\frac{i_{Le}}{C} \end{pmatrix} u + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{v_{Ce}C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d(t) \\ P_d(t) \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Όπου $u = \delta d_R(t)$ είναι η είσοδος ελέγχου, $v_d(t) = \delta v_i(t)$ η άγνωστη διαταραχή στην τάση εισόδου και $P_d(t) = \delta P(t)$ η άγνωστη διαταραχή στο φορτίο σταθερής ισχύος .

Έτσι προκύπτουν οι παρακάτω πίνακες του γραμμικοποιημένου συστήματος:

$$\mathrm{A} = \begin{pmatrix} \frac{R_L}{L} & -\frac{1-d_e}{L} \\ \frac{1-d_e}{C} & -\frac{1}{CR} + \frac{P}{v_{Ce}^2 C} \end{pmatrix}, \quad \mathrm{B} = \begin{pmatrix} \frac{v_{Ce}}{L} \\ -\frac{i_{Le}}{C} \end{pmatrix} \text{ και } C = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{v_{Ce}C} \end{pmatrix} \quad (3.11).$$

Εναλλακτικά το σύστημα μπορεί να γραμμικοποιηθεί όπως παρακάτω:

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \frac{R_L}{L} & -\frac{1-d_e}{L} \\ \frac{1-d_e}{C} & -\frac{1}{CR} + \frac{P(t)}{v_{Ce}{}^2 C} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{v_{Ce}}{L} \\ -\frac{i_{Le}}{C} \end{pmatrix} u + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} v_d(t) \quad (3.12)$$

Έτσι προκύπτουν οι παρακάτω πίνακες του νέου γραμμικοποιημένου συστήματος:

$$\mathrm{A} = \begin{pmatrix} \frac{R_L}{L} & -\frac{1-d_e}{L} \\ \frac{1-d_e}{C} & -\frac{1}{CR} + \frac{P(t)}{v_{Ce}{}^2 C} \end{pmatrix}, \ \mathrm{B} = \begin{pmatrix} \frac{v_{Ce}}{L} \\ -\frac{i_{Le}}{C} \end{pmatrix} \text{ και } C = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} (3.13).$$

Η διαφορά είναι ότι στην περίπτωση αυτή η διαταραχή που εισέρχεται στο φορτίο σταθερής ισχύος παραμένει στο πίνακα Α. Ο λόγος για τον οποίο μπορεί να επιλεγεί μία τέτοια αναπαράσταση βασίζεται στο εάν μπορεί να οδηγήσει σε περισσότερο αποτελεσματικό ελεγκτή. Όπως θα δούμε σε επόμενο κεφάλαιο, ο τρόπος με τον οποίο αναπαρίστανται οι αβεβαιότητες ή διαταραχές επηρεάζουν το σχεδιαζόμενο ελεκτή και μπορούν να οδηγήσουν υπό συνθήκες σε έναν πιο αποτελεσματικό. Φυσικά, η επιλογή αυτή βρίσκεται στην ευχέρεια του σχεδιαστή.

Στην δεύτερη περίπτωση το σύστημα γραμμικοποιείται ως εξής:

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \frac{R_L}{L} & -\frac{1-d_e}{L} \\ \frac{1-d_e}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{v_{Ce}}{L} \\ -\frac{i_{Le}}{C} \end{pmatrix} u + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R^2 C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d(t) \\ r(t) \end{pmatrix} (3.14)$$

Όπου $u = \delta d_R(t)$ είναι η είσοδος ελέγχου, $v_d(t) = \delta v_i(t)$ η άγνωστη διαταραχή στην τάση εισόδου και $r(t) = \delta R(t)$ η άγνωστη διαταραχή στο ωμικό φορτίο.

Έτσι προκύπτουν οι παρακάτω πίνακες του γραμμικοποιημένου συστήματος:

$$\mathrm{A} = \begin{pmatrix} \frac{R_L}{L} & -\frac{1-d_e}{L} \\ \frac{1-d_e}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix}, \ \mathrm{B} = \begin{pmatrix} \frac{v_{Ce}}{L} \\ -\frac{i_{Le}}{C} \end{pmatrix} \text{ και } C = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R^2 C} \end{pmatrix} (3.15).$$

Όμοια με προηγουμένως, αναπαριστώντας με διαφορετικό τρόπο τις αβεβαιότητες ή διαταραχές, προκύπτει το παρακάτω γραμμικοποιημένο μοντέλο:

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \frac{R_L}{L} & -\frac{1-d_e}{L} \\ \frac{1-d_e}{C} & -\frac{1}{CR(t)} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{v_{Ce}}{L} \\ -\frac{i_{Le}}{C} \end{pmatrix} u + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} v_d(t) \quad (3.16)$$

Έτσι προκύπτουν οι παρακάτω πίνακες του γραμμικοποιημένου συστήματος:

$$A = \begin{pmatrix} \frac{R_L}{L} & -\frac{1-d_e}{L} \\ \frac{1-d_e}{C} & -\frac{1}{CR(t)} \end{pmatrix}, \ \mathrm{B} = \begin{pmatrix} \frac{v_{Ce}}{L} \\ -\frac{i_{Le}}{C} \end{pmatrix} \text{ και } C = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} (3.17).$$

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, το γραμμικοποιημένο μοντέλο του μετατροπέα ανύψωσης που αναλύεται παραπάνω, θα χρησιμοποιηθεί στην πρώτη μέθοδο ελέγχου. Είναι

σημαντικό να αναφέρουμε ότι οι παραπάνω μαθηματικές αναπαραστάσεις αφορούν τη συμπεριφορά του μετατροπέα μόνο γύρω από κάποιο σημείο ισορροπίας. Κατ'έπεκταση, τα συμπεράσματα που εξάγονται για την ευστάθεια και την επίδοση του είναι έγκυρα μόνο γύρω από αυτήν την περιοχή λειτουργίας.

4. ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται δύο ελεγκτές που χρησιμοποιήθηκαν για τον έλγχο του μετατροπέα ανύψωσης. Ο πρώτος ελεγκτής είναι μη-γραμμικός και εύρωστος ενώ ο δεύτερος μη-γραμμικός, προσαρμοστικός και βασίζεται στη θεωρία της γραμμικοποίησης εισόδου-εξόδου. Και στις δύο περιπτώσεις αποδεικνύεται η ευστάθεια των ελεγκτών που βασίζεται στη θεωρία Lyapynov. Παράλληλα με την μελέτη και εφαρμογή των ελεγκτών, οι οποίοι δεν έχουν εφαρμοστεί προηγουμένως σε μετατροπέα ανύψωσης τάσης, αναδεικνύεται και η συνεισφορά της παρούσας εργασίας να ξεπεραστούν εμπόδια που προκύπτουν κατά τον έλεγχο του μετατροπέα ανύψωσης τάσης και παρουσιάστηκαν στην βιβλιογραφική ανασκόπιση των μεθόδων ελέγχου σε προηγούμενο κεφάλαιο.

4.1. Εύρωστος μη-γραμμικός ελεγκτής

Οι Gutman, Barmish και Leitmann έχουν προτείνει, σε μία σειρά δημοσιεύσεών τους [25]-[28], την εφαρμογή ενός μη-γραμμικού εύρωστου ελεγκτή για την αντιμετώπιση αβεβαιοτήτων που προκύπτουν σε γραμμικά συστήματα. Με βάση την προτεινόμενη μεθοδολογία, δεν απαιτείται κάποια εκ των προτέρων γνώση των στατιστικών ιδιοτήτων των αβεβαιοτήτων, σε αντίθεση δηλαδή με την στοχαστική προσέγγιση άλλων μεθόδων, αλλά μόνο τα όρια του συνόλου στο οποίο κινούνται οι αβεβαιότητες/διαταραχές. Φυσικά, καθώς το μαθηματικό μοντέλου του μετατροπέα ανύψωσης είναι μη-γραμμικό απαιτείται γραμμικοποίησή του, όπως και παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Ο ελεγκτής αποτελείται από δύο μέρη, ένα γραμμικό και ένα μη-γραμμικό. Το πρώτο τμήμα χρησιμοποιείται για να σταθεροποιηθεί το σύστημα αν το αρχικό είναι ασταθές ή να αποκτήσει καλύτερη μεταβατική απόκριση, ενώ το δεύτερο αντιμετωπίζει τις αβεβαιότητες/διαταραχές. Για να υπολογιστεί το μη-γραμμικό τμήμα του ελεγκτή απαιτείται αρχικά κατάλληλος διαχωρισμός των πινάκων του δυναμικού συστήματος (decomposition) στο τμήμα που θα περιέχει τις ονομαστικές τιμές των παραμέτρων (nominal) και στο τμήμα αυτό που θα περιλαμβάνει τις αβεβαιότητες (matrix uncertainty). Όπως θα δείξουμε και παρακάτω διαφορετικός διαχωρισμός των πινάκων δίνει διαφορετικό ελεγκτή. Κατ'επέκταση, ο διαχωρισμός θα πρέπει να γίνει έτσι ώστε να επιτυγχάνεται το καλύτερο δυνατό αποτέλεσμα για το έλεγχο.

Ο Leitmann [27] αποδεικνύει ότι εάν υπάρχει κατάλληλος πίνακας που να αντιστοιχίζει πλήρως τους πίνακες αβεβαιοτήτων με αυτόν του ελεγκτή (matching conditions), έλεγχος με άπειρα κέρδη και δεν υπάρχει σφάλμα στη μέτρηση των μεταβλητών κατάστασης τότε οι αβεβαιότητες μπορούν να αντιμετωπιστούν πλήρως και να έχουμε ασυμπτωτική ευστάθεια. Καθώς όμως, στην πράξη, δεν υπάρχει ελεγκτής με άπειρο κέρδος αποδεικνύει ότι οι μεταβλητές του συστήματος μπορούν να εισέλθουν και να παραμείνουν σε μία περιοχή γύρω από το επιθυμητό σημείο ισορροπίας καθώς ο χρόνος τείνει στο άπειρο, δηλαδή ότι είναι ομοιόμορφα τελικώς φραγμένες (uniform ultimate boundedness).

Ο Barmish [28] επεκτείνει τα συμπεράσματα του Leitmann και αποδεικνύει ότι ακόμα και στη περίπτωση που δεν πληρούνται οι συνθήκες αντιστοίχισης (matching conditions), εάν το τμήμα αυτών που δεν αντιστοιχίζονται πλήρως (mismatched uncertainties) δεν ξεπερνούν καποιο συγκεκριμένο κατώφλι μη-αντιστοίχισης (mismatch threshold), μπορεί να επιτευχθεί ικανοποιητικός έλεγχος που θα μεταφέρει τις μεταβλητές κατάστασης σε μία ομοιόμορφα τελικώς φραγμένη περιοχή (uniform ultimate boundedness). Σε αυτή την δουλειά θα βασιστούμε κατά την εφαρμογή του ελεγκτή για τον μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

4.1.1. Εξισώσεις γραμμικού συστήματος με αβεβαιότητες

Θεωρούμε ότι έχουμε ένα δυναμικό σύστημα που περιγράφεται από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\dot{x} = [A + \Delta A]x + [B + \Delta B]u + Cv \quad (4.1)$$

Με άγνωστες αρχικές συνθήκες.

Οι πίνακες A, B και C είναι σταθεροί πίνακες με τις ονομαστικές τιμές των παραμέτρων του συστήματος. Οι πίνακες ΔA και ΔB είναι οι πίνακες αβεβαιοτήτων στο σύστημα και τη μεταβλητή ελέγχου αντίστοιχα. Το διάνυσμα v αφορά εξωγενείς διαταραχές που εισέρχονται στο σύστημα.

Στο πρόβλημα που εξετάζουμε και βασιζόμενοι στις εξισώσεις (3.12) και (3.13) οι πίνακες που περιγράφηκαν προηγουμένως έχουν ως εξής:

$$\mathrm{A} = \begin{pmatrix} \frac{R_L}{L} & -\frac{1-d_e}{L} \\ \frac{1-d_e}{C} & -\frac{1}{CR} + \frac{P}{v_{Ce}{}^2 C} \end{pmatrix}, \ \mathrm{B} = \begin{pmatrix} \frac{v_{Ce}}{L} \\ -\frac{i_{Le}}{C} \end{pmatrix}, \ C = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

$$\text{Και } \Delta\mathrm{A} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{\delta P(t)}{v_{Ce}{}^2 C} \end{pmatrix}. \quad (4.3)$$

Πίνακας $\Delta\mathrm{B}$ δεν υπάρχει καθώς δεν έχουμε θεωρήσει αβεβαιότητες στο πίνακα της μεταβλητής ελέγχου.

Στο στάδιο αυτό θα προχωρήσουμε σε περαιτέρω διαχωρισμό των πινάκων των αβεβαιοτήτων χωρίζοντάς τους σε δύο τμήματα. Το πρώτο που μπορεί να αντιστοιχηθεί με τον πίνακα της μεταβλητής ελέγχου (matched portion) και το δεύτερο που δε μπορεί και περιγράφει το υπολειπόμενο τμήμα της αβεβαιότητας (mismatched portion-residual uncertainty).

Έτσι οι πίνακες ΔΑ και C μπορούν να διαχωριστούν όπως φαίνονται παρακάτω.

$$\Delta\mathrm{A} = \Delta\mathrm{A}_m + \Delta\tilde{\mathrm{A}} \ (4.4\alpha) \text{ και } C = C_m + \tilde{C} \ (4.4\beta),$$

όπου $\Delta\mathrm{A}_m$ και C_m ορίζονται ως εξής:

$$\Delta\mathrm{A}_m = BD \ (4.4\gamma) \text{ και } C_m = BF \ (4.4\delta),$$

ενώ το υπολειπόμενο τμήμα της αβεβαιότητας (residual uncertainty) ως εξής:

$$\Delta\tilde{\mathrm{A}} = \Delta\mathrm{A} - BD \ (4.4\varepsilon) \text{ και } \tilde{C} = C - BF \ (4.4\sigma\tau).$$

Στην περίπτωση που το υπολειπόμενο τμήμα των αβεβαιοτήτων είναι πάντοτε μηδενικό και ισχύουν οι σχέσεις:

$$\Delta\mathrm{A} = \Delta\mathrm{A}_m \ (4.4\zeta) \text{ και } C = C_m \ (4.4\eta),$$

τότε λέγεται ότι το δύναμικό σύστημα που περιγράφεται από τις εξισώσεις (4.4ζ) και (4.4η) πληροί τις συνθήκες αντιστοίχισης (matched conditions).

Φυσικά, ο διαχωρισμός των πινάκων δεν είναι μοναδικός και μία κατάλληλη επιλογή του βασίζεται στην ευχέρεια του σχεδιαστή. Σκοπός βέβαια είναι το τμήμα της αβεβαιότητας που μπορεί να αντιστοιχηθεί με τον πίνακα της μεταβλητής ελέγχου να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερο, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται αποτελεσματικότερος έλεγχος του συστήματος.

Εδώ διαλέγουμε τους παρακάτω:

$$D = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{\delta P(t)}{i_{Le} v_{Ce}{}^2} \end{pmatrix} \text{ και } F = \frac{1}{v_{Ce}} \ (4.5).$$

Έτσι προκύπτουν οι παρακάτω πίνακες του τμήματος των αβεβαιοτήτων που μπορούν να αντιστοιχηθούν (matching portion):

$$\Delta A_m = \begin{pmatrix} 0 & -\dfrac{\delta P(t)}{i_{Le} v_{Ce} L} \\ 0 & \dfrac{\delta P(t)}{v_{Ce}{}^2 C} \end{pmatrix} \text{ και } C_m = \begin{pmatrix} \dfrac{1}{L} \\ -\dfrac{i_{Le}}{v_{Ce} C} \end{pmatrix} \quad (4.6),$$

ενώ το υπόλοιπο τμήμα της αβεβαιότητας (residual uncertainty) είναι ως εξής:

$$\Delta \tilde{A} = \begin{pmatrix} 0 & \dfrac{\delta P(t)}{i_{Le} v_{Ce} L} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \text{ και } \tilde{C} = \begin{pmatrix} 0 \\ \dfrac{i_{Le}}{v_{Ce} C} \end{pmatrix} \quad (4.7).$$

Για να ολοκληρωθεί η ανάλυση του παρόντος υποκεφαλαίου, αναφέρονται παρακάτω οι παραδοχές που θα πρέπει να πληρούνται έτσι ώστε ο προτεινόμενος ελεγχτής να έχει τα επιθυμητά αποτελέσματα.

Παραδοχή 1. Οι παραμετρικές αβεβαιότητες θα πρέπει να είναι Lebesgue μετρήσιμες και να μεταβάλλονται εντός φραγμένων συνόλων [28].

Παραδοχή 2. Το ονομαστικό ζεύγος των πινάκων (A,B) να είναι ελέγξιμο [28].

4.1.2.Εξισώσεις εύρωστου μη-γραμμικού ελεγκτή

Με βάση την παραπάνω ανάλυση και βασιζόμενοι στις δημοσιεύσεις Gutman, Barmish και Leitmann [25]-[28] θεωρούμε έλεγχο:

$$u = Kx + p(x) \quad \forall x \in R^2 \quad (4.8)$$

$$\text{Όπου } p(x) \begin{cases} -\dfrac{B'Px}{\|B'Px\|} p_u(x) & if \quad \|B'Px\| > \varepsilon \\ -\dfrac{B'Px}{\varepsilon} p_u(x) & if \quad \|B'Px\| \le \varepsilon \end{cases}, \quad (4.9)$$

P είναι λύση της εξίσωσης Lyapunov $P\bar{A} + AP + Q = 0$ για θετικά ορισμένο πίνακα Q και η $p_u(x)$ συνάρτηση των μεταβλητών κατάστασης του συστήματος που να αναλυθεί περισσότερο παρακάτω.

Εφαρμόζοντας τον έλεγχο (4.8) και (4.9) στο δυναμικό σύστημα (4.1) έχουμε:

$$\dot{x} = \bar{A}x + Bp(x) + Be(x,t),$$

$$\dot{x} = \bar{A}x + Bp(x) + Be_m(x,t) + \tilde{e}(x,t) \quad (4.10),$$

Όπου

$$e_m(x,t) = Dx(t) + Fv(t) \quad (4.11\alpha) \text{ και } \tilde{e}(x,t) = \Delta\tilde{A}x(t) + \tilde{C}v(t) \quad (4.11\beta).$$

Για τα παραπάνω σφάλματα εύκολα συμπεραίνουμε ότι:

$$\|e_m(x,t)\| \le \max\|Dx(t)\| + \max\|Fv(t)\| = M_m\|x\| + M_u = p_u(x) \quad (4.12\alpha)$$

$$\text{και } \|\tilde{e}(x,t)\| \le \max\|\Delta\tilde{A}x(t)\| + \max\|\tilde{C}v(t)\| = \tilde{M}\|x\| + \tilde{M}_u \quad (4.12\beta),$$

$$\text{όπου } \tilde{M} = \max\|\Delta\tilde{A}\| \quad (4.12\gamma) \text{ και } \tilde{M}_u = \max\|\tilde{C}v\| \quad (4.12\delta).$$

Ακόμα, ορίζεται το κατώφλι μη-αντιστοίχισης (threshold of mismatch) ως εξής:

$$M^* = \frac{1}{2}\frac{\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)} \quad (4.13).$$

Θεώρημα 1

Θεωρούμε το δυναμικό σύστημα (4.1) καθώς επίσης και ότι ισχύουν οι παραδοχές 1 και 2. Θεωρούμε ότι το σύστημα (4.1) πληροί τις συνθήκες αντιστοίχισης όπως αυτές περιγράφονται από τις εξισώσεις (4.4)ζ και (4.4η) και τον έλεγχο που περιγράφεται από τις εξισώσεις (4.8) και (4.9). Τότε, ο προαναφερόμενος έλεγχος εφαρμοζόμενος στο σύστημα (4.1) οδηγεί σε συνθήκες UUB $\forall x \in R$.

Απόδειξη

Διαλέγουμε τη συνάρτηση Lyapunov:

$$V(x) = x'Px,\ x \in R \quad (4.14).$$

Έτσι έχουμε:

$$\dot{V}(x) = \dot{x}'Px + x'P\dot{x} =$$

$$= -x'Qx + 2x'PB(p(x) + e_m(x,t)) =$$

$$= -x'Qx + 2(B'Px)'(p(x) + e_m(x,t)) \le$$

$$\le -x'Qx + 2(B'Px)'(p(x) + \frac{B'Px}{\|B'Px\|}p_u(x)) \quad (4.15).$$

Χρησιμοποιώντας τον προτεινόμενο ελεγκτή (4.8) και (4.9) ο δεύτερος όρος του δεξιού τμήματος της ανίσωσης απαλοίφεται για $\|B'Px\| > \varepsilon$, ενώ για $\|B'Px\| \le \varepsilon$ παίρνει μέγιστη τιμή το $\frac{\varepsilon}{2}p_u(x)$.

Επομένως, έχουμε:

$$\dot{V}(x) \le -x'Qx + \frac{\varepsilon}{2}p_u(x) \quad (4.16).$$

Έτσι, η παράγωγος της συνάρτησης Lyapunov είναι αρνητική για κάθε $x \in R$ αν και μόνο αν:

$$x'Qx - \frac{\varepsilon}{2}p_u(x) \ge 0 \quad (4.17).$$

Όμως, γνωρίζουμε ότι ισχύει: $\lambda_{\min}(Q)\|x\|^2 \le x'Qx \le \lambda_{\max}(Q)\|x\|^2$ (4.18).

Επομένως, έχουμε:

$$\lambda_{\min}(Q)\|x\|^2 - \frac{\varepsilon}{2}p_u(x) > 0 \Rightarrow$$

$$\lambda_{\min}(Q)\|x\|^2 - \frac{\varepsilon}{2}(M_m\|x\| + M_u) > 0 \quad (4.19).$$

Δηλαδή, με την εφαρμογή του ελέγχου όλες οι λύσεις του συστήματος θα εισέλθουν σε μία σφαίρα Lyapunov ακτίνας:

$$\eta = \frac{\frac{\varepsilon}{2}M_m + \sqrt{(\frac{\varepsilon}{2}M_m)^2 + \frac{\varepsilon}{2}\lambda_{\min}(Q)M_u}}{2\lambda_{\min}(Q)} \quad (4.20).$$

Τώρα, ορίζουμε $X(k)$ ελλειψοειδές:

$$X(k) = \{x \in R \mid x'Px < k = const > 0\} \quad (4.21)$$

Και $X(\hat{k})$ το μικρότερο ελλειψοειδές που περιλαμβάνει την παραπάνω σφαίρα Lyapunov B(η). Δηλαδή, $\hat{k} = \min\{k \mid X(k) \supseteq B(\eta)\} = \lambda_{\max}(P)\eta^2$ (4.22).

Ορίζουμε επίσης τα ελλειψοειδή:

$$X(\bar{k}) \text{ με } \bar{k} \geq \hat{k} \text{ και}$$

$$X(k_0) \text{ με } k_0 = x_0'Px_0.$$

Ακόμα, γνωρίζουμε ότι:

$$\lambda_{\min}(P)\|x\|^2 \leq x'Px \leq \lambda_{\max}(P)\|x\|^2 \leq \lambda_{\max}(P)\|x_0\|^2 \quad (4.23).$$

Εδώ θεωρούμε:

$$a_1(x) = \lambda_{\min}(P)\|x\|^2 \text{ (4.24α) και } a_2 = \lambda_{\max}(P)\|x\|^2 \text{ (4.24β) δηλαδή ισχύει:}$$

$$a_1(x) \leq V(x) \leq a_2(x) \quad (4.24\gamma).$$

Με βάση την εξίσωση (4.24γ), γνωρίζοντας ότι $\dot{V}(x) \leq -q(x)$ (από εξισώσεις (4.16),(4.19) και (4.20)) $\forall x \geq \eta \geq 0$ και χρησιμοποιώντας το θεώρημα (4.18) της αναφοράς [29] τότε υπάρχει $T > 0$, $\forall x_0 \in R$ τέτοιο ώστε:

$$\|x\| \leq \|x_0\|\sqrt{\frac{\lambda_{\max}(P)}{\lambda_{\min}(P)}}, \ \forall t \geq t_0 + T$$

$$\text{με } T = \frac{k_0 - \bar{k}}{\hat{k}}.$$

Δηλαδή οι λύσεις του συστήματος είναι ομοιόμορφα τελικώς φραγμένες. Έτσι, ολοκληρώνεται η απόδειξη του θεωρήματος 1.

Θεώρημα 2.

Θεωρούμε το δυναμικό σύστημα (4.1) καθώς επίσης και ότι ισχύουν οι παραδοχές 1 και 2. Θεωρούμε τον έλεγχο που περιγράφεται από τις εξισώσεις (4.8) και (4.9) και ότι ισχύει $\tilde{M} \leq M^*$. Τότε, ο προαναφερόμενος έλεγχος εφαρμοζόμενος στο σύστημα (4.1) οδηγεί σε συνθήκες UUB $\forall x \in R$.

Απόδειξη

Διαλέγουμε τη συνάρτηση Lyapunov:

$$V(x) = x'Px, \ x \in R \quad (4.25).$$

Έτσι έχουμε:

$$\dot{V}(x) = \dot{x}'Px + x'P\dot{x} =$$

$$= -x'Qx + 2x'PB(p(x) + e_m(x,t)) + 2x'P\tilde{e}(x,t) =$$

$$= -x'Qx + 2(B'Px)'(p(x) + e_m(x,t)) + 2x'P\tilde{e}(x,t) \leq$$

$$\leq -x'Qx + 2(B'Px)'(p(x) + \frac{B'Px}{\|B'Px\|} p_u(x)) + 2x'P\tilde{e}(x,t) \quad (4.26).$$

Χρησιμοποιώντας τον προτεινόμενο ελεγκτή (4.8) και (4.9) ο δεύτερος όρος του δεξιού τμήματος της ανίσωσης απαλοίφεται για $\|B'Px\| > \varepsilon$, ενώ για $\|B'Px\| \leq \varepsilon$ παίρνει μέγιστη τιμή το $\frac{\varepsilon}{2} p_u(x)$. Ενώ ο τρίτος όρος έχει μέγιστη τιμή $2\|P\|(\tilde{M}\|x\| + M_u)$.

Επομένως, έχουμε:

$$\dot{V}(x) \leq -x'Qx + \frac{\varepsilon}{2} p_u(x) + 2\|x\|\|P\|(\tilde{M}\|x\| + M_u) \quad (4.27).$$

Έτσι, η παράγωγος της συνάρτησης Lyapunov είναι αρνητική για κάθε $x \in R$ αν και μόνο αν:

$$x'Qx - \frac{\varepsilon}{2} p_u(x) - 2\|x\|\|P\|(\tilde{M}\|x\| + M_u) \geq 0 \quad (4.28).$$

Όμως, γνωρίζουμε ότι ισχύει: $\lambda_{\min}(Q)\|x\|^2 \leq x'Qx \leq \lambda_{\max}(Q)\|x\|^2$ (4.29).

Επομένως, έχουμε:

$$\lambda_{\min}(Q)\|x\|^2 - \frac{\varepsilon}{2} p_u(x) - 2\|x\|\|P\|(\tilde{M}\|x\| + M_u) > 0 \Rightarrow$$

$$\lambda_{\min}(Q)\|x\|^2 - \frac{\varepsilon}{2}(M_m\|x\| + M_u) - 2\|x\|\|P\|(\tilde{M}\|x\| + M_u) > 0$$

$$\lambda_{\min}(Q)\|x\|^2 - \frac{\varepsilon}{2} M_m\|x\| - \frac{\varepsilon}{2} M_u - 2\|P\|\tilde{M}\|x\|^2 - 2\|P\|\|x\|M_u > 0$$

$$(\lambda_{\min}(Q) - 2\|P\|\tilde{M})\|x\|^2 - (\frac{\varepsilon}{2} M_m + 2\|P\|\tilde{M}_u)\|x\| - \frac{\varepsilon}{2} M_u > 0 \quad (4.30).$$

Γνωρίζουμε ακόμα ότι: $\lambda_{\max}(P) \leq \|P\|$

Έτσι, με την εφαρμογή του ελέγχου όλες οι λύσεις του συστήματος θα εισέλθουν σε μία σφαίρα Lyapunov ακτίνας:

$$\eta = \frac{\left(\frac{\varepsilon}{2} M_m + 2\lambda_{\max}(P)\tilde{M}_u\right) + \sqrt{(\frac{\varepsilon}{2} M_m + 2\lambda_{\max}(P)\tilde{M}_u)^2 + \frac{\varepsilon}{2}(\lambda_{\min}(Q) - 2\lambda_{\max}(P)\tilde{M})M_u}}{2(\lambda_{\min}(Q) - 2\lambda_{\max}(P)\tilde{M})}$$

(4.31).

Η ύπαρξη της παραπάνω σφαίρας Lyapunov εξασφαλίζεται όταν ικανοποείται η συνθήκη που ορίζεται από την εξίσωση (4.13).

Τώρα, ορίζουμε $X(k)$ ελλειψοειδές:

$$X(k) = \{x \in R \mid x'Px < k = const > 0\} \quad (4.32)$$

Και $X(\hat{k})$ το μικρότερο ελλειψοειδές που περιλαμβάνει την παραπάνω σφαίρα Lyapunov B(η). Δηλαδή, $\hat{k} = \min\{k \mid X(k) \supseteq B(\eta)\} = \lambda_{\max}(P)\eta^2$ (4.33).

Ορίζουμε επίσης τα ελλειψοειδή:

$$X(\bar{k}) \text{ με } \bar{k} \geq \hat{k} \text{ και}$$

$$X(k_0) \text{ με } k_0 = x_0' P x_0 .$$

Ακόμα, γνωρίζουμε ότι:

$$\lambda_{\min}(P)\|x\|^2 \leq x'Px \leq \lambda_{\max}(P)\|x\|^2 \leq \lambda_{\max}(P)\|x_0\|^2 \quad (4.34).$$

Εδώ θεωρούμε:

$$a_1(x) = \lambda_{\min}(P)\|x\|^2 \text{ (4.35α) και } a_2 = \lambda_{\max}(P)\|x\|^2 \text{ (4.35β) δηλαδή ισχύει:}$$

$$a_1(x) \leq V(x) \leq a_2(x) \quad (4.35\gamma).$$

Με βάση την εξίσωση (4.35γ), γνωρίζοντας ότι $\dot{V}(x) \leq -q(x)$ (από εξισώσεις (4.27),(4.30) και (4.31)) $\forall x \geq \eta \geq 0$ και χρησιμοποιώντας το θεώρημα (4.18) της αναφοράς [29] τότε υπάρχει $T > 0$, $\forall x_0 \in R$ τέτοιο ώστε:

$$\|x\| \leq \|x_0\|\sqrt{\frac{\lambda_{\max}(P)}{\lambda_{\min}(P)}}, \ \forall t \geq t_0 + T$$

$$\text{με } T = \frac{k_0 - \bar{k}}{\hat{k}}.$$

Δηλαδή οι λύσεις του συστήματος είναι ομοιόμορφα τελικώς φραγμένες. Έτσι, ολοκληρώνεται η απόδειξη του θεωρήματος 2.

4.1.3.Πρόβλημα Βελτιστοποίησης

Παρά το γεγονός ότι τα κέρδη του ελεγκτή μπορούν να υπολογιστούν αυθαίρετα, χρησιμοποιώντας παραδείγματος χάριν μεθόδους δοκιμής και σφάλματος, εδώ για την επιλογή τους θα λύσουμε κατάλληλο πρόβλημα βελτιστοποίησης. Το πρόβλημα βελτιστοποίησης μπορεί να καταστρωθεί με τέτοιο τρόπο ώστε να μεγιστοποιείται η αβεβαιότητα/διαταραχή που μπορεί να ανεχτεί το σύστημα. Φυσικά, το πρόβλημα που διατυπώνουμε παρακάτω δεν είναι μοναδικό αλλά εξαρτάται πάντα από τους στόχους που θέτει ο κάθε σχεδιαστής. Εν προκειμένω, θα μπορούσε κάποιος να καταστρώσει ένα τέτοιο ώστε να βελτιώνει τη μεταβατική απόκριση του συστήματος ή να ελαχιστοποιεί την περιοχή που θα εισέλθει τελικά το διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης.

Η αντικειμενική συνάρτηση που διαλέγουμε είναι:

$$f(K) = -\frac{1}{2}\frac{\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)} \quad (4.36)$$

Και θα πρέπει να ελεχιστοποιείται χωρίς να παραβιάζονται οι παρακάτω γραμμικοί και μη-γραμμικοί περιορισμοί:

$$\bar{A} = A - BK \quad (4.37),$$

$$P\bar{A} + \bar{A}'P + Q = 0 \quad (4.38)$$

Όπου $\overline{A}$ είναι ο επιθυμητός πίνακας μεταβλητών κατάστασης και οι πίνακες P και Q θετικά ορισμένοι όπως έχουν οριστεί και προηγουμένως.

Επίσης, έχουμε:

$0 \le u \le 1$, όπου u είναι ο έλεγχος όπως ορίζεται από τις εξισώσεις (4.8) και (4.9).

Ουσιαστικά, σκοπός της βελτιστοποίησης είναι να μεγιστοποιηθεί το κατώφλι μη-αντιστοίχισης (mismatch threshold) χωρίς όμως το αποτέλεσμα του ελέγχου να είναι duty cycle που να είναι εκτός τον τεχνικών ορίων του μετατροπέα.

Το παραπάνω πρόβλημα βελτιστοποίησης είναι μη-κυρτό και γι'αυτό το λόγο η λύση που βρίσκουμε δεν μπορεί παρά να είναι ένα τοπικό βέλτιστο. Έτσι, για να έχουμε πιο ικανοποιητικά αποτελέσματα από τον ελεγκτή ακολουθούμε τα παρακάτω βήματα για την επιλογή του.

Αρχικά, διαλέγουμε κέρδη που ρυθμίζουν με κατάλληλο τρόπο τη συμπεριφορά του συστήματος στην ονομαστική του κατάσταση, για παράδειγμα, μέσω της μεθόδου τοποθέτησης πόλων. Τα κέρδη αυτά αποτελούν το διάνυσμα αρχικοποίησης του προβλήματος βελτιστοποίησης.

Στη συνέχεια, επιλύουμε το πρόβλημα βελτιστοποίησης και εξετάζουμε αν η λύση του ικανοποιεί τη συνθήκη $\widetilde{M} \le M^*$, δηλαδή αν από τη συγκεκριμένη λύση προκύπτει ελεγκτής που μπορεί να οδηγήσει σε ικανοποιητικό έλεγχο και σε συνθήκες UUB.

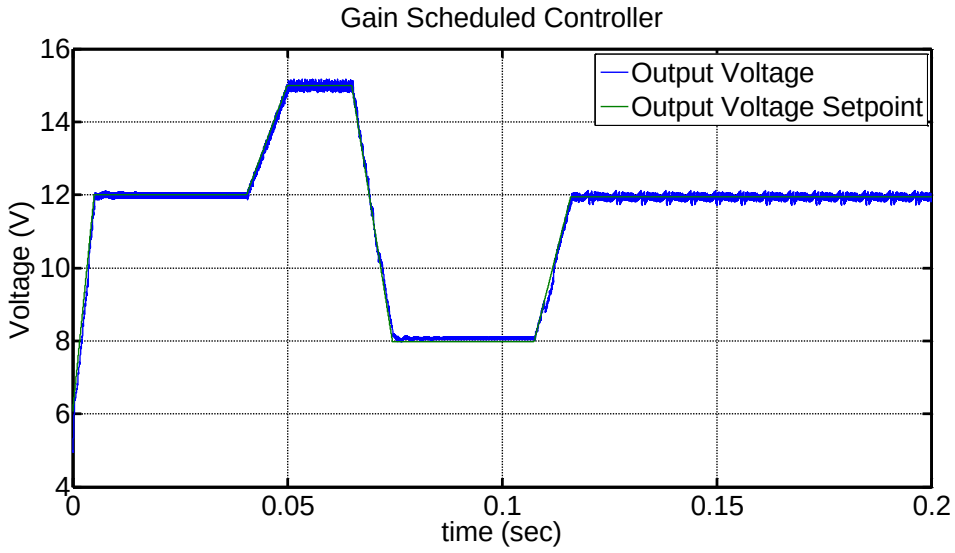
Αν η παραπάνω συνθήκη δεν ικανοποιείται ή δεν πληρούνται περιορισμοί του προβλήματος τότε το πρόβλημα επιλύεται ξανά για διαφορετικές αρχικές συνθήκες. Η διαδικάσια σταματάει όταν βρεθεί διάνυσμα κερδών που να ικανοποιεί όλους τους περιορισμούς του προβλήματος.

Ουσιαστικά, με τον τρόπο που προσεγγίζουμε το πρόβλημα κάνουμε ένα συμβιβασμό μεταξύ την μεταβατικής απόκρισης του συστήματος και της συμπεριφοράς του έναντι αβεβαιοτήτων/διαταραχών.

4.1.4.Μέθοδος σχεδιασμού κερδών (Gain Scheduling)

Ένα βασικό μειονέκτημα των ελεγκτών που βασίζονται στο γραμμικοποιημένο μοντέλο ενός συστήματος γύρω από κάποιο σημείο ισορροπίας είναι ότι η λειτουργία του μπορεί να εξασφαλιστεί μόνο γύρω από το σημείο αυτό. Για να επεκτείνουμε την περιοχή λειτουργίας του ελεγκτή θα χρησιμοποιήσουμε τη μέθοδο του σχεδιασμού κερδών (Gain Scheduling). Με βάση τη μέθοδο αυτή, ο ελεγκτής παραμετροποιείται ως προς κάποια μεταβλητή του συστήματος. Εν προκειμένω, ο ελεγκτής παραμετροποιείται ως προς την τάση εξόδου. Με το τρόπο αυτό εξασφαλίζουμε ότι το σύστημά μας γραμμικοποείται διαρκώς και επομένως είναι ευσταθές σε όλη την τροχιά που θα διανύσει, δηλαδή έχουμε ευστάθεια μεγάλου σήματος (Large Signal Stability). Μετά την παραμετροποίηση του συστήματος θέτουμε στον ελεγκτή, αντί για ένα επιθυμητό σημείο λειτουργίας, μία ευθεία (ράμπα) σημείων λειτουργίας. Η κλίση της ευθείας αυτής καθορίζει και την ευστάθεια του συστήματος. Όσο αυξάνουμε την κλίση της ευθείας τόσο χειροτερεύει η επίδοση του συστήματος και από ένα σημείο και ύστερα μπορεί να γίνει ασταθές. Ουσιαστικά, η ταχύτητα με την οποία στέλνουμε τις επιθυμητές τιμές λειτουργίας, δηλαδή η κλίση της ευθείας, θα πρέπει να είναι τέτοια ώστε να προλαβαίνει το σύστημα να ανταποκριθεί ικανοποιητικά. Στην πράξη αυτό όμως δεν είναι τελείως σαφές, καθώς για ένα μηχανικό σύστημα ο χρόνος μετάβασης από ένα σημείο λειτουργίας σε ένα άλλο μπορεί να είναι της τάξης δευτερολέπτων, ενώ σε ένα ηλεκτρικό της τάξης χιλιοστών του δευτερολέπτου ή μικρότερο, όπως άλλωστε είναι και το σύστημα του μετατροπέα ανύψωσης τάσης που μελετάμε. Ο συγκεκριμένος τρόπος σχεδιασμού περιγράφεται αναλυτικότερα στην αναφορά [khalil]. Παρακάτω φαίνεται προσομοίωση της μεθόδου σχεδιασμού κερδών στο σύστημα του μετατροπέα ανύψωσης τάσης. Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως οι επιθυμητές τι8μές λειτουργίας δε δίνονται βηματικά αλλά

με τη χρήση μίας ράμπας επιθυμητών τιμών έτσι ώστε να επιτυγχάνεται ομαλή μετάβαση από το ένα σημείο στο άλλο.



4.2. Προσαρμοστικός ελεγκτής

Ο δεύτερος ελεγκτής που σχεδιάστηκε είναι ένας προσαρμοστικός ελεγκτής γραμμικοποίησης εισόδου-εξόδου. Σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή δημιουργείται μία γραμμική σχέση μεταξύ εισόδου και εξόδου μέσω της ανατροφοδότησης ενός μη-γραμμικού ελεγκτή. Επίσης, χρησιμοποιούμε κατάλληλο νόμο προσαρμογής για να μπορέσουμε να αντιμετωπίσουμε άγνωστες μεταβολές που προκύπτουν στο φορτίο εξόδου και στην τάση εισόδου. Ένα σύνηθες πρόβλημα που μπορεί να προκύψει κατά την εφαρμογή της μεθόδου αυτής είναι η εμφάνιση ασταθούς εσωτερικής δυναμικής. Γενικότερα, αυτό συμβαίνει στις περιπτώσεις που το προς έλεγχο σύστημα είναι μη-ελάχιστης φάσης και εφαρμόζεται τεχνική ελέγχου με αντιστροφή. Συμφωνα με την αναφορά [Slotine], το πρόβλημα μπορεί να αντιμετωπιστεί επαναπροσδιορίζοντας την μεταβλητή εξόδου. Στην παρούσα εργασία ορίζουμε τη νέα μεταβλητή εξόδου ως εξής:

$$y = v_C(t) + Qi_L(t) \quad (4.39)$$

Ουσιαστικά αθροίζουμε στην τάση εξόδου που είναι η αρχική προς έλεγχο μεταβλητή το ρεύμα του πηνίου πολλαπλασιαζόμενο με έναν παράγοντα Q. Η μεθολογία αυτή ονομάζεται αλλιώς και μέθοδος ενεργούς απόσβεσης (active damping). Όπως αναμένεται, ένα εμφανές πρόβλημα που προκύπτει κατά την εφαρμογή της είναι ότι η μείωση του σφάλματος της νέας μεταβλητής δε συνεπάγεται άμεσα μείωση του σφάλματος της επιθυμητής μεταβλητής εξόδου. Για το λόγο αυτό, θα πρέπει ο συγκεκριμένος έλεγχος να λαμβάνει τέτοιες τιμές για το Q ώστε να εξασφαλίζεται η ευστάθεια του συστήματος αλλά παράλληλα και η ελάχιστη επίδραση στην νέα μεταβλητή εξόδου, έτσι ώστε η τελευταία να προσεγγίζει την τάση εξόδου.

4.2.1.Σχεδίαση μη-γραμμικού προσαρμοστικού ελεγκτή

Η σχεδίαση του ελεγκτή γραμμικοποίησης εισόδου-εξόδου υλοποιείται ακολουθώντας τα εξής βήματα. Πρώτα ορίζουμε την νέα μεταβλητή όπως φαίνεται από την εξισωση (4.39) και παραγωγίζουμε μέχρις ότου εμφανιστεί η μεταβλητή εισόδου. Στη συνέχεια εφαρμόζουμε κατάλληλο μη-γραμμικό νόμο ελέγχου που να ακυρώνει τις μη-γραμμικότητες του συστήματος και να δημιουργεί μία γραμμική σχέση μεταξύ εισόδου-εξόδου. Αν το σύστημα είναι n-οστού βαθμού και χρειαστούν n παραγωγίσεις για να εμφανιστεί η μεταβλητή ελέγχου τότε το σύστημα μπορεί να γραμμικοποιηθεί πλήρως και η μεθοδολογία αυτή ανάγεται στην

επίσης γνωστή μέθοδο που λέγεται γραμμικοποίηση μέσω ανάδρασης (Feedback Linearization). Έτσι, εν προκειμένω, έχουμε:

$$\dot{y} = \dot{v}_C(t) + Q\dot{i}_L(t) \quad (4.40)$$

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις του κεφαλαίου 3 για το σύστημα του μετατροπέα ανύψωσης τάσης τότε η παραπάνω σχέση γίνεται:

$$\dot{y} = (1-d(t))\frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{CR}v_c(t) - \frac{P(t)}{v_c(t)C} + Q(-(1-d(t))\frac{1}{L}v_c(t) + \frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L)$$

$$\dot{y} = (1-d(t))\frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{CR}v_c(t) - \frac{P(t)}{v_c(t)C} + Q(-(1-d(t))\frac{1}{L}v_c(t) + \frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L)$$

$$\dot{y} = Q(\frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L) - \frac{1}{CR}v_c(t) - \frac{P(t)}{v_c(t)C} + u(t)(\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t))$$

Όπου $u(t) = 1 - d(t)$

Η μεταβλητή ελέγχου εμφανίζεται στην πρώτη παραγώγιση και επομένως δε απαιτείται επιπλέον παραγώγιση. Άρα μπορούμε να εφαρμόσουμε τον μη-γραμμικό ελεγκτή ως εξής:

$$u(t) = -(Q(\frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L) - \frac{1}{CR}v_c(t) - \frac{P(t)}{v_c(t)C} + k(y - y_d))/(\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t))$$

Έτσι η δυναμικές εξισώσεις της νέας μεταβλητής γίνονται ως εξής:

$$\dot{y} = -k(y - y_d)$$

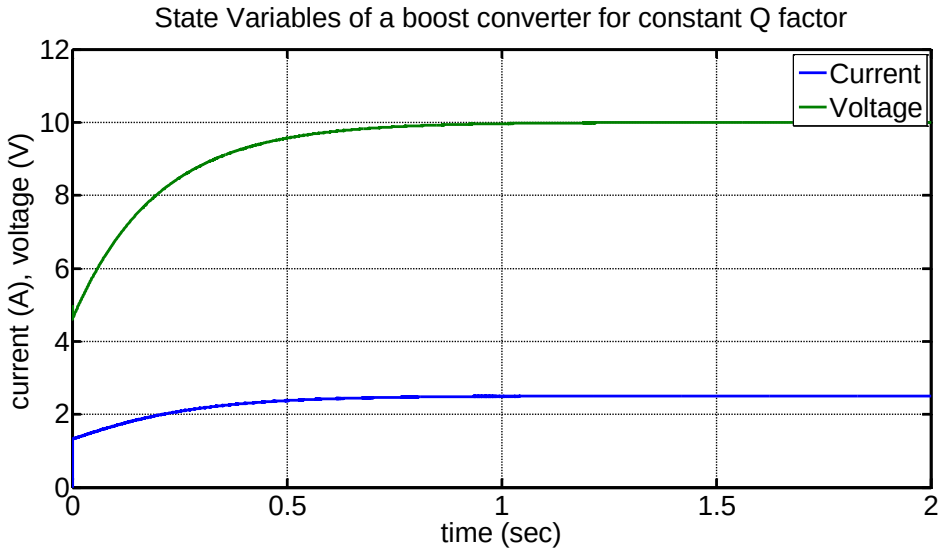
Από την παραπάνω σχέση είναι εμφανές ότι η νέα μεταβλήτη τείνει στη επιθυμητή ασυμπτωτικά με το χρόνο. Όμως σε αυτό το σημείο θα πρέπει να εξετάσουμε τι συμβαίνει και με το ρεύμα του πηνίου που δίνεται από τις παρακάτω εξίσωσεις και ονομάζεται εσωτερική δυναμική του συστήματος:

$$\dot{i}_L = \frac{((Q(\frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L) - \frac{1}{CR}v_c(t) - \frac{P(t)}{v_c(t)C} + k(y - y_d))}{(\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t))}\frac{1}{L}v_c(t) + \frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L$$

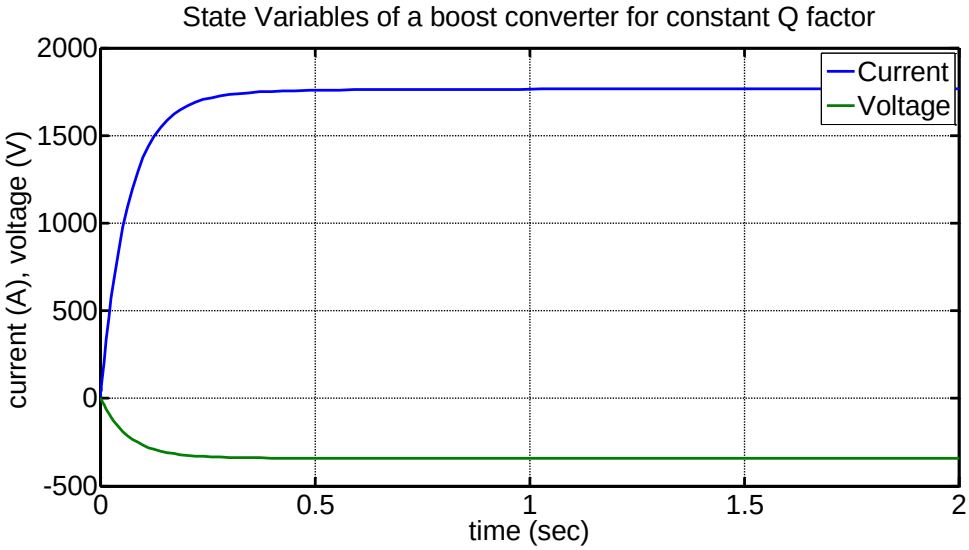
$$\dot{i}_L = \frac{((Q(\frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L) - \frac{1}{CR}v_c(t) - \frac{P(t)}{v_c(t)C} + k(y - y_d))\frac{1}{L}v_c(t)}{\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t)} +$$

$$+ \frac{(\frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L)(\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t))}{\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t)}$$

Χρησιμοποιώντας τον παραπάνω ελεγκτή και τα δεδομένα του παραδείγματος του κεφαλαίου 3 για διαφορετικές τιμές του παράγοντα Q το σύστημα έχει την συμπεριφορά που φαίνεται στις προσομοιώσεις παρακάτω. Για Q = 0.3 το σύστημα έχει ευσταθή εσωτερική δυναμική ενώ για Q = 0.2 ασταθή.



Εικόνα 6 Μεταβλητές κατάστασης για Q = 0.3



Εικόνα 7 Μεταβλητές κατάστασης για Q = 0.2

Φυσικά, στην πράξη, δεν μπορεί ποτέ η τάση του μετατροπέα να πάρει αρνητικές τιμές και φυσικά το ρεύμα του πηνίου δε μπορεί να γίνει άπειρο ή τιμές σαν αυτή που φαίνεται στην παραπάνω. Η παραπάνω γραφική παρουσιάζεται ενδεικτικά και για λόγους κατανόησης.

Είναι εμφανές πλέον ότι η επιλογή του παράγοντα Q έχει σημαντικό ρόλο στην ευστάθεια του συστήματος καθώς επίσης και στην οδήγηση της τάσης εξόδου στην επιθυμητή τιμή. Στην υπάρχουσα βιβλιογραφία, ιδιαίτερα για τα τους ελεγχτές που χρησιμοποιούν κάποιο είδος αντιστροφής, οι συνθήκες για την εσωτερική δυναμική του συστήματος δεν είναι επαρκείς καθώς είτε χρησιμοποιούνται τεχνικές αυτές σε συστήματα που είναι ασθενώς ελάχιστης φάσης είτε είναι ελεγκτές που έχουν σχεδιαστεί με βάση το γραμμικοποιημένο μοντέλο του μετατροπέα ανύψωσης τάσης και επομένως μπορούν να εξασφαλίσουν ευστάθεια μόνο τοπικά. Εδώ εξετάζουμε την εσωτερική δυναμική του συστήματος σε ολόκληρη την περιοχή λειτουργίας και εφαρμόζοντας έτσι έναν παράγοντα Q τέτοιο ώστε να διατηρεί ευσταθές το σύστημα από τις αρχικές συνθήκες μέχρι και το επιθυμητό σημείο λειτουργίας καθως επίσης και να μπορεί να λειτουργήσει σε διαφορετικά σημεία ισορροπίας.

Η μέθοδος γραμμικοποίησης εισόδου εξόδου είναι και αυτή μία μέθοδος που χρησιμοποιεί αντιστροφή. Ο τρόπος με τον οποίο θα εξασφαλίδσουμε ευστάθεια στο

σύστημα είναι υπολογίζοντας τις συνθήκες για τις οποίες η μηδενική δυναμική (Zero Dynamics) του είναι ευσταθής. Η μηδενική δυναμική δίνεται από την εξίσωση παρακάτω:

$$\dot{i}_L = \frac{((Q(\frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L) - \frac{1}{CR}v_c(t) - \frac{P(t)}{v_c(t)C})\frac{1}{L}v_c(t)}{\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t)} +$$

$$+ \frac{(\frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L)(\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t))}{\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t)}$$

$$\dot{i}_L = \frac{((Q(\frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L) - \frac{1}{CR}v_c(t) - \frac{P(t)}{v_c(t)C})\frac{1}{L}v_c(t)}{\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t)} +$$

$$+ \frac{(\frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L)\frac{1}{C}i_L(t) - Q(\frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L)\frac{1}{L}v_c(t)}{\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t)}$$

$$\dot{i}_L = \frac{(-\frac{1}{CR}v_c(t) - \frac{P(t)}{v_c(t)C})\frac{1}{L}v_c(t) + (\frac{1}{L}V_{in}(t) - \frac{R_L}{L}i_L)\frac{1}{C}i_L(t)}{\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t)}$$

$$\dot{i}_L = \frac{-\frac{1}{CR}v_c(t)\frac{1}{L}v_c(t) - \frac{P(t)}{v_c(t)C}\frac{1}{L}v_c(t) + \frac{1}{L}V_{in}(t)\frac{1}{C}i_L(t) - \frac{R_L}{L}i_L\frac{1}{C}i_L(t)}{\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t)}$$

$$\dot{i}_L = \frac{-\frac{1}{CRL}v_c^{\,2}(t) - \frac{P(t)}{CL}v_c(t) + \frac{1}{LC}V_{in}(t)i_L(t) - \frac{R_L}{CL}i_L^{\,2}(t)}{\frac{1}{C}i_L(t) - Q\frac{1}{L}v_c(t)}$$

$$\dot{i}_L = \frac{V_{in}(t)i_L(t) - R_L i_L^{\,2}(t) - \frac{1}{R}v_c^{\,2}(t) - P(t)}{Li_L(t) - QCv_c(t)}$$

$$\dot{i}_L = \frac{P_{in}(t) - P_{out}(t)}{Li_L(t) - QCv_c(t)}$$

Όπου $P_{in}(t) = V_{in}(t)i_L(t) - R_L i_L^{\,2}(t)$ και $P_{out}(t) = \frac{1}{R}v_c^{\,2}(t) + P(t)$ δηλαδή η ισχύς εισόδου και εξόδου αντίστοιχα.

Η παραπάνω σχέση δίνει την μηδενική δυναμική του συστήματος. Για να επιλέξουμε τον κατάλληλο παράγοντα Q που θα εξασφαλίζει ευστάθεια στο σύστημα ορίζουμε την παρακάτω θετικά ορισμένη συνάρτηση Lyapunov.

$$V_i = \frac{1}{2} i_L{}^2$$

Και έχουμε την παράγωγό της:

$$\dot{V}_i = i_L \dot{i}_L$$

$$\dot{V}_i = i_L \frac{P_{in}(t) - P_{out}(t)}{L i_L(t) - QC v_c(t)}$$

Για να είναι ευσταθής η μηδενική δυναμική του συστήματος και επομένως ο ελεγκτής εφαρμόσιμος θα πρέπει η παράγωγος της συνάρτησης Lyapunov να είναι αρνητική. Στην παρούσα εργασία προτείνονται ο παρακάτω τρόπος για να γίνει το σύστημα ευσταθές. Απαραίτητη προϋπόθεση για αυτό είναι να ισχύουν οι παρακάτω παραδοχές που σε μία πραγματική εφαρμογή εξασφαλίζονται.

Παραδοχή 3. Κατά τον υπολογισμό της παραγώγου της συνάρτησης Lyapunov λαμβάνονται υπόψη μόνο οι ονομαστικές τιμές των παραμέτρων.

Παραδοχή 4. Οι ισχείς εισόδου και εξόδου υπολογίζονται με βάση την μέση τιμής τους και επομένως η διαφορά τους είναι πάντοτε θετική.

Παραδοχή 5. Καθώς στην διάταξη του μετατροπέα ανύψωσης χρησιμοποιείται δίοδος και όχι διακοπτικό τότε εμποδίζεται η ανάστροφη ροή του ρεύματος του πηνίου και επομένως λαμβάνει μόνο θετικές τιμές.

Παραδοχή 6. Η αρχική τάση εξόδου είναι πάντοτε διάφορη του μηδενός.

Με βάση τα παραπάνω η απαραίτητη συνθήκη για να είναι ευσταθής η εσωτερική δυναμική του συστήματος είναι η εξής:

$$L\langle i_L(t)\rangle - QC\langle v_c(t)\rangle < 0$$

Ή $Q > \frac{L\langle i_L(t)\rangle}{C\langle v_c(t)\rangle}$, όπου με $\langle\ \rangle$ συμβολίζουμε την μέση τιμή του ρεύματος και της τάσης αντίστοιχα.

Ο παράγοντας Q που υπολογίστηκε είναι συνάρτηση του χρόνου και επομένως για είναι ακόμα έγκυρος ο ελεγκτής θα πρέπει ο ρυθμός μεταβολής του να είναι σχεδόν μηδέν, δηλαδή:

$$\dot{Q} \approx 0\,.$$

Φυσικά, ένας τέτοιος υπολογισμός για τον παράγοντα Q κανει σχετικά απαιτητική την εφαρμογή του, γι'αυτό αλλά και για λόγους απλότητας και από την σκοπιά των μαθηματικών κάποιος θα μπορούσε να διαλέξει την εφαρμογή του παρακάτω παράγοντα Q:

$$Q > \frac{L\langle i_L(t)\rangle_{\max}}{C\langle v_c(t)\rangle_{\min}}$$

Όπου $\langle i_L(t)\rangle_{\max}$ είναι η μέγιστη μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου και $\langle v_c(t)\rangle_{\min}$ είναι η ελάχιστη μέση τιμή της τάσης εξόδου. Για την τάση η ελάχιστη τιμή είναι η τιμή της τάσης εισόδου που πρακτικά είναι η ελάχιστη τιμή του πυκνωτή. Από την άλλη πλευρά η μέγιστη τιμή του ρεύματος δεν μπορεί να υπολογιστεί άμεσα καθώς εξαρτάται από τον ίδιο τον παράγοντα Q. Μια πιο πρακτική προσέγγιση είναι να υπολογιστεί ο παράγοντας Q είτε πειραματικά είτε να χρησιμοποιηθεί η ονομαστική τιμή λειτουργίας του ρεύματος του πηνίου.

Τα παραπάνω συμπεράσματα μπορούν να επεκταθούν εφαρμόζοντας προσαρμοστικό νόμο ελέγχου για την αντιμετώπιση αβεβαιοτήτων στην τάση εισόδου και το φορτίο σταθερής ισχύος.

Έτσι, ορίζουμε την παρακάτω Lyapunov συνάρτηση:

$$V = \frac{1}{2}e_y{}^2 + \frac{1}{2}\gamma_P \tilde{P}^2 + \frac{1}{2}\gamma_V \tilde{V}_{in}{}^2$$

Όπου $e_y = y - y_d$, $\tilde{P} = P - \hat{P}$ και $\tilde{V}_{in} = V_{in} - \hat{V}_{in}$.

Με $\wedge$ ορίζουμε τις εκτιμήσεις των παραμέτρων ενώ με $\sim$ τα παραμετρικά σφάλματα. Στη συνέχεια υπολογίζουμε την παράγωγό τηες συνάρτησης Lyapunov ως εξής:

$$\dot{V} = e_y \dot{e}_y + \gamma_P \tilde{P}\dot{\tilde{P}} + \gamma_V \tilde{V}_{in}\dot{\tilde{V}}_{in}$$

$$\dot{V} = e_y \dot{y} - \gamma_P \tilde{P}\dot{\hat{P}} - \gamma_V \tilde{V}_{in}\dot{\hat{V}}_{in}$$

Τώρα, σε αντίθεση με πριν, θα χρησιμοποιήσουμε τη μέθοδο γραμμικοποίησης εισόδου εξόδου όπου αντί για τις πραγματικές τιμές των παραμέτρων θα εισάγουμε τις εκτιμήσεις τους.

Έτσι η τελευταία σχέση γίνεται ως εξής:

$$\dot{V} = e_y\left(\frac{Q}{L}\tilde{V}_{in} - \frac{\tilde{P}}{v_c(t)C} - ke_y\right) - \gamma_P \tilde{P}\dot{\hat{P}} - \gamma_V \tilde{V}_{in}\dot{\hat{V}}_{in}$$

Εδώ, για λόγους απλότητας παραλείπουμε την μεταβλητή του χρόνου. Τελικά έχουμε:

$$\dot{V} = e_y \frac{Q}{L}\tilde{V}_{in} - e_y \frac{\tilde{P}}{v_c(t)C} - ke_y{}^2 - \gamma_P \tilde{P}\dot{\hat{P}} - \gamma_V \tilde{V}_{in}\dot{\hat{V}}_{in}$$

$$\dot{V} = -ke_y{}^2 - \tilde{P}\left(\frac{e_y}{v_c(t)C} + \gamma_P \dot{\hat{P}}\right) + \tilde{V}_{in}\left(e_y \frac{Q}{L} - \gamma_V \dot{\hat{V}}_{in}\right)$$

Τώρα, διαλέγουμε νόμο προσαρμογής για τα παραμετρικά σφάλματα όπως φαίνεται παρακάτω:

$\dot{\hat{P}} = -\frac{1}{\gamma_P}\frac{e_y}{v_c(t)C}$ και $\dot{\hat{V}}_{in} = \frac{1}{\gamma_V} e_y \frac{Q}{L}$ όπου γ είναι κάποιο παράμετρος σύγκλισης που ορίζεται αυθαίρετα από τον σχεδιαστή.

Έτσι έχουμε:

$$\dot{V} = -ke_y{}^2$$

Από την παραπάνω σχέση συμπεραίνουμε ότι το σφάλμα της νέας μεταβλητής κατάστασης τείνει και στο μηδεν ασυμπτωτικά με τον χρόνο. Όμως είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι αν το σύστημα δεν διεγερθεί αρκετά τότε τα παραμετρικά σφάλματα δεν εξασφαλίζεται ότι θα μηδενιστούν οπωσδήποτε.

Η μηδενική δυναμική του συστήματος περιγράφεται από την παρακάτω σχέση:

$$\dot{i}_L = \frac{((Q(\frac{1}{L}\hat{V}_{in} - \frac{R_L}{L} i_L) - \frac{1}{CR} v_c(t) - \frac{\hat{P}}{v_c(t)C}) \frac{1}{L} v_c(t)}{\frac{1}{C} i_L(t) - Q \frac{1}{L} v_c(t)} +$$

$$+ \frac{(\frac{1}{L} V_{in} - \frac{R_L}{L} i_L(t)) \frac{1}{C} i_L(t) - Q(\frac{1}{L} V_{in} - \frac{R_L}{L} i_L) \frac{1}{L} v_c(t)}{\frac{1}{C} i_L(t) - Q \frac{1}{L} v_c(t)}$$

$$\dot{i}_L = \frac{-\frac{1}{CLR} v_c^{\,2}(t) - \frac{\hat{P}}{v_c(t)C} \frac{1}{L} v_c(t) + \frac{1}{L} V_{in} \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{R_L}{CL} i_L^{\,2}(t) - Q \frac{1}{L} \tilde{V}_{in} \frac{1}{L} v_c(t)}{\frac{1}{C} i_L(t) - Q \frac{1}{L} v_c(t)}$$

$$\dot{i}_L = \frac{-\frac{1}{CLR} v_c^{\,2}(t) - \frac{\hat{P}}{v_c(t)C} \frac{1}{L} v_c(t) + \frac{1}{L} V_{in} \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{R_L}{CL} i_L^{\,2}(t) - Q \frac{1}{L} \tilde{V}_{in} \frac{1}{L} v_c(t)}{\frac{1}{C} i_L(t) - Q \frac{1}{L} v_c(t)}$$

$$\dot{i}_L = \frac{V_{in}(t) i_L(t) - R_L i_L^{\,2}(t) - \frac{1}{R} v_c^{\,2}(t) - \hat{P}(t) - Q \frac{1}{L} \tilde{V}_{in} \frac{1}{L} v_c(t)}{L i_L(t) - QC v_c(t)}$$

$$\dot{i}_L = \frac{P_{in}(t) - P_{out}(t) + \tilde{P} - Q \frac{C}{L} \tilde{V}_{in} v_c(t)}{L i_L(t) - QC v_c(t)}$$

Τώρα, η εσωτερική δυναμική παρουσιάζεται από την παραπάνω σχέση. Σε αντίθεση με προηγουμένως όπου δεν θεωρήσαμε αβεβαιότητες στις παραμέτρους του συστήματος η εσωτερική δυναμική επηρεάζεται από τα παραμετρικά σφάλματα της τάσης εισόδου και του φορτίου σταθερής ισχύος. Καθώς όμως δεν μπορούμε να εξασφαλίσουμε ότι μηδενίζονται τα παραμετρικά σφάλματα τότε θα πρέπει να διαλέξουμε με πιο συντηρητικό τρόπο το παράγοντα Q. Φυσικά κάτι τέτοιο δεν είναι σαφές αφού δε γνωρίζουμε πόσο αποκλίνει η εκτίμηση των παραμέτρων σε σχέση με τις πραγματικές τιμές τους. Παρ'όλα αυτά, από μία πιο πρακτική σκοπιά, μπορούμε να γνωρίζουμε τα όρια μεταβολής των παραμέτρων και με βάση αυτά να διαλέξουμε το χειρότερο δυνατό σενάριο για τα παραμετρικά σφάλματα. Όπως θα δούμε όμως και στην πράξη μία συντηρητική προσέγγιση αρκεί για να λειτουργήσει ικανοποιητικά ο ελεγκτής. Οι μέγιστες τιμές των παραμετρικών σφαλμάτων μπορούν να βρεθούν από τις παρακάτω σχέσεις:

$\tilde{P}_{\max} = P_{\max} - P_{\min}$ και $\tilde{V}_{in\_\max} = V_{in\_\max} - V_{in\_\min}$, όπου με min και max θεωρούμε τις μεγιστες και τις ελάχιστες τιμές των παραμέτρων. Έτσι, όμοια με προηγουμένως, δεδομένου ότι οι μεταβολές του παράγοντα Q είναι αρκετά αργές σε σχέση με το χρόνο, για να είναι η μηδενική δυναμική του συστήματος ευσταθής θα πρέπει να ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$Q > \frac{L\langle i_L(t)\rangle}{C\langle v_c(t)\rangle} \text{ και } \tilde{P} - Q\frac{C}{L}\tilde{V}_{in}\langle v_c(t)\rangle > 0 \text{ ή καλύτερα}$$

$Q > \dfrac{L\langle i_L(t)\rangle}{C\langle v_c(t)\rangle}$ και $Q < \dfrac{\tilde{P}}{\dfrac{C}{L}\tilde{V}_{in}\langle v_c(t)\rangle}$, όπου με $\langle\ \rangle$ συμβολίζουμε την μέση τιμή της τάσης και του ρεύματος σε ένα κύκλο αντίστοιχα.

5. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ

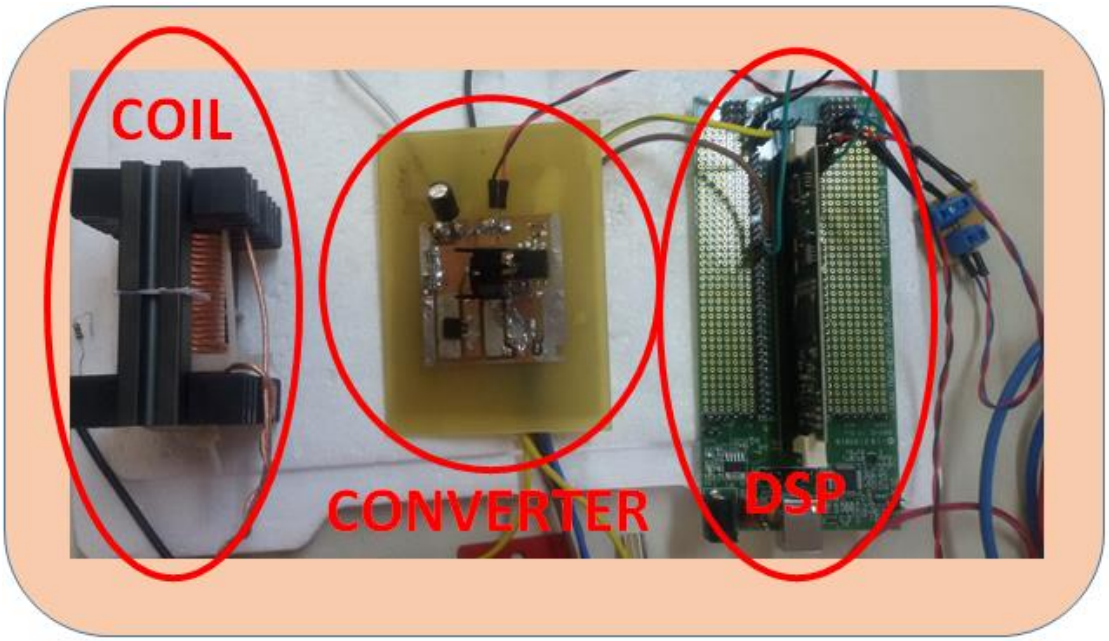
Για να επαληθευτεί η μαθηματική ανάλυση που παρουσιάστηκε στα προηγούμενα κεφάλαια καθώς επίσης και η δυνατότητα εφαρμογής των προτεινόμενων μεθόδων ελέγχου κατασκευάστηκε ένας μετατροπέας ανύψωσης τάσης στο εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΣΗΕ) του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου (ΕΜΠ). Στο παρόν κεφάλαιο θα παρουσιατεί η διάταξη που κατασκευάστηκε και ύστερα τα πειράματα που διεξήχθησαν. Από τα πειράματα αυτά μπορεί να αντληθούν χρήσιμα συμπεράσματα για τους ελέγχους που εφαρμόστηκαν τόσο για την μεταβατική κατάσταση όσο και για τη μόνιμη ενώ παράλληλα το σύστημα λειτουργεί σε αβέβαιο περιβάλλον. Γενικότερα, εφαρμόστηκαν αλλαγές στην επιθυμητή τάση εξόδου και αλλαγές στο φορτίο σταθερής ισχύος.

5.1. Πειραματική διάταξη μετατροπέα ανύψωσης τάσης

Η πειραματική διάταξη που υλοποιήθηκε αποτελείται από ένα μετατροπέα ανύψωσης τάσης που λειτουργεί σε κατάσταση συνεχούς αγωγής (Continuous Conduction Mode CCM), είναι ισχύος 12W και έχει ονομαστική τάση εισόδου και εξόδου Vin = 5V και Vout = 10V ή 12V αντίστοιχα. Η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας είναι f = 50kHz. Για το πηνίο χρησιμοποιήθηκε φερρίτης τύπου E-type 3C85 και καλώδιο Litz και η τιμή του είναι περίπου L = 172uH με αντίσταση ESR = 53 mOhm κοντά στην ονομαστική συχνότητα λειτουργίας. Επιλέχτηκε διακοπτικό στοιχείο IRFIZ44G Mosfet ενώ για τη δίοδο χρησιμοποιήθηκε Power Schottky Rectifier της εταιρείας IXYS έτσι ώστε να μειωθεί πτώση τάσης πάνω στα άκρα της. Σε αντίθεση με αρκετές διόδους όπου η πτώση τάσης φτάνει τα 800mV η συγκεκριμένη εμφανίζει μόνο 150mV. Οι πυκνωτές εισόδου είναι κεραμικοί με τιμή περίπου Cin = 33uF και ο πυκνωτής εξόδου Cout = 293uF αποτελείται από έναν ηλεκτρολυτικό και αρκετούς κεραμικούς τύπου X5R. Τέλος χρησιμοποιήθηκαν ως φορτίο κεραμικές αντιστάσεις ισχύος.

Οι προτεινόμενοι έλεγχοι ενσωματώθηκαν σε ένα επεξεργαστή τύπου Texas Instrument C2000 Experimenter ο οποίος αποτελείται από μία κάρτα ελέγχου F28335 Delfino Control Card και μία ηλεκτρονική πλακέτα με τα υπόλοιπα περιφερειακά στοιχεία. Για την μέτρηση της τάσης εξόδου χρησιμοποιήθηκε ένας διαιρέτης τάσης ενώ για την μέτρηση του ρεύματος ένας μετατροπέας ρεύματος ULTRASTAB 867-60I της εταιρείας DANFYSIK. Το εύρος ζώνης του μετρητικού ρεύματος είναι 150kHz και επομένως αρκετά μεγάλο για τη μέτρηση και της διακύμανσης του ρεύματος. Η απόδοση του μετατροπέα ανύψωσης τάσης, αμελώντας την ζήτηση ισχύος για την τροφοδότηση των μετρητικών και του ελεγκτή, μετρήθηκε κοντά στο 92% όταν το σύστημα λειτούργησε κοντά στην ονομαστικές συνθήκες.

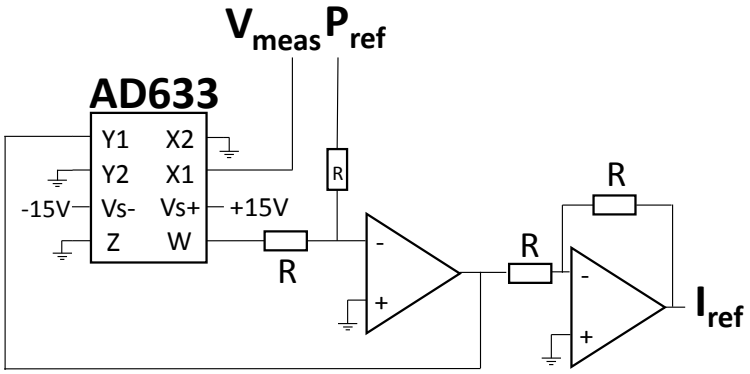
Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται η πειραματική διάταξη του μετατροπέα ανύψωσης.



Εικόνα 8 Πειραματική διάταξη μετατροπέα ανύψωσης

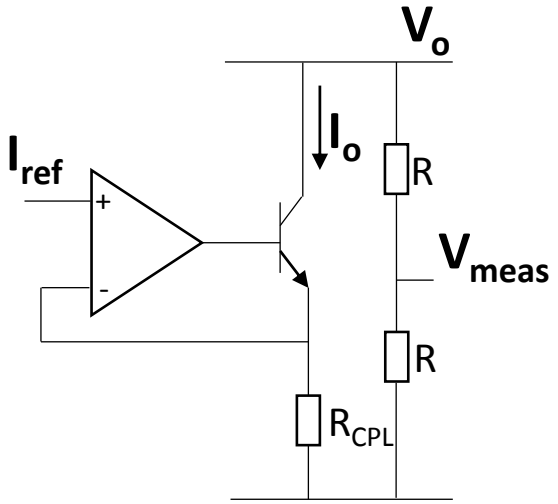
5.2. Πειραματική διάταξη φορτίου σταθερής ισχύος

Για την εκτέλεση των πειραμάτων σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε ένα φορτίο σταθερής ισχύος στο εργαστήριο ΣΗΕ. Καθώς δε υπάρχει εμπορικό προϊόν κατάλληλο για το σκοπό της εργασίας το φορτίο σταθερής ισχύος υλοποιήθηκε με τη χρήση αναλογικών κυκλωμάτων τα οποία ουσιαστικά υλοποιούν δύο βασικές λειτουργίες, αυτή της διαίρεσης αναλογικών σημάτων και τέλος τη λειτουργία ως πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση. Ο αναλογικός πολλαπλασιαστής (ολοκληρωμένο AD633 της εταιρείας Analog Devices) ύστερα από κατάλληλη σύνδεση με έναν τελεστικό ενισχυτή διαιρεί το σήμα που αντιστοιχεί στην επιθυμητή ισχύ λειτουργίας του φορτίου σταθερής ισχύος, κατ'ουσίαν μία πηγή DC τάσης, με τη μετρούμενη τάση εξόδου του μετατροπέα. Το αποτέλεσμα της διαίρεσης είναι ανεστραμένο και ενισχυμένο κατά 10 φορές (κάτι το οποίο είναι χαρακτηριστικό του AD633) και για το λόγο αυτό ένας ακόμα τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται για αναστροφή του σήματος ξανά και την εξασθένισή του κατά 10 φορές. Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται η διάταξη της διαίρεσης του σήματος που περιγράφηκε προηγουμένως.



Εικόνα 9 Αναλογικό κύκλωμα διάιρεσης σημάτων

Το αποτέλεσμα της διαίρεσης είναι το ρεύμα που θα πρέπει επιτευχθεί για να διατηρηθεί η ισχύς εξόδου σταθερή. Φυσικά, αυτό είναι ένα σήμα τάσης που στέλνεται στην ελεγχόμενη πηγή ρεύματος η οποία υλοποιείται με την χρήση ενός τελεστικού ενισχυτή και ενός διπολικού τρανζίστορ (BJT). Η υλοποίηση της ελεγχόμενης πηγής ρεύματος φαίνεται στη παρακάτω εικόνα.

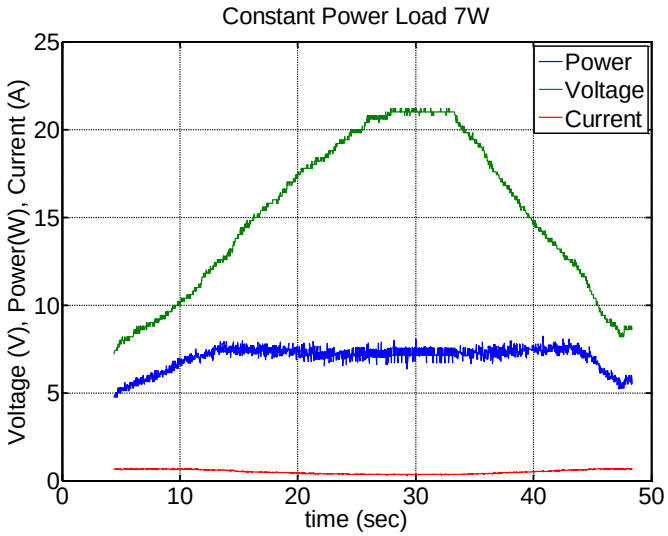


Εικόνα 10 Αναλογικό κύκλωμα πηγής ρεύματος ελεγχόμενης από τάση

Αξίζει να σημειωθεί ότι το σήμα αναφοράς I_{ref} με το ρεύμα του φορτίου σταθερής ισχύος συνδέονται με τη σχέση $I_o = I_{ref}/R_{CPL}$. Κατ'επέκταση, το σήμα αναφοράς P_{ref} συνδέεται με την ισχύ του φορτίου σταθερής ισχύος ως εξής:

$$P_{ref} = V_{meas} I_{ref} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o I_o R_{CPL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} R_{CPL} P_o$$

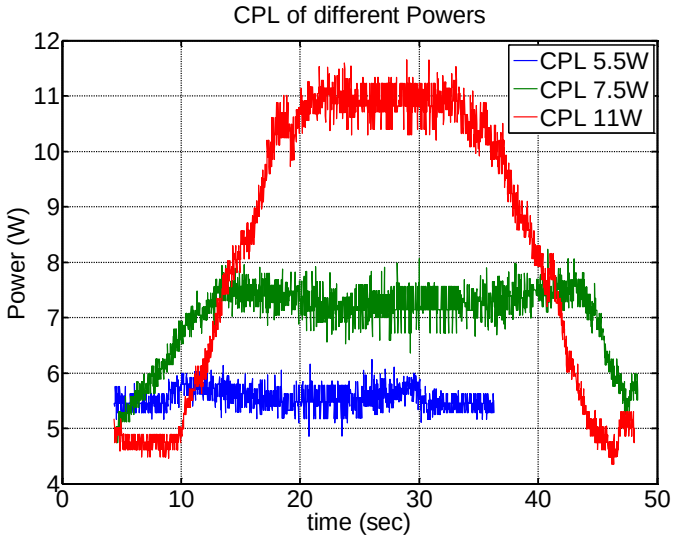
Επίσης, για την υλοποίηση της διάταξης πρέπει να λαμβάνεται υπόψη ότι το διπολικό τρανζίστορ και η σε σειρά αντίσταση θα πρέπει αντέχουν την επιθυμητή ισχύ του φορτίου σταθερής ισχύος καθώς όλη η ισχύς θα διαχέεται πάνω σε αυτά τα στοιχεία. Για την επαλήθευση της ορθής λειτουργίας και σχεδίασης του φορτίου σταθερής ισχύος εκτελέστηκαν πειράματα κατά τα οποία για διαφορετικές επιθυμητές τιμές σταθερής ισχύος και αντίστασης R_{CPL} μεταβαλόταν η τάση εξόδου.



Εικόνα 11 Απόκριση της ισχύος και του ρεύματος του φορτίου σταθερής ισχύος ως προς την τάση εισόδου για δεδομένη αντίσταση R_{CPL}

Από την παραπάνω εικόνα μπορεί να γίνει κατανοητή η λειτουργία σταθερής ισχύος. Είναι εμφανές ότι υπάρχουν δύο διαφορετικές περιοχές λειτουργίας: η μία όπου το φορτίο λειτουργεί σα φορτίο σταθερής ισχύος και η δεύτερη όπου λειτουργεί σαν φορτίο σταθερού ρεύματος. Επίσης είναι ενδιαφέρον το γεγονός ότι το εύρος καθε περιοχής λειτουργίας εξαρτάται αρκετά από το σήμα αναφοράς για το φορτίο σταθερής ισχύος. Αυτό συμβαίνει

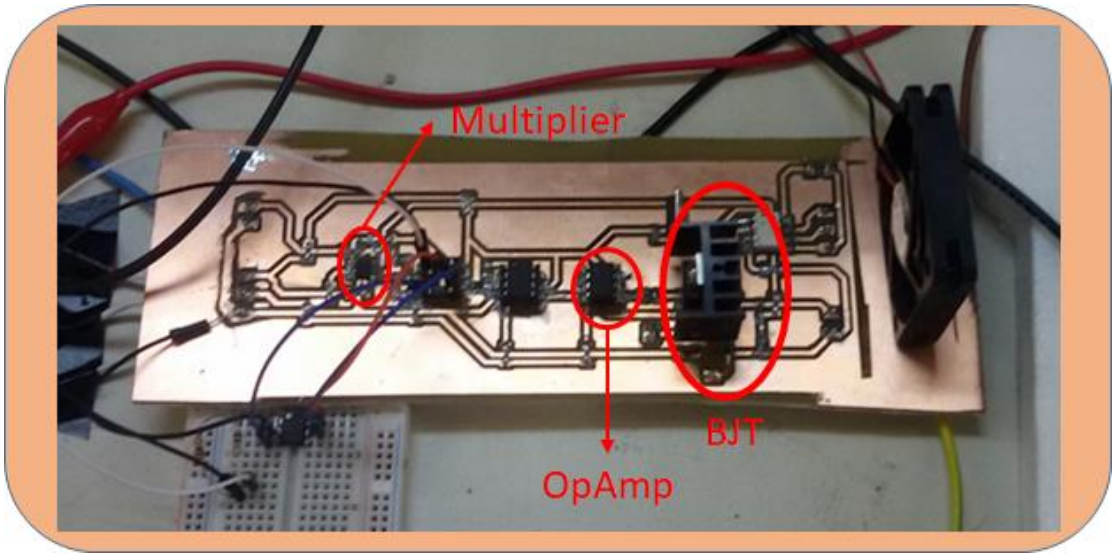
διότι ακόμα και για μικρές μεταβολές στο σήμα αναφοράς μπορούν να οδηγηθούν είτε οι τελεστικοί ενισχυτές σε κορεσμό είτε το διπολικό τρανζίστορ σε κορεσμό ή σε μη-γραμμική περιοχή λειτουργίας. Αυτό γίνεται αρκετα ξεκάθαρο και από τις παρακάτω γραφικές παραστάσεις της επιθυμητής ισχύος για διαφορετικά σήματα αναφοράς.



Εικόνα 12 Απόκριση της ισχύος του φορτίου σταθερής ισχύος για διαφορετικές τιμές αναφοράς της ονομαστικής ισχύος

Από τα παραπάνω πειραματικά αποτελέσματα μπορεί να εξαχθεί το συμπέρασμα ότι η υλοποιηθείσα διάταξη μπορεί να λειτουργήσει σα φορτίο σταθερής ισχύος, δεδομένου σήματος αναφοράς, μόνο όταν η τάση εξόδου ξεπερνά ένα ορισμένο κατώφλι.

Τέλος, στην παρακάτω εικόνα φαίνεται το φορτίο σταθερής ισχύος που υλοποιήθηκε στο εργαστήριο ΣΗΕ.



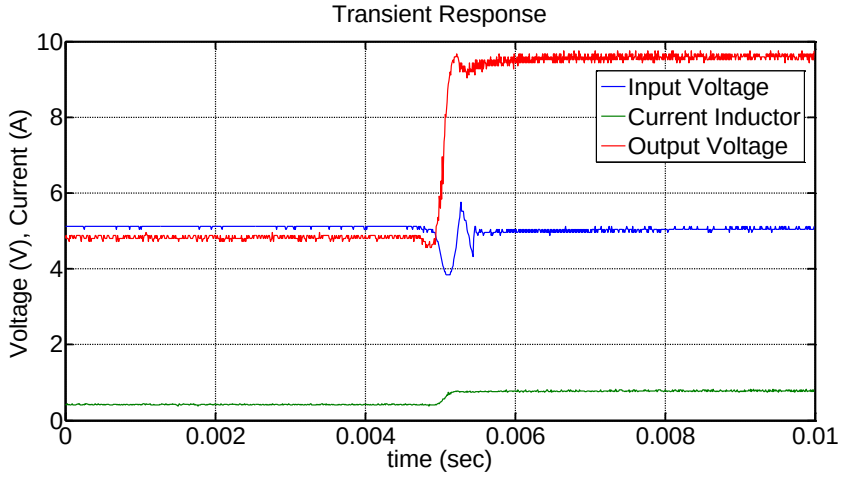
Εικόνα 13 Υλοποιημένο κύκλωμα φορτίου σταθερής ισχύος

5.3. Πειράματα

Σε αυτή την παράγραφο παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα που αντλήθηκαν από την διεξαγωγή πειραμάτων με ή χωρίς τη χρήση φορτίου σταθερής ισχύος.

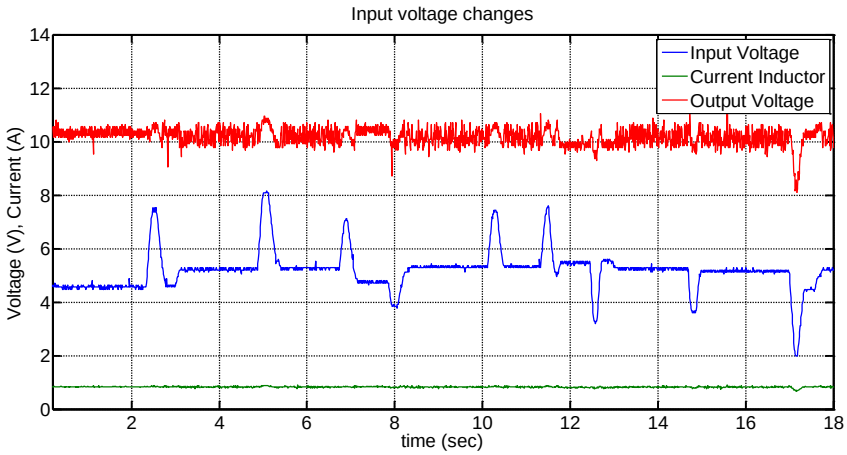
5.3.1.Πείραμα 1

Πρώτα, εξετάζεται η μεταβατική απόκριση με τη χρήση του εύρωστου ελεγκτή χωρίς τη χρήση φορτίου σταθερής ισχύος. Παρ'όλο που δεν είναι σκοπός της παραπάνω μεθόδου η βελτίωση της μεταβατικής απόκρισης του μετατροπέα ανύψωσης, όπως φαίνεται και παρακάτω τα αποτελέσματα είναι άκρως ικανοποιητικά. Η τάση μεταβαίνει από τα 5V στα 10V γρήγορα και ομαλά χωρίς την εμφάνιση υπερπήδησης. Επίσης, κάποιος μπορεί να παρατηρήσει ότι και το ρεύμα μεταβαίνει ομαλά στην ονομαστική του τιμή. Αξίζει να σημειωθεί ότι η τάση εισόδου επηρεάζεται αρκετά από την μεταβολή της τάσης εξόδου και αυτή με τη σειρά της επηρεάζει ξανα την τάση εξόδου. Στο γεγονός αυτό οφείλεται και η μικρή διακύμανση που παρουσιάζεται στη τάση εξόδου κατά την μεταβατική απόκριση.



Εικόνα 14 Μεταβατική απόκριση μετατροπέα ανύψωσης με χρήση εύρωστου ελεγκτή χωρίς φορτίο σταθερής ισχύος.

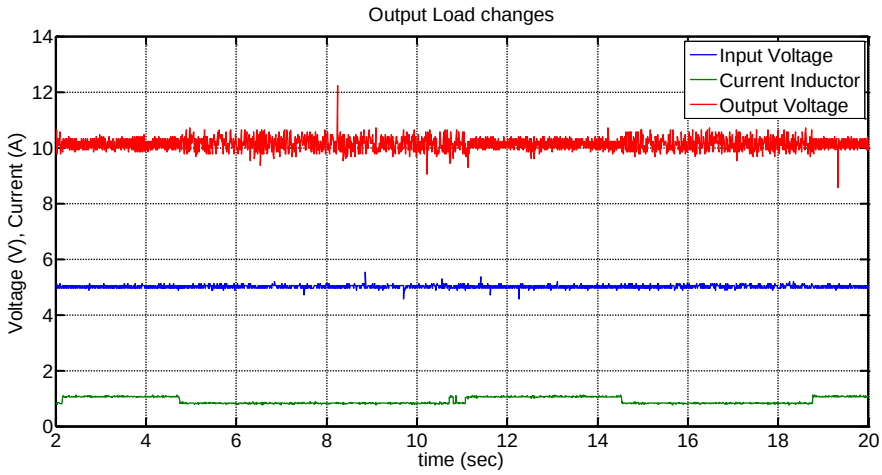
Η παρακάτω εικόνα δείχνει την απόκριση του μετατροπέα ανύψωσης όταν εφαρμόζονται μεταβολές στην τάση εισόδου. Οι μεταβολές αυτές εφαρμόζονται χειροκίνητα και συνεπώς δεν είαι τόσο γρήγορες όσο υποθέτουμε στην θεωρία. Παρ'όλα αυτά, κυμαίνονται έως και 60% από την ονομαστική τιμή τους. Όπως φαίνεται παρακάτω, ο προτεινόμενος ελεγκτής αντιμετωπίζει ικανοποιητικά τις διαταραχές αυτές εκτός από την τελευταία κατά την οποία ξεπερνάται τα τεχνικά όρια στα οπία λειτουργεί.



Εικόνα 15 Απόκριση του μετατροπέα ανύψωσης σε σχέση με τις διαταραχές στην τάση εισόδου

Στην τελευταία γραφική για το πρώτο πείραμα φαίνεται η απόκριση του μετατροπέα ανύψωσης σε σχέση με τις διαταραχές στην ωμική αντίσταση εξόδου. Οι αλλαγές αυτές εφαρμόζονται χειροκίνητα και είναι βηματικές. Επίσης, στην παρακάτω γραφική, οι αλλαγές

αυτές φαίνονται από την μεταβολή του ρεύματος και όχι από την απεικόνιση της πραγματικής τιμής της αντίστασης. Τέλος, ο ελεγκτής ανανταποκρίνεται ικανοποιητικά στις αλλαγές της αντίστασης εξόδου.



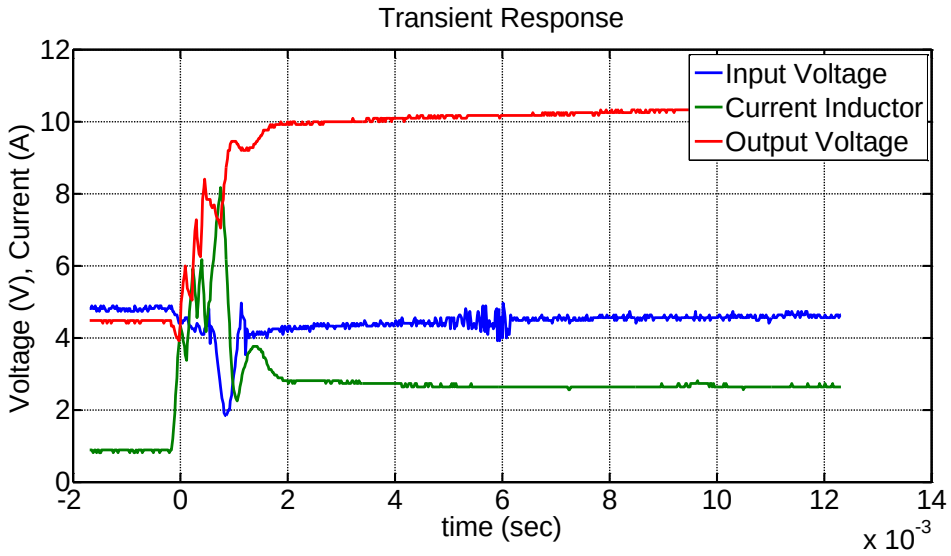
Εικόνα 16 Απόκριση του μετατροπέα ανύψωσης σε σχέση με τις διαταραχές στην αντίσταση εξόδου.

Σχολιασμός αποτελεσμάτων πρώτου πειράματος

Η λειτουργία του πρώτου ελεγκτή κρίνεται αρκετά ικανοποιητική καθώς πετυχαίνει στην πράξη τους στόχους που έχουν τεθεί από τη θεωρητική ανάλυση. Επίσης είναι σχετικά εύκολα εφαρμόσιμος αφού μπορεί να λειτουργήσει για μια ευρεία περιοχή κερδών κατά την ανατροφοδότηση των μεταβλητών κατάστασης και επομένως δεν υπάρχουν αρκετές απαιτήσεις για τη ρύθμιση των κερδών. Παρ'όλα αυτά, για την υλοποίησή του απαιτούνται πολύ μεγάλα κέρδη που μπορούν να οδηγήσουν ακόμα και για μικρές τιμές σφάλματος σε κορεσμό την μεταβλητή ελέγχου. Ο κορεσμός της μεταβλητής ελέγχου αφενός μπορεί να οδηγήσει σε αστάθεια το σύστημα και αφετέρου σε διακυμάνσεις στην τάση εξόδου (που είναι ιδιαίτερα ανεπιθύμητες σε ένα σύστημα ηλεκτρονικών ισχύος όπως στην περίπτωση αυτή) όπως φαίνεται και στην τελευταία γραφική.

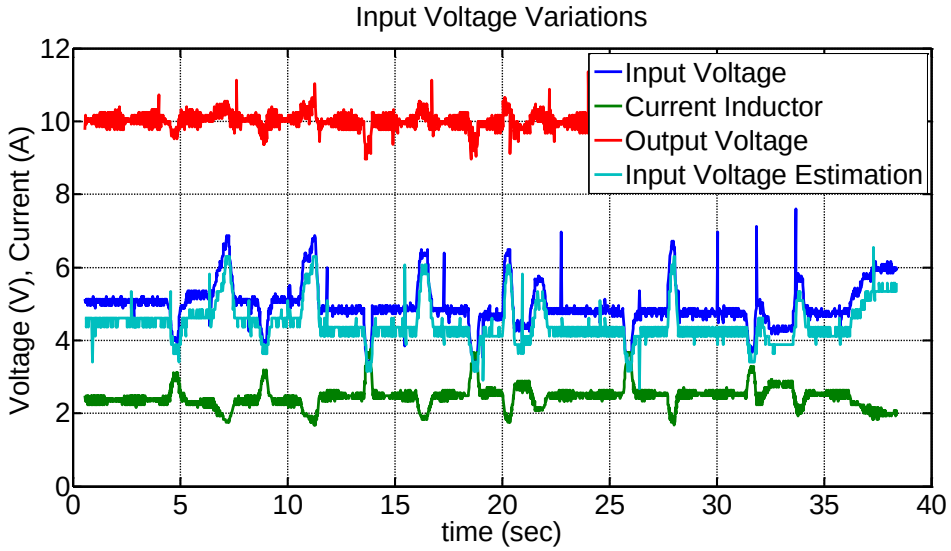
5.3.2.Πειραμα 2

Στο δεύτερο πείραμα ο μετατροπέας ανύψωσης είναι συνδεδεμένος μόνο με ωμική αντίσταση. Ο ελεγκτής είναι προσαρμοστικός και βασίζεται στη μέθοδο γραμμικοποίησης εισόδου-εξόδου όπως έχει αναλυθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο. Στο πείραμα αυτό γίνεται εκτίμηση μίας παραμέτρου, συγκεκριμένα της τάσης εισόδου, στην οποία εφαρμόζουμε διαταραχές. Πρώτα, εξετάζεται η μεταβατική απόκριση του ελεγκτή. Όπως είναι εμφανές, η κυματομορφή της τάσης εξόδου επηρεάζεται αρκετά από τις διαταραχές στη τάση εισόδου. Πρακτικά, αυτό που συμβαίνει, είναι ότι το τροφοδοτικό αδυνατεί να καλύψει αρκετά γρήγορα τη ζήτηση ισχύος από τον μετατροπέα και γι'αυτό η τάση εισόδου βυθίζεται επηρεάζοντας έτσι και τη λειτουργία του μετατροπέα. Στην παρακάτω γραφική φαίνεται η μεταβατική απόκριση του μετατροπέα.



Εικόνα 17 Μεταβατική απόκριση του μετατροπέα ανύψωσης που τροφοδοτεί ωμική αντίσταση με χρήση προσαρμοστικού ελεγκτή.

Η παρακάτω γραφική δείχνει την απόκριση του ελεγκτή όταν στην τάση εισόδου επιβάλλονται διαταραχές. Όπως φαίνεται, τάση εξόδου παραμένει σχετικά σταθερή παρ'ότι οι μεταβολές στην τάση εισόδου φτάνουν έως και το 40% της ονομαστικής τιμής. Με μπλε χρώμα φαίνεται η γραφική της τάσης εισόδου, ενώ με γαλάζιο η εκτίμησή της. Παρά το γεγονός ότι η εκτίμηση δε φτάνει την πραγματική τιμή της τάσης εισόδου, κάτι το οποίο άλλωστε δεν αποδεικνύεται από την θεωρία, φτάνει αρκετά κοντά, και εκεί οφείλεται η πολύ καλή απόκριση του ελεγκτή στις διαταραχές της τάσης εισόδου. Παρακάτω φαίνονται οι γραφικές παραστάσεις της τασης εισόδου, τάσης εξόδου, ρεύματος πηνίου και εκτίμησης της τάσης εισόδου που περιγ΄ραφηκαν και προηγουμένως.

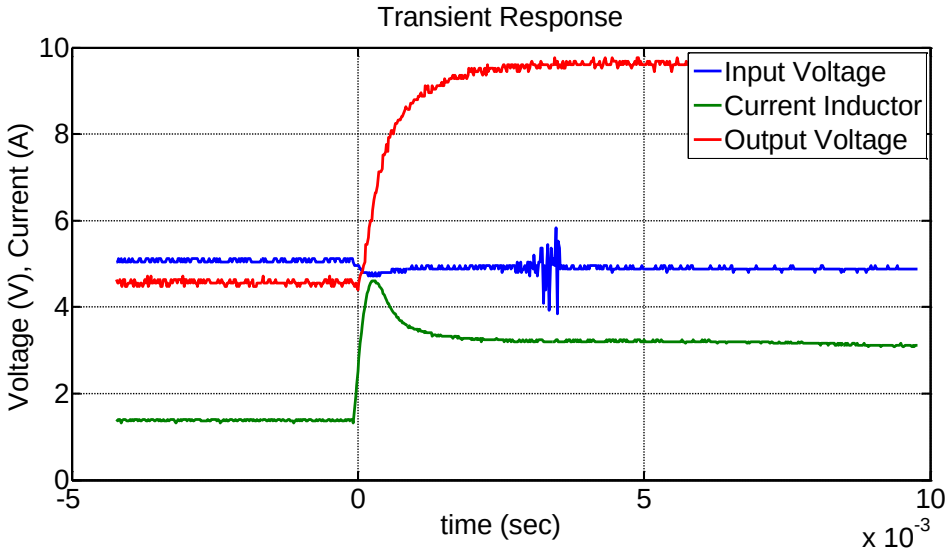


Εικόνα 18 Απόκριση του μετατροπέα ανύψωσης σε σχέση με τις διαταραχές στην τάση εισόδου

5.3.3.Πείραμα 3

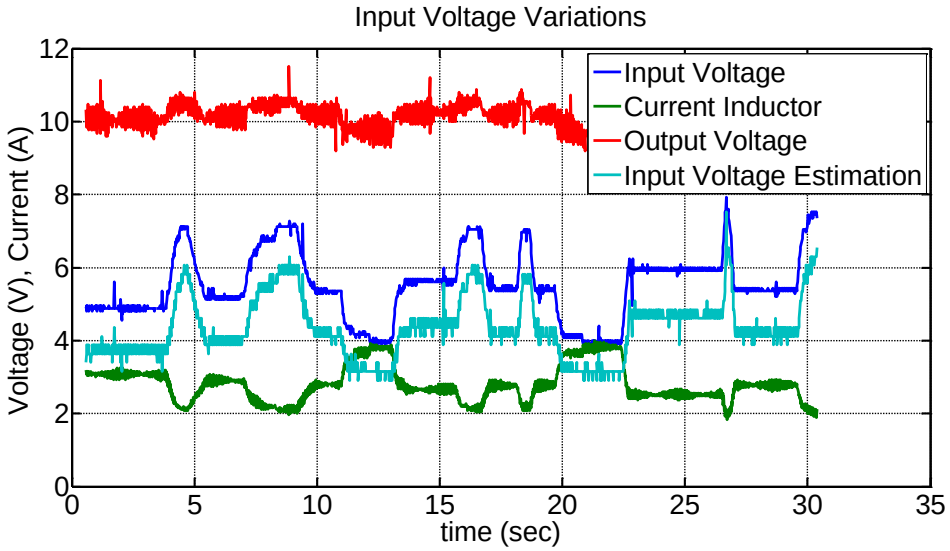
Στο τελευταίο πείραμα ο μετατροπέας ανύψωσης είναι συνδεδεμένος με φορτίο σταθερής ισχύος παράλληλα με ωμική αντίσταση. Ο ελεγκτής είναι προσαρμοστικός και βασίζεται στη μέθοδο γραμμικοποίησης εισόδου-εξόδου όπως έχει αναλυθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο. Στο πείραμα αυτό γίνεται εκτίμηση δύο παραμέτρων, συγκεκριμένα της τάσης εισόδου και του φορτίου σταθερής ισχύος, όπου εφαρμόζονται διαταραχές. Πρώτα, εξετάζεται η μεταβατική

απόκριση του ελεγκτή. Όπως είναι εμφανές, η κυματομορφή της τάσης εξόδου είανι εξαιρετικά ομαλή και τείνει εκθετικά στην επιθυμητή τιμή όπως άλλωστε αποδεικνύεται και από τη θεωρία. Στην παρακάτω γραφική φαίνεται η μεταβατική απόκριση του μετατροπέα.



Εικόνα 19 Μεταβατική απόκριση του μετατροπέα ανύψωσης που τροφοδοτεί φορτίο σταθερής ισχύος παράλληλα με ωμική αντίσταση με χρήση προσαρμοστικού ελεγκτή.

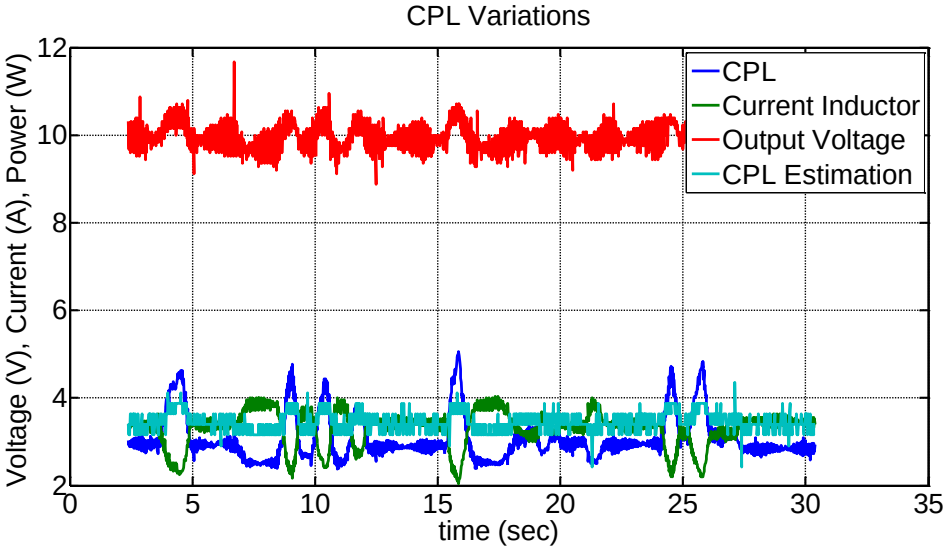
Η παρακάτω γραφική δείχνει την απόκριση του ελεγκτή όταν στην τάση εισόδου επιβάλλονται διαταραχές. Όπως φαίνεται, τάση εξόδου παραμένει σχετικά σταθερή παρ'ότι οι μεταβολές στην τάση εισόδου φτάνουν έως και το 40% της ονομαστικής τιμής. Με μπλε χρώμα φαίνεται η γραφική της τάσης εισόδου, ενώ με γαλάζιο η εκτίμησή της. Παρά το γεγονός ότι η εκτίμηση δε φτάνει την πραγματική τιμή της τάσης εισόδου, κάτι το οποίο άλλωστε δεν αποδεικνύεται από την θεωρία, φτάνει αρκετά κοντά, και εκεί οφείλεται η πολύ καλή απόκριση του ελεγκτή στις διαταραχές της τάσης εισόδου. Παρακάτω φαίνονται οι γραφικές παραστάσεις της τασης εισόδου, τάσης εξόδου, ρεύματος πηνίου και εκτίμησης της τάσης εισόδου που περιγράφηκαν και προηγουμένως.



Εικόνα 20 Απόκριση του μετατροπέα ανύψωσης σε σχέση με τις διαταραχές στην τάση εισόδου

Στη τελευταία γραφική φαίνεται η απόκριση του ελεγκτή όταν επιβάλλονται διαταραχές στο φορτίο σταθερής ισχύος. Όπως φαίνεται, τάση εξόδου παραμένει σχετικά σταθερή, αν και ελαφρώς χειρότερη απόκριση σε αντίθεση με αυτήν όταν εφαρμόστηκαν μεταβολές στη

τάση εισόδου. Οι μεταβολές στο φορτίο σταθερής ισχύος φτάνουν έως και το 60% της ονομαστικής τιμής. Με μπλε χρώμα φαίνεται η γραφική παράσταση του φορτίου σταθερής ισχύος, ενώ με γαλάζιο η εκτίμησή του. Παρά το γεγονός ότι η εκτίμηση δε φτάνει την πραγματική τιμή της τάσης εισόδου, κάτι το οποίο άλλωστε δεν αποδεικνύεται από την θεωρία, φτάνει αρκετά κοντά, και εκεί οφείλεται η πολύ καλή απόκριση του ελεγκτή στις διαταραχές της τάσης εισόδου. Τα αποτελέσματα φυσικά θα μπορούσαν να βελτιωθούν επιλέγοντας διαφορετικό κέρδος για το νόμο προσαρμογής. Ωστόσο, δεν είναι πρωτεύων ρόλος της εργασίας αυτής η εύρεση των κατάλληλων παραμέτρων αυτής της μεθόδου αλλά η απόδειξη της εφαρμόσιμότητάς της. Παρακάτω φαίνονται οι γραφικές παραστάσεις της ισχύος του φορτίου φορτίου σταθερής ισχύος, τάσης εξόδου, ρεύματος πηνίου και εκτίμησης της ισχύος του φορτίου σταθερής ισχύος που περιγράφηκαν και προηγουμένως.



Εικόνα 21 Απόκριση του μετατροπέα ανύψωσης σε σχέση με τις διαταραχές στην ισχύ του φορτίου σταθερής ισχύος

6. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στη παρούσα διπλωματική εργασία εξετάστηκε η απόδοση δύο μη-γραμμικών ελεγκτών, ενός εύρωστου και ενός προσαρμοστικού, καθώς και η εφαρμοσιμότητάς τους μέσω διεξαγωγής πειραμάτων σε μετατροπέα ανύψωσης τάσης που τροφοδοτεί είτε καθαρά ωμικό φορτίο είτε ωμικό φορτίο παράλληλα από φορτίο σταθερής ισχύος και λειτουργεί σε περιβάλλον με αβεβαιότητες. Για το σκοπό των πειραμάτων σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε ένας μετατροπέας ανύψωσης τάσης ονομαστικής ισχύος 12W καθώς επίσης και ένα φορτίο σταθερής ισχύος.

Αρχικά, αποδεικνύεται ότι για τον εύρωστο ελεγκτή μπορούν να επιτευχθούν συνθήκες UUB ακόμα και αν δεν μπορούν να αντιστοιχηθούν όλες οι αβεβαίοτητες που εισέρχονται στο σύστημα. Για την επιλογή των κερδών ανατροφοδότησης επιλύεται κατάλληλο πρόβλημα βελτιστοποίησης και εξασφαλίζεται η ευστάθεια μεγάλου σήματος με την εφαρμογή της θεωρίας Σχεδιασμού Κερδών (Gain Scheduling). Ο προτεινόμενος ελεγκτής αντιμετωπίζει επιτυχώς μεγάλες μεταβολές στην τάση εισόδου και στο ωμικό φορτίο εξόδου ενώ ο μετατροπέας ανύψωσης τροφοδοτεί μόνο ωμικό φορτίο στην έξοδο.

Ο προσαρμοστικός ελεγκτής δοκιμάστηκε σε δύο περιπτώσεις: στην πρώτη όπου ο μετατροπέας τροφοδοτεί μόνο ωμικό φορτίο και την δεύτερη όπου τροφοδοτεί ωμικό φορτίο παράλληλα με φορτίο σταθερής ισχύος. Κατά την διάρκεια των πειραμάτων εφαρμόστηκαν μεγάλες μεταβολές στην τάση εισόδου και στην ισχύ του φορτίου σταθερής ισχύος οι οποίες αντιμετωπίστηκαν με επιτυχία. Ο ελεγκτής κάνει εκτίμηση των μεταβλητών όπου εφαρμόζονται διαταραχές. Η εκτίμηση της τάσης εισόδου γίνεται αρκετά ικανοποιητικά κάτι το οποίο είναι εμφανές από τα πειραματικά δεδομένα στην τάση εξόδου. Ωστόσο, η εκτίμηση της ισχύος του φορτίου σταθερής ισχύος αποκλίνει αισθητά από την πραγματική τιμή. Ρύθμιση των κερδών του νόμου προσαρμογής μπορούν να λύσουν το παραπάνω πρόβλημα. Τέλος, η μεταβατική απόκριση του ελεγκτή είναι εξαιρετική ιδιαίτερα στην περίπτωση όπου ο μετατροπέας τροφοδοτεί φορτίο σταθερή ισχύος παράλληλα με ωμική αντίσταση και τα κέρδη ανατροφοδότησης έχουν ρυθμιστεί κατάλληλα. Ορισμένα προβήματα μπορεί να δημιουργηθούν κατά τη μεταβατική απόκριση ως αποτέλεσμα της προβληματικής συμπεριφοράς του τροφοτικού που παρέχει την τάση εισόδου. Ωστόσο, και αυτό μπορεί να ξεπεραστεί με κατάλληλη ρύθμιση των κερδών του ελεγχτή.

Βιβλιογραφία

[1]. M. Forouzesh, Y. Siwakoti, S. Gorji, F. Blaabjerg and B. Lehman, "Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage Boosting Techniques, Topologies, and Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1-1, 2017.

[2]. H. Bouziane, R. Bouiadjra and M. Debbat, "Design of robust LQR control for DC-DC multilevel boost converter", *2015 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2015.

[3]. İ. Yazici and E. Yaylaci, "Fast and robust voltage control of DC–DC boost converter by using fast terminal sliding mode controller", *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 120-125, 2016.

[4]. R. Naim, G. Weiss and S. Ben-Yaakov, "H/sup ∞/ control applied to boost power converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 677-683, 1997.

[5]. F. Alonge, R. Rabbeni, M. Pucci and G. Vitale, "Identification and Robust Control of a Quadratic DC/DC Boost Converter by Hammerstein Model", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 3975-3985, 2015.

[6]. I. Kim and Y. Son, "Robust cascade control of DC/DC boost converter against input variation and parameter uncertainties", *2015 American Control Conference (ACC)*, 2015.

[7]. M. Fard and M. Aldeen, "Robust control design for a boost converter in a photovoltaic system", *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2016.

[8]. G. Lahoti, U. Shah and P. Kadam, "Robust control of boost converter for flexible operation in PV based systems", *2016 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*, 2016.

[9]. T. Theunisse, J. Chai, R. Sanfelice and W. Heemels, "Robust Global Stabilization of the DC-DC Boost Converter via Hybrid Control", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, no. 4, pp. 1052-1061, 2015.

[10]. J. Roschild, D. Coutinho and C. de Souza, "Robust tuning of current self-controlled single-phase PFC boost converters", *2015 IEEE Conference on Control Applications (CCA)*, 2015.

[11]. F. Ounis and N. Golea, "μ-Synthesis based robust voltage control for cascade boost power converter", *2015 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT)*, 2015.

[12]. A. Emadi and M. Ehsani, "Multi-converter power electronic systems: definition and applications", *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*.

[13]. S. Arora, P. Balsara and D. Bhatia, "Digital implementation of constant power load (CPL), active resistive load, constant current load and combinations", *2016 IEEE Dallas Circuits and Systems Conference (DCAS)*, 2016.

[14]. A. Rahimi and A. Emadi, "An Analytical Investigation of DC/DC Power Electronic Converters With Constant Power Loads in Vehicular Power Systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 6, pp. 2689-2702, 2009.

[15]. R. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of power electronics*, 1st ed. Norwell, Mass.: Kluwer Academic, 2001.

[16]. S. F. Glover and S. D. Sudhoff, “An experimentally validated nonlinear stabilizing control for power electronics based power systems,” Soc. Automotive Eng. (SAE) J., vol. 1, no. 1, 1998. Paper No. 981255.

[17]. A. Emadi, A. Khaligh, C. Rivetta and G. Williamson, "Constant Power Loads and Negative Impedance Instability in Automotive Systems: Definition, Modeling, Stability, and Control of Power Electronic Converters and Motor Drives", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 4, pp. 1112-1125, 2006.

[18]. A. Rahimi and A. Emadi, "Active Damping in DC/DC Power Electronic Converters: A Novel Method to Overcome the Problems of Constant Power Loads", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1428-1439, 2009.

[19]. A. Khaligh, S. Williamson and A. Emadi, "Control and Stabilization of DC/DC Buck-Boost Converters Loaded by Constant Power Loads in Vehicular Systems using a Novel Digital Scheme", *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006.

[20]. I. Kondratiev, E. Santi, R. Dougal and G. Veselov, "Synergetic control for DC-DC buck converters with constant power load", *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*.

[21]. A. Rahimi, G. Williamson and A. Emadi, "Loop-Cancellation Technique: A Novel Nonlinear Feedback to Overcome the Destabilizing Effect of Constant-Power Loads", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 2, pp. 650-661, 2010.

[22]. A. Kwasinski and P. Krein, "Stabilization of constant power loads in Dc-Dc converters using passivity-based control", *INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference*, 2007.

[23]. S. Singh and D. Fulwani, "On design of a robust controller to mitigate CPL effect - A DC micro-grid application", *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2014.

[24]. Y. Li, K. Vannorsdel, A. Zirger, M. Norris and D. Maksimovic, "Current Mode Control for Boost Converters With Constant Power Loads", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, no. 1, pp. 198-206, 2012.

[25]. S. Gutman and G. Leitmann, "Stabilizing control for linear systems with bounded parameter and input uncertainty", *Lecture Notes in Computer Science*, pp. 729-755, 1976.

[26]. G. Leitmann, "Guaranteed ultimate boundedness for a class of uncertain linear dynamical systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 23, no. 6, pp. 1109-1110, 1978.

[27]. G. Leitmann, "On the Efficacy of Nonlinear Control in Uncertain Linear Systems", *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 103, no. 2, p. 95, 1981.

[28]. B. Barmish and G. Leitmann, "On ultimate boundedness control of uncertain systems in the absence of matching assumptions", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 27, no. 1, pp. 153-158, 1982.

[29]. Khalil, Hassan K. Nonlinear Control. 1st ed. Boston [etc.]: Pearson, 2015. Print.