



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Προβλεπτικός Έλεγχος για Διακοπτικές Ανορθωτικές
Διατάξεις**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Κωνσταντίνος Γ. Παύλου

Επιβλέπων: Στέφανος Ν. Μανιάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, 2012



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Προβλεπτικός Έλεγχος για Διακοπτικές Ανορθωτικές Διατάξεις

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Κωνσταντίνος Γ. Παύλου

Επιβλέπων: Στέφανος Ν. Μανιάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 19^η Ιανουαρίου 2012

.....
Σ. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Α. Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Στ. Παπαθανασίου
Επικ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Τρ. Κουσιουρής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Κ. Τζαφέστας
Επικ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Κ. Κυριακόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Εμμ. Τατάκης
Αναπλ. Καθηγητής Παν. Πατρών

Αθήνα, Ιανουάριος 2012

.....
Κωνσταντίνος Γ. Παύλου

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

Υποψήφιος Διδάκτωρ Μηχανικός Ε.Μ.Π.

Copyright © Κωνσταντίνος Γ. Παύλου

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

«Είναι ωραίο να προχωρείς στο δρόμο της αρετής,
άσχημο όμως να μένεις στα μισά του δρόμου».

Κομφούκιος

Στους υπομονετικούς συμπαραστάτες της προσπάθειάς μου,
τη σύζυγο μου Σοφία και την κόρη μου Ρενέ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα διδακτορική διατριβή, που τιτλοφορείται «Προβλεπτικός Έλεγχος για Διακοπτικές Ανορθωτικές Διατάξεις», αποτελεί μια εναλλακτική πρόταση στο πολυσύνθετο πρόβλημα του ελέγχου των διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων. Κύρια επιδίωξη της εργασίας αποτελεί η ανάδειξη των πλεονεκτημάτων του προβλεπτικού ελέγχου έναντι των γνωστών – παραδοσιακών ελεγκτών σε αυτή την κατηγορία των μετατροπέων των ηλεκτρονικών ισχύος. Η μελέτη των συγκεκριμένων μετατροπέων παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον για τους ηλεκτρολόγους μηχανικούς, κυρίως γιατί τοποθετείται σε δυο επιστημονικά πεδία, της ενέργειας και των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής στηρίζεται στο μαθηματικό μοντέλο διακριτού χρόνου του μετατροπέα, συμπεριλαμβανομένων της πηγής ηλεκτρικής ενέργειας και του φορτίου. Μέσω αυτού, προβλέπει τη μελλοντική τιμή των μεταβλητών ελέγχου σε ένα εύρος χρόνου, που καλείται ορίζοντας πρόβλεψη, επιβάλλοντας τους τη χρονική τους διακύμανση εντός προκαθορισμένων ορίων. Η βέλτιστη δράση ελέγχου, που αντιστοιχεί σε κάποια επιτρεπτή διακοπτική κατάσταση, προκύπτει έπειτα από την ελαχιστοποίηση του κριτηρίου βελτιστοποίησης, μέσω του οποίου επιτυγχάνονται οι απαιτούμενοι λειτουργικοί στόχοι. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται σε κάθε νέα δειγματοληψία. Η δομή της προκείμενης διδακτορικής διατριβής οργανώνεται ως εξής: Στο πρώτο κεφάλαιο παρουσιάζεται συνοπτικά η ιστορική αναδρομή των διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων και το απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο που απαιτείται για την σχεδίαση των προβλεπτικών ελεγκτών μετατιθέμενου ορίζοντα καθώς και η προτεινόμενη εναλλακτική σχεδίαση του προβλεπτικού ελέγχου με περιορισμούς. Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζεται η σχεδίαση του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή για τις διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις πλήρους γέφυρας. Αναφορικά με την μορφή της τάσης ακροδεκτών του μετατροπέα, επιτυγχάνεται η λειτουργία σε τρία επίπεδα χωρίς την προσθήκη σημάτων διαμόρφωσης (modulator), με σκοπό τον βέλτιστο λειτουργικό τρόπο. Για λόγους αξιολόγησης, τα αποτελέσματα του προτεινόμενου ελεγκτή αντιπαραβάλλονται με τα αντίστοιχα ενός άλλου, που στηρίζεται στη τεχνική ελέγχου της ολίσθησης επί επιφάνεια. Είναι γνωστό ότι ο πολυεπίπεδος μετατροπέας των εν σειρά αλληλένδετων μονοφασικών πλήρως ελεγχόμενων ανορθωτικών διατάξεων, είναι μια από τις πιο δημοφιλής τοπολογίες μεταξύ των πολυεπίπεδων μετατροπέων, με σημαντικά πλεονεκτήματα και διακριτά μειονεκτήματα. Στην παρούσα διατριβή και συγκεκριμένα στο κεφάλαιο 3, η συγκεκριμένη τοπολογία αναλύεται σε εικονικές αποσυζευγμένες βαθμίδες και κατόπιν εφαρμόζεται ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής για τη λειτουργία της κάθε βαθμίδας σε ίδια ή διαφορετική τάση, ή/και διαφορετικό φορτίο. Διερευνάται επίσης η ευρωστία του προβλεπτικού ελεγκτή σε μη μοντελοποιημένες αβεβαιότητες του συστήματος και η επίδραση αυτών στους συντελεστές της ποιότητας της ηλεκτρικής ισχύος. Ο προτεινόμενος ελεγκτής επανασχεδιάζεται στο κεφάλαιο 3, για την περίπτωση των πολυεπίπεδων μονοφασικών διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων με αλληλένδετες βαθμίδες και επιβεβαιώνεται λειτουργικά μέσω προσομοιώσεων αλλά και πειραματικών μετρήσεων σε πρότυπη διάταξη. Τέλος, στο κεφάλαιο 4, μια ακόμη μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη, ο ανορθωτής ημιγέφυρας διπλάσιας ανύψωσης της συνεχούς τάσης, διερευνάται πειραματικά μέσω του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή.

Λέξεις κλειδιά: Προβλεπτικός έλεγχος, βέλτιστος έλεγχος, μη γραμμικός έλεγχος, μονοφασικές διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις ανύψωσης, διακοπτικός ανορθωτής γέφυρας, πολυεπίπεδος ανορθωτής αλληλένδετων βαθμίδων, διακοπτικός ανορθωτής ημιγέφυρας.

ABSTRACT

This Ph.D thesis, entitled “Predictive Control for Switched Mode Rectifiers” illustrates an alternate proposal to the complex control design aspect of the switch mode rectifiers (SMRs). The main objective of this work is to highlight the potentials of the model predictive control on account of the well established – traditional controllers for this type of power electronics rectifiers. Their study is of particular interest of electrical engineers mainly, because their subjects are placed in two scientific fields of power electronics and control systems. The proposed model predictive controller is based on the discrete mathematical model of the converter, including the voltage source and the load. Through this, it predicts the future value of the control variables in a time range known as prediction horizon, and demands their variation within certain bounds. The optimal control decision, which corresponds in to a specific permissible switching state, is obtained from a minimization process of the cost function, whereby operational targets are imposed. This process is repeated in each sampling time. The thesis is organized as follows: The first chapter outlines briefly the history of the switch mode rectifiers the necessary theoretical basis for the design of a model predictive controller based on the receding horizon policy, and in consequence, the proposed alternate design of a constrained model predictive controller is presented. In the second chapter the introduced model predictive controller is designed for the case of full bridge switch mode rectifiers. In reference with the AC side reflected voltage, the adopted model predictive controller exhibits a three level operation without any modulators, optimizing more the performance of the system. For comparison reasons, the results obtained by the proposed controller are compared with these of a sliding mode controller by means of simulation. It is well known that the multilevel cascaded H-Bridge rectifier is one of the most attractive converters among the multilevel topologies, with several advantages and distinct disadvantages. In this Ph.D. thesis, and specifically in chapter 3, the specific multilevel converter is approached by fictitious decoupled cells with independent performance, in terms of different DC voltages or/and loads. In order to demonstrate the robustness of the introduced controller, the case of model mismatch due to the existence of several uncertainties and their effects in power quality factors is investigated. In chapter 4, the proposed constrained model predictive controller is redesigned for the half bridge dual boost rectifier, providing the suitability through experimental validation.

Key Words: Predictive Control, Optimal Control, Nonlinear Control, Single Phase Switch Mode Boost Rectifiers, Single Phase Switch Mode Full Bridge Rectifier, Single Phase Cascaded H-Bridge Rectifier, Single Phase Double Boost Half Bridge Rectifier.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα εργασία εκπονείται στα πλαίσια του μεταπτυχιακού προγράμματος σπουδών της σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών του Ε.Μ.Π. και αποτελεί την έκθεση τελικής κρίσεως της διδακτορικής διατριβής με τίτλο «Προβλεπτικός Έλεγχος για Διακοπτικές Ανορθωτικές Διατάξεις». Γενική επιδίωξη της εργασίας είναι να αναδείξει την προτεινόμενη τεχνική του προβλεπτικού ελέγχου ως υποψήφια εναλλακτική λύση, για την κατηγορία των μετατροπέων των ηλεκτρονικών ισχύος, γνωστή ως διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις. Παρά την οπτική απλότητα των συστημάτων που μελετώνται, η διεθνής ερευνητική προσπάθεια που καταβάλλεται, αναδεικνύει την πολυπλοκότητα αυτών των συστημάτων ως προς τον τρόπο ελέγχου τους, προβάλλοντας νέα ζητήματα και νέες λύσεις. Με βάση το τελευταίο, στα κεφάλαια που θα ακολουθήσουν, προτείνεται κατάλληλος προβλεπτικός ελεγκτής για τρεις μετατροπείς των ηλεκτρονικών ισχύος, με σκοπό τη βέλτιστη λειτουργική συμπεριφορά. Σε αυτό το εγχείρημα, συνεισφέρουν η ακριβής μαθηματική μοντελοποίηση του υπό μελέτη συστήματος, η διακριτή φύση του εκάστοτε μετατροπέα και οι εμπορικά διαθέσιμοι ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος.

Ποιο είναι το κίνητρο για κάποιον να επενδύσει χρόνο, χρήμα και πόρους για την έρευνα πάνω σε έναν διαφορετικό τρόπο ελέγχου των διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων όταν οι περισσότερες καθιερωμένες τεχνικές ελέγχου ικανοποιούν στο μέγιστο όλους τους στόχους και πρακτικά και θεωρητικά; Επειδή η ερευνητική προσπάθεια δεν είναι αυτοσκοπός, εκφράζουμε με παρηρησία ότι θα πρέπει στο τέλος αυτής της, να διαφαίνεται τουλάχιστον κάποια ουσιαστική και πρακτική χρησιμότητα. Στο ερώτημα λοιπόν της παραμονής στα καθιερωμένα ή όχι, η απάντηση θα πρέπει να είναι προφανώς τεκμηριωμένη και συμπαγής.

Οι προβλεπτικοί ελεγκτές δεν είναι κάτι καινούργιο. Η επιτυχής πορεία τους στην πετρελαϊκή και χημική βιομηχανία, δημιούργησε κίνητρο εφαρμογής τους και σε άλλα πεδία της επιστήμης και της έρευνας, κάτι που άλλωστε συμβαίνει εκτενώς. Η ικανότητα των προβλεπτικών ελεγκτών να ενσωματώνουν πολύπλευρους και διαφορετικούς στόχους, πέραν των καθιερωμένων, υπό την μορφή λειτουργικών περιορισμών, οδήγησε στην ταχύτατη ανάπτυξη και εφαρμογή τους και στην περιοχή των ηλεκτρονικών ισχύος. Αδυναμίες που προκύπτουν από την εφαρμογή κάποιων άλλων ελεγκτών, οι προβλεπτικοί ελεγκτές τις διαχειρίζονται με σχετική ευκολία παρουσιάζοντας βελτιστοποιημένα αποτελέσματα. Πέραν όμως των αρκετών πλεονεκτημάτων, το σημαντικότερο εξ αυτών είναι η πρακτική υλοποίηση τους σε χαμηλού κόστους ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος, γεγονός που αιτιολογείται από την σχεδιαστική απλότητα τους. Στον αντίποδα των πλεονεκτημάτων, τα μειονεκτήματα που εγείρονται, οφείλονται κυρίως στην άμεση εξάρτηση του προβλεπτικού ελεγκτή από το μαθηματικό μοντέλο ή διαφορετικά από το πόσο είναι ακριβής η μαθηματική μοντελοποίηση ενός συστήματος υπό την παρουσία διαταραχών. Το τελευταίο δε, μελετάται στην παρούσα διατριβή, κατά την εφαρμογή του προτεινόμενου προβλεπτικού ελέγχου σε συγκεκριμένο μετατροπέα.

Η εξέλιξη των προβλεπτικών ελεγκτών γίνεται με αλματώδη ερευνητικά βήματα, σε αντίθεση με την εφαρμογής τους όσον αφορά τις εμπορικά ολοκληρωμένες λύσεις για τους μετατροπείς των ηλεκτρονικών ισχύος. Το τελευταίο δε, δεν αποτέλεσε σε καμία στιγμή τροχοπέδη στην εκπόνηση της παρούσας διατριβής, αλλά σημείο ερευνητικής επιμονής και υπομονής. Ανεξαρτήτως του αν η συγκεκριμένη εργασία οδηγήσει σε επιτυχημένες προτάσεις, τα αποτελέσματα που φέρει καταγεγραμμένα αναδεικνύουν το λόγο εκπόνησής της.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Πρώτα απ' όλα θα ήθελα να ευχαριστήσω εκ βάθους καρδιάς τον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. Στέφανο Μανιά, για την υλικοτεχνική υποστήριξη και τις αμέτρητες συζητήσεις που είχαμε. Η συνεργασία μαζί του αποτελεί πηγή έμπνευσης για τον υποψήφιο διδάκτορα. Αυτό που εκτίμησα ιδιαίτερα, ήταν οι πολλαπλές ευκαιρίες που μου έδωσε, καθώς επίσης η δυνατότητα επιλογής του θέματος της αρεσκείας μου. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τους καθηγητές κκ. Αντώνιο Κλαδά, Σταύρο Παπαθανασίου, Κωνσταντίνο Κυριακόπουλο και Τρύφωνα Κουσιουρή για τις σημαντικές υποδείξεις τους κατά τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας εργασίας. Στην αρχή κάθε νέας διδακτορικής διατριβής, τα πράγματα δεν είναι καθόλου ρόδινα. Γι' αυτόν το λόγο οφείλω να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον Γεώργιο Παπαφωτίου, για τις άπειρες τηλεφωνικές συζητήσεις – υποδείξεις του, αφιερώνοντας πολύτιμο χρόνο με σκοπό να εισέλθω στο πεδίο του προβλεπτικού ελέγχου. Θέλω επίσης να ευχαριστήσω, τον συνάδελφο και συνεργάτη μου, κ. Παναγιώτη Ζάννη Ε.Τ.Ε.Π του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος για τις συμβουλές του και την τεχνική του υποστήριξη. Ιδιαίτερες ευχαριστίες απευθύνω στους κκ. Αθανάσιο Καλετσάνο, Ιάκωβο Μανωλά και Μιχάλη Βασιλαδιώτη για το κλίμα συναδελφικότητας και συνεργασίας που καλλιεργήσαμε διατηρώντας σε υψηλό επίπεδο κοινούς ερευνητικούς στόχους. Θερμά επίσης ευχαριστώ τους φίλους και συναδέλφους κκ. Κωνσταντίνο Τάτη και Παναγιώτη Σαλιάρη για την θετική ανταπόκριση τους όποτε τους ζητήθηκε η συνδρομή τους. Τέλος, οφείλω να εκφράσω απέραντη ευγνωμοσύνη στους γονείς μου, που μου δίδαξαν ότι «δια της επιμονής και της υπομονής το παν κατορθούται»._

Λίστα Συμβόλων

S_i	Διακοπτικά στοιχεία
D_i	Δίοδος
u	Διακοπτική συνάρτηση
g_i	Κριτήριο βελτιστοποίησης
f_g	Συνάρτηση βελτιστοποίησης
$x_p(t_{k+1})$	Διάνυσμα μεταβλητών κατάστασης τη χρονική στιγμή t_{k+1}
$x^*(t_{k+1})$	Επιθυμητή τιμή του διανύσματος των μεταβλητών κατάστασης τη χρονική στιγμή t_{k+1}
T_S	Χρόνος δειγματοληψίας
L_s	Αυτεπαγωγή εισόδου
R_s	Ωμική αντίσταση αυτεπαγωγής εισόδου
C_o	Χωρητικότητα εξομάλυνσης συνεχούς τάσης
R_o	Ωμική αντίσταση φορτίου
v_s	Τάση τροφοδοσίας
$V_{s,p}$	Πλάτος της τάσης τροφοδοσίας
i_s	Ρεύμα εισόδου
i_L, i_o	Ρεύμα φορτίου
$I_{s,p}$	Πλάτος του ρεύματος εισόδου
i_s^*	Επιθυμητή τιμή του ρεύματος εισόδου
$I_{s,p}^*$	Πλάτος του επιθυμητού ρεύματος εισόδου
$I_{s,k}$	Στιγμιαία τιμή του ρεύματος εισόδου
$I_{(s,k)\min}, I_{(s,k)\max}$	Στιγμιαία ελάχιστη και μέγιστη τιμή του ρεύματος εισόδου
v_{ab}	Τάση εισόδου μετατροπέα
i_{dc}	Ρεύμα DC ζυγού

i_c	Ρεύμα χωρητικότητας συνεχούς τάσης
i_o	Ρεύμα φορτίου
v_o	Τάση εξόδου
v_o^*	Επιθυμητή τιμή της συνεχούς τάσης (εξόδου)
$V_{o,k}$	Στιγμιαία τιμή της τάσης εξόδου
$V_{(o,k)_{\min}}, V_{(o,k)_{\max}}$	Στιγμιαία ελάχιστη και μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου
ϵ_I	Σφάλμα ρεύματος εισόδου
ϵ_V	Σφάλμα της τάσης εξόδου
Si-C	Καρβίδιο του πυριτίου (Silicon Carbide)
P_{in}	Ενεργός ισχύς τροφοδοσίας (εισόδου)
P_{out}	Ενεργός ισχύς φορτίου (εξόδου)
PF	Συντελεστής Ισχύος
D_f	Συντελεστής Μετατόπισης
D_h	Συντελεστής Παραμόρφωσης
N	Ορίζοντας πρόβλεψης

Συντομογραφίες

THD	Ολικός αρμονικός συντελεστής παραμόρφωσης
IGBT	Integrated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor
PWM	Διαμόρφωση εύρους των παλμών (Pulse Width Modulation)
PI	Αναλογικός ολοκληρωτικός ελεγκτής (Proportional Integral)

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο :

ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ

1.1	Διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις.....	23
1.2	Τι είναι ο προβλεπτικός έλεγχος;	24
1.3	Μαθηματική διατύπωση του προβλήματος βέλτιστου ελέγχου ανοιχτού βρόχου.....	25
1.4	Ευστάθεια του προβλεπτικού ελεγκτή.....	26
1.5	Διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις και προβλεπτικός έλεγχος.....	27
1.6	Προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής για διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις.....	28

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο :

ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΓΙΑ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

2.1	Εισαγωγή.....	35
2.2	Αναφορά στη διεθνή βιβλιογραφία.....	35
2.3	Πρόταση της διατριβής.....	37
2.4	Ανάλυση της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης.....	38
2.5	Ενεργειακή ανάλυση της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης.....	43
2.6	Σχεδίαση εκτιμητή ρεύματος φορτίου.....	45
2.7	Προβλεπτικός ελεγκτής με περιορισμούς.....	48
2.8	Ανάλυση της ευστάθειας.....	50
2.9	Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	53
2.9.1	Λειτουργία στη μόνιμη κατάσταση.....	54
2.9.2	Βηματική αλλαγή της επιθυμητής τιμής της τάσης εξόδου.....	56
2.9.3	Βηματική αλλαγή του φορτίου.....	57
2.10	Πειραματικά αποτελέσματα.....	58
2.10.1	Λειτουργία στη μόνιμη κατάσταση.....	59
2.10.2	Βηματική αλλαγή της τάσης εξόδου.....	61
2.10.3	Βηματική αλλαγή του φορτίου	63

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο :

ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΓΙΑ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟ ΠΟΛΥΕΠΙΠΕΔΟ ΑΝΟΡΘΩΤΗ ΜΕ ΑΛΛΗΛΕΝΔΕΤΕΣ ΒΑΘΜΙΔΕΣ

3.1	Εισαγωγή.....	67
3.2	Αναφορά στη διεθνή βιβλιογραφία.....	67
3.3	Πρόταση της διατριβής.....	68
3.4	Ανάλυση του μονοφασικού πολυεπίπεδου ανορθωτή των αλληλένδετων βαθμίδων.....	70
3.5	Ενεργειακή ανάλυση, εικονική αποσύζευξη των βαθμίδων.....	75
3.5.1	Αποσύζευξη των βαθμίδων.....	76
3.6	Προσδιορισμός των διακοπτικών περιοχών.....	77
3.7	Σχεδίαση εκτιμητή ρεύματος φορτίου.....	78
3.8	Σχεδίαση προβλεπτικού ελεγκτή με περιορισμούς.....	80
3.8.1	Διατύπωση και σχεδίαση των περιορισμών.....	81
3.9	Κριτήριο βελτιστοποίησης.....	82
3.10	Ανάλυση της ευστάθειας.....	83
3.11	Περιγραφή του αλγορίθμου.....	88
3.12	Αποτελέσματα από την προσομοίωση και την πειραματική διάταξη.....	89
3.13	Λειτουργία στη μόνιμη κατάσταση.....	91
3.13.1	Λειτουργία υπό όμοιες τάσεις και όμοια φορτία.....	91
3.13.2	Λειτουργία υπό όμοιες τάσεις και διαφορετικά φορτία.....	94
3.13.3	Λειτουργία υπό διαφορετικές τάσεις και όμοια φορτία.....	96
3.13.4	Λειτουργία υπό διαφορετικές τάσεις και διαφορετικά φορτία.....	98
3.14	Δυναμικές μεταβατικές λειτουργίες του συστήματος.....	99
3.14.1	Βηματικές αλλαγές των επιθυμητών τάσεων.....	99
3.14.2	Βηματική αλλαγή του φορτίου.....	102
3.15	Διερεύνηση των παραμέτρων του συστήματος.....	104
3.16	Συμπεράσματα και μελλοντικές προτάσεις.....	107

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο :

ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΗΜΙΓΕΦΥΡΑΣ

4.1	Εισαγωγή.....	111
4.1.1	Διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις ημιγέφυρας.....	111
4.1.2	Αναφορά στη διεθνή βιβλιογραφία.....	111
4.1.3	Πρόταση της διατριβής.....	111
4.2	Ανάλυση της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης ημιγέφυρας.....	113
4.3	Ενεργειακή ανάλυση.....	115
4.4	Σχεδίαση προβλεπτικού ελεγκτή με περιορισμούς.....	117
4.5	Κριτήριο βελτιστοποίησης.....	118
4.6	Ανάλυση της ευστάθειας.....	119
4.7	Περιγραφή του αλγορίθμου.....	120
4.8	Αποτελέσματα προσομοίωσης και πειραματικής διάταξης.....	121
4.8.1	Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.....	124
4.8.2	Βηματική μεταβολή του φορτίου.....	127
4.8.3	Βηματική μεταβολή της τάσης εξόδου.....	130
4.9	Συμπεράσματα και μελλοντικές προτάσεις.....	132

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο :

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΣΗΜΕΙΑ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	135
--------------------------	------------

ΣΥΝΕΙΣΦΟΡΑ ΤΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ - ΣΗΜΕΙΑ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ	
--	--

136

Βιβλιογραφία

Δημοσιευθείσες εργασίες

1 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ

1.1 Διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις

Η ανάγκη για συνεχή βελτίωση των συστημάτων μετατροπής της εναλλασσόμενης ενέργειας σε συνεχή είναι μείζονος σημασίας, καθώς υπάρχει ισχυρή συσχέτιση της ποιότητας των εμπλεκόμενων ηλεκτρικών μεγεθών και του κόστους λειτουργίας και κατασκευής. Η ανάπτυξη της τεχνολογίας των διακοπτικών στοιχείων σε συνδυασμό με την εμπορική διαθεσιμότητα ταχύτατων επεξεργαστών ψηφιακού σήματος, οδήγησε στην μερική αντικατάσταση των παραδοσιακών μετατροπέων με θυρίστορ και διόδους από ανορθωτικές διατάξεις υψηλής διακοπτικής συχνότητας. Μεγάλο ρόλο σε αυτή την κίνηση, καθόρισε και η εις βάθος μελέτη των προβλημάτων που προέκυπταν από την ύπαρξη των αρμονικών παρασίτων, τα οποία οδηγούσαν σε ποικιλόμορφα δυσλειτουργικά ζητήματα (χαμηλός βαθμός απόδοσης, ανικανότητα διαχείρισης της ποιότητας της ηλεκτρικής ισχύος, υψηλό κόστος, μεγάλος όγκος, ανάγκη ύπαρξης πρόσθετων κυκλωμάτων κλπ). Η ανάγκη εύρεσης και χρήσης τοπολογιών που θα προσέφεραν βελτιστοποίηση των παραπάνω παραγόντων ενισχύθηκε επιπλέον, με την επιβολή εναρμόνισης με τα διεθνή κριτήρια που αφορούσαν κυρίως τα θέματα των αρμονικών παρασίτων και την ποιότητα της ηλεκτρικής ισχύος.

Οι προτεινόμενες λύσεις αρχικά αναζητήθηκαν και επικεντρώθηκαν στην χρήση διακοπτικών στοιχείων με μειωμένες λειτουργικές απώλειες ισχύος τόσο κατά την φάση της λειτουργίας τους, όσο και κατά την αποκοπή τους. Περαιτέρω βελτιστοποιήσεις επιτεύχθηκαν και συνεχίζουν να επιτυγχάνονται με την κατασκευή διακοπτικών στοιχείων, η τεχνολογία των οποίων επιτρέπει τη χρήση τους σε εξεζητημένες λειτουργικές καταστάσεις (υψηλή διακοπτική συχνότητα, υψηλή θερμοκρασία περιβάλλοντος, υψηλή αναπτυσσόμενη θερμοκρασία στο τμήμα τους). Για παράδειγμα τέτοια διακοπτικά στοιχεία με ευρεία εφαρμογή στα ηλεκτρικά οχήματα είναι αυτά της τεχνολογίας καρβιδίου του πυριτίου (SiC). Η χρήση των υψίσυχνων διακοπτικών στοιχείων έναντι των παραδοσιακών, οδήγησε στην δημιουργία μιας νέας κατηγορίας μετατροπέων γνωστή ως διακοπτικοί μετατροπείς, μέρος της οποίας αποτελούν και οι διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις, με τις πλέον δημοφιλείς την μονοφασική διακοπτική ανόρθωση της πλήρους γέφυρας και της ημιγέφυρας.

Η ύπαρξη των διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων «διαταράσσει τα νερά» των ανθρώπων των ηλεκτρονικών ισχύος, μιας και ο έλεγχος των χρόνων αγωγής και αποκοπής των διακοπτικών στοιχείων ανάγεται σε ένα πολυσύνθετο πρόβλημα, προκειμένου να επιτευχθούν οι επιβεβλημένοι πολύπλευροι λειτουργικοί στόχοι, που σε πρώτη φάση είναι ο μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου και η δημιουργία συνεχούς τάσης σε επιθυμητή τιμή. Έτσι το πρόβλημα ανάγεται σε πρώτη προσέγγιση στην ανάγκη τεκμηρίωσης ενός τρόπου παραγωγής διακοπτικών σημάτων ελέγχου, που να προσφέρει βέλτιστη λειτουργική διαχείριση του συστήματος, συγχρόνως όμως, υψηλής ποιότητας χαρακτηριστικά στα ηλεκτρικά μεγέθη. Σημαντικότερη προταθείσα λύση και χρονικά μακροβιότερη παρουσιάζεται η τεχνική παραγωγής διακοπτικών σημάτων, κατ' εύρος διαμορφωμένων, γνωστή ως PWM η οποία σύντομα μετεξελίσσεται με βελτιστοποιημένα αποτελέσματα για τις διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις ως SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation).

Η προαναφερθείσα τεχνική, συγκεντρώνει αρκετά πλεονεκτήματα ειδικά για τις διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις, κυρίως γιατί επιτυγχάνει διαχείριση του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος της τροφοδοσίας, επιβάλλει σταθερή διακοπτική συχνότητα και τέλος δημιουργεί κατάλληλες προϋποθέσεις για την σχεδίαση παθητικών φίλτρων ρεύματος.

Από την άλλη πλευρά, η ύπαρξη των διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων γεννά μια νέα κατηγορία συστημάτων για μελέτη στους ανθρώπους των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου γνωστή ως διακοπτικά συστήματα. Τα διακοπτικά συστήματα, αποτελούν αντικείμενο μελέτης αυξημένης δυσκολίας μιας και η θεωρία του κλασσικού αυτόματου ελέγχου τα καλύπτει εν μέρει. Λαμβάνοντας υπόψη τη συμπεριφορά του συστήματος κυρίως λόγω του διακοπτικού χαρακτήρα τους, ζητήματα όπως είναι η μεταβλητότητα του μαθηματικού τους μοντέλου, η διαταρασσύμενη λειτουργία τους, η μη γραμμικότητα τους, η μελέτη της ευστάθειας τους, εισέρχονται στο πεδίο των ηλεκτρονικών ισχύος οι θεωρίες ελέγχου όπως ο εύρωστος, ο προσαρμοστικός, ο σθεναρός, ο προβλεπτικός και ο βέλτιστος έλεγχος, αναδεικνύοντας αρκετά πλεονεκτήματα. Μερικοί εξ αυτών μάλιστα, αποδεδειγμένα από την αρχική προσέγγιση της δημιουργίας των διακοπτικών παλμών μέσω διαμόρφωσης κατ' εύρος, όπως για παράδειγμα η τεχνική ολίσθησης επί επιφάνειας, ο έλεγχος «Bang-Bang» (στην πάροδο του χρόνου μετατρέπεται κατάλληλα και ονομάζεται έλεγχος με βρόχο υστέρησης) κ.α.

Η σχετικά ακριβής μοντελοποίηση των διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων, σε συνδυασμό με την διακριτή φύση τους, οδηγεί στην εφαρμογή ψηφιακών τεχνικών ελέγχου που στηρίζονται κατά βάση στο μαθηματικό μοντέλο του συστήματος, όπως ο βέλτιστος έλεγχος και ο απόγονος του, προβλεπτικός. Η προσέγγιση αυτή ενισχύεται περισσότερο με την ελάχιστη απόκλιση μεταξύ του πραγματικού συστήματος και του μαθηματικού μοντέλου που εν τέλει θα διαχειριστεί ο ψηφιακός επεξεργαστής σήματος. Επιπλέον η ανάπτυξη κατάλληλων μαθηματικών εργαλείων λογισμικού, παράλληλα με τις νέες θεωρίες περί βέλτιστου ελέγχου και συγκεκριμένα περί προβλεπτικού, ενισχύει την ικανότητα τους να διαχειριστούν διακοπτικά συστήματα, παρουσιάζοντας αξιοσημείωτα αποτελέσματα.

1.2 Τι είναι ο προβλεπτικός έλεγχος;

Ο προβλεπτικός έλεγχος (model predictive control) είναι μια μορφή βέλτιστου ελέγχου [1] στον οποίο η μεταβλητή ελέγχου προκύπτει από την επίλυση ενός προβλήματος βελτιστοποίησης ανά δειγματοληψία, μετατιθέμενου ορίζοντα (receding horizon control) εξελισσόμενου χρόνου (on line) ανοιχτού βρόχου, χρησιμοποιώντας την τρέχουσα τιμή του διανύσματος κατάστασης ως αρχική συνθήκη [2-8]. Η βελτιστοποίηση επιτυγχάνεται με την επιλογή της πρώτης μεταβλητής ελέγχου από ένα σύνολο τιμών μεταβλητών ελέγχου, η οποία ακολούθως αποδίδεται στο σύστημα που μελετάται. Αυτή είναι κυρίως, η διαφορά με τους συμβατικούς ελέγχους, οι οποίοι χρησιμοποιούν έναν προ-υπολογισμένο νόμο ελέγχου.

Η δυναμικότητα του προβλεπτικού ελεγκτή ενισχύεται περαιτέρω μέσω της ικανότητας του να διαχειρίζεται πολύπλοκα μη γραμμικά συστήματα τα οποία υπόκεινται σε λειτουργικούς περιορισμούς [1], [9-13]. Το τελευταίο δε, αποτελεί το σημαντικότερο πλεονέκτημα του έναντι των υπολοίπων βέλτιστων ελεγκτών όπου αδυνατούν να ενσωματώσουν περιοριστικούς όρους ή και να εφαρμοστούν σε μη γραμμικά συστήματα.

Σχεδόν όλα τα συστήματα υπόκεινται κατά τη λειτουργία τους σε περιορισμούς, όπως για παράδειγμα, στα συστήματα ελέγχου θερμοκρασίας, στα συστήματα ελέγχου ταχύτητας κάλλιστα μπορούν να τεθούν όρια διακύμανσης και ασφάλειας. Το πλεονέκτημα αυτό, οδήγησε στην ανάπτυξη αλγορίθμων προβλεπτικού ελέγχου στην πετρελαϊκή και χημική βιομηχανία [14-15], όπου και ο προβλεπτικός έλεγχος παρουσιάζεται για πρώτη φορά.

Στην πραγματικότητα ο προβλεπτικός έλεγχος δεν είναι μια καινούργια προσέγγιση, αλλά κυρίως μια μετεξέλιξη και με επαυξημένες τις δυνατότητες των βέλτιστων ελεγκτών H_∞ , H_2 [16]. Η διαφορά του με τους προαναφερθέντες βέλτιστους ελεγκτές έγκειται στην ικανότητα του να επιλύει ένα πρόβλημα βέλτιστου ελέγχου σε πραγματικό χρόνο (on line) για την τρέχουσα τιμή του διανύσματος κατάστασης, παρά να επιλύει ένα πρόβλημα ανάδρασης κατάστασης (state feedback policy) νεκρού χρόνου (off line) για όλες τις μεταβλητές κατάστασης. Η επίλυση του προβλήματος σε πραγματικό χρόνο, προέρχεται από την επίλυση του αντίστοιχου προβλήματος ανοιχτού βρόχου, στο οποίο η αρχική κατάσταση του συστήματος είναι η τρέχουσα. Συνήθως το προηγούμενο επιτυγχάνεται μέσω της χρήσης της θεωρίας του δυναμικού προγραμματισμού. Στην αντίθετη περίπτωση, η επίλυση μέσω ανάδρασης κατάστασης, ανάγεται στην ανεύρεση λύσης από το κριτήριο *Hamilton–Jacobi–Bellman* [17] μέσω διαφορικών εξισώσεων ή εξισώσεων διαφοράς, όπου στις περιπτώσεις των μη γραμμικών συστημάτων είναι αδύνατη ή αυξημένης δυσκολίας [18-27]. Ένα επιπλέον σημείο διαφοράς είναι ότι το πρόβλημα που καλείται να λύσει ο προβλεπτικός ελεγκτής, πρέπει να είναι επιλύσιμο σε έναν πεπερασμένο χρονικό ορίζοντα και όχι σε θεωρητικά άπειρο χρόνο.

1.3 Μαθηματική διατύπωση του προβλήματος βέλτιστου ελέγχου ανοιχτού βρόχου

Η αρχή σχεδίασης ενός προβλεπτικού ελεγκτή είναι άμεσα συνδεδεμένη με την μαθηματική περιγραφή του συστήματος είτε από διαφορικές εξισώσεις είτε από εξισώσεις διαφορών.

$$x(k+1) = f(x(k), u(k)) \quad (1.1)$$

Η περιγραφή του συστήματος συμπληρώνεται με την παρακάτω θεώρηση για τις μεταβλητές ελέγχου και τις μεταβλητές κατάστασης που αντιστοιχούν σε αυτές.

$$\mathbf{u} = \{u(k), u(k+1), \dots, u(k+N-1)\} \quad (1.2)$$

$$\mathbf{x}'' = \{x(k), x''(k+1), \dots, x''(k+N)\} \quad (1.3)$$

Η μεταβλητή ελέγχου του προβλεπτικού ελεγκτή προκύπτει από την επίλυση σε πραγματικό χρόνο ενός προβλήματος βέλτιστου ελέγχου ανοιχτού βρόχου, ελαχιστοποιώντας το ακόλουθο κριτήριο βελτιστοποίησης για την τρέχουσα τιμή του διανύσματος κατάστασης $x(k)$.

$$P_N(x(k)) : \min_{\mathbf{u}} V_N(x(k), \mathbf{u}) \quad (1.4)$$

Εάν στο πρόβλημα τίθενται περιορισμοί για την μεταβλητή ελέγχου $u(i) \in \mathbf{U}$ και για το διάνυσμα κατάστασης $x(i) \in \mathbf{X}$, $\forall i$, καθώς επίσης και για την ευστάθεια του συστήματος $x(k+N) \in \mathbf{X}_f \subset \mathbf{X}$, τότε η έκφραση της συνάρτησης $V_N(x(k), \mathbf{u})$ στην εξίσωση (1.4) λαμβάνει την ακόλουθη έκφραση

$$V_N(x(k), \mathbf{u}) = V_f(x''(K+N)) + \sum_{i=1}^{K+N-1} \{V(x''(i), \mathbf{u}(i))\} \quad (1.5)$$

Στην παραπάνω γενική έκφραση ο όρος $K+N$ αυξάνει με το K - δείγμα και αναφέρεται βιβλιογραφικά ως μετατιθέμενος ορίζοντας.

Υποθέτοντας ότι το σύστημα προσεγγίζει το επιθυμητό διάνυσμα κατάστασης σε κάθε δειγματοληψία, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι κάθε νέα λειτουργική κατάσταση, αρχικοποιείται χρονικά στο μηδενικό χρόνο. Κατά συνέπεια, το κριτήριο βελτιστοποίησης $P_N(x)$ εξαρτάται από την αρχική τιμή του διανύσματος κατάστασης $x = x(0)$. Με βάση το προηγούμενο, η βέλτιστη λύση του προβλήματος είναι το σύνολο τιμών των μεταβλητών ελέγχου

$$\{u^0(x)(0), u^0(x)(1), \dots, u^0(x)(N-1)\} \quad (1.6)$$

Ακολούθως, η τιμή της εξίσωσης (1.5) θα δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$V_N^0(x(k), \mathbf{u}) = V_N(x, u^0(x)) \quad (1.7)$$

Η τελευταία σχέση δηλώνει την επιλογή του πρώτου όρου από την ακολουθία των βέλτιστων μεταβλητών ελέγχου που προκύπτουν. Στη συνέχεια, ορίζεται μονοσήμαντα ο νόμος ελέγχου για τον προβλεπτικό ελεγκτή, ο οποίος διατυπώνεται ως εξής

$$g(x) = u^0(x)(0) \quad (1.8)$$

1.4 Ευστάθεια του προβλεπτικού ελεγκτή

Η απόδειξη της ευστάθειας του προβλεπτικού ελεγκτή είναι ένα από τα πιο ενδιαφέροντα θέματα μελέτης, η δυσκολία του οποίου αυξάνει όταν πρόκειται για μη γραμμικά συστήματα ή συστήματα με μη γραμμικούς περιορισμούς. Σε αυτές τις περιπτώσεις η απόδειξη της ευστάθειας ανάγεται σε ένα πολυσύνθετο και πολύπλευρο θέμα και συνήθως αντιμετωπίζεται με τη χρήση του δυναμικού προγραμματισμού ή/και την θεωρία των κυρτών συνόλων [18-28]. Στην διεθνή βιβλιογραφία υπάρχει μια πληθώρα ερευνητικών εργασιών που αναφέρονται στην ευστάθεια του εκάστοτε προβλεπτικού ελεγκτή, ανάλογα με το τί προσδοκά να πετύχει ο σχεδιαστής και σε ποιού είδους συστήματα αναφέρεται. Στην προκείμενη παράγραφο, παραθέτουμε την απόδειξη της ευστάθειας για τον προβλεπτικό ελεγκτή όπως αυτός αναλύθηκε και σχεδιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο.

Ας υποθέσουμε ότι μέσω κατάλληλης μεταβλητής ελέγχου u_r που προέκυψε από την προσέγγιση του μετατιθέμενου ορίζοντα, το σύστημα βρίσκεται σε συγκεκριμένο επιθυμητό σημείο ισοροπίας το οποίο δίνεται από την ακόλουθη σχέση

$$x_r = f(x_r, u_r) \quad (1.9)$$

Με κατάλληλο μετασχηματισμό των μεταβλητών κατάστασης και ελέγχου, η εξίσωση (1.9) μπορεί να διατυπωθεί εναλλακτικά

$$f(0,0) = 0 \quad (1.10)$$

Αν θεωρήσουμε, ότι ο όρος $V(x, \mathbf{u})$ της εξίσωσης (1.5) είναι τετραγωνικός (quadratic) και μηδενικός στο αρχικό σημείο $(0,0)$, τότε η ακόλουθη έκφραση είναι αληθής

$$V(x, \mathbf{u}) \geq c \|(x, \mathbf{u})\|^2, \text{ με } V(0,0) = 0 \quad (1.11)$$

Εάν υποθέσουμε ότι το σύστημα μεταβάλλεται τελικά εντός του συνόλου των περιορισμών \mathbf{X}_f , το οποίο περιέχει το σημείο ισορροπίας $(0,0)$ και είναι υποσύνολο του συνόλου των αρχικών περιορισμών \mathbf{X} , δηλ. $0 \in \mathbf{X}_f \subset \mathbf{X}$ τότε υπάρχει προβλεπτικός ελεγκτής $g_f(x)$ στο σύνολο \mathbf{X}_f που ικανοποιεί τον περιορισμό της μεταβλητής ελέγχου

$$g_f(x) \in \mathbf{U}, \quad \forall x \in \mathbf{X}_f \quad (1.12)$$

και εξασφαλίζει την παραμονή του διανύσματος κατάστασης στο σύνολο \mathbf{X}_f , έτσι ώστε να ισχύει

$$f(x, g_f(x)) \in \mathbf{X}_f, \quad \forall x \in \mathbf{X}_f \quad (1.13)$$

Τότε, η συνάρτηση $V_f(x)$ εξασφαλίζει ευστάθεια κλειστού βρόχου εάν

$$V_f(x) \geq V_f(f(x, g_f(x))) + V(x, g_f(x)), \quad \forall x \in \mathbf{X}_f \quad (1.14)$$

Η προηγούμενη σχέση ισχύει εάν η συνάρτηση V_f είναι συνάρτηση *Lyapunov* [29-30], σε μια γειτονική περιοχή του αρχικού σημείου και οι συναρτήσεις g_f και \mathbf{X}_f είναι επιλεγμένες κατάλληλα.

Αξίζει να τονισθεί ότι η βελτιστοποίηση δεν συνεπάγεται και ευστάθεια, ειδικά σε προβλήματα πεπερασμένου ορίζοντα. Από την άλλη πλευρά, η επιτευξιμότητα (feasibility), υπερτερεί της βελτιστοποίησης για την έκφραση της ευστάθειας. Επιπλέον, συστήματα που δεν είναι βέλτιστα, αλλά όμως υποβέλτιστα (suboptimal), μπορούν να επιτύχουν ικανοποιητικό έλεγχο εάν η βελτιστοποίηση είναι πρακτικά αδύνατη.

1.5 Διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις και προβλεπτικός έλεγχος

Η διατύπωση του προβλεπτικού ελέγχου και η απόδειξη της ευστάθειας που προηγήθηκαν στις παραγράφους 1.3 και 1.4 αποτελούν την γενική προσέγγιση των προβλεπτικών ελεγκτών για γραμμικά συστήματα ή συστήματα που μπορούν να γραμμικοποιηθούν. Η ανάγκη σχεδίασης προβλεπτικών ελέγχων σε συστήματα όπως οι μετατροπείς των ηλεκτρονικών ισχύος δεν μπορεί σε καμία περίπτωση να θεωρηθεί εύκολη και τετριμμένη διαδικασία. Ο λόγος είναι ότι τα συγκεκριμένα συστήματα χαρακτηρίζονται ως διακοπτικά [31], με υβριδική συμπεριφορά (άλλοτε συμπεριφέρονται ως συνεχούς χρόνου και άλλοτε ως διακριτά). Επιπλέον, οι διακοπτικές μεταβάσεις εισάγουν μη γραμμικότητες, όπως επίσης ότι, ανά αποδιδόμενη διακοπτική κατάσταση, προκύπτει ένα διαφορετικό υποσύστημα. Η

διαδικασία σχεδίασης ενός προβλεπτικού ελεγκτή, περιπλέκεται περαιτέρω με την απαίτηση τήρησης μη γραμμικών περιορισμών είτε στις μεταβλητές κατάστασης, είτε στις μεταβλητές εξόδου, ή στις μεταβλητές ελέγχου.

Προκειμένου να αρθούν εν μέρει, κάποιες από τις προαναφερθείσες δυσκολίες, η προσέγγιση του πραγματικού συστήματος με το μοντέλο ασθενούς σήματος [32] του διακοπτικού συστήματος είναι μια προτεινόμενη λύση. Στην περίπτωση αυτή, οι διακοπτικές μεταβάσεις προσεγγίζονται με συνεχείς συναρτήσεις του χρόνου, με την παραδοχή ότι η συμπεριφορά του συστήματος είναι χρονικά αργή. Ακολούθως το μοντέλο ασθενούς σήματος, γραμμικοποιείται περί δεδομένο σημείο λειτουργίας και στη συνέχεια εφαρμόζεται η θεωρητική ανάλυση που αναπτύχθηκε στην παράγραφο 1.2. Μειονέκτημα αυτής της μεθοδολογίας είναι ότι το μοντέλο ασθενούς σήματος του συστήματος, προσεγγίζει το πραγματικό και σε καμία περίπτωση δεν ταυτίζεται με αυτό. Επιπλέον, η γραμμικοποίηση του μοντέλου ασθενούς σήματος αν γίνεται και εφόσον γίνεται, ισχύει για συγκεκριμένη περιοχή λειτουργίας και απαιτεί επαναγραμμικοποίηση για κάθε νέα λειτουργική κατάσταση, διαδικασία αρκετά επίπονη.

Στην περίπτωση που όλα τα προηγούμενα είναι πραγματοποιήσιμα, μια επιπλέον δυσκολία προστίθεται στην διαδικασία σχεδιασμού, η οποία καταγράφεται από την τρέχουσα ερευνητική δραστηριότητα και προέρχεται κυρίως από την ακόλουθη απαίτηση. Η ειδική κατηγορία των μονοφασικών διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων, απαιτεί μια ποικιλόμορφη επιθυμητή λειτουργική συμπεριφορά, όπως είναι η σύγκλιση των μεταβλητών κατάστασης του συστήματος σε ημιτονοειδή (ρεύμα από τις πηγές τροφοδοσίας) αλλά και σε συνεχή (συνεχείς τάσεις) επιθυμητά μεγέθη. Στις περισσότερες περιπτώσεις δε, η συμπεριφορά των προαναφερθέντων χρονικά μεταβαλλόμενων μεγεθών είναι συζευγμένη λειτουργικά, κάτι το οποίο περιπλέκει επιπλέον τη σχεδίαση. Απόδειξη των τελευταίων αποτελεί η ελάχιστη εφαρμογή των προβλεπτικών ελεγκτών σε μονοφασικές ανορθωτικές διατάξεις, η οποία καταγράφεται στον ακόλουθο πίνακα Π2.1.

Μονοφασικές διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις με προβλεπτικό έλεγχο				
	2008	2009	2010	2011
IEEE Transactions on Power Electronics	3	5	9	13
IEEE Transactions on Industrial Electronics	6	10	8	12
IEEE Transactions on Industry Applications	1	5	3	4

Πίνακας 2.1: Καταγραφή της ερευνητικής δραστηριότητας περι του προβλεπτικού ελέγχου (πηγή IEEEExplore)

1.6 Προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής για διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις

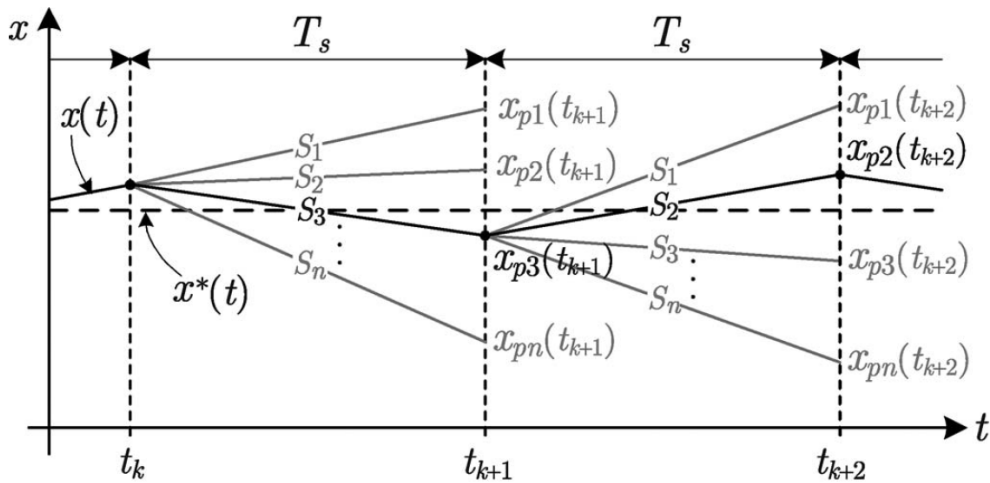
Λαμβάνοντας υπόψη τα καταγεγραμμένα προβλήματα που συναντά κανείς κατά την σχεδίαση ενός προβλεπτικού ελεγκτή, προτείνεται ένας νέος αλγόριθμος προβλεπτικού ελέγχου για μονοφασικές ανορθωτικές διατάξεις, ικανός να διαχειριστεί με ακρίβεια τη

λειτουργική συμπεριφορά τέτοιων συστημάτων. Επιπλέον, όπως αναδεικνύεται στην έκταση της προκείμενης εργασίας, ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής είναι απλός στη θεωρητική του ανάλυση και πειραματικά επιτεύξιμος, χωρίς ιδιαίτερο υπολογιστικό κόστος.

Αρχή σχεδίασης του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή αποτελεί το διακριτό μη γραμμικό μαθηματικό μοντέλο του συστήματος. Στο συγκεκριμένο μοντέλο δεν επιβάλλεται η γραμμικοποίηση του, αλλά ούτε και η μετατροπή του σε μοντέλο ασθενούς σήματος.

Ως έλεγχος των διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων θεωρείται η διαδικασία παραγωγής χρονικά μεταβαλλόμενων και διαμορφωμένων κατ' εύρος σημάτων $S(t_k)$, που κύριος στόχος τους είναι να οδηγήσουν τις μεταβλητές κατάστασης του συστήματος $x(t_k)$ σε επιθυμητές τιμές $x^*(t_k)$. Κάτι τέτοιο παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα 1.1, όπου στις n διακοπτικές καταστάσεις, αντιστοιχούν S_n σήματα ελέγχου και σε συνδυασμό με την μέτρηση του διανύσματος κατάστασης $x(t_k)$ δημιουργούν κατ' αντιστοιχία, πρόβλεψη του διανύσματος κατάστασης της επόμενης δειγματοληψίας $x_{pi}(t_{k+1})$, $i=1,2,\dots,n$ σύμφωνα με το διακριτό μαθηματικό μοντέλο του συστήματος της παρακάτω γενικής σχέσης

$$x_{pi}(t_{k+1}) = f_p \{x(t_k), S_i\} \tag{1.15}$$



Σχήμα 1.1: Αλγόριθμος βελτιστοποίησης με μοναδιαίο ορίζοντα πρόβλεψης

Προκειμένου να επιλεγεί η καταλληλότερη διακοπτική κατάσταση του συστήματος, ορίζεται κατάλληλη συνάρτηση βελτιστοποίησης f_g , η οποία θα πρέπει να ενσωματώνει τις προβλεπόμενες τιμές του διανύσματος κατάστασης $x_{pi}(t_{k+1})$ και τις αντίστοιχες επιθυμητές τιμές $x^*(t_{k+1})$ όπως η ακόλουθη σχέση (κριτήριο βελτιστοποίησης)

$$g_i = f_g \{x^*(t_{k+1}), x_{pi}(t_{k+1})\}, i = 1, 2, \dots, n \tag{1.16}$$

Η παραγωγή του επιθυμητού διανύσματος κατάστασης μπορεί να επιτευχθεί με δυο τρόπους. Δεδομένου ότι οι χρόνοι δειγματοληψίας T_s του προβλεπτικού ελεγκτή είναι αρκετές φορές μικρότεροι από τις σταθερές χρόνου του κυκλώματος, τότε μπορεί να θεωρηθεί ότι σε μια

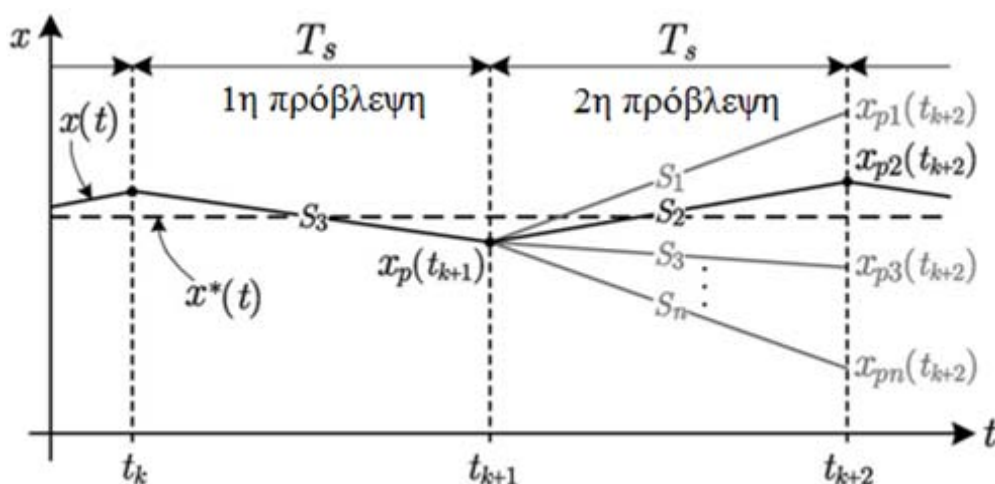
περίοδο δειγματοληψίας ισχύει $x^*(t_k) = x^*(t_{k+1})$. Επίσης, ένας δεύτερος τρόπος είναι ο υπολογισμός των τιμών $x^*(t_{k+1})$ μέσω αναδρομικών προσεγγιστικών τύπων.

Μια τυπική έκφραση της συνάρτησης βελτιστοποίησης θα μπορούσε να αποτελέσουν τα απόλυτα σφάλματα μεταξύ επιθυμητών και προβλεπόμενων τιμών και ακολούθως η έκφραση του κριτηρίου βελτιστοποίησης θα ήταν

$$g_i = \|x^*(t_{k+1}) - x_{pi}(t_{k+1})\| \quad (1.17)$$

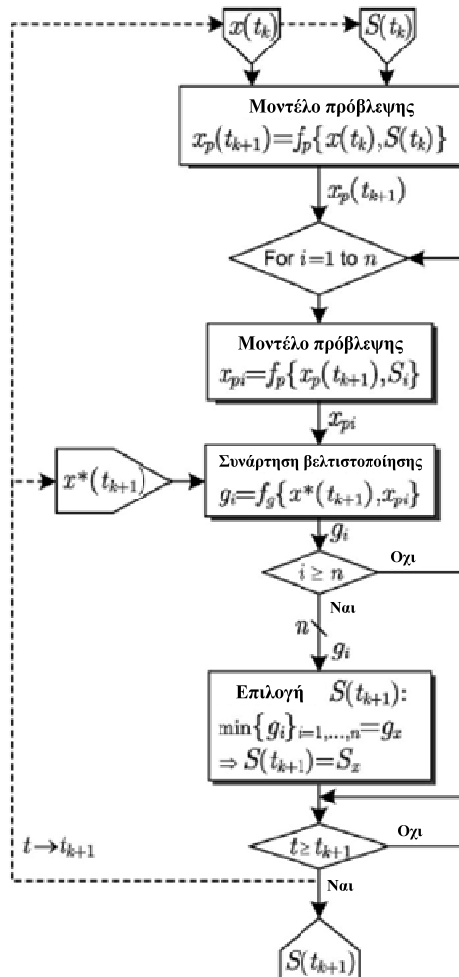
Λαμβάνοντας υπόψη τις n επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις, η προηγούμενη σχέση θα παράξει στη συνέχεια n τιμές για το κριτήριο βελτιστοποίησης $\{g_1, g_2, \dots, g_n\}$. Η επιλογή της μικρότερης τιμής $\min\{g_1, g_2, \dots, g_n\}$ και η απόδοση στο σύστημα εκείνης της διακοπτικής κατάστασης S_i που προκαλεί την ελάχιστη τιμή της g_i , θα σημαίνει αυτομάτως την σύγκλιση των μεταβλητών κατάστασης $x_p(t_{k+1})$ στις επιθυμητές τιμές $x^*(t_{k+1})$.

Ερμηνεύοντας το σχήμα 1.1, παρατηρούμε ότι η προβλεπόμενη τιμή της μεταβλητής κατάστασης $x_{p3}(t_{k+1})$ είναι πλησιέστερη στην επιθυμητή τιμή $x^*(t_{k+1})$ και επομένως η διακοπτική κατάσταση S_3 επιλέγεται και αποδίδεται στο σύστημα την χρονική στιγμή t_k . Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία, η διακοπτική κατάσταση S_2 επιλέγεται ως η βέλτιστη στην επόμενη δειγματοληψία t_{k+1} και ο αλγόριθμος εξελίσσεται. Σε αρκετές περιπτώσεις όμως παράγοντες όπως, ο χρόνος δειγματοληψίας των ψηφιακών επεξεργαστών σήματος, ο αλγόριθμος πρόβλεψης, η μέτρηση ενός μεγάλου αριθμού μεταβλητών κατάστασης ή η εκτίμηση τους, καθιστούν αδύνατη την εκτέλεση του αλγορίθμου πρόβλεψης σε μια μόνο περίοδο δειγματοληψίας. Σε αυτές τις περιπτώσεις, η ανάγκη αναπροσαρμογής του οριζοντα πρόβλεψης στο διπλάσιο είναι απαραίτητη. Μια τέτοια θεώρηση, παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα 1.2. Στην περίπτωση αυτή ο αλγόριθμος αποδίδει την βέλτιστη διακοπτική κατάσταση ανά διπλάσια περίοδο δειγματοληψίας, δηλαδή ανά $2T_s$, διατηρώντας την ίδια διακοπτική κατάσταση στο σύστημα για χρονικό διάστημα από t_k έως t_{k+2} .



Σχήμα 1.2: Αλγόριθμος βελτιστοποίησης με οριζοντα πρόβλεψης 2

Σχηματικά, οι προηγούμενες λεκτικές περιγραφές συνοψίζονται στο ακόλουθο διάγραμμα ροής του σχήματος 1.3 που παρουσιάζει τη δομή του πραγματικού αλγορίθμου του προτεινόμενου προβλεπτικού ελέγχου κατά την εφαρμογή του σε ένα ψηφιακό σύστημα επεξεργασίας σήματος.



Σχήμα 1.3 Διαγραμμα ροής αλγορίθμου του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή

Αξίζει να σημειωθεί ότι ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής είναι κατάλληλος για την διαχείριση όχι μόνον συστημάτων με λίγες μεταβλητές κατάστασης, αλλά μπορεί να εφαρμοστεί με μεγάλη επιτυχία και σε πολυμεταβλητά συστήματα. Θα πρέπει να τονισθεί επίσης, ότι η έκφραση της συνάρτησης βελτιστοποίησης δεν είναι απαραίτητο να περιέχει τις απόλυτες τιμές των σφαλμάτων, αλλά και άλλες εκφράσεις αυτών όπως $f_i = \|x^*(t_{k+1}) - x_{pi}(t_{k+1})\|$, $f_i = \|x^*(t_{k+1}) - x_{pi}(t_{k+1})\|_2$. Επιπροσθέτως, είναι δυνατή η διαμόρφωση της συνάρτησης βελτιστοποίησης ώστε να συμπεριλάβει και επιπλέον στόχους που αφορούν για παράδειγμα την μείωση της διακοπτικής συχνότητας, την διαχείριση της ισχύος, περιορισμών σε σφάλματα, και γενικώς κάθε απαίτηση που μπορεί να τεκμηριωθεί με μαθητικό τρόπο.

2

ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΓΙΑ
ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΕΣ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ
ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ
ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

2.1 Εισαγωγή

Οι μονοφασικές διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις είναι διακοπτικά κυκλώματα που μετατρέπουν την μονοφασική εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή. Χρησιμοποιούνται κατά κόρον σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος λόγω του μικρού όγκου τους, της μεγάλης αξιοπιστίας και του υψηλού βαθμού απόδοσης τους. Μερικά πεδία εφαρμογής τους είναι τα τροφοδοτικά υψηλής συχνότητας, τα συστήματα αδιάλειπτου παροχής ηλεκτρικής ενέργειας, οι φορτιστές συσσωρευτών, τα ρομποτικά συστήματα, τα ενεργά φίλτρα κ.α. Η μελέτη και η σχεδίαση τους, τόσο σε λειτουργία ανοιχτού όσο και σε κλειστού βρόχου, προσελκύει το ερευνητικό ενδιαφέρον για περαιτέρω βελτίωση ενός τέτοιου συστήματος, κυρίως από την πλευρά του ελέγχου. Σε ένα τέτοιο σύστημα ο ελεγκτής καλείται να διασφαλίσει την αξιόπιστη λειτουργία, εξασφαλίζοντας συγχρόνως πολύπλευρα λειτουργικά κριτήρια.

Τα προβλήματα που αντιμετωπίζει κανείς σχεδιάζοντας αλγορίθμους ελέγχου για τους συγκεκριμένους μετατροπείς προέρχονται κυρίως από τη διακοπτική φύση αυτών των συστημάτων. Γενικά, οι συγκεκριμένοι μετατροπείς αναλύονται σε δύο ή τρεις λειτουργικές καταστάσεις, όπου κάθε μια περιγράφεται από ένα διαφορετικό γραμμικό σύστημα συνεχούς χρόνου. Η σύνθεση των προηγούμενων υποσυστημάτων παράγει ένα μη γραμμικό σύστημα συνεχούς χρόνου χρονικά μεταβαλλόμενο, το οποίο προσεγγίζει με μεγάλη ακρίβεια το πραγματικό σύστημα. Πέραν όμως των προβλημάτων που συναντά κανείς κατά την μοντελοποίηση ενός τέτοιου συστήματος, κατά τον σχεδιασμό του αλγορίθμου ελέγχου θα πρέπει να ληφθούν υπόψη η διακοπτική μετάβαση από το ένα υποσύστημα στο άλλο, η φύση του συνολικού συστήματος ως μη ελάχιστης φάσης, η σύζευξη των εναλλασσόμενων μεγεθών με τα παραγόμενα συνεχή μεγέθη και οι οποιοδήποτε λειτουργικοί περιορισμοί που τίθενται όπως ο μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου, η εξασφάλιση συνεχούς τάσης εξόδου σε επιθυμητή τιμή, η ικανότητα αξιόπιστης λειτουργίας σε δυναμικά μεταβατικά φαινόμενα όπως βηματικές αλλαγές της επιθυμητής τιμής της συνεχούς τάσης και του φορτίου, η ευρωστία σε αβέβαιες μεταβολές των στοιχείων κλπ.

Η τοπολογία μιας διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης αποτελείται από το φίλτρο εισόδου που στις περισσότερες περιπτώσεις είναι μια αυτεπαγωγή, υψίσυχνα διακοπτικά στοιχεία αμφίδρομης ροής ρεύματος (IGBT, MOSFET, IGCT) και το φίλτρο εξομάλυνσης της συνεχούς τάσης που είναι χωρητικής φύσης (πυκνωτής). Τα διακοπτικά στοιχεία ενεργοποιούνται – απενεργοποιούνται από κατάλληλα σήματα παλμικής μορφής, συνεχώς διαμορφωμένα κατ' εύρος **PWM (Pulse Width Modulation)**, σταθερής ή μεταβαλλόμενης συχνότητας. Η λειτουργία τους (χρόνος ενεργοποίησης – χρόνος απενεργοποίησης) εξαρτάται από τις τιμές των μεταβλητών κατάστασης σε σχέση με τα λειτουργικά κριτήρια που τίθενται σε κάθε χρονική στιγμή.

2.2 Αναφορά στη διεθνή βιβλιογραφία

Η συνηθέστερη μεθοδολογία ανάλυσης και σχεδίασης ενός ελεγκτή για τις μονοφασικές διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις είναι η περιγραφή του πραγματικού μη γραμμικού-διακριτού συστήματος από ένα γραμμικό μαθηματικό μοντέλο, συνεχούς χρόνου. Προκειμένου να παρακαμφθούν οι δυσκολίες που προκύπτουν από τη διακοπτική φύση του συστήματος, χρησιμοποιείται το μοντέλο ασθενούς σήματος (Small Signal Analysis, Averaged Model) [32]. Στην ανάλυση αυτή, το αρμονικό φάσμα των εναλλασσομένων

μεγεθών εξαλείφεται θεωρώντας μόνο τη θεμελιώδη συχνότητα της πηγής και οι μεταβλητές ελέγχου προσεγγίζονται ως συνεχείς συναρτήσεις του χρόνου. Ακολούθως, το μη γραμμικό μοντέλο ασθενούς σήματος γραμμικοποιείται περί τα σημεία λειτουργίας του συστήματος και σχεδιάζεται κατάλληλος, κυρίως γραμμικός ελεγκτής. Πέραν από οποιεσδήποτε προσεγγίσεις και παραδοχές επικαλούμαστε σε μια τέτοια μεθοδολογία, το μοντέλο ασθενούς σήματος κρύβει σημαντικές πληροφορίες σχετικά με τη δυναμική του συστήματος καθώς επίσης και με το αρμονικό περιεχόμενο των εναλλασσομένων μεγεθών που στα συγκεκριμένα συστήματα είναι υψίστης σημασίας.

Εναλλακτικά, προκειμένου να ακολουθηθεί μια πιο ακριβής μοντελοποίηση του συστήματος αποφεύγοντας την παραπομπή σε μοντέλα ασθενούς σήματος, εξάγεται το μη γραμμικό μαθηματικό μοντέλο διακριτού χρόνου. Στην περίπτωση αυτή το πραγματικό σύστημα προσεγγίζεται με μεγαλύτερη ακρίβεια, μιας και η λειτουργική κατάσταση του προκύπτει από τη διακριτή κατάσταση των διακοπτικών στοιχείων. Τα διακριτά μαθηματικά μοντέλα περιλαμβάνουν όλη την πληροφορία του αρμονικού περιεχομένου των εναλλασσόμενων μεγεθών παρά τη δυσκολία που παρουσιάζουν στη μελέτη τους, ειδικά δε κατά την θεώρηση των χρόνων καθυστέρησης.

Θεωρώντας τη λειτουργία των μονοφασικών διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων σε κλειστό βρόχο ελέγχου, έχει αναπτυχθεί ένας μεγάλος αριθμός ερευνητικών εργασιών, κατηγοριοποιώντας τους προτεινόμενους ελέγχους σε ελεγκτές ρεύματος εισόδου και σε ελεγκτές τάσης εξόδου. Κατά πλειονηφία, πρόκειται για αναλογικούς ελεγκτές *PI* (*Proportional – Integral*) που στηρίζονται σε γραμμικοποιημένα μοντέλα ασθενούς σήματος περί τα σημεία λειτουργίας του συστήματος [33]. Στην περίπτωση αυτή, οι αβέβαιες τιμές των στοιχείων και οι εξωτερικές διαταραχές που επιβάλλονται στο σύστημα, περιορίζουν την αξιόπιστη λειτουργία του συστήματος στη μόνιμη κατάσταση (απόκλιση μεταξύ επιθυμητών και πραγματικών τιμών), αλλά και κατά τα μεταβατικά φαινόμενα αντίστοιχα. Ιδιαίτερως, κατά την απαίτηση δυναμικών βηματικών μεταβολών στην επιθυμητή τιμή της τάσης εξόδου αλλά και του φορτίου, παρατηρείται ανεπιθύμητη υπερύψωση ή βύθιση της τάσης εξόδου που έχει σαν αποτέλεσμα την εμφάνιση αντίστοιχων φαινομένων στο ρεύμα εισόδου.

Στις εργασίες [34-35], αναπτύσσεται ένας μη γραμμικός ελεγκτής ρεύματος ο οποίος στηρίζεται στην τεχνική ολίσθησης επί επιφανείας [36,30]. Μέσω του ενεργειακού ισοζυγίου υπολογίζεται η επιθυμητή τιμή του ρεύματος εισόδου. Λόγω ύπαρξης χρονομεταβλητών μεγεθών στην μαθηματική έκφραση υπολογισμού του επιθυμητού ρεύματος εισόδου, οι συγγραφείς σχεδιάζουν δυο εκτιμητές με την μέθοδο της ολίσθησης επί επιφάνεια, έναν για την παρασιτική αντίσταση της αυτεπαγωγής εισόδου και έναν άλλον για την ωμική αντίσταση του φορτίου. Προκειμένου να επιτύχουν το προηγούμενο, θεωρούν ότι η τοπολογία της μονοφασικής διακοπτικής ανόρθωσης συντίθεται από δυο παθητικά φίλτρα, ένα στην είσοδο (r-L) και ένα στην έξοδο (R-C). Τα μειονεκτήματα που προκύπτουν από την συγκεκριμένη θεώρηση είναι ότι πιθανά σφάλματα στους εκτιμητές οδηγούν σε λάθος υπολογισμό του επιθυμητού ρεύματος εισόδου και κατά συνέπεια στην εμφάνιση μόνιμου σφάλματος στην τάση εξόδου. Επιπλέον οι χρονικές αποκρίσεις των δύο φίλτρων είναι διαφορετικές, γεγονός που μεταβάλλει συνεχώς την υπολογιζόμενη επιθυμητή τιμή του ρεύματος εισόδου.

Χρησιμοποιώντας τη θεωρία του προσαρμοστικού ελέγχου σε συνδυασμό με τη θεωρία ελέγχου της ενεργειακής ανάλυσης [29], οι συγγραφείς της εργασίας [37], προτείνουν έναν πολύπλοκο αλγόριθμο ελέγχου ρεύματος για την τοπολογία των μονοφασικών διακοπτικών

ανορθωτικών διατάξεων. Επιτυγχάνουν, την επιθυμητή λειτουργία της διάταξης υπό την παρουσία αβέβαιων μεταβολών που υφίσταται το σύστημα όσον αφορά την μεταβολή της παρασιτικής ωμικής αντίστασης της αυτεπαγωγής εισόδου και του ωμικού φορτίου. Προφανή μειονεκτήματα της συγκεκριμένης εργασίας είναι η υψηλή διακοπτική συχνότητα καθώς και το πρόσθετο φίλτρο για το ρεύμα εισόδου που τοποθετείται προκειμένου να μειωθεί το αρμονικό περιεχόμενο. Επιπλέον, η πολυπλοκότητα του αλγορίθμου οδηγεί στην απαίτηση ενός ισχυρού υπολογιστικού συστήματος, γεγονός που καθιστά τον εν λόγω αλγόριθμο ελέγχου εφαρμόσιμο μόνο σε ερευνητικό επίπεδο.

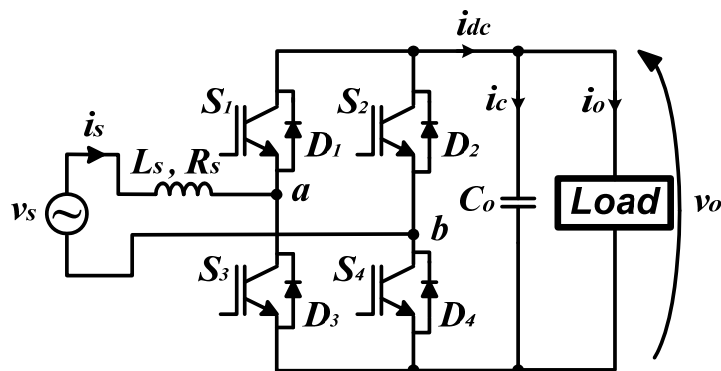
Στοχεύοντας στην αξιόπιστη λειτουργία της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης κατά τις μεταβολές της παρασιτικής αντίστασης της αυτεπαγωγής εισόδου, αλλά και του ωμικού φορτίου, προτείνεται αλγόριθμος προσαρμοστικού ελέγχου ρεύματος από τους συγγραφείς της εργασίας [38]. Για την επίτευξη αυτού, χρησιμοποιείται το μαθηματικό μοντέλο συνεχούς χρόνου, στο οποίο στη συνέχεια εισέρχονται οι προσαρμοστικοί κανόνες εκτίμησης των αβέβαιων μεγεθών. Με βάση τα πειραματικά αποτελέσματα που παρουσιάζονται, τα εκτιμώμενα μεγέθη παρουσιάζουν έντονη μεταβλητότητα, γεγονός που οδηγεί στη χρήση παθητικών φίλτρων προκειμένου να εξαχθεί η μέση τιμή τους. Σε αντίθετη περίπτωση, με απευθείας χρήση των εκτιμώμενων μεγεθών στον υπολογισμό του επιθυμητού ρεύματος εισόδου, το αρμονικό περιεχόμενο θα ήταν σημαντικό. Επιπροσθέτως, η δυναμική συμπεριφορά του προτεινόμενου αλγορίθμου κατά την αλλαγή του ωμικού φορτίου, παρουσιάζει αρκετά μεγάλη βύθιση της τάσης εξόδου. Τέλος, επισημαίνεται ότι η διακοπτική συχνότητα του προτεινόμενου ελέγχου είναι 13kHz.

2.3 Πρόταση της διατριβής

Λαμβάνοντας υπόψη τις παραπάνω ερευνητικές εργασίες, προτείνουμε στο παρόν κεφάλαιο έναν νέο απλό ελεγκτή για τις μονοφασικές διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις, στηριζόμενο στον προβλεπτικό έλεγχο. Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος ελέγχου, εξασφαλίζει αξιόπιστη λειτουργία του συστήματος σε όλες τις πιθανές λειτουργικές καταστάσεις, ικανοποιώντας τα διεθνή κριτήρια ποιότητας των μονοφασικών ανορθωτικών διατάξεων [39]. Επιπλέον, προσφέρει λειτουργία σε δύο, αλλά και τρία επίπεδα της τάσης ακροδεκτών της ανορθωτικής διάταξης, εξασφαλίζοντας μείωση των διακοπτικών απωλειών [41]. Ενσωματώνει λειτουργικούς περιορισμούς που αφορούν τις μεταβλητές κατάστασης του συστήματος, εξασφαλίζοντας ευσταθή λειτουργία. Η οργάνωση του παρόντος κεφαλαίου γίνεται ως εξής: Στην παράγραφο 2.4 παρουσιάζεται η μαθηματική μοντελοποίηση μιας μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης και στη συνέχεια εξάγεται το διακριτό μη γραμμικό μαθηματικό μοντέλο του συστήματος, που στην ουσία αποτελεί θεμελιώδες στοιχείο του προτεινόμενου ελεγκτή. Στη συνέχεια, στη παράγραφο 2.5, γίνεται ενεργειακή ανάλυση του συστήματος, ενώ στη παράγραφο 2.6 αναλύεται η σχεδίαση ενός εκτιμητή κατάστασης. Η σχεδίαση του προβλεπτικού ελεγκτή είναι το αντικείμενο της παραγράφου 2.7. Στην παράγραφο 2.8 παρουσιάζονται συγκριτικά αποτελέσματα μεταξύ του προτεινόμενου προβλεπτικού ελέγχου και ενός ελεγκτή που σχεδιάζεται με βάση την τεχνική ολίσθησης επί επιφάνεια. Τα πειραματικά αποτελέσματα του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή που λαμβάνονται από πρωτότυπη πειραματική διάταξη καταγράφονται στην παράγραφο 2.9. Τέλος, στην παράγραφο 2.10 καταγράφονται τα συμπεράσματα από την εφαρμογή του προτεινόμενου προβλεπτικού ελέγχου.

2.4 Ανάλυση της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης

Η τοπολογία της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης παρουσιάζεται στο σχήμα 2.1. Όπως παρατηρούμε, μια πηγή εναλλασσόμενης τάσης v_s , συνδέεται μέσω της αυτεπαγωγής L_s με παρασιτική αντίσταση R_s , σε μια μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη. Το ρεύμα εισόδου που ζητείται από την εναλλασσόμενη πηγή συμβολίζεται με i_s , όπου στην πλευρά συνεχούς τάσης, η χωρητικότητα C_o δηλώνει το φίλτρο εξομάλυνσης της τάσης εξόδου, ενώ η ωμική αντίσταση R_o το φορτίο της διάταξης. Επιπλέον τα μεγέθη i_{dc} , i_c και i_o δηλώνουν το συνεχές ρεύμα, το ρεύμα της χωρητικότητας και το ρεύμα φορτίου



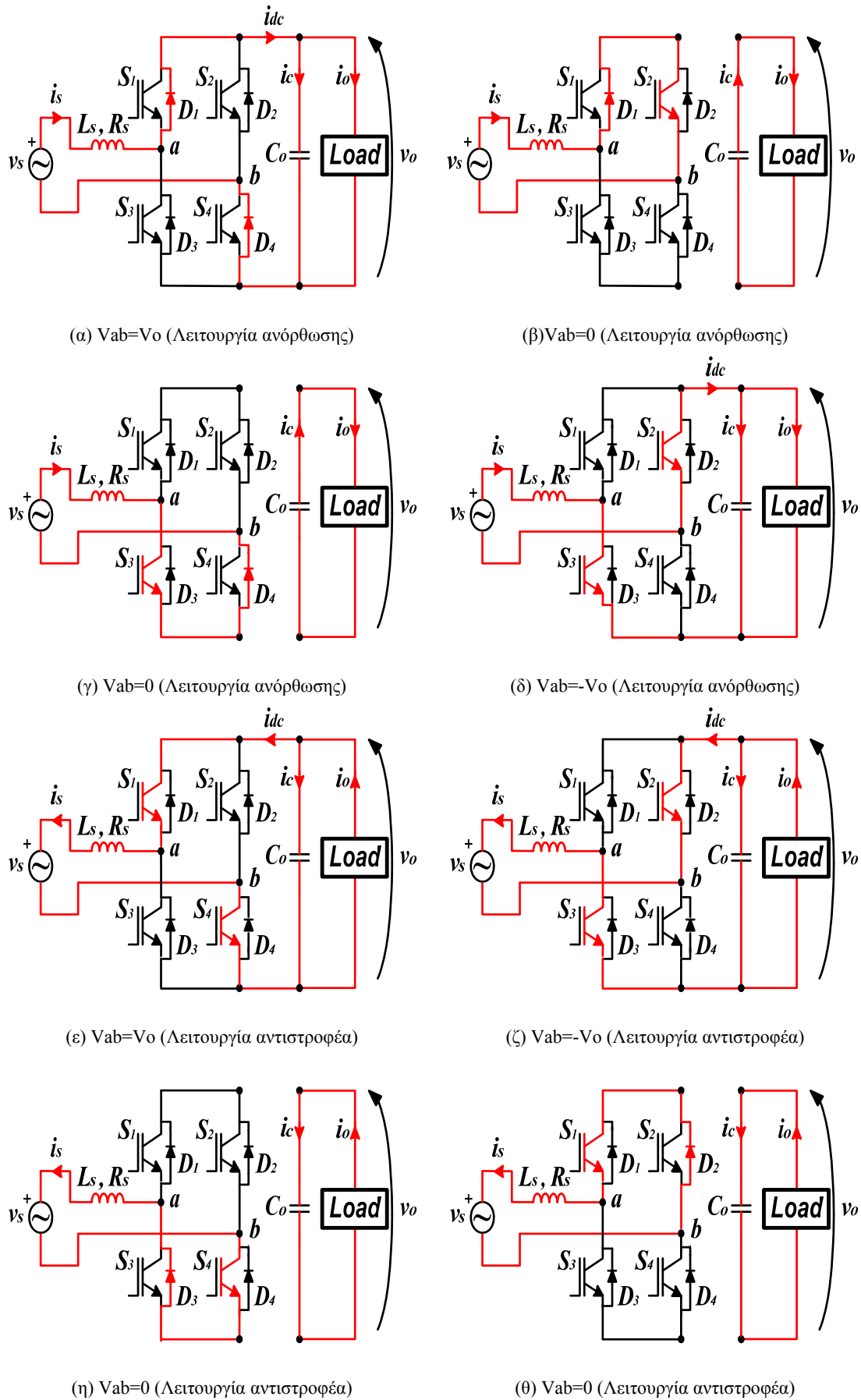
Σχήμα 2.1: Μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη

αντίστοιχα. Τα διακοπτικά στοιχεία S_i , $i = 1, 2, 3, 4$, έχουν επιλεγεί στο παραπάνω σχήμα να είναι τεχνολογίας IGBT, αλλά μπορούν να είναι οποιασδήποτε άλλης τεχνολογίας όπως MOSFET, IGCT, Si-C κλπ.

Οι επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης του σχήματος 2.1 παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα. Για την συμπλήρωση του πίνακα λαμβάνονται υπόψη και οι δυο λειτουργικές καταστάσεις του συστήματος ως ανορθωτική διάταξη και ως αντιστροφέας τριών επιπέδων. Η λειτουργία ως αντιστροφέας είναι δυνατή μόνο στις περιπτώσεις όπου η φορά ενέργειας γίνεται από το φορτίο προς την πηγή, γεγονός που είναι εφικτό όταν για παράδειγμα τροφοδοτηθεί το κύκλωμα τυμπάνου ενός DC κινητήρα.

a/a	Διακοπτική κατάσταση	V_s	I_s	Τάση ακροδεκτών V_{ab}	Λειτουργία
1	D_1 - D_4	>0	>0	V_o	Ανορθωτή
2	D_1 - S_2	>0	>0	0	Ανορθωτή
3	S_3 - D_4	>0	>0	0	Ανορθωτή
4	S_2 - S_3	>0	>0	$-V_o$	Ανορθωτή
5	S_1 - S_4	>0	<0	V_o	Αντιστροφέας
6	S_2 - S_3	>0	<0	$-V_o$	Αντιστροφέας
7	D_3 - S_4	>0	<0	0	Αντιστροφέας
8	S_1 - D_2	>0	<0	0	Αντιστροφέας

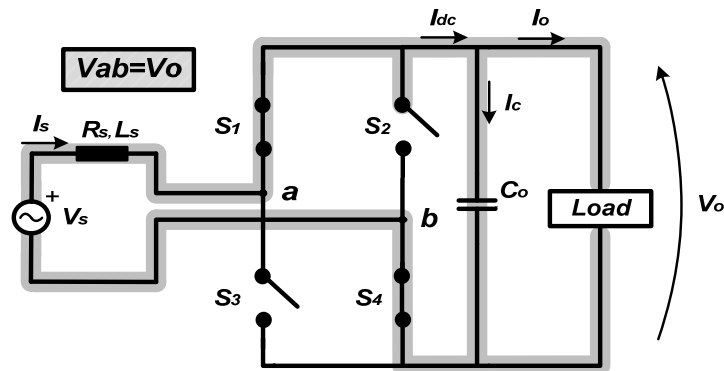
Πίνακας Π2.1: Επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις για την λειτουργία ως αντιστροφέας και ως ανορθωτή τριών επιπέδων



Σχήμα 2.2 : Κυκλωματικά ισοδύναμα των διακοπτικών καταστάσεων

Στην ανάλυση που ακολουθεί θεωρούμε ότι στο φορτίο υπάρχει παθητικό στοιχείο κατανάλωσης ισχύος (ωμική αντίσταση) και δεν εξετάζεται η περίπτωση της λειτουργίας του συστήματος ως αντιστροφέα. Για την λειτουργία ως ανορθωτικής διάταξης το διακοπτικό σύστημα λαμβάνει τις ακόλουθες διακριτές διακοπτικές καταστάσεις:

$$\underline{S_1 : ON, S_2 : OFF, S_3 : OFF, S_4 : ON} \text{ (Σχήμα 2.3 α)}$$



Σχήμα 2.3α : $S_1 : ON, S_2 : OFF, S_3 : OFF, S_4 : ON$

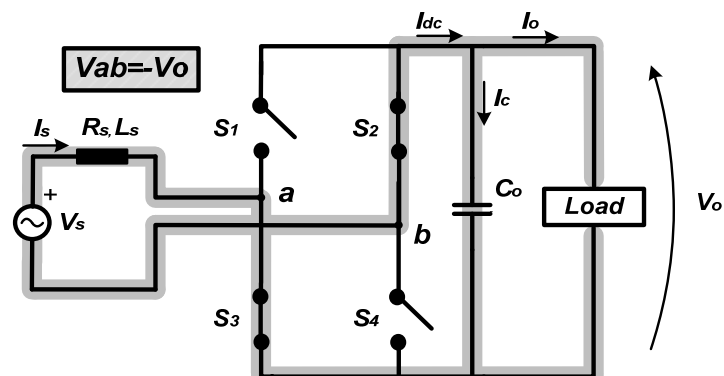
Για την διακοπτική κατάσταση του σχήματος 2.3α, προκύπτει το ακόλουθο γραμμικό σύστημα συνεχούς χρόνου:

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_s - \frac{1}{L_s}v_{ab} + \frac{1}{L_s}v_s \quad (2.1)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_o}i_s - \frac{1}{C_o}i_o \quad (2.2)$$

$$v_{ab} = v_o \quad (2.3)$$

$$\underline{S_1 : OFF, S_2 : ON, S_3 : ON, S_4 : OFF} \text{ (Σχήμα 2.3 β)}$$



Σχήμα 2.3β : $S_1 : OFF, S_2 : ON, S_3 : ON, S_4 : OFF$

Για την διακοπτική κατάσταση του σχήματος 2.3β, προκύπτει το ακόλουθο γραμμικό σύστημα συνεχούς χρόνου:

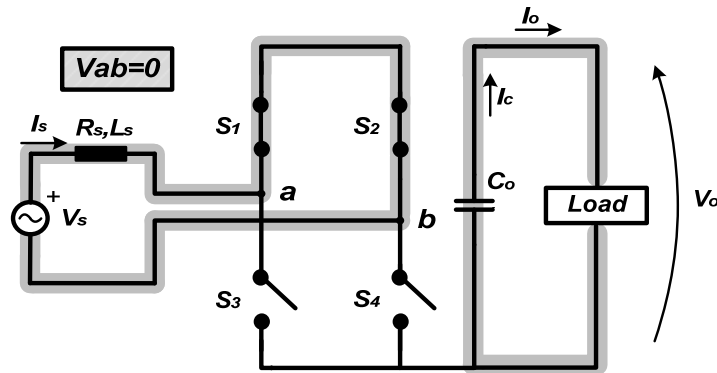
$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_s - \frac{1}{L_s}v_{ab} + \frac{1}{L_s}v_s \quad (2.4)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_o}i_s - \frac{1}{C_o}i_o \quad (2.5)$$

$$v_{ab} = -v_o \quad (2.6)$$

Για την διακοπτική κατάσταση του σχήματος 2.3γ, προκύπτει το ακόλουθο γραμμικό σύστημα συνεχούς χρόνου:

$$\underline{S_1 : ON, S_2 : ON, S_3 : OFF, S_4 : OFF} \quad (\text{Σχήμα 2.3 γ})$$



Σχήμα 2.3γ: $S_1 : ON, S_2 : ON, S_3 : OFF, S_4 : OFF$

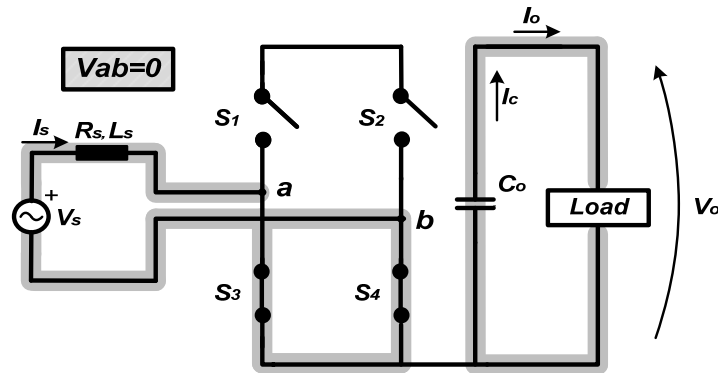
$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_s + \frac{1}{L_s}v_s \quad (2.7)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_o}i_o \quad (2.8)$$

$$v_{ab} = 0 \quad (2.9)$$

Για την διακοπτική κατάσταση του σχήματος 2.3δ, προκύπτει το ακόλουθο γραμμικό σύστημα συνεχούς χρόνου:

$$\underline{S_1 : OFF, S_2 : OFF, S_3 : ON, S_4 : ON} \quad (\text{Σχήμα 2.3 δ})$$



Σχήμα 2.3δ : $S_1 : OFF, S_2 : OFF, S_3 : ON, S_4 : ON$

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_s + \frac{1}{L_s}v_s \quad (2.10)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_o}i_o \quad (2.11)$$

$$v_{ab} = 0 \quad (2.12)$$

Προσεγγίζοντας την λειτουργική κατάσταση του κάθε διακοπτικού στοιχείου S_i να λαμβάνει ψηφιακής λογικής τιμές «1» όταν $S_i : ON$ και «0» όταν $S_i : OFF$, ορίζουμε την διακοπτική συνάρτηση του συστήματος [40] μεταβλητή $u = S_1 \cdot S_4 - S_2 \cdot S_3$, όπου $u \in \{-1, 0, 1\}$ για διαμόρφωση της τάσης V_{ab} σε τρία επίπεδα, ή $u \in \{-1, 1\}$ (παραλείποντας τη λειτουργία της διάταξης όπως αυτή περιγράφεται στα σχήματα 2.3γ και 2.3δ για διαμόρφωση της τάσης V_{ab} σε δύο επίπεδα. Ακολούθως, οι εξισώσεις (2.1) - (2.12) μπορούν να γραφούν με μορφή εξισώσεων κατάστασης:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B(x(t))u + Dw(t) \quad (2.13)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2.14)$$

όπου

$$\begin{aligned} [\mathbf{x}(t)]^T &= [i_s \ v_o], \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{B}(\mathbf{x}(t))]^T = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} v_o & \frac{1}{C_o} i_s \end{bmatrix}, \\ \mathbf{D} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{w}(t)]^T = [v_s \ i_o], \quad \mathbf{C} = \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{aligned}$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι τα μεγέθη i_s , v_o , v_s και i_o είναι χρονομεταβλητά.

Με στόχο την σχεδίαση του προβλεπτικού ελεγκτή, οι εξισώσεις κατάστασης (2.13) και (2.14) διακριτοποιούνται με χρόνο δειγματοληψίας T_s ως ακολούθως:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d(\mathbf{x}_k) u_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (2.15)$$

$$y_k = \mathbf{C}_d \mathbf{x}_k \quad (2.16)$$

όπου

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k^T &= [I_{s,k} \ V_{o,k}], \quad \mathbf{A}_d = (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s} T_s & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_d^T = T_s \mathbf{B}^T = \begin{bmatrix} -\frac{T_s}{L_s} V_{o,k} & \frac{T_s}{C_o} I_{s,k} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{D}_d &= T_s \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{C_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}_k^T = [V_{s,k} \ I_{o,k}], \quad \mathbf{C}_d = \mathbf{C} = \mathbf{I}_{2 \times 2}, \quad u_k = u \end{aligned}$$

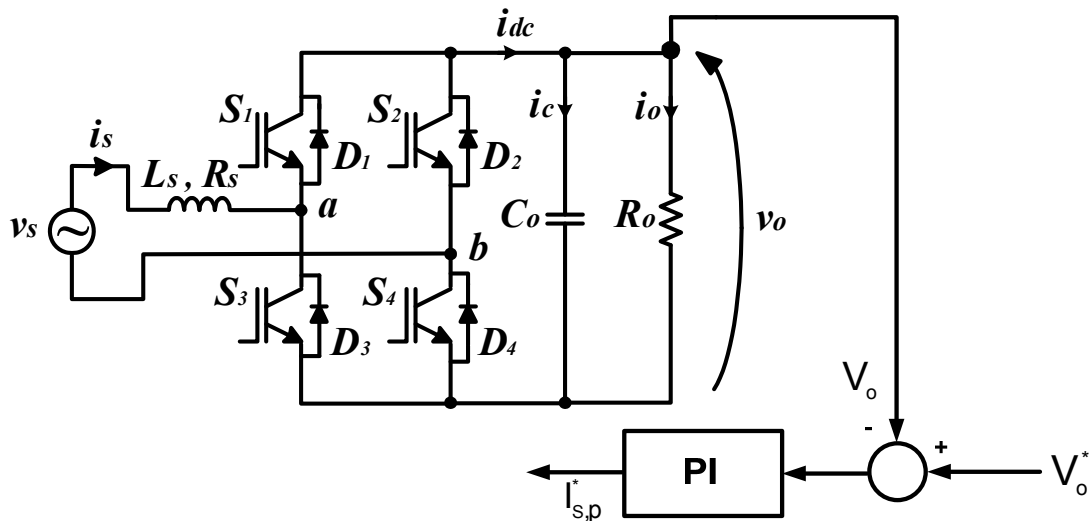
Αξίζει να σημειωθεί ότι τα μεγέθη $I_{s,k}$, $V_{o,k}$, $V_{s,k}$ και $I_{o,k}$ είναι διακριτά και χρονομεταβλητά.

2.5 Ενεργειακή ανάλυση της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης

Κριτήριο ποιότητας των μονοφασικών διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων είναι η λειτουργία τους υπό σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου (ιδανικά μοναδιαίο). Προκειμένου να επιτευχθεί αυτό, θα πρέπει η πρώτη αρμονική συνιστώσα του ρεύματος εισόδου να είναι συμφασική με την τάση εισόδου, η οποία θεωρείται ημιτονοειδής και απαλλαγμένη από ανώτερες αρμονικές. Με βάση την προηγούμενη απαίτηση, παράγεται το επιθυμητό ρεύμα εισόδου, στο οποίο θα πρέπει να συγκλίνει το πραγματικό ρεύμα εισόδου του συστήματος. Οι μέθοδοι υπολογισμού του επιθυμητού ρεύματος εισόδου που έχουν καταγραφεί στην βιβλιογραφία είναι:

- Χρήση αναλογικών ελεγκτών τύπου **PID**
- Ενεργειακή ανάλυση

Η χρήση αναλογικών ελεγκτών για τον υπολογισμό του επιθυμητού ρεύματος εισόδου είναι τεχνική ευρέως διαδεδομένη και προσφέρει διπλό πλεονέκτημα. Διασφαλίζει αφενός ότι η μέση τιμή της συνεχούς τάσης θα συγκλίνει στην επιθυμητή τιμή, αφετέρου με κατάλληλη επιλογή των αναλογικών κερδών των επιμέρους ελεγκτών παράγει στη έξοδο του ηλεκτρικό σήμα το οποίο ταυτίζεται με το επιθυμητό πλάτος του ρεύματος εισόδου. Τα μειονεκτήματα που προκύπτουν άμεσα από τη συγκεκριμένη προσέγγιση είναι ότι σε περίπτωση λανθασμένης επιλογής των κερδών των αναλογικών ελεγκτών οδηγεί το σύστημα, όσον αφορά την τάση εξόδου, σε απόκλιση ή σε μόνιμο σφάλμα, με άμεση επίπτωση στο πλάτος του επιθυμητού ρεύματος εισόδου. Επιπλέον ακόμα και σε περίπτωση ασφαλούς υπολογισμού των κερδών του αναλογικού ελεγκτή, η ευρωστία του σε περιοχές λειτουργίας εκτός των σημείων ισορροπίας περιορίζεται οδηγώντας το σύστημα σε ασταθή λειτουργία, κατ' επέκταση σε λανθασμένο υπολογισμό του επιθυμητού ρεύματος εισόδου.



Σχήμα 2.3: Υπολογισμός του επιθυμητού πλάτους του ρεύματος εισόδου μέσω αναλογικού ελεγκτή

Εναλλακτικά με την προηγούμενη μεθοδολογία, ο υπολογισμός του επιθυμητού ρεύματος εισόδου μπορεί να επιτευχθεί μέσω της ενεργειακής ανάλυσης του συστήματος. Στην περίπτωση αυτή λαμβάνονται υπόψη μόνο η πρώτη αρμονική συνιστώσα των μεγεθών εισόδου και αγνοείται το αρμονικό περιεχόμενό τους. Κατά συνέπεια,

$$\langle P_{in} \rangle = \langle P_{out} \rangle \Leftrightarrow \langle v_s i_s^* - R_s (i_s^*)^2 \rangle = \langle v_o^* i_o \rangle \Leftrightarrow$$

$$\langle (I_{s,p}^* \sin \omega t)(V_{s,p} \sin \omega t) - R_s (I_{s,p}^*)^2 \sin^2 \omega t \rangle = \langle V_o^* I_o \rangle \Leftrightarrow$$

$$\begin{aligned} \langle I_{s,p}^* V_{s,p} - (I_{s,p}^*)^2 R_s \rangle \times \left\langle \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right\rangle &= \langle V_o^* I_o \rangle \Leftrightarrow \\ R_s (I_{s,p}^*)^2 - V_{s,p} I_{s,p}^* + 2V_o^* I_o &= 0 \Leftrightarrow \\ I_{s,p}^* &= \frac{V_{s,p}}{2R_s} \pm \sqrt{\frac{V_{s,p}^2}{4R_s^2} - \frac{2V_o^* I_o}{R_s}} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Όπου $V_{s,p}$ η μέγιστη τιμή της τάσης εισόδου, V_o^* η επιθυμητή τιμή της τάσης εξόδου, R_s η παρασιτική αντίσταση της αυτεπαγωγής εισόδου και I_o το ρεύμα του φορτίου. Στις παραπάνω σχέσεις το σύμβολο $\langle \dots \rangle$ δηλώνει τη μέση τιμή μιας περιοδικής συνάρτησης περιόδου T η οποία δίνεται ως ακολούθως

$$\langle f(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) d\tau$$

Από τη σχέση (2.17), παρατηρούμε ότι οι πιθανές τιμές του επιθυμητού ρεύματος εισόδου είναι δύο, αλλά στην πράξη χρησιμοποιούμε τη μικρότερη θετική λύση, ως ενεργειακά συμβατή με την λειτουργία του συστήματος. Συνεπώς, η τιμή του επιθυμητού ρεύματος είναι

$$I_{s,p}^* = \frac{V_{s,p}}{2R_s} - \sqrt{\frac{V_{s,p}^2}{4R_s^2} - \frac{2V_o^* I_o}{R_s}} \quad (2.18)$$

Προφανές πλεονέκτημα της παραπάνω μεθόδου είναι αποφυγή αναλογικών ελεγκτών και κατά συνέπεια η ευσταθής λειτουργία του συστήματος σε ευρύ πεδίο επιτρεπτών μεταβολών της συνεχούς τάσης. Τα μειονεκτήματα που προκύπτουν από την θεώρηση της σχέσης (2.18) για τον υπολογισμό του επιθυμητού ρεύματος εισόδου έγκεινται αφενός στην παρουσία της παρασιτικής αντίστασης R_s καθώς και της απαίτησης της μέτρησης του ρεύματος φορτίου I_o . Για μεν την παρασιτική αντίσταση ($\sim 10 - 150 \text{ m}\Omega$), η μεταβολή της ονομαστικής τιμής της είναι αμελητέα και δεν επιφέρει ουσιαστική αλλοίωση στο αποτέλεσμα. Απεναντίας η παρουσία του ρεύματος φορτίου δηλώνει την απαίτηση μέτρησης μέσω μετρητικού συστήματος το οποίο αυξάνει την πολυπλοκότητα και το κόστος του συστήματος.

2.6 Σχεδίαση εκτιμητή ρεύματος φορτίου

Προκειμένου να επιτευχθεί αξιόπιστος υπολογισμός του επιθυμητού ρεύματος εισόδου με το ελάχιστο δυνατό κόστος και την ελάχιστη κατασκευαστική πολυπλοκότητα, η τιμή του ρεύματος φορτίου I_o δύναται να παραχθεί από κατάλληλο εκτιμητή αντί της άμεσης μέτρησης. Η χρήση ενός εκτιμητή ρεύματος φορτίου διευρύνει τη δυνατότητα του συστήματος να τροφοδοτεί οποιοδήποτε φορτίο γραμμικό (ωμικές αντιστάσεις) ή μη γραμμικό (αντιστροφείς DC/AC). Στηριζόμενοι στην ερευνητική εργασία [41], σχεδιάζεται κατάλληλος εκτιμητής κατά *Luenberger*. Χρησιμοποιώντας κανόνες ανάλυσης ηλεκτρικών

κυκλωμάτων στην έξοδο του συστήματος, προκύπτει το ακόλουθο σύστημα συνεχούς χρόνου σε μορφή εξισώσεων κατάστασης

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{F}\mathbf{z}(t) + \mathbf{G}(\mathbf{z}(t))\mathbf{u} \quad (2.19)$$

$$\mathbf{y}_o(t) = \mathbf{M}\mathbf{z}(t) \quad (2.20)$$

Όπου

$$[\mathbf{z}(t)]^T = [v_o \ i_o], \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{G}(\mathbf{z}(t))]^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_o}i_s & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M} = [1 \ 0]$$

Διακριτοποιώντας το σύστημα συνεχούς χρόνου των σχέσεων (2.19) και (2.20), προκύπτει το παρακάτω διακριτού χρόνου, μη γραμμικό σύστημα.

$$\mathbf{z}_{k+1} = \mathbf{F}_d \mathbf{z}_k + \mathbf{G}_d(\mathbf{z}_k) \mathbf{u}_k \quad (2.21)$$

$$\mathbf{y}_{o,k} = \mathbf{M}_d \mathbf{z}_k \quad (2.22)$$

Όπου

$$\mathbf{z}_k^T = [V_{o,k} \ I_{o,k}], \quad \mathbf{F}_d = (\mathbf{I} + \mathbf{F}T_s) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{C_o} \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G}_d^T = T_s \mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{C_o} I_{s,k} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_d = \mathbf{M} = [1 \ 0]$$

Το σύστημα που περιγράφεται από τις εξισώσεις κατάστασης (2.21) και (2.22) είναι παρατηρήσιμο, και κατά συνέπεια μπορεί να σχεδιασθεί κατάλληλος εκτιμητής *Luenberger*. Προκειμένου να επιτευχθεί αυτό, στο διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης \mathbf{z}_{k+1} προστίθεται ο όρος ανατροφοδότησης του σφάλματος της εξόδου με κέρδος τον πίνακα ανατροφοδότησης \mathbf{H} όπως παρακάτω:

$$\hat{\mathbf{z}}_{k+1} = \mathbf{F}_d \hat{\mathbf{z}}_k + \mathbf{G}_d \mathbf{u}_k + \mathbf{H} \bar{\mathbf{y}}_{o,k} \quad (2.23)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_{o,k} = \mathbf{M}_d \hat{\mathbf{z}}_k \quad (2.24)$$

Όπου οι όροι $\hat{\mathbf{z}}_k$ και $\hat{\mathbf{y}}_{o,k}$ δηλώνουν το εκτιμώμενο διάνυσμα κατάστασης και την εκτιμώμενη έξοδο αντίστοιχα. Ο πίνακας $\mathbf{H}^T = [h_1 \ h_2]$ περιγράφει το κέρδος του εκτιμητή το οποίο ακολούθως προσδιορίζεται. Ο όρος $\bar{\mathbf{y}}_{o,k}$ δηλώνει το σφάλμα μεταξύ της μετρούμενης και της εκτιμώμενης τιμής της εξόδου και σε συνδυασμό με τη σχέση (2.22)

$$\bar{\mathbf{y}}_{o,k} = \mathbf{y}_{o,k} - \hat{\mathbf{y}}_{o,k} = \mathbf{M}_d (\mathbf{z}_k - \hat{\mathbf{z}}_k) = \mathbf{M}_d \bar{\mathbf{z}}_k \quad (2.25)$$

$$\bar{z}_k = z_k - \hat{z}_k \quad (2.26)$$

Επαναδιατυπώνοντας τη σχέση (2.26) στη χρονική στιγμή $(k+1)T_s$ προκύπτει η ακόλουθη έκφραση του σφάλματος κατάστασης:

$$\bar{z}_{k+1} = z_{k+1} - \hat{z}_{k+1} = (F_d - HM_d)\bar{z}_k \quad (2.27)$$

Το σφάλμα \bar{z}_{k+1} από τη σχέση (2.27) θα μηδενισθεί μόνον όταν εξασφαλιστεί σύγκλιση του εκτιμώμενου διανύσματος \hat{z}_{k+1} και του πραγματικού z_{k+1} . Προκειμένου να διασφαλιστεί το τελευταίο, αρκεί οι ιδιοτιμές λ_i , όπου $i = 1, 2$ του πίνακα $[F_d - HM_d]$ να βρίσκονται εντός του μοναδιαίου κύκλου, $|\lambda_i| < 1$. Με βάση τις προηγούμενες διατυπώσεις, οι ιδιοτιμές της σχέσης (2.27) και κατά συνέπεια και της (2.23) τοποθετούνται αυθαίρετα σε θέσεις που ορίζονται από την αλγεβρική επίλυση της επόμενης σχέσης:

$$|\rho I - F_d + HM_d| = (\rho - \lambda_1)(\rho - \lambda_2) \quad (2.28)$$

η οποία ανάγεται τελικά στην ακόλουθη έκφραση:

$$\rho^2 - \rho(2 - h_1) + (1 - h_1 - h_2 \frac{T_s}{C_o}) = (\rho - \lambda_1)(\rho - \lambda_2) = \rho^2 - \rho(\lambda_1 + \lambda_2) + \lambda_1\lambda_2 \quad (2.29)$$

Δίδοντας τιμές στη χωρητικότητα του φίλτρου εξόδου του συστήματος τιμή $C_o = 2200 \mu F$ και επιλέγοντας χρόνο δειγματοληψίας $T_s = 50 \mu s$, η σχέση (2.29) δίδει λύσεις:

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1 = 2 - (\lambda_1 + \lambda_2) \\ h_2 = \frac{C_o}{T_s} (1 - h_1 - \lambda_1\lambda_2) \end{array} \right\} \quad (2.30)$$

Επιλέγοντας αυθαίρετα ιδιοτιμές $\lambda_1 = 0.8$ και $\lambda_2 = 0.8$ ο πίνακας κέρδους του σφάλματος ανατροφοδότησης ορίζεται:

$$H^T = [0.4 \quad -1.76] \quad (2.31)$$

Λαμβάνοντας υπόψη την προηγούμενη σχέση (2.31), οι εκτιμώμενες μεταβλητές κατάστασης της (2.23) είναι:

$$\hat{V}_{o,k+1} = 0.6\hat{V}_{o,k} - (T_s/C_o)(u_k I_{s,k} - \hat{I}_{o,k}) + 0.4V_{o,k} \quad (2.32)$$

$$\hat{I}_{o,k+1} = -1.76(\hat{V}_{o,k} - V_{o,k}) + \hat{I}_{o,k} \quad (2.33)$$

Η σχέση (2.33) μας παρέχει τη δυνατότητα της εκτίμησης του ρεύματος του φορτίου και την ικανότητα τροφοδότησης οποιουδήποτε είδους φορτίου. Με βάση το προηγούμενο, αντικαθίσταται στη σχέση (2.18) η μετρούμενη τιμή του ρεύματος φορτίου με το εκτιμώμενο ρεύμα της σχέσης (2.33) και προκύπτει η νέα έκφραση του επιθυμητού ρεύματος εισόδου όπως παρακάτω:

$$I_{s,p}^* = \frac{V_{s,p}}{2R_s} - \sqrt{\frac{V_{s,p}^2}{4R_s^2} - \frac{2V_o^* \hat{I}_{o,k}}{R_s}} \quad (2.34)$$

2.7 Προβλεπτικός ελεγκτής με περιορισμούς

Οι στόχοι που θα πρέπει να ληφθούν υπόψη για τον σχεδιασμό του προβλεπτικού ελεγκτή είναι (i) η δημιουργία ημιτονοειδούς ρεύματος εισόδου, (ii) τάση εξόδου με μέση τιμή ίση με την επιθυμητή, (iii) μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου και (iv) επίτευξη των περιορισμών που τίθενται για το ρεύμα εισόδου αλλά και για την συνεχή τάση εξόδου. Επίσης υψίστης σημασίας σημείο είναι, η ικανοποίηση όλων των ανωτέρων σε μοναδιαίο ορίζοντα πρόβλεψης, διάρκειας μιας δειγματοληψίας T_s .

Η αρχή σχεδίασης του προβλεπτικού ελεγκτή στηρίζεται στο διακριτό μαθηματικό μοντέλο του συστήματος, όπως αυτό τεκμηριώθηκε στην παράγραφο 2.4, σχέσεις (2.15) και (2.16). Στο μοντέλο αυτό, η τάση εισόδου $V_{s,k}$, το ρεύμα εισόδου $I_{s,k}$ και η τάση εξόδου $V_{o,k}$ μετρώνται άμεσα, ενώ το ρεύμα φορτίου $\hat{I}_{o,k}$ εκτιμάται, όλα τη χρονική στιγμή kT_s . Ακολουθώντας, γίνεται πρόβλεψη για τις τιμές που θα έχουν οι μεταβλητές κατάστασης $I_{s,k+1}$ και $V_{o,k+1}$ στην επόμενη δειγματοληψία $(k+1)T_s$. Με βάση τις τιμές των μεταβλητών κατάστασης και με δεδομένες τις επιθυμητές τους τιμές $I_{s,k+1}^*$ (το επιθυμητό ρεύμα εισόδου είναι συγχρονισμένο με την τάση εισόδου) και $V_{o,k+1}^*$, ορίζουμε τον περιορισμό για το ρεύμα εισόδου $I_{s,k+1} \in [I_{(s,k+1)\min}, I_{(s,k+1)\max}]$, όπου $I_{(s,k+1)\min} = 0.99 \cdot I_{s,k+1}^*$ και $I_{(s,k+1)\max} = 1.01 \cdot I_{s,k+1}^*$ και με εφάμιλλη προσέγγιση οι περιορισμοί που τίθενται για την μέση τιμή της συνεχούς τάσης εξόδου $V_{o,k+1} \in [V_{(o,k+1)\min}, V_{(o,k+1)\max}]$ όπου $V_{(o,k+1)\min} = 0.99 \cdot V_{o,k+1}^*$ και $V_{(o,k+1)\max} = 1.01 \cdot V_{o,k+1}^*$. Τα κριτήρια επιλογής των ορίων τόσο για το ρεύμα εισόδου όσο και για την τάση εξόδου προέρχονται από τις απαιτήσεις για μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου και για τάση εξόδου στην επιθυμητή τιμή. Αξίζει να σημειωθεί, ότι η επιλογή ορίων με ελάχιστη διαφορά ($I_{(s,k+1)\max} - I_{(s,k+1)\min}$, $V_{(o,k+1)\max} - V_{(o,k+1)\min}$) επιβάλλει στον προβλεπτικό ελεγκτή δυναμική συμπεριφορά με ταυτόχρονη αύξηση της διακοπτικής συχνότητας.

Στη συνέχεια, ορίζουμε τα στιγμιαία σφάλματα του ρεύματος εισόδου και της τάσης εξόδου από τις αντίστοιχες επιθυμητές τιμές τους. Μία από τις καινοτομίες του συγκεκριμένου προβλεπτικού ελεγκτή είναι η έκφραση του σφάλματος του ρεύματος εισόδου και της τάσης εξόδου ανάλογα με την περιοχική μεταβολής του πραγματικού ρεύματος και της πραγματικής τάσης αντίστοιχα. Ορίζουμε έτσι το σφάλμα ρεύματος ως εξής

$$\varepsilon_I = \begin{cases} q_{Ia} (I_{s,k+1} - I_{(s,k+1)\max}) & \text{if } I_{s,k+1} \geq I_{(s,k+1)\max} \\ q_{Ia} (I_{(s,k+1)\min} - I_{s,k+1}) & \text{if } I_{s,k+1} \leq I_{(s,k+1)\min} \\ q_{Ib} |I_{s,k+1} - I_{s,k+1}^*| & \text{if } I_{(s,k+1)\min} \leq I_{s,k+1} \leq I_{(s,k+1)\max} \end{cases} \quad (2.35)$$

και για την τάση εξόδου αντίστοιχα

$$\varepsilon_V = \begin{cases} q_{Va} (V_{o,k+1} - V_{(o,k+1)\max}) & \text{if } V_{o,k+1} \geq V_{(o,k+1)\max} \\ q_{Va} (V_{(o,k+1)\min} - V_{o,k+1}) & \text{if } V_{o,k+1} \leq V_{(o,k+1)\min} \\ q_{Vb} |V_{o,k+1} - V_o^*| & \text{if } V_{(o,k+1)\min} \leq V_{o,k+1} \leq V_{(o,k+1)\max} \end{cases} \quad (2.36)$$

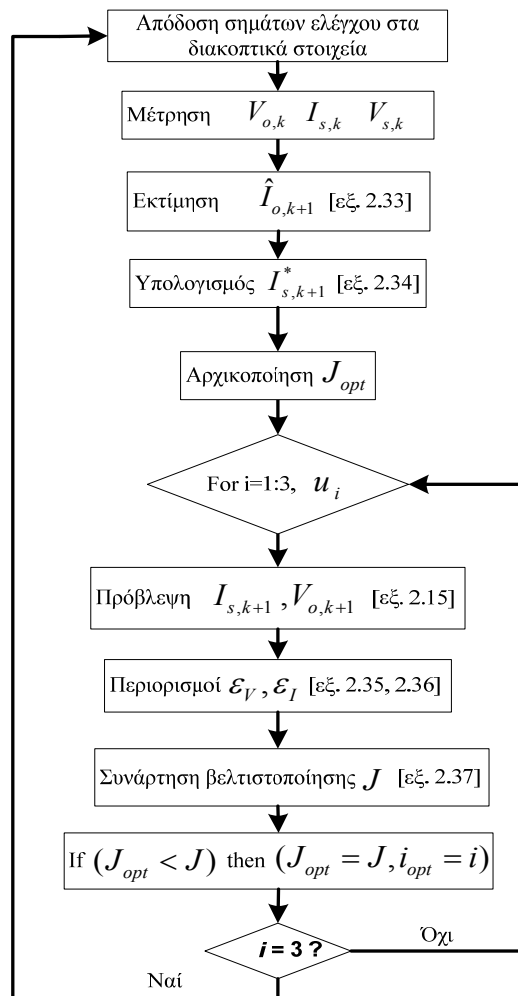
Παρατηρούμε ότι και τα δυο σφάλματα, ρεύματος ε_I και τάσης ε_V , δεν εκφράζονται μονοσήμαντα, αλλά λαμβάνουν διαφορετικές εκφράσεις, εξαρτώμενες από την στιγμιαία τιμή του ρεύματος και της τάσης σε σχέση με τις αντίστοιχες επιθυμητές τιμές. Επιπλέον, χρησιμοποιούνται συντελεστές βαρύτητας q_{Ia} , q_{Ib} , q_{Va} , $q_{Vb} \in \mathfrak{R}^+$ όπου προσδίδουν ανά περιοχή, χαρακτήρα σημαντικής ή λιγότερο σημαντικής φύσης του γενόμενου σφάλματος. Η επιλογή των προηγούμενων συντελεστών βαρύτητας [42] γίνεται με κριτήριο την σύγκλιση των μετρούμενων μεγεθών με τις αντίστοιχες επιθυμητές τους.

Προκειμένου να ορίσουμε ένα πρόβλημα βέλτιστου ελέγχου για τον έλεγχο μιας διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης, απαιτείται ο προσδιορισμός ενός κριτηρίου βελτιστοποίησης στο οποίο θα περιέχεται η πληροφορία των μεταβλητών κατάστασης ή τα σφάλματα των μεταβλητών κατάστασης και επιπλέον θα διασφαλίζει την ευσταθή λειτουργία του συστήματος. Η μαθηματική διατύπωση του κριτηρίου βελτιστοποίησης είναι ένα πολυσύνθετο πρόβλημα και γίνεται συνθετότερο, όταν το υπό μελέτη σύστημα είναι μη γραμμικό και υπόκειται σε μη γραμμικούς περιορισμούς. Σύμφωνα με την τρέχουσα ερευνητική δραστηριότητα ένα τέτοιο πρόβλημα προσεγγίζεται με τη θεωρία του δυναμικού προγραμματισμού [20-21], [25] και τη μαθηματική θεωρία της βελτιστοποίησης των κυρτών συνόλων (convex optimization) [18-19], [22-25], αντικείμενο το οποίο δεν αποτελεί μέρος της παρούσας διατριβής. Για τον προτεινόμενο προβλεπτικό έλεγχο η ακόλουθη συνάρτηση βελτιστοποίησης διατυπώνεται

$$J_k(\varepsilon_{I,k}, \varepsilon_{V,k}) = \varepsilon_{I,k} + \varepsilon_{V,k} \quad (2.37)$$

Όπου τα σφάλματα $\varepsilon_{I,k}$, $\varepsilon_{V,k}$ δίνονται από τις σχέσεις (2.35) και (2.36) αντίστοιχα. Στη συνέχεια, αναπτύσσεται κατάλληλος αλγόριθμος ελέγχου με την εξής λογική: Σε κάθε δειγματοληψία kT_s μετρούνται η τάση εισόδου $V_{s,k}$, το ρεύμα εισόδου $I_{s,k}$ και η τάση εξόδου $V_{o,k}$. Ακολούθως εκτιμάται το ρεύμα φορτίου $\hat{I}_{o,k+1}$ (2.33) και υπολογίζεται η επιθυμητή τιμή του ρεύματος εισόδου $I_{s,k+1}^*$. Μετέπειτα, αρχικοποιείται το κριτήριο βελτιστοποίησης J_k στη μέγιστη δυνατή τιμή (θεωρητικά άπειρη, ∞) και αποδίδονται όλες οι πιθανές τιμές της διακοπτικής συνάρτησης $u \in \{-1, 0, 1\}$ για λειτουργία σε τρία επίπεδα ή $u \in \{-1, 1\}$ για λειτουργία σε δύο επίπεδα, στις διακριτές εξισώσεις κατάστασης του συστήματος (2.15) και (2.16). Για κάθε μία τιμή της διακοπτικής συνάρτησης u , υπολογίζονται αντίστοιχα τρεις τιμές για τη μεταβλητή κατάστασης $x_{1,k+1}$ ($= I_{s,k+1}$) και τρεις τιμές για τη μεταβλητή κατάστασης $x_{2,k+1}$ ($= V_{o,k+1}$). Με δεδομένες τις επιθυμητές τιμές των μεταβλητών κατάστασης $x_{1,k+1}^*$ ($= I_{s,k+1}^*$) και $x_{2,k+1}^*$ ($= V_{o,k+1}^*$), ορίζονται τα όρια διακύμανσης των πραγματικών τιμών και υπολογίζονται τα αντίστοιχα σφάλματα ανά περιοχή λειτουργίας.

Ακολούθως υπολογίζεται η συνάρτηση βελτιστοποίησης για κάθε μια τιμή της διακοπτικής συνάρτησης και επιλέγεται η ελάχιστη. Στη συγκεκριμένη τιμή αντιστοιχείται η διακοπτική κατάσταση και αποδίδονται κατάλληλα σήματα ελέγχου προς τα διακοπτικά στοιχεία ισχύος του συστήματος. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται σε κάθε νέα δειγματοληψία. Συνοψίζουμε την παραπάνω περιγραφή στο ακόλουθο διάγραμμα ροής του σχήματος 2.4.



Σχήμα 2.4: Διάγραμμα ροής του προβλεπτικού ελεγκτή

2.8 Ανάλυση της ευστάθειας

Η μελέτη της ευστάθειας του προτεινόμενου ελεγκτή, με τον τρόπο που υλοποιήθηκε, δεν αποτελεί τετριμμένο σημείο και σε καμία περίπτωση εύκολη διαδικασία. Η αναζήτηση κατάλληλης συνάρτησης βελτιστοποίησης, η οποία να αποτελεί συγχρόνως και συνάρτηση Lyapunov, δεν είναι βέβαιο ότι μπορεί πάντα να επιτευχθεί. Ο λόγος είναι ότι το μαθηματικό μοντέλο του συστήματος, το οποίο αποτελεί συγχρόνως και τον ελεγκτή του συστήματος, είναι μη γραμμικό, το διάνυσμα κατάστασης του συστήματος \mathbf{x}_k εισέρχεται στον πίνακα $\mathbf{B}_d(\mathbf{x}_k)$, καθώς επίσης, η μεταβλητή ελέγχου u_k λαμβάνει τιμές από το διακριτό σύνολο

$\{-1, 0, 1\}$. Επιπροσθέτως, η μη γραμμικότητα του προτεινόμενου ελεγκτή ενισχύεται υπό την παρουσία των μη γραμμικών περιορισμών, οι οποίοι είναι διακοπτικής φύσης.

Η θεωρητική διερεύνηση της ευστάθειας που επιχειρείται ακολούθως, ανάγεται στην μελέτη των υποσυστημάτων που προκύπτουν κατά την απόδοση των επιτρεπτών τιμών στην διακοπτική συνάρτηση u_k στο σύστημα των εξισώσεων κατάστασης (2.15) και (2.16), χωρίς αυτό εν τελεί να μπορεί να θεωρηθεί ως απόδειξη της συνολικής ευστάθειας του προτεινόμενου ελεγκτή.

Με βάση το προηγούμενο, αποδίδοντας στην σχέση (2.15) την τιμή $u_k = 1$ στην μεταβλητή ελέγχου προκύπτει το ακόλουθο υποσύστημα

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d(\mathbf{x}_k) + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (2.38)$$

ή μετά από πράξεις

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s} T_s & -\frac{T_s}{L_s} \\ \frac{T_s}{C_o} & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \mathbf{x}_k + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s,k} \\ \mathbf{I}_{o,k} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Το προκύπτον υποσύστημα έχει χαρακτηριστικό πολώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_1| = \lambda^2 - 1.9968\lambda + 0.9970 \quad (2.40)$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = 0.9984 + j0.0168$, $\lambda_2 = 0.9984 - j0.0168$ με μέτρα $|\lambda_1| = |\lambda_2| = 0.99854 < 1$. Το τελευταίο δηλώνει ότι βρίσκονται εντός του μοναδιαίου κύκλου, αρά το συγκεκριμένο υποσύστημα είναι ευσταθές.

Με την ίδια διαδικασία, αποδίδοντας την τιμή $u_k = 0$, προκύπτει ένα δεύτερο υποσύστημα

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (2.41)$$

και μετά από πράξεις

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s} T_s & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_2} \mathbf{x}_k + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s,k} \\ \mathbf{I}_{o,k} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Το χαρακτηριστικό πολώνυμο του συστήματος

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_2| = \lambda^2 - 1.9968\lambda + 0.9968 \quad (2.43)$$

έχει ιδιοτιμές $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 0.9968$. Σε αυτή την περίπτωση υπάρχει μια μόνον ιδιοτιμή με μοναδιαίο μέτρο ($|\lambda_i| = 1$) και κατά συνέπεια το προκύπτον υποσύστημα έχει κρίσιμη ευστάθεια.

Με όμοια προσέγγιση το τρίτο υποσύστημα, $u_k = -1$, περιγράφεται από τις ακόλουθες εξισώσεις κατάστασης

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k - \mathbf{B}_d (\mathbf{x}_k) + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (2.44)$$

ή εναλλακτικά

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s} T_s & \frac{T_s}{L_s} \\ -\frac{T_s}{C_o} & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_3} \mathbf{x}_k + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s,k} \\ \mathbf{I}_{o,k} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Το χαρακτηριστικό πολυώνυμο του συστήματος (2.45) δίνεται ακολούθως

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_3| = \lambda^2 - 1.9968\lambda + 0.9970 \quad (2.46)$$

Οι ιδιοτιμές του συστήματος είναι συζυγείς $\lambda_1 = 0.9984 + j0.0168$, $\lambda_2 = 0.9984 - j0.0168$ με μέτρα $|\lambda_1| = |\lambda_2| = 0.99854 < 1$ εντός του μοναδιαίου κύκλου, επομένως το σύστημα είναι ευσταθές.

Τα αποτελέσματα της παραπάνω διερεύνησης, δείχνουν ότι το σύστημα ανάγεται σε επιμέρους τρία υποσυστήματα, δυο εκ των οποίων χαρακτηρίζονται από ευσταθή λειτουργία και ένα από κρίσιμη ευστάθεια. Για την απόδειξη της ευστάθειας του συνολικού συστήματος χρησιμοποιούμε το ακόλουθο θεώρημα

Θεώρημα: Το μη γραμμικό σύστημα με πίνακα κατάστασης \mathbf{A}_i , είναι ευσταθές κατά Lyapunov εάν υπάρχει θετικά ορισμένος πίνακας \mathbf{P} , έτσι ώστε ο πίνακας $\mathbf{A}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_i$ να είναι θετικά ορισμένος και οι γεωμετρικοί τόποι $\mathbf{A}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_i < -\mathbf{Q}$, όπου \mathbf{Q} συμμετρικός και θετικά ορισμένος πίνακας, από κάθε υποσύστημα \mathbf{A}_i έχουν κοινή γεωμετρική περιοχή [31].

Το παραπάνω θεώρημα μπορεί να εφαρμοστεί ακόμη και αν οι πίνακες των υποσυστημάτων \mathbf{A}_i δεν είναι *Hürwitz*.

Από τη εφαρμογή του παραπάνω θεωρήματος (εντολή εκτέλεσης *Matlab lyap(A_i, Q)*) δεν προκύπτει θετικά ορισμένος πίνακας \mathbf{P} , οπότε το σύστημα δεν είναι ευσταθές κατά Lyapunov. Πώς όμως το σύστημα παρουσιάζει ευσταθή λειτουργία, αναφερόμενοι στα αποτελέσματα της προσομοίωσης και των πειραματικών μετρήσεων που παρουσιάζονται στις επόμενες παραγράφους; Ο πίνακας \mathbf{A} του αρχικού συστήματος είναι *Hürwitz*. Το σύστημα χαρακτηρίζεται από ταχύτατες διακοπτικές μεταγωγές μεταξύ των ευσταθών υποσυστημάτων με αποτέλεσμα η συνολική λειτουργία του συστήματος να οδηγεί το σύστημα σε ευσταθή λειτουργικά συμπεριφορά [31].

2.9 Αποτελέσματα προσομοίωσης

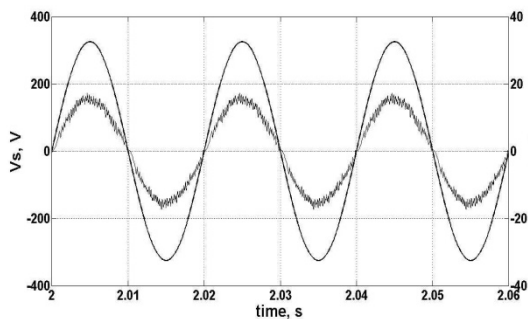
Προκειμένου να ελεγχθεί η θεωρητική ανάλυση του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή, χρησιμοποιείται το λογισμικό MATLAB/SIMULINK και προσομοιώνεται η μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη. Επιπλέον, ο ελεγκτής της εργασίας [35] ο οποίος στηρίζεται στην θεωρία ολίσθησης επί επιφάνειας προσομοιώνεται με μετατροπή του αλγορίθμου του, ώστε να παράγεται στην είσοδο της διάταξης τάση τριών επιπέδων. Στη συνέχεια τα αποτελέσματα των δυο καταγράφονται και αντιπαραβάλλονται. Οι προσομοιώσεις έλαβαν χώρα στις ακόλουθες λειτουργικές καταστάσεις : (α) Μόνιμη κατάσταση, (β) Βηματική αλλαγή της επιθυμητής τάσης εξόδου από 350V σε 500V και (γ) Βηματική αλλαγή του φορτίου από 2016W ($R_o=124\Omega$) σε 2778W ($R_o=90\Omega$). Οι τιμές των στοιχείων και στις δυο περιπτώσεις παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα Π2.2. Η μετρούμενη διακοπτική συχνότητα από την χρήση του προβλεπτικού ελεγκτή είναι 5.7kHz με εύρος $\pm 200\text{Hz}$, ενώ η διακοπτική συχνότητα από την χρήση του ελεγκτή ολίσθησης επί επιφάνεια είναι 4.8kHz με μεγαλύτερο εύρος, περίπου $\pm 1100\text{Hz}$.

	<i>Προσομοίωση</i>	<i>Πειραματική Διάταξη</i>
Τάση τροφοδοσίας (V_s)	230V, 50Hz	230V, 50Hz
Αυτεπαγωγή εισόδου (L_s, R_s)	4mH, 0.6 Ohm	4mH, 0.6 Ohm, πυρήνας τύπου E, υλικό φερίτης (N87)
Διακοπτικά στοιχεία (S_i)	Ιδανικά στοιχεία, IGBT	4 × IXGH25N120A
Φίλτρο εξόδου (C_o)	2200 μ F	2200 μ F/600 V
Ωμικό φορτίο(R_o)	124 Ohm, 90 Ohm	124 Ohm, 90 Ohm
Χρόνος δειγματοληψίας	$T_s=50 \mu\text{s}$	$T_s=50 \mu\text{s}$
Εκτέλεση αλγορίθμου	MATLAB/SIMULINK	TI DSP TMSF28335, 150MHz
Μέτρηση τάσης εισόδου, τάσης εξόδου	Voltage probe	LEM, LV-25P
Μέτρηση ρεύματος εισόδου	Current probe	LEM, LA-25NP
Συντελεστές $q_{Ia}, q_{Ib}, q_{Va}, q_{Vb}$	70,0.01,58,1	70,0.01,58,1
Ορίζοντας πρόβλεψης N_p	1	1
Όρια διακύμανσης της DC τάσης (μέση τιμή) $V_{(o,k+1)\min}, V_{(o,k+1)\max}$	$0.99 \cdot V_o^*, 1.01 \cdot V_o^*$	$0.99 \cdot V_o^*, 1.01 \cdot V_o^*$
Όρια διακύμανσης της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος εισόδου $I_{(s,k+1)\min}, I_{(s,k+1)\max}$	$0.99 \cdot I_s^*, 1.01 \cdot I_s^*$	$0.99 \cdot I_s^*, 1.01 \cdot I_s^*$
Παρουσίαση αποτελεσμάτων	Matlab/Scope/Figure	Oscilloscope Tektronix, TDS 2000
Παρουσίαση συντελεστών		Fluke

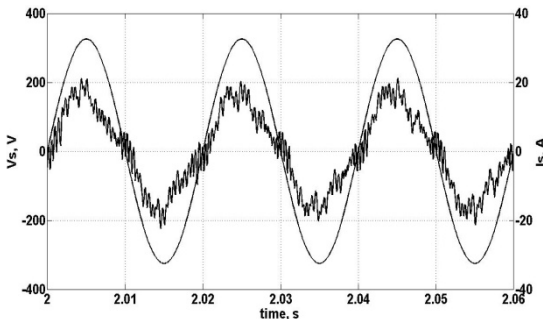
Πίνακας Π2.2: Τιμές στοιχείων προσομοίωσης και πειραματικής διάταξης

2.9.1 Λειτουργία στη μόνιμη κατάσταση

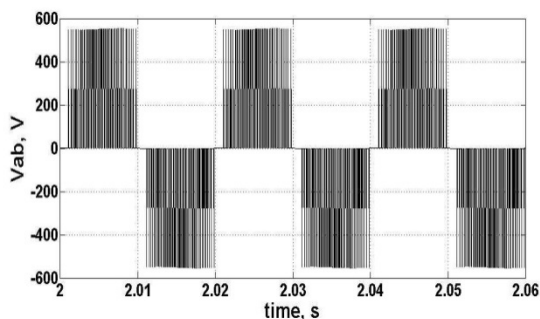
Για την λειτουργία στη μόνιμη κατάσταση επιλέχθηκε η επιθυμητή της τάσης εξόδου να είναι 550V. Η διακοπτική ανορθωτική διάταξη τροφοδότησε ωμικό φορτίο 1240hm αποδίδοντας συνολική ισχύ σε αυτό 2440W. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης από τον προτεινόμενο προβλεπτικό ελεγκτή παρουσιάζονται στα σχήματα 2.5-α, γ, ε, η, ενώ του συγκρινόμενου ελεγκτή στα σχήματα 2.5-β, δ, ζ, θ. Αξίζει να τονισθεί ότι και στις δυο περιπτώσεις δεν χρησιμοποιήθηκε φίλτρο εξομάλυνσης του ρεύματος εισόδου, κάτι που γίνεται στην εργασία [34]. Συγκεκριμένα, στο σχήμα 2.5-α, μπορεί να παρατηρήσει κανείς ότι το ρεύμα εισόδου που διαμορφώνει ο προβλεπτικός ελεγκτής βρίσκεται σε φάση με την τάση τροφοδοσίας, σε αντίθεση με τον έτερο ελεγκτή όπου το ρεύμα εισόδου (σχήμα 2.5-β) έχει αφενός έντονη αρμονική παραμόρφωση λόγω της συνεχούς διακοπτικής εναλλαγής, αφετέρου φασική μετατόπιση. Επιπροσθέτως, ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής, με κατάλληλη επιλογή των επιτρεπτών διακοπτικών καταστάσεων, παράγει τάση στην είσοδο της διάταξης τριών επιπέδων (σχήμα 2.5-γ) καλύτερης ποιότητας σε σχέση με την κυματομορφή του σχήματος 2.5-δ που παράγεται από συγκρινόμενο ελεγκτή. Αυτό συμβαίνει, γιατί ο εύρωστος ελεγκτής δημιουργεί τέτοια δράση ελέγχου ώστε να προσεγγίζει την τροχιά ολίσθησης που αντιστοιχεί στη επιθυμητή λειτουργία του συστήματος την οποία προδιαγράφει το ρεύμα. Σε πλήρη αντίθεση με το προηγούμενο ο προβλεπτικός ελεγκτής επιλέγει την επιτρεπτή διακοπτική κατάσταση εκείνη που διασφαλίζει το μικρότερο σφάλμα στις μεταβλητές κατάστασης. Ένα επίσης σημαντικό στοιχείο που τίθεται ως προδιαγραφή για τις συγκεκριμένες διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις είναι η παραγόμενη τάση εξόδου. Όπως παρατηρεί κανείς από τα σχήματα 2.5-ε (προβλεπτικός ελεγκτής) και 2.5-ζ (ολίσθησης επί επιφάνεια) και οι δυο ελεγκτές, επιτυγχάνουν ακριβή ρύθμιση της τάσης εξόδου, με μέση τιμή περί την επιθυμητή.



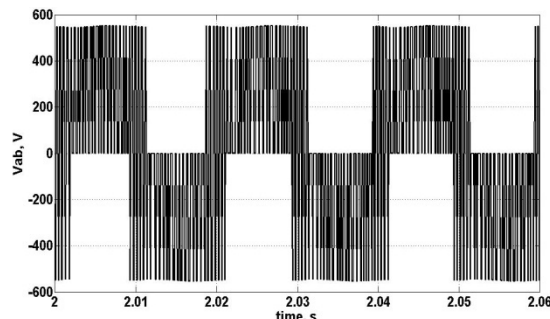
(α)



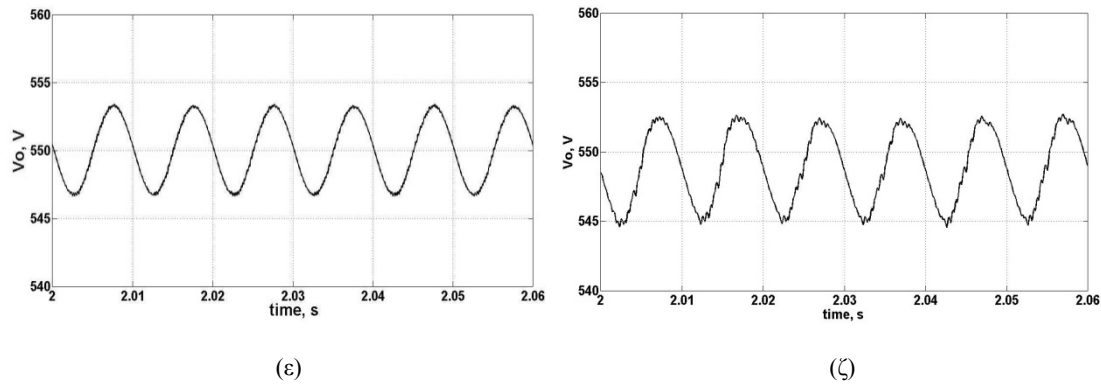
(β)



(γ)



(δ)



Σχήμα 2.5: Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

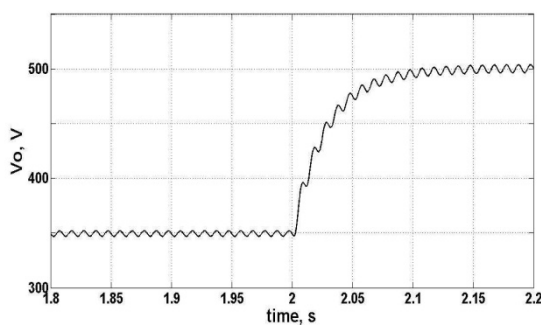
Αναλύοντας κανείς την ποιότητα ισχύος κατά την λειτουργία της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης και με τους δυο ελεγκτές καταλήγει στις ακόλουθες μετρήσεις. Ο πραγματικός συντελεστής ισχύος εισόδου της διάταξης υπό τον προβλεπτικό ελεγκτή έχει τιμή 0.987 ενώ με τον ελεγκτή ολίσθησης επί επιφάνεια 0.869. Τα προηγούμενα μεγέθη, προέρχονται από δυο σημαντικούς παράγοντες, γνωστούς ως συντελεστής παραμόρφωσης και συντελεστής μετατόπισης. Για τον μεν προβλεπτικό ελεγκτή ο συντελεστής παραμόρφωσης λαμβάνει τιμή 0.99976, για τον ελεγκτή ολίσθησης επί επιφάνεια δε, έχει τιμή 0.87356. Επίσης ο συντελεστής μετατόπισης με τον προτεινόμενο ελεγκτή είναι 0.98724, ενώ με τον έτερο 0.99576. Επιπροσθέτως, ο χαμηλός ολικός αρμονικός συντελεστής που επιτυγχάνεται με τον προβλεπτικό ελεγκτή (0.022 or 2.2 %) διαχωρίζει την ποιοτικότερη λειτουργία του μετατροπέα σε σχέση με αυτή που επιτυγχάνεται με τον δεύτερο ελεγκτή. Οι τιμές των προαναφερθέντων συντελεστών καταχωρούνται στον ακόλουθο πίνακα Π2.3.

	Προβλεπτικός Ελεγκτής	Ελεγκτής Ολίσθησης επί Επιφάνεια
Διακοπτική Συχνότητα	5.7kHz \pm 200Hz	4.8kHz \pm 1100Hz
Πραγματικός Συντελεστής Ισχύος Εισόδου	0.987	0.869
Συντελεστής Παραμόρφωσης	0.99976	0.87356
Συντελεστής Μετατόπισης	0.98724	0.99576
Ολικός Συντελεστής Αρμονικής Παραμόρφωσης (THD_i)	0.022 or 2.2 %	0.0924 or 9.24 %

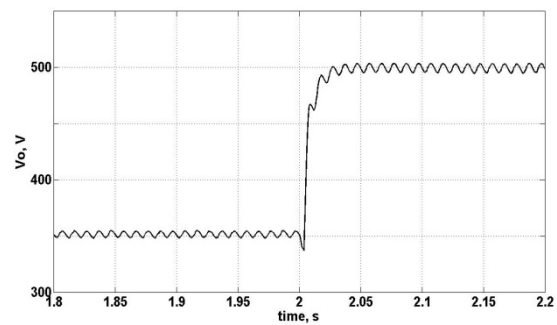
Πίνακας Π2.3: Τιμές των συντελεστών ποιότητας ισχύος από τον προτεινόμενο προβλεπτικό ελεγκτή και από τον ελεγκτή ολίσθησης επί επιφάνεια

2.9.2 Βηματική αλλαγή της επιθυμητής τιμής της τάσης εξόδου

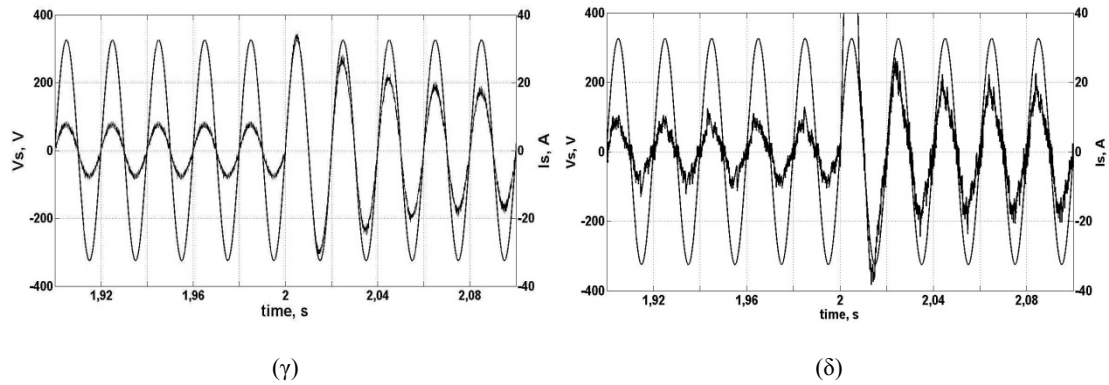
Σε ένα δεύτερο βήμα θεωρητικής ανάλυσης, το σύστημα ελέγχεται σε δυναμική μεταβολή της επιθυμητής τιμής της τάσης εξόδου. Για τον λόγο αυτόν, επιβάλλεται βηματική αλλαγή της τάσης εξόδου από 350V σε 500V, υπό ωμικό φορτίο τιμής 100Ω. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν απεικονίζονται στα σχήματα 2.6-α,γ, για τον προβλεπτικό ελεγκτή και στα σχήματα 2.6-β, δ για τον ελεγκτή της ολίσθησης επί επιφανείας. Συγκεκριμένα, όπως παρατηρούμε από το σχήμα 2.6-α, ο προβλεπτικός ελεγκτής, προσαρμόζεται στην διαταραχή που υφίσταται το σύστημα και προσαρμόζει την τάση εξόδου με ακρίβεια στην νέα τιμή. Η διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου εκτιμάται στα 150ms. Σε αντίθεση με τον ελεγκτή ολίσθησης επί επιφάνεια (σχήμα 2.6-β) ο οποίος επιδεικνύει εξίσου καλή δυναμική συμπεριφορά με διάρκεια μεταβατικού πολύ μικρότερη, 50ms. Αξίζει να παρατηρήσει κανείς, ότι κατά την χρονική στιγμή της επιβολής του δυναμικού φαινομένου, ο προβλεπτικός ελεγκτής διασφαλίζει ευστάθεια στο σύστημα. Αυτό προέρχεται από το γεγονός ότι, οι επιβαλλόμενοι περιορισμοί που αφορούν το σφάλμα της τάσης εξόδου, δεν επιτρέπουν στον ελεγκτή να αποδώσει διακοπτική κατάσταση τέτοια, που να αντιπαρατίθεται με τους περιορισμούς. Σε αντίθεση με τον δεύτερο ελεγκτή, ο οποίος οδηγεί το σύστημα, σε στιγμιαία βύθιση της τάσης εξόδου περίπου 10V. Το προηγούμενο είναι χαρακτηριστικό γνώρισμα των συστημάτων ελάχιστης φάσης όπως καταγράφεται στην βιβλιογραφία και παρατηρείται σε όλες σχεδόν τις τοπολογίες των ηλεκτρονικών ισχύος. Αναφερόμενοι στην πλευρά εισόδου του μετατροπέα, η μεταβολή του ρεύματος εισόδου με τον προβλεπτικό ελεγκτή παρουσιάζει στιγμιαία υπερένταση της τάξης των 27A (σχήμα 2.6-γ), ενώ το αντίστοιχο μέγεθος ξεπερνά τα 40A (σχήμα 2.6-δ) με τον συγκρινόμενο ελεγκτή. Και σε αυτό το σημείο, η επίδραση των περιορισμών για το σφάλμα του ρεύματος εισόδου που τίθενται μέσω του προβλεπτικού ελεγκτή παρουσιάζει πλεονέκτημα περιορίζοντας την υπερένταση, έναντι του ελεγκτή ολίσθησης επί επιφανείας.



(α)



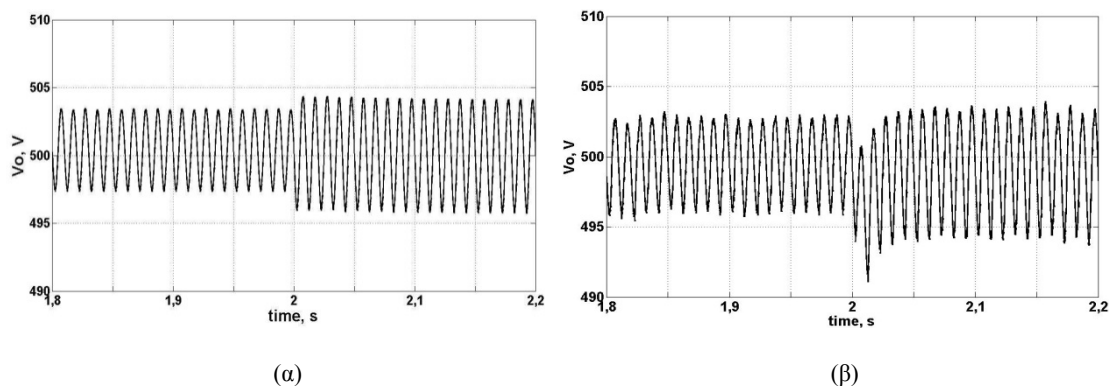
(β)

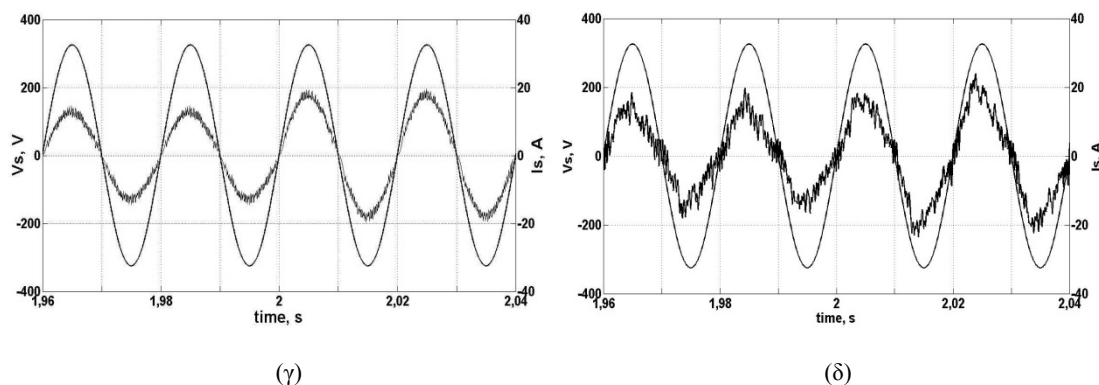


Σχήμα 2.6: Δυναμική συμπεριφορά του συστήματος σε βηματική μεταβολή της τάσης εξόδου από 350V σε 500V.

2.9.3 Βηματική αλλαγή του φορτίου

Προκειμένου να ελεγχθεί η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος κατά τη χρήση των δυο ελεγκτών, το σύστημα υποβάλλεται σε βηματική αλλαγή του φορτίου του, από 1240hm (2016W) σε 900hm (2778W), ενώ η τάση εξόδου ρυθμίζεται στα 500V. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης καταχωρούνται στο σχήμα 2.7-α, γ για τον προβλεπτικό ελεγκτή και στα σχήματα 2.7-β, δ για τον ελεγκτή ολίσθησης επί επιφανείας. Συγκεκριμένα, στο σχήμα 2.7-α παρατηρούμε ότι η τάση εξόδου με χρήση του προβλεπτικού ελεγκτή αυξάνει την κυμάτωση της, διατηρώντας την μέση τιμή της περί τα 500V, ενώ η αντίστοιχη κυματομορφή από τον ελεγκτή ολίσθησης επί επιφάνεια (σχήμα 2.7-β) παρουσιάζει βύθιση 6V περίπου. Επίσης, η επίδρασης της συγκεκριμένης δυναμικής μεταβολής, επιδρά και στα ρεύματα εισόδου όπως απεικονίζεται στα σχήματα 2.7-γ και 2.7-δ με τον προβλεπτικό ελεγκτή να παρουσιάζει ιδιαίτερος ποιοτική συμπεριφορά. Αξίζει επίσης να τονισθεί ότι και σε αυτή την περίπτωση η ενσωμάτωση των περιορισμών στον αλγόριθμο ελέγχου του προβλεπτικού ελεγκτή δρα πλεονεκτικά και διατηρεί το σύστημα σε ευσταθή λειτουργία.

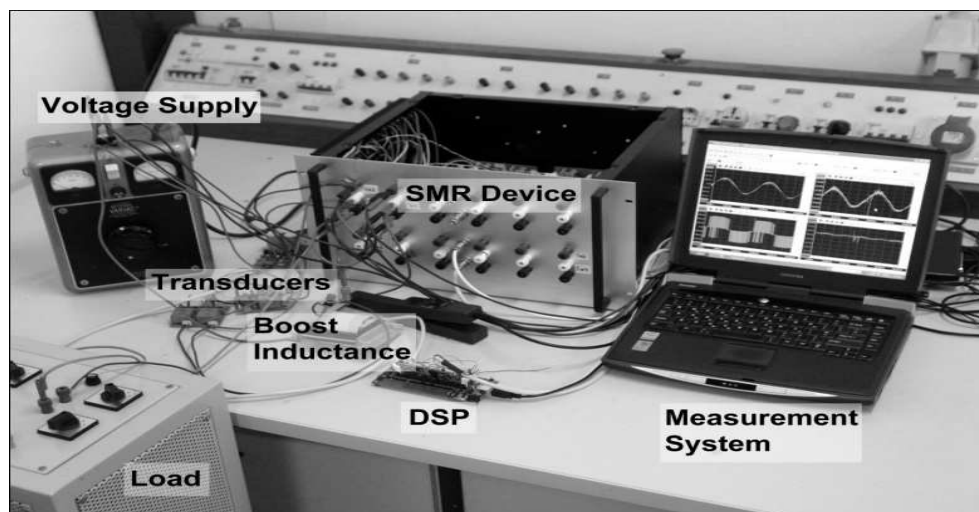




Σχήμα 2.7: Δυναμική συμπεριφορά του συστήματος σε βηματική μεταβολή του φορτίου από 124Ohm σε 90Ohm.

2.10 Πειραματικά αποτελέσματα

Στα πλαίσια της πειραματικής επιβεβαίωσης, υλοποιείται πρωτότυπη εργαστηριακή πειραματική διάταξη, η οποία εικονίζεται στο σχήμα 2.8. Ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής υλοποιείται μέσω ψηφιακού επεξεργαστή σήματος χαμηλού κόστους (F28335) της εταιρείας Texas Instruments και σε γλώσσα προγραμματισμού C. Οι τιμές των στοιχείων αλλά και των παραμέτρων του αλγορίθμου είναι ίδιες με αυτές που χρησιμοποιήθηκαν κατά την προσομοίωση και λαμβάνονται από τον πίνακα Π2.2 της παραγράφου 2.8. Στα πλαίσια της πειραματικής επιβεβαίωσης εξετάζονται τρεις λειτουργικές καταστάσεις : (α) Μόνιμη κατάσταση, (β) Βηματική αλλαγή της επιθυμητής τάσης εξόδου από 350V σε 500V και (γ) Βηματική αλλαγή του φορτίου από 2016W ($R_o=124\Omega$) σε 2778W ($R_o=90\Omega$). Τέτοιες περιπτώσεις είναι αντιπροσωπευτικές των πραγματικών συνθηκών λειτουργίας της συγκεκριμένης διάταξης, παρουσιάζοντας παράλληλα τη δυναμική του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή.



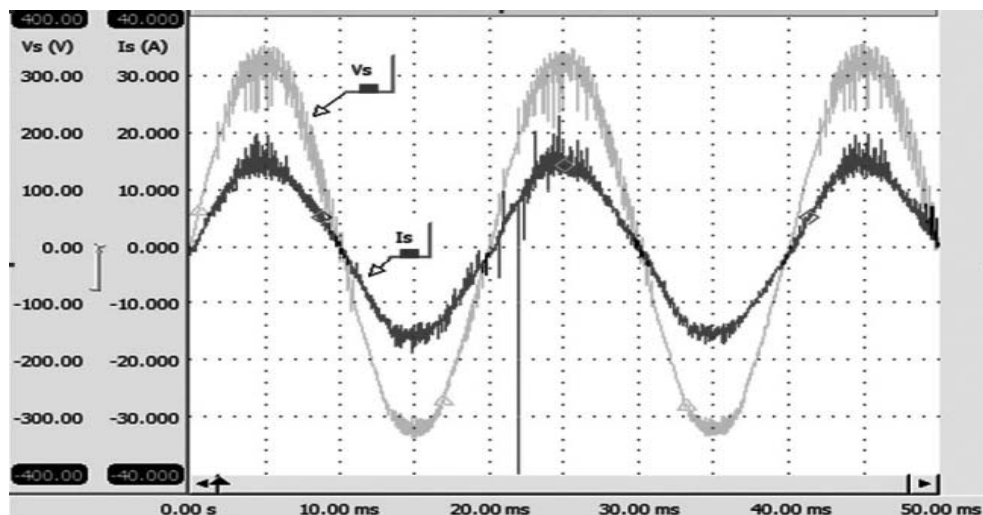
Σχήμα 2.8: Πρωτότυπη εργαστηριακή πειραματική διάταξη μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης

2.10.1 Λειτουργία στη μόνιμη κατάσταση

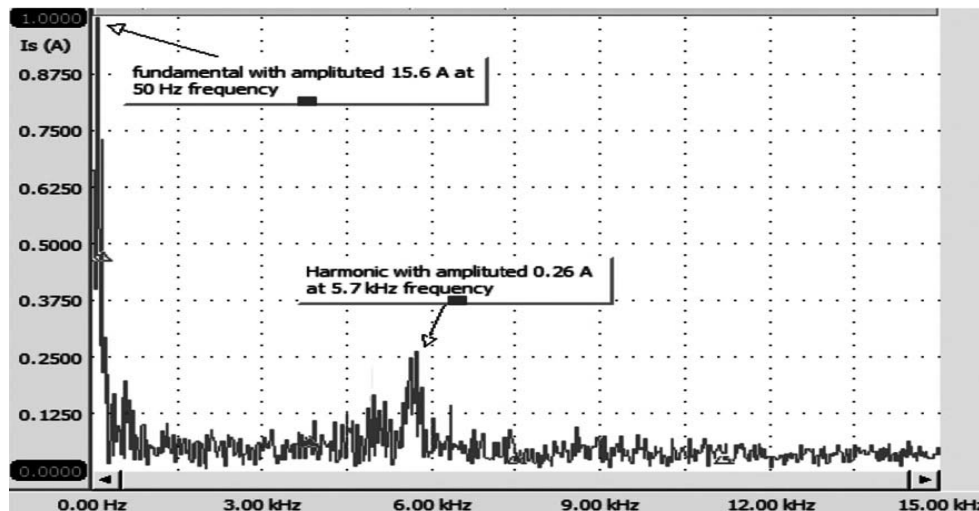
Η απαίτηση για ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου υπό σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, παρουσιάζεται στο σχήμα 2.9. Αξίζει να τονισθεί ότι το ρεύμα εισόδου προέρχεται από άμεση μέτρηση και δεν χρησιμοποιήθηκε επιπλέον φίλτρο ρεύματος. Επιπλέον, με τη βοήθεια εργαστηριακού πολυμετρητικού οργάνου καταγράφηκαν οι τιμές των συντελεστών που είναι συνδεδεμένοι με την ποιότητα ισχύος. Τέτοιοι είναι η διακοπτική συχνότητα (f_{sw}), ο συντελεστής ισχύος εισόδου (PF), ο συντελεστής παραμόρφωσης (PF_h), ο συντελεστής μετατόπισης (PF_d) και ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος εισόδου (THD_i), οι τιμές των οποίων καταχωρούνται στον πίνακα Π2.4. Στο σχήμα 2.10 παρουσιάζεται η ανάλυση φάσματος του ρεύματος εισόδου, μετρούμενο από την πειραματική διάταξη. Διαπιστώνουμε ότι, η διακοπτική συχνότητα επικεντρώνεται στα 5.7kHz με εύρος μεταβολής $\pm 200\text{Hz}$ και πλάτος επικρατούσης αρμονικής 0.26A.

Μέγεθος πειραματικής μέτρησης	Τιμή πειραματικής μέτρησης
Διακοπτική συχνότητα (f_{sw})	5.7kHz \pm 200Hz
Συντελεστής ισχύος εισόδου (PF)	0.987
Συντελεστής παραμόρφωσης (PF_h)	0.99976
Συντελεστής μετατόπισης (PF_d)	0.98724
Συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος εισόδου (THD_i)	0.022 or 2.2 %

Πίνακας Π2.4: Πειραματικές μετρήσεις των συντελεστών ποιότητας ισχύος

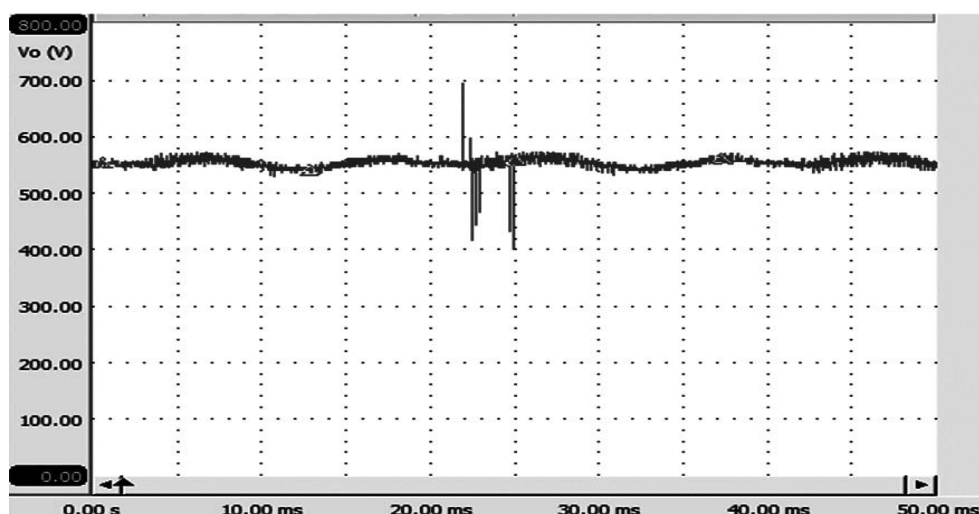


Σχήμα 2.9: Πειραματικά αποτελέσματα της τάσης τροφοδοσίας και του ρεύματος εισόδου



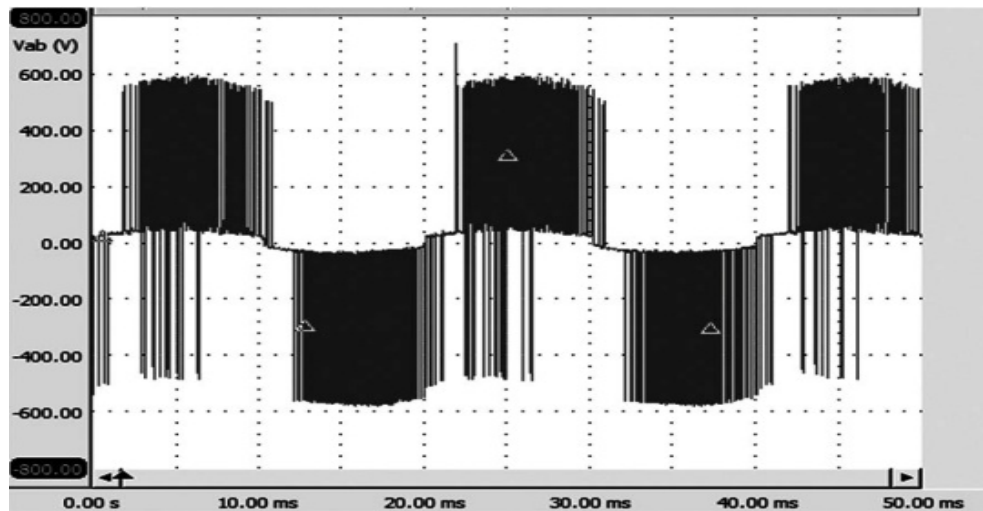
Σχήμα 2.10: Ανάλυση φάσματος του ρεύματος εισόδου

Στο σχήμα 2.11 παρατηρούμε ότι η DC τάση (μέση τιμή) ακολουθεί την επιθυμητή τιμή με ακρίβεια. Ωστόσο, η κυμάτωση της τάσης εξόδου και το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος εισόδου οφείλεται στο γεγονός ότι τα συγκεκριμένα μεγέθη δημιουργούνται από ένα διακοπτικό κύκλωμα. Συγκεκριμένα η κυμάτωση είναι ένα χαρακτηριστικό γνώρισμα των συστημάτων αυτών και εξαρτάται από το φίλτρο εξόδου (χωρητικότητα εξομάλυνσης) και από το πλάτος του ρεύματος εισόδου δεν μπορεί να εξαλειφτεί από την δράση του προβλεπτικού ελεγκτή. Ομοίως το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος εισόδου προέρχεται από την διακοπτική συχνότητα με την οποία ενεργοποιούνται – απενεργοποιούνται τα διακοπτικά στοιχεία. Οι προτεινόμενες λύσεις για την αντιμετώπιση της κυμάτωσης της συνεχούς τάσης είναι η αύξηση του φίλτρου εξόδου (χωρητικότητα) και αντίστοιχα για του ρεύματος η αύξηση της αυτεπαγωγής εισόδου. Επίσης η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας συντελεί και στην ταυτόχρονη μείωση των δυο παραπάνω φαινομένων.



Σχήμα 2.11: Πειραματική μέτρηση της τάσης εξόδου

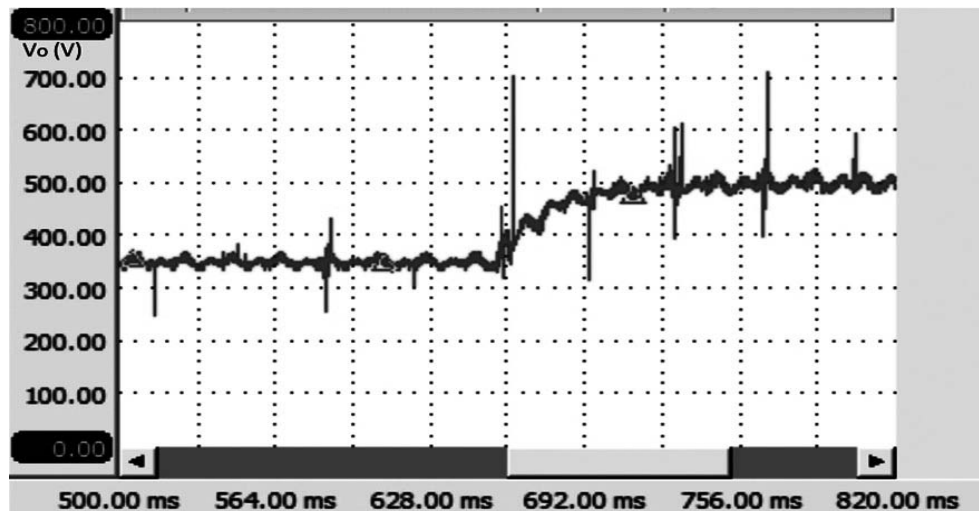
Η ικανότητα παραγωγής τάσης εισόδου του μετατροπέα τριών επιπέδων (σχήμα 2.12), προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα τα οποία ο αναγνώστης μπορεί να πληροφορηθεί με μεγαλύτερη λεπτομέρεια στην ερευνητική εργασία [43]. Μερικά από τα πλεονεκτήματα της λειτουργίας υπό τάση ακροδεκτών τριών επιπέδων είναι: (i) μικρότερη διαφορά δυναμικού στην αυτεπαγωγή εισόδου, κατ' επέκταση μείωση των συντελεστών ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης (EMI) και εκπομπής (EMC), (ii) μικρότερη καταπόνηση των διακοπτικών στοιχείων σε ανάστροφη τάση (κατά το ήμισυ), (iii) μικρότερη τιμή της αυτεπαγωγής εισόδου, (iv) επιλογή διακοπτικών στοιχείων με μικρότερο κόστος και (v) μικρότερο φάσμα αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος εισόδου ως αποτέλεσμα καλύτερης προσέγγισης της θεμελιώδους ημιτονοειδούς συνιστώσας της τάσης ακροδεκτών εισόδου.



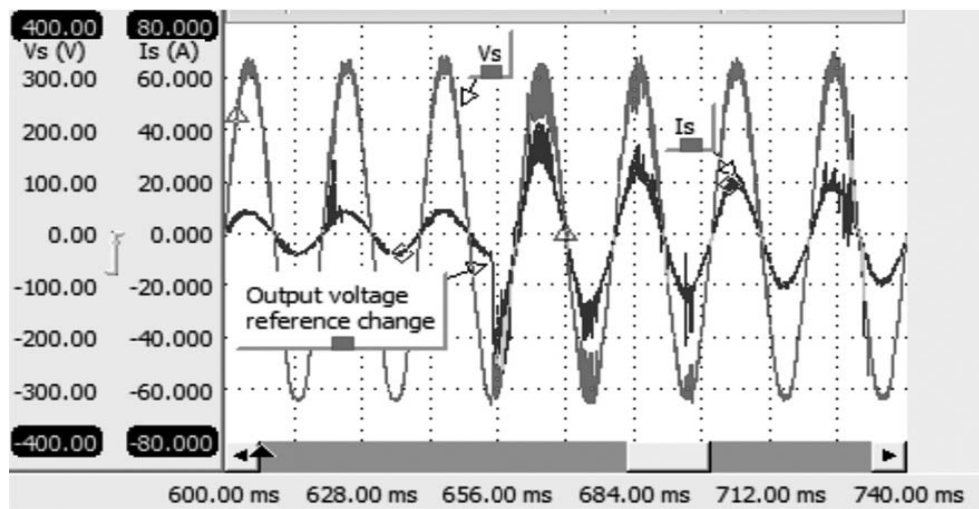
Σχήμα 2.12: Πειραματική μέτρηση της τάσης ακροδεκτών εισόδου της διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης

2.10.2 Βηματική αλλαγή της τάσης εξόδου

Προκειμένου να αναδειχθεί η ικανότητα του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή σε δυναμικά λειτουργικά φαινόμενα, πραγματοποιείται μεγάλης κλίμακας βηματική αλλαγή στην επιθυμητή τιμή της τάσης εξόδου από 350V σε 500V, ενώ το ωμικό φορτίο διατηρείται σταθερό στα 100Ω. Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση και την πειρατική διάταξη παρουσιάζονται στα ακόλουθα σχήματα 2.13-2.14.



Σχήμα 2.13: Πειραματική απόκριση της τάσης εξόδου σε βηματική αλλαγή από 350V σε 500V

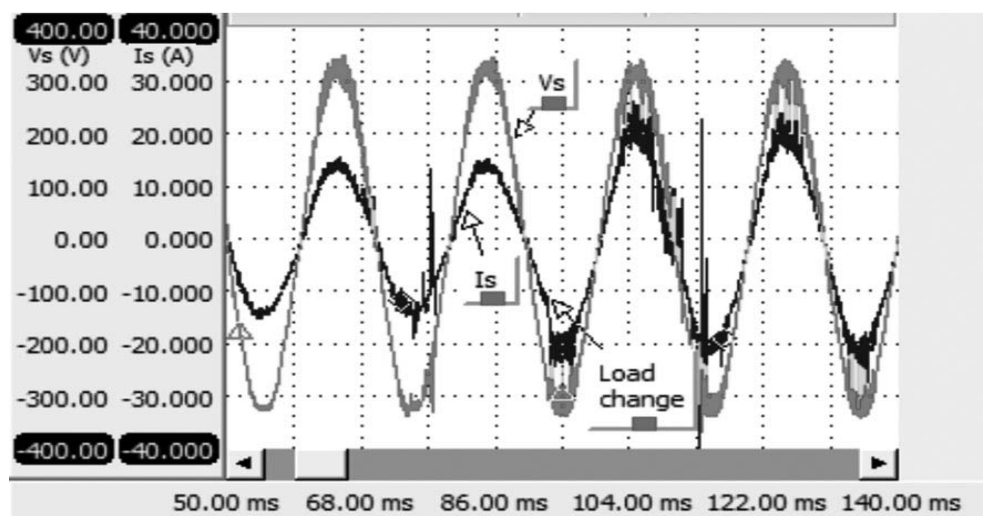


Σχήμα 2.14: Μεταβολή του ρεύματος εισόδου σε σχέση με την τάση τροφοδοσίας ένεκα της βηματικής αλλαγής της DC τάσης: (α) Αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) Πειραματικές μετρήσεις.

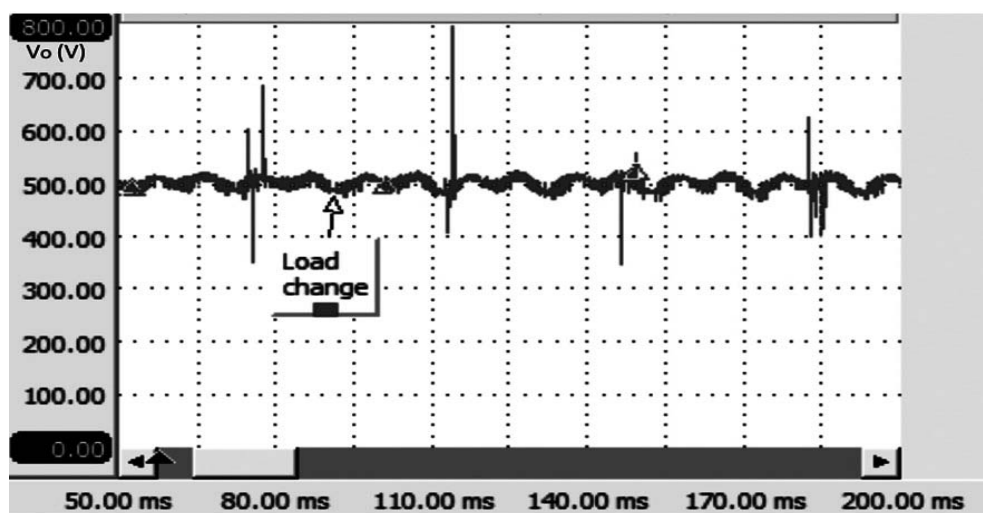
Παρατηρούμε ότι, ο προβλεπτικός ελεγκτής ρυθμίζει την DC τάση στη νέα τιμή μέσα σε χρονικό διάστημα 150 ms (προσομοίωση) και 90ms (πειραματική μέτρηση), διατηρώντας το ρεύμα εισόδου σε ημιτονοειδή κυματομορφή υπό σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Αξιοσημείωτο είναι επίσης το γεγονός ότι παρά τη φύση του συστήματος ως ελάχιστης φάσης [36], η απόκριση της DC τάσης κατά την χρονική στιγμή της βηματικής αλλαγής, δεν παρουσιάζει φαινόμενο βύθισης, το οποίο είναι χαρακτηριστικό γνώρισμα από την χρήση ελεγκτών PI. Η περαιτέρω μελέτη του προαναφερθέντος φαινομένου, σημειώνεται ως σημαντικό πρόβλημα στις διατάξεις των διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων ανύψωσης, και αιτιολογείται λόγω της ρύθμισης των κερδών στους PI ελεγκτές σε μικρή περιοχή γύρω από το σημείο ονομαστικής λειτουργίας. Αποτελεί έναν από τους παράγοντες ασταθούς λειτουργίας των μετατροπέων.

2.10.3 Βηματική αλλαγή του φορτίου

Στην παρούσα παράγραφο μελετάται η συμπεριφορά του προβλεπτικού ελεγκτή κατά την βηματική μεταβολή του ωμικού φορτίου. Πραγματοποιείται μια μεγάλης κλίμακας αλλαγή, η οποία αντιστοιχεί σε μονάδες ισχύος από 2016W (124Ohm) σε 2778W (90Ohm). Όπως παρατηρούμε από το σχήμα 2.15, η μεταβολή του φορτίου αυξάνει το πλάτος του ρεύματος εισόδου δυναμικά προκειμένου να καλυφθεί η ενεργειακή ζήτηση του φορτίου από την τροφοδοσία. Σε αντίθεση με τα φαινόμενα που παρατηρεί κανείς στην περίπτωση της χρήσης ελεγκτών PI [44-48], η μεταβολή του φορτίου δεν δημιουργεί φαινόμενα βύθισης ή υπερύψωσης της DC τάσης (σχήμα 2.13), αλλά αύξηση της κυμάτωσης της. Και σε αυτή την περίπτωση, τα πειραματικά αποτελέσματα επιβεβαιώνουν τα αποτελέσματα προσομοίωσης.



Σχήμα 2.15: Πειραματική μέτρηση του ρεύματος εισόδου σε σχέση με την τάση τροφοδοσίας σε βηματική αλλαγή του φορτίου από 2016W (124 Ohm) σε 2778W (90 Ohm)



Σχήμα 2.16: Πειραματική μέτρηση της τάσης εξόδου σε βηματική αλλαγή του φορτίου από 2016W (124 Ohm) σε 2778W (90 Ohm)

2.11 Συμπεράσματα και μελλοντικές προτάσεις

Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο προτάθηκε ένας εναλλακτικός και πειραματικά εφαρμόσιμος αλγόριθμος ελέγχου για τις μονοφασικές διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις. Η σχεδίαση του βασίζεται στον προβλεπτικό έλεγχο. Συγκεκριμένα, σχεδιάστηκε προβλεπτικός ελεγκτής ο οποίος ταυτίζεται με το μη γραμμικό μαθηματικό μοντέλο, διακριτού χρόνου, του συστήματος, χωρίς να απαιτείται η παραπομπή σε μοντέλα ασθενούς σήματος. Εισήχθησαν οι κανόνες περιορισμού για τις μεταβλητές κατάστασης του συστήματος, οι οποίοι στη συνέχεια απέδειξαν τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης αλλά και πειραματικής επιβεβαίωσης, ότι προσφέρουν σημαντικά πλεονεκτήματα.

Ευσταθή λειτουργία τόσο στη μόνιμη κατάσταση όσο και στα δυναμικά μεταβατικά φαινόμενα

Απλή σχεδίαση βασισμένη στο ακριβές μαθηματικό μοντέλο

Πειραματικά εφαρμόσιμος αλγόριθμος ελέγχου σε χαμηλού κόστους μικροεπεξεργαστές, ως αποτέλεσμα των απλών μαθηματικών πράξεων

Πέραν όμως των παραπάνω πλεονεκτημάτων που αναφέρθηκαν, ο προτεινόμενος προβλεπτικός έλεγχος καθώς και όλοι οι ελεγκτές που βασίζονται σχεδιαστικά στο μαθηματικό μοντέλο του συστήματος, παρουσιάζουν συγκεκριμένα μειονεκτήματα.

Άμεση εξάρτηση από τις τιμές των στοιχείων και την διακύμανση τους στο πραγματικό κύκλωμα

Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα με μικρό εύρος διακύμανσης

Μελλοντικές Προτάσεις

Η βελτιστοποίηση του προτεινόμενου αλγορίθμου προκειμένου να επιτευχθεί βέλτιστη λειτουργική συμπεριφορά του συστήματος είναι ένα θέμα ερευνητικής διερεύνησης που ζητείται συνεχώς από τους ανθρώπους των ηλεκτρονικών ισχύος. Για το λόγο αυτό προτείνουμε τις ακόλουθες πιθανές μελλοντικές προτάσεις.

Προβλεπτικός ελεγκτής με ενσωματωμένο προσαρμοστικό μοντέλο για την εκτίμηση των μεταβολών των στοιχείων

Προβλεπτικός έλεγχος με προσαρμογή των συντελεστών βαρύτητας μέσω ασαφούς λογικής ή λογικής gain scheduling

3 ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΓΙΑ
ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟ ΠΟΛΥΕΠΙΠΕΔΟ
ΑΝΟΡΘΩΤΗ ΜΕ ΑΛΛΗΛΕΝΔΕΤΕΣ
ΒΑΘΜΙΔΕΣ

3.1 Εισαγωγή

Σχεδόν τρεις δεκαετίες έχουν περάσει από την καινοτόμο εργασία [49] με την οποία εισήχθη η έννοια του πολυεπίπεδου μετατροπέα υπό την μορφή τριφασικού αντιστροφέα (DC/AC). Έκτοτε, ένας σημαντικός αριθμός ερευνητικών εργασιών τέθηκαν υπό διεθνή κρίση, προτείνοντας μια νέα πολυεπίπεδη μονοφασική/τριφασική τοπολογία, είτε ως ανορθωτική διάταξη, είτε ως αντιστροφέα. Παράλληλα, καταγράφηκαν τα σημαντικά πλεονεκτήματα των πολυεπίπεδων μετατροπέων [50] και δρομολογήθηκαν νέα εμπορικά προϊόντα τα οποία αντικατέστησαν την προηγούμενη γενιά.

Ο στόχος των πολυεπίπεδων μετατροπέων είναι η σύνθεση εναλλασσόμενης τάσης με διακριτά πολλαπλά επίπεδα, ιδανικά άπειρα το πλήθος, έτσι ώστε να προσεγγίζεται με ακρίβεια μια ημιτονοειδής κυματομορφή με συγκεκριμένο πλάτος και συχνότητα. Κατ' αυτόν τον τρόπο, το αρμονικό περιεχόμενο της πολυεπίπεδης τάσης είναι αρκετά μικρό και κατ' επέκταση η χρήση φίλτρων εξάλειψης των αρμονικών είτε δεν είναι αναγκαία, είτε είναι υποδιαστασιολογημένα, με περαιτέρω όφελος την μείωση του κόστους και της πολυπλοκότητας. Πρόσθετα πλεονεκτήματα από την χρήση τους είναι η μικρής τιμής εφαρμοζόμενη ανάστροφη τάση στα διακοπτικά στοιχεία του μετατροπέα, γεγονός που τους καθιστά αναντικατάστατους σε εφαρμογές που απαιτείται υψηλή τάση ή/και μεγάλη ισχύς, όπως για παράδειγμα στα συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας. Συνέπεια του προηγούμενου είναι ο περιορισμός των διακοπτικών απωλειών και κατά συνέπεια η αύξηση του βαθμού απόδοσης του μετατροπέα. Επιπλέον, η χρήση διακοπτικών στοιχείων μειωμένου κόστους και η ελαχιστοποίηση παρελκομένων διατάξεων, η ικανότητα διαχείρισης μεγαλύτερης ισχύος, η μείωση των φαινομένων που σχετίζονται με την ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση, η αύξηση των δεικτών της ποιότητας της ηλεκτρικής ισχύος είναι μερικά από τα συνεπακόλουθα πλεονεκτήματα τους.

Μια από τις ευρύτερα χρησιμοποιούμενες τοπολογίες πολυεπίπεδου μετατροπέα είναι η μονοφασική/τριφασική ανορθωτική διάταξη των αλληλένδετων βαθμίδων, η οποία αποτελεί το αντικείμενο ανάπτυξης του τρέχοντος κεφαλαίου.

3.2 Αναφορά στη διεθνή βιβλιογραφία

Η πολυεπίπεδη τοπολογία των αλληλένδετων βαθμίδων αποτελεί μια από τις πιο σημαντικές λύσεις σε εφαρμογές συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης με λειτουργία ως αντιστροφέα, σε ρομποτικά συστήματα, τροφοδοτικά αδιάλειπτης παροχής ενέργειας και σε φορτιστές συσσωρευτών ως ανορθωτική διάταξη [60-69]. Ο λόγος προέρχεται κυρίως από τα σημαντικά πλεονεκτήματα που προσφέρει όπως επεκτασιμότητα, ικανότητα παραγωγής διαφορετικών και ανεξάρτητων τάσεων συνεχούς τιμής, διαχείριση σφαλμάτων κλπ. Εντούτοις, η λειτουργική απαίτηση ενός τέτοιου μετατροπέα ως ανορθωτικής διάταξης είναι αυξημένη σε πολυπλοκότητα κυρίως ως προς τον αλγόριθμο ελέγχου. Συγκεκριμένα, μια μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη αυτού του είδους θα πρέπει απαραίτητως να ικανοποιεί τα κριτήρια της ποιότητας της ισχύος (μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου, χαμηλός ολικός αρμονικός συντελεστής του ρεύματος εισόδου), καθώς επίσης και παράγοντες που σχετίζονται με την ευστάθεια του συστήματος, τη δυναμική συμπεριφορά, την ευρωστία, την παραγωγή συνεχών τάσεων, ίδιων ή διαφορετικών τιμών, για την

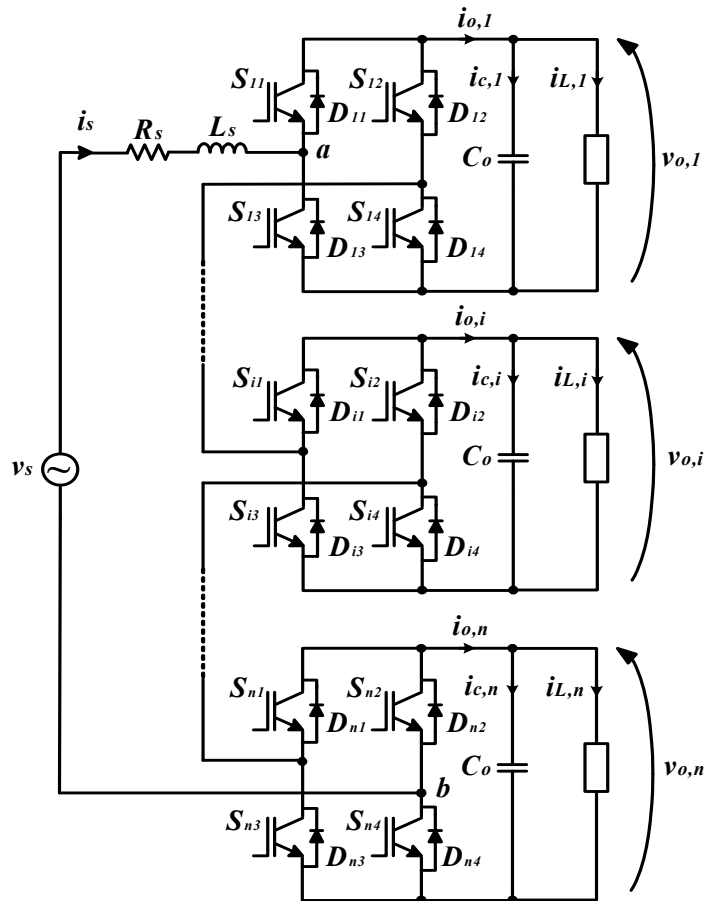
τροφοδοσία ίδιων ή διαφορετικών φορτίων και την παραγωγή πολυεπίπεδης τάσης. Στόχοι όπως οι προηγούμενοι, συνθέτουν ένα πολύπλευρο και πολύπλοκο πρόβλημα ελέγχου, που όπως αποδεικνύεται στη διεθνή βιβλιογραφία, οι κλασσικές τεχνικές ελέγχου αδυνατούν να καλύψουν ταυτόχρονα όλες τις προαναφερθείσες λειτουργικές απαιτήσεις.

Συγκεκριμένα, το σχήμα ελέγχου της διαδοχικής δομής των δυο ελεγκτών ή των δυο βρόχων, είναι το ευρύτερα χρησιμοποιούμενο. Σε αυτό το σχήμα ένας αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής (PI) ανά βαθμίδα, εξασφαλίζει τη σύγκλιση της συνεχούς τάσης στην επιθυμητή τιμή. Στη συνέχεια, ένας δεύτερος, γραμμικός ή μη, ελεγκτής (ρεύματος) λαμβάνει ως σήμα εισόδου το άθροισμα των σημάτων εξόδου των αναλογικών-ολοκληρωτικών ελεγκτών, το οποίο αποτελεί το πλάτος του επιθυμητού ρεύματος εισόδου της συνολικής ανορθωτικής διάταξης και εξασφαλίζει τη σύγκλιση του πραγματικού ρεύματος σε αυτή την τιμή. Αυτό αναδεικνύεται στις εργασίες [62-65], όπου ο ελεγκτής ρεύματος στηρίζεται επίσης σε αναλογικό-ολοκληρωτικό ελεγκτή. Μέσω αυτού του σχήματος εξασφαλίζεται μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση τόσο στις συνεχείς τάσεις όσο και στο ρεύμα εισόδου, καθώς και αποσύζευξη των βαθμίδων. Πλεονέκτημα αυτής της πρότασης είναι η εγγυημένη ευστάθεια σε επιλεγμένες ίσες τάσεις και ίσα φορτία. Στην ίδια λογική, η εργασία των [67] προτείνει εναλλακτικά, ελεγκτή ρεύματος που εξασφαλίζει τη μεταβολή του σφάλματος του ρεύματος εισόδου και της επιθυμητής τιμής του, εντός συγκεκριμένων ορίων (υστέρησης). Με το συγκεκριμένο σχήμα ελέγχου, η συμπεριφορά του συστήματος αποκτά δυναμικά χαρακτηριστικά και ευρωστία σε μεταβολές των συνεχών τάσεων και των φορτίων, αλλά δεν επιτυγχάνεται αποσύζευξη των βαθμίδων. Εναλλακτικά, στην εργασία των [66] προτείνεται ελεγκτής ρεύματος στηριζόμενος στην τεχνική ελέγχου της ολίσθησης επί επιφανείας, ο οποίος εξασφαλίζει την αποσύζευξη των βαθμίδων και επιτυγχάνει επιπλέον έμμεση ρύθμιση των τάσεων ανά βαθμίδα. Μειονέκτημα της συγκεκριμένης μεθοδολογίας είναι η ανικανότητα παραγωγής πολυεπίπεδης τάσης, καθώς και η πιθανότητα εμφάνισης μόνιμου σφάλματος στις συνεχείς τάσης των βαθμίδων. Στην εργασία των [64], σχεδιάζεται ελεγκτής που συνθέτει την ενεργειακή τεχνική ελέγχου και τον προσαρμοστικό έλεγχο. Επιτυγχάνεται, η αποσύζευξη των βαθμίδων, παράγεται πολυεπίπεδη τάση, ενώ ο ελεγκτής μέσω του προσαρμοστικού ελέγχου εκτιμά τις τιμές των άγνωστων φορτίων και των αβέβαιων παραμέτρων. Το συγκεκριμένο σχήμα ελέγχου είναι πολύπλοκο, παράγει επιθυμητά αποτελέσματα υπό υψηλή διακοπτική συχνότητα και έχει εξεζητημένες απαιτήσεις υπολογιστικού κόστους. Ως εκ τούτου καθίσταται κατάλληλο μόνον για ερευνητικούς σκοπούς.

3.3 Πρόταση της διατριβής

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, προκειμένου να αρθούν κατά το μέγιστο δυνατό τα λειτουργικά προβλήματα που παρουσιάζονται στην πολυεπίπεδη τοπολογία των αλληλένδετων βαθμίδων κατά τη λειτουργία ως μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης (σχήμα 3.1), προτείνεται κατάλληλος προβλεπτικός ελεγκτής. Μια τέτοια τοπολογία, απαρτίζεται από ένα πλήθος μονοφασικών διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων, συνδεδεμένων σε σειρά ως προς τους ακροδέκτες εισόδου της καθεμιάς.

πολυεπίπεδο ανορθωτή με αλληλένδετες βαθμίδες



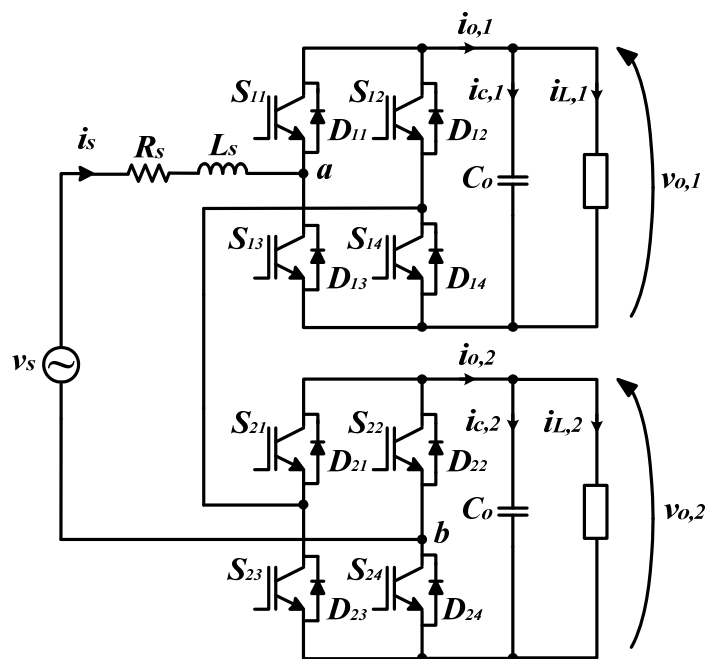
Σχήμα 3.1: Πολυεπίπεδη μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη με αλληλένδετες βαθμίδες

Ο προτεινόμενος ελεγκτής έχει να συνθέσει ένα πολύπλευρο και αρκετά δύσκολο πρόβλημα ελέγχου. Ο πρώτος στόχος που θα πρέπει να επιτύχει είναι η εικονική αποσύζευξη των βαθμίδων. Κάτι τέτοιο θα επιτρέψει την ανεξάρτητη λειτουργία της κάθε βαθμίδας έτσι ώστε να μπορεί να παράξει συνεχή τάση διαφορετική ή ίση με τις τάσεις των υπολοίπων βαθμίδων, καθώς επίσης να τροφοδοτήσει είτε διαφορετικά είτε ίδια ηλεκτρικά φορτία. Ο δεύτερος εξίσου σημαντικός στόχος είναι η παραγωγή εναλλασσόμενης πολυεπίπεδης τάσης στους ακροδέκτες εισόδου του μετατροπέα για τους λόγους που αναφέρθηκαν παραπάνω. Ένας τρίτος στόχος είναι εκείνος που θα εξασφαλίζει τα κριτήρια ποιότητας της ισχύος που απαιτούνται από τα διεθνή πρότυπα [39]. Εξετάζοντας τον συγκεκριμένο μετατροπέα ως προς τη λειτουργική του πλευρά, ένα τέτοιο σύστημα είναι επιρρεπές σε διαταραχές, όπως η αλλαγή της επιθυμητής τάσης ή/και του φορτίου της κάθε βαθμίδας, κυρίως λόγω της αγωγίμης διασύνδεσης των βαθμίδων μεταξύ τους. Το τελευταίο, αποτελεί κομβικό σημείο για τον υποψήφιο αλγόριθμο ελέγχου, με τους πολυμεταβλητούς (multivariable) και τους εύρωστους ελεγκτές να αναδεικνύουν τα πλεονεκτήματά τους έναντι των υπολοίπων.

3.4 Ανάλυση του μονοφασικού πολυεπίπεδου ανορθωτή των αλληλένδετων βαθμίδων

Η τοπολογία της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης με δυο αλληλένδετες βαθμίδες παρουσιάζεται στο σχήμα 3.2. Όπως παρατηρούμε, μια πηγή εναλλασσόμενης τάσης v_s , συνδέεται μέσω της αυτεπαγωγής L_s με παρασιτική αντίσταση R_s , σε μια μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη. Το ρεύμα εισόδου που ζητείται από την εναλλασσόμενη πηγή συμβολίζεται με i_s . Στην έξοδο της κάθε διάταξης, η χωρητικότητα C_o δηλώνει το φίλτρο εξομάλυνσης της τάσης εξόδου $v_{o,i}$, $i_{o,i}$ είναι το συνεχές ρεύμα της κάθε διάταξης, $i_{c,i}$ το ρεύμα φόρτισης του κάθε πυκνωτή και $i_{L,i}$ το ρεύμα του κάθε φορτίου όπου $i=1,2$. Προκειμένου να μοντελοποιηθεί το υπό μελέτη σύστημα γίνεται χρήση της διακοπτικής συνάρτησης u [40]. Η ενσωμάτωση της διακοπτικής συνάρτησης στο μαθηματικό μοντέλο του συστήματος είναι αναγκαία, έτσι ώστε να γίνει εφικτή η αναπαράσταση του συστήματος υπο μορφή εξισώσεων κατάστασης. Για την συγκεκριμένη τοπολογία η έκφραση της διακοπτικής συνάρτησης είναι η ακόλουθη:

$$u = u_1 + u_2 \quad (3.1)$$



Σχήμα 3.2: Μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη δυο αλληλένδετων βαθμίδων

Όπου u_1 και u_2 οι διακοπτικές συναρτήσεις της κάθε βαθμίδας με

$$u_1 = S_{11}S_{14} - S_{12}S_{13} = S_{11} - S_{12} \quad (3.2)$$

πολυεπίπεδο ανορθωτή με αλληλένδετες βαθμίδες

$$u_2 = S_{21}S_{24} - S_{22}S_{23} = S_{21} - S_{22} \quad (3.3)$$

όπου $u_1, u_2 \in \{-1, 0, 1\}$

Χρησιμοποιώντας τα θεωρήματα ανάλυσης ηλεκτρικών κυκλωμάτων για την AC πλευρά του συστήματος προκύπτει η ακόλουθη διαφορική εξίσωση:

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_s - \frac{1}{L_s}v_{ab} + \frac{1}{L_s}v_s \quad (3.4)$$

Η τάση v_{ab} εξαρτάται από τις συνεχείς τάσεις των δυο βαθμίδων σύμφωνα με την ακόλουθη έκφραση

$$v_{ab} = u_1v_{o,1} + u_2v_{o,2} \quad (3.5)$$

Λαμβάνοντας υπόψη ότι οι παραγόμενες συνεχείς τάσεις μπορεί να είναι ίσες ή διαφορετικές, προκύπτουν τα ακόλουθα επίπεδα της τάσης v_{ab} τα οποία παρουσιάζονται στους πίνακες Π3.1, Π3.2, Π3.3 και Π3.4.

Διακοπτικές καταστάσεις και επίπεδα τάσης εισόδου ανορθωτικής διάταξης δυο αλληλένδετων βαθμίδων

Διακοπτική κατάσταση	Διακοπτικές καταστάσεις				$u_1V_{o,1}$	$u_2V_{o,2}$	V_{ab}
	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}			
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	0	$-V_o$	$-V_o$
3	0	0	1	0	0	V_o	V_o
4	0	0	1	1	0	0	0
5	0	1	0	0	$-V_o$	0	$-V_o$
6	0	1	0	1	$-V_o$	$-V_o$	$-2V_o$
7	0	1	1	0	$-V_o$	V_o	0
8	0	1	1	1	$-V_o$	0	$-V_o$
9	1	0	0	0	V_o	0	V_o
10	1	0	0	1	V_o	$-V_o$	0
11	1	0	1	0	V_o	V_o	$2V_o$
12	1	0	1	1	V_o	0	V_o
13	1	1	0	0	0	0	0
14	1	1	0	1	0	$-V_o$	$-V_o$
15	1	1	1	0	0	V_o	V_o
16	1	1	1	1	0	0	0

Πίνακας Π3.1: Διακοπτικές καταστάσεις και επίπεδα τάσης εισόδου ανορθωτικής διάταξης δυο αλληλένδετων βαθμίδων με ίσες τάσεις $V_{o,1} = V_{o,2} = V_o$

Διακοπτικές καταστάσεις και επίπεδα τάσης εισόδου ανορθωτικής διάταξης δυο αλληλένδετων βαθμίδων

Διακοπτική κατάσταση	Διακοπτικές καταστάσεις				$u_1 V_{o,1}$	$u_2 V_{o,2}$	V_{ab}
	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}			
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	0	$-2V_o$	$-2V_o$
3	0	0	1	0	0	$2V_o$	$2V_o$
4	0	0	1	1	0	0	0
5	0	1	0	0	$-V_o$	0	$-V_o$
6	0	1	0	1	$-V_o$	$-2V_o$	$-3V_o$
7	0	1	1	0	$-V_o$	$2V_o$	V_o
8	0	1	1	1	$-V_o$	0	$-V_o$
9	1	0	0	0	V_o	0	V_o
10	1	0	0	1	V_o	$-2V_o$	$-V_o$
11	1	0	1	0	V_o	$2V_o$	$3V_o$
12	1	0	1	1	V_o	0	V_o
13	1	1	0	0	0	0	0
14	1	1	0	1	0	$-2V_o$	$-2V_o$
15	1	1	1	0	0	$2V_o$	$2V_o$
16	1	1	1	1	0	0	0

Πίνακας Π3.2: Διακοπτικές καταστάσεις και επίπεδα τάσης εισόδου ανορθωτικής διάταξης δυο αλληλένδετων βαθμίδων με διαφορετικές τάσεις $V_{o,1} = V_o$, $V_{o,2} = 2V_o$

Διακοπτικές καταστάσεις και επίπεδα τάσης εισόδου ανορθωτικής διάταξης δυο αλληλένδετων βαθμίδων

Διακοπτική κατάσταση	Διακοπτικές καταστάσεις				$u_1 V_{o,1}$	$u_2 V_{o,2}$	V_{ab}
	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}			
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	0	$-V_{o,2}$	$-V_{o,2}$
3	0	0	1	0	0	$V_{o,2}$	$V_{o,2}$
4	0	0	1	1	0	0	0
5	0	1	0	0	$-V_{o,1}$	0	$-V_{o,1}$
6	0	1	0	1	$-V_{o,1}$	$-V_{o,2}$	$-(V_{o,1} + V_{o,2})$
7	0	1	1	0	$-V_{o,1}$	$V_{o,2}$	$-(V_{o,1} - V_{o,2})$
8	0	1	1	1	$-V_{o,1}$	0	$-V_{o,1}$
9	1	0	0	0	$V_{o,1}$	0	$V_{o,1}$
10	1	0	0	1	$V_{o,1}$	$-V_{o,2}$	$V_{o,1} - V_{o,2}$
11	1	0	1	0	$V_{o,1}$	$V_{o,2}$	$V_{o,1} + V_{o,2}$
12	1	0	1	1	$V_{o,1}$	0	$V_{o,1}$
13	1	1	0	0	0	0	0
14	1	1	0	1	0	$-V_{o,2}$	$-V_{o,2}$
15	1	1	1	0	0	$V_{o,2}$	$V_{o,2}$
16	1	1	1	1	0	0	0

Πίνακας Π3.3: Διακοπτικές καταστάσεις και επίπεδα τάσης εισόδου ανορθωτικής διάταξης δυο αλληλένδετων βαθμίδων με τάσεις $V_{o,1} > V_{o,2}$

Διακοπτικές καταστάσεις και επίπεδα τάσης εισόδου ανορθωτικής διάταξης δυο αλληλένδετων βαθμίδων

Διακοπτική κατάσταση	Διακοπτικές καταστάσεις				$u_1 V_{o,1}$	$u_2 V_{o,2}$	V_{ab}
	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}			
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	0	$-V_{o,2}$	$-V_{o,2}$
3	0	0	1	0	0	$V_{o,2}$	$V_{o,2}$
4	0	0	1	1	0	0	0
5	0	1	0	0	$-V_{o,1}$	0	$-V_{o,1}$
6	0	1	0	1	$-V_{o,1}$	$-V_{o,2}$	$-(V_{o,1} + V_{o,2})$
7	0	1	1	0	$-V_{o,1}$	$V_{o,2}$	$V_{o,2} - V_{o,1}$
8	0	1	1	1	$-V_{o,1}$	0	$-V_{o,1}$
9	1	0	0	0	$V_{o,1}$	0	$V_{o,1}$
10	1	0	0	1	$V_{o,1}$	$-V_{o,2}$	$-(V_{o,2} - V_{o,1})$
11	1	0	1	0	$V_{o,1}$	$V_{o,2}$	$V_{o,1} + V_{o,2}$
12	1	0	1	1	$V_{o,1}$	0	$V_{o,1}$
13	1	1	0	0	0	0	0
14	1	1	0	1	0	$-V_{o,2}$	$-V_{o,2}$
15	1	1	1	0	0	$V_{o,2}$	$V_{o,2}$
16	1	1	1	1	0	0	0

Πίνακας Π3.4: Διακοπτικές καταστάσεις και επίπεδα τάσης εισόδου ανορθωτικής διάταξης δυο αλληλένδετων βαθμίδων με τάσεις $V_{o,1} < V_{o,2}$

Στους παραπάνω πίνακες διαπιστώνεται ότι η παραγωγή κάποιων επιπέδων της τάσης v_{ab} μπορεί να αποδοθεί με πολλαπλούς διακοπτικούς συνδυασμούς. Αυτό, θα μπορούσε να οδηγήσει στη σύμπτυξη των συγκεκριμένων διακοπτικών καταστάσεων μιας και το αποτέλεσμα είναι το ίδιο. Στην πραγματικότητα η πολλαπλότητα των διακοπτικών καταστάσεων με το ίδιο αποτέλεσμα, κρύβει την πληροφορία της φόρτισης-εκφόρτισης των χωρητικοτήτων δηλαδή τη διατήρηση της μέσης τιμής καθεμιάς συνεχούς τάσης σε σταθερή τιμή σε συνδυασμό με τις μεταβολές και των άλλων ηλεκτρικών μεγεθών όπως είναι η τάση τροφοδοσίας και το ρεύμα εισόδου. Συνεπώς, μια τέτοια προσέγγιση, θα οδηγούσε το σύστημα σε αστάθεια. Στην παρούσα περίπτωση του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή, όλες οι διακοπτικές καταστάσεις λαμβάνονται υπόψη και το κριτήριο βελτιστοποίησης είναι εκείνο που θα αποφανθεί για τον καταλληλότερο διακοπτικό συνδυασμό όπως παρουσιάζεται στην παράγραφο .

Αναλύοντας τη δυναμική των εξόδων της κάθε βαθμίδας προκύπτουν οι ακόλουθες μαθηματικές σχέσεις υπό μορφή διαφορικών εξισώσεων

$$\begin{aligned} \frac{dv_{o,1}}{dt} &= \frac{1}{C_o} u_1 i_s - \frac{1}{C_o} i_{L,1} \\ \frac{dv_{o,2}}{dt} &= \frac{1}{C_o} u_2 i_s - \frac{1}{C_o} i_{L,2} \end{aligned} \tag{3.6}$$

Οι εξισώσεις (3.4), (3.5) και (3.6) μπορούν να γραφούν υπό μορφή εξισώσεων κατάστασης ως ακολούθως

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(\mathbf{x}(t))\mathbf{u} + \mathbf{D}\mathbf{w}(t) \quad (3.7)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (3.8)$$

όπου

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ v_{o,1} \\ v_{o,2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{B}(\mathbf{x}(t))] = \begin{bmatrix} -\frac{v_{o,1}}{L_s} & -\frac{v_{o,2}}{L_s} \\ \frac{\dot{i}_s}{C_o} & 0 \\ 0 & \frac{\dot{i}_s}{C_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}(t) = \begin{bmatrix} v_s \\ \dot{i}_{L,1} \\ \dot{i}_{L,2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \mathbf{I}_{3 \times 3}$$

Εξ ορισμού τα μεγέθη \dot{i}_s , $v_{o,1}$, $v_{o,2}$, v_s , $\dot{i}_{L,1}$ και $\dot{i}_{L,2}$ είναι χρονομεταβλητά.

Με στόχο τη σχεδίαση του προβλεπτικού ελεγκτή, οι εξισώσεις κατάστασης (3.7) και (3.8) διακριτοποιούνται (1^{ης} τάξης διακριτοποίηση) με χρόνο δειγματοληψίας T_s ως ακολούθως:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d(\mathbf{x}_k) \mathbf{u}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (3.9)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{C}_d \mathbf{x}_k \quad (3.10)$$

όπου

$$\mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} \dot{i}_{s,k} \\ v_{o1,k} \\ v_{o2,k} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_d = (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s} T_s & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_d = T_s \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{T_s v_{o1,k}}{L_s} & -\frac{T_s v_{o2,k}}{L_s} \\ \frac{T_s}{C_o} \dot{i}_{s,k} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{C_o} \dot{i}_{s,k} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_d = T_s \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{C_o} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{T_s}{C_o} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}_d = \mathbf{T}_s \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{T}_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{\mathbf{T}_s}{C_o} \end{bmatrix}, \mathbf{w}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s,k} \\ \mathbf{I}_{L1,k} \\ \mathbf{I}_{L2,k} \end{bmatrix}, \mathbf{C}_d = \mathbf{C} = \mathbf{I}_{3 \times 3}, \mathbf{u}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{1,k} \\ \mathbf{u}_{2,k} \end{bmatrix}$$

Τονίζεται ότι τα μεγέθη $\mathbf{I}_{s,k}$, $\mathbf{V}_{o,k}$, $\mathbf{V}_{s,k}$ και $\mathbf{I}_{o,k}$ είναι διακριτά και χρονομεταβλητά.

3.5 Ενεργειακή ανάλυση, εικονική αποσύζευξη των βαθμίδων

Κριτήριο ποιότητας των μονοφασικών διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων είναι η λειτουργία σε υψηλό συντελεστή ισχύος εισόδου (ιδανικά μοναδιαίο). Τούτο επιτυγχάνεται με την προϋπόθεση ότι η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα του ρεύματος εισόδου να είναι συμφασική με την τάση εισόδου, η οποία θεωρείται ημιτονοειδής και απαλλαγμένη από ανώτερες αρμονικές. Με βάση την προηγούμενη απαίτηση, παράγεται το επιθυμητό ρεύμα εισόδου, στο οποίο θα πρέπει να συγκλίνει το αντίστοιχο πραγματικό ρεύμα του συστήματος. Οι μέθοδοι υπολογισμού του επιθυμητού ρεύματος εισόδου που έχουν καταγραφεί στην βιβλιογραφία είναι:

- Χρήση αναλογικών ελεγκτών τύπου **PID**
- Ενεργειακή ανάλυση

Η χρήση αναλογικών ελεγκτών για τον υπολογισμό του επιθυμητού ρεύματος εισόδου είναι τεχνική ευρέως διαδεδομένη και προσφέρει διπλό πλεονέκτημα. Διασφαλίζει αφενός ότι η μέση τιμή της συνεχούς τάσης θα συγκλίνει στην επιθυμητή τιμή, αφετέρου με κατάλληλη επιλογή των αναλογικών κερδών των επιμέρους ελεγκτών παράγει στη έξοδο του ηλεκτρικό σήμα το οποίο ταυτίζεται με το επιθυμητό πλάτος του ρεύματος εισόδου. Τα μειονεκτήματα που προκύπτουν άμεσα από τη συγκεκριμένη προσέγγιση είναι ότι σε περίπτωση λανθασμένης επιλογής των κερδών των αναλογικών ελεγκτών οδηγεί το σύστημα, όσον αφορά την τάση εξόδου, σε απόκλιση ή σε μόνιμο σφάλμα, με άμεση επίπτωση στο πλάτος του επιθυμητού ρεύματος εισόδου. Επιπλέον ακόμα και σε περίπτωση ασφαλούς υπολογισμού των κερδών του αναλογικού ελεγκτή, η ευρωστία του σε περιοχές λειτουργίας πέραν των σημείων ισορροπίας περιορίζεται οδηγώντας το σύστημα σε ασταθή λειτουργία και κατ' επέκταση σε λανθασμένο υπολογισμό του επιθυμητού ρεύματος εισόδου. Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.2 η χρήση αναλογικών-ολοκληρωτικών γραμμικών ελεγκτών θα παράξει στην έξοδο τους, ανά βαθμίδα, το πλάτος του επιθυμητού ρεύματος το οποίο στη συνέχεια θα πρέπει να αθροιστεί με τα υπόλοιπα έτσι ώστε να δημιουργηθεί το συνολικό επιθυμητό πλάτος του ρεύματος που θα απαιτηθεί από την τροφοδοσία. Κάτι τέτοιο περιπλέκει την επίτευξη του τελικού στόχου που είναι η αποσύζευξη των βαθμίδων, ειδικά όταν απαιτούνται διαφορετικές συνεχείς τάσεις σε κάθε βαθμίδα, να τροφοδοτούν διαφορετικά φορτία.

Εναλλακτικά με την παραπάνω προσέγγιση, η αποσύζευξη των βαθμίδων χρησιμοποιώντας το ενεργειακό ισοζύγιο αποτελεί μια πιο δόκιμη προσέγγιση. Στην περίπτωση αυτή, θεωρούμε ότι η κάθε βαθμίδα λαμβάνει ένα ποσοστό της συνολικής ενεργού ισχύος της τροφοδοσίας το οποίο μπορεί να καθοριστεί, ποσοστό το οποίο θα χρησιμοποιηθεί για να συνθέσει τις εικονικές ποσοστιαίες πηγές τροφοδοσίας της κάθε βαθμίδας. Έτσι, κάθε

βαθμίδα τροφοδοτείται εικονικά από μια πηγή όμοιας χρονικής μεταβολής, με πλάτος που ορίζεται από το προηγούμενο ποσοστό και διαρρέεται από το ρεύμα που παρέχει η παραγωγική πηγή στο συνολικό συζευγμένο σύστημα. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η προσέγγιση της συνολικής συζευγμένης τοπολογίας σε n -πλήθος αποσυζευγμένες μονοφασικές διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις. Αναλυτικά τα παραπάνω παρουσιάζονται στην επόμενη παράγραφο.

3.5.1 Αποσύζευξη των βαθμίδων

Για την ανάλυση που ακολουθεί θεωρούμε το σύστημα του πολυεπίπεδου ανορθωτή n -βαθμίδων του σχήματος 3.1. Θεωρώντας τα μεγέθη $V_{o,i}$ (DC τάση) και το ρεύμα $I_{L,i}$ (φορτίου) ανά βαθμίδα γνωστά, είτε μέσω άμεσης μέτρησης είτε μέσω εκτίμησης, είναι εφικτός ο υπολογισμός της μέσης ισχύος που αποδίδεται από την πηγή στα φορτία συνολικά, σύμφωνα με την ακόλουθη σχέση

$$P_{o,total} = \sum_{i=1}^n V_{o,i} I_{L,i} \quad (3.11)$$

Επίσης η μέση ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο της i -οστής βαθμίδας είναι

$$P_{oi} = V_{oi} I_{Li} \quad (3.12)$$

Το ποσοστό της μέσης ισχύος ανά βαθμίδα μπορεί να υπολογιστεί στη συνέχεια από την ακόλουθη σχέση

$$\beta_i = \frac{V_{oi} I_{Li}}{\sum_{i=1}^n V_{oi} I_{Li}} = \frac{P_{oi}}{P_{o,total}} \quad (3.13)$$

όπου είναι προφανές ότι $\sum_{i=1}^n \beta_i = 1$.

Λαμβάνοντας υπόψη το ποσοστό που προκύπτει από την σχέση (3.13), θεωρούμε εικονικές, όμοια χρονικά μεταβαλλόμενες πηγές τροφοδοσίας ανά βαθμίδα, σύμφωνα με την επόμενη σχέση

$$V_{s,i} = \beta_i V_s, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.14)$$

Κατ' αυτόν τον τρόπο προκύπτει το νέο εικονικά αποσυζευγμένο σύστημα n -βαθμίδων του σχήματος 3.3-β, με τα εικονικά παθητικά στοιχεία να λαμβάνουν τιμές $R_i = R_s/n$ και $L_i = L_s/n$.

Προκειμένου να υπολογιστεί η τιμή του επιθυμητού ρεύματος (ρεύμα αναφοράς) εισόδου, λαμβάνονται υπόψη οι ακόλουθες παραδοχές: (i) οι ωμικές αντιστάσεις των αυτεπαγωγών εισόδου R_i θεωρούνται αμελητέες και (ii) το επιθυμητό ρεύμα εισόδου δεν περιέχει ανώτερες αρμονικές πλην της θεμελιώδους. Κατά συνέπεια το ισοζύγιο ενεργού ισχύος εισόδου-εξόδου ανά βαθμίδα διατυπώνεται όπως παρακάτω

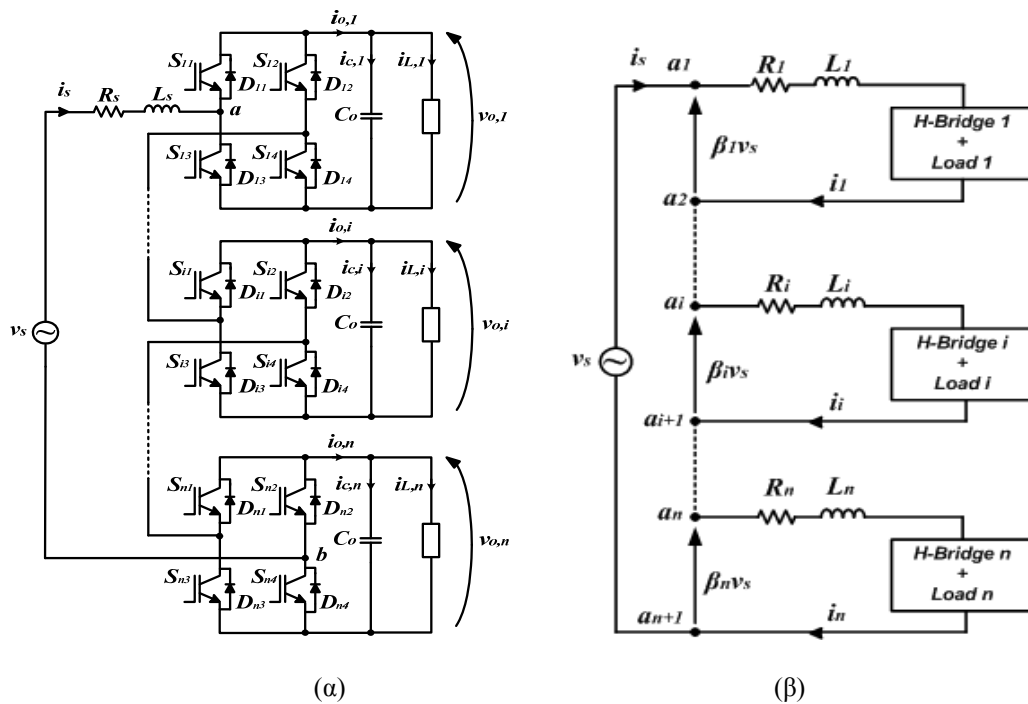
πολυεπίπεδο ανορθωτή με αλληλένδετες βαθμίδες

$$P_{in,i} = P_{out,i} \Rightarrow \frac{1}{2} I_i \beta_i V_s = V_{ot} I_{Li} \Rightarrow I_i = \frac{2V_{ot} I_{Li}}{\beta_i V_s} \quad (3.15)$$

Η προηγούμενη σχέση (3.15) παρέχει την εκτίμηση του επιθυμητού πλάτους του ρεύματος εισόδου ανά βαθμίδα, από το οποίο τελικά εκτιμάται το συνολικό επιθυμητό ρεύμα εισόδου του αποσυζευγμένου συστήματος

$$I_{s,k}^* = \hat{I}_i^* \sin \omega t_k \quad (3.16)$$

όπου $\hat{I}_i^* = I_i$.



Σχήμα 3.3: (α) Πολυεπίπεδος ανορθωτής n-βαθμίδων, (β) Εικονικά αποσυζευγμένο σύστημα n-βαθμίδων

3.6 Προσδιορισμός των διακοπτικών περιοχών

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.4 η διαφορική εξίσωση που περιγράφει την πλευρά των εναλλασσομένων μεγεθών του υπό μελέτη πολυεπίπεδου μετατροπέα δίνεται από την σχέση (3.4). Λαμβάνοντας ως χρόνο δειγματοληψίας T_s και διακριτοποίηση πρώτης τάξης, η προαναφερθείσα σχέση γίνεται

$$V_{ab,k} = V_{s,k} - I_{s,k} R_s - \frac{L_s}{T_s} [I_{s,k+1} - I_{s,k}] \quad (3.17)$$

Εάν υποθέσουμε ότι εξασφαλίζεται σύγκλιση μεταξύ του πραγματικού ρεύματος $I_{s,k}$ και της επιθυμητής τιμής του στην επόμενη δειγματοληψία, $I_{s,k+1} \approx I_{s,k+1}^*$, τότε είναι δυνατός ο

υπολογισμός της επιθυμητής τιμής της τάσης εισόδου του μετατροπέα $V_{ab,k}$, η οποία θα δίνεται από την ακόλουθη σχέση

$$V_{ab,k}^* = V_{s,k} - I_{s,k} R_s - \frac{L_s}{T_s} [I_{s,k+1}^* - I_{s,k}] \quad (3.18)$$

Από την τελευταία σχέση (3.18) διαπιστώνουμε ότι η επιθυμητή τάση $V_{ab,k}^*$ είναι μέγεθος ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενο, με θεμελιώδη συχνότητα η οποία καθορίζεται από την τάση τροφοδοσίας $V_{s,k}$ και πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας εξαρτώμενο από τα πλάτη, της τάσης τροφοδοσίας $V_{s,k}$, του επιθυμητού $I_{s,k+1}^*$ και του πραγματικού ρεύματος εισόδου $I_{s,k}$, καθώς και από τους υπόλοιπους παράγοντες R_s , L_s και T_s (οι οποίοι θεωρούνται σταθερές τιμές). Με βάση τη συγκεκριμένη προσέγγιση και γνωρίζοντας με ακρίβεια τα επίπεδα που συνθέτουν την πραγματική τάση $V_{ab,k}$ του μετατροπέα, διατυπώνουμε, σε μεταγενέστερη παράγραφο, το σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής και της πραγματικής τάσης εισόδου του μετατροπέα.

3.7 Σχεδίαση εκτιμητή ρεύματος φορτίου

Προκειμένου να περιοριστεί το κόστος αλλά και η πολυπλοκότητα της πειραματικής διάταξης, σχεδιάζεται κατάλληλος εκτιμητής ρεύματος φορτίου $I_{L,i}$ ανά βαθμίδα. Στηριζόμενοι στην ερευνητική εργασία [41], υλοποιείται η σχεδίαση κατάλληλου εκτιμητή κατά *Luenberger*. Χρησιμοποιώντας κανόνες ανάλυσης ηλεκτρικών κυκλωμάτων στην έξοδο του συστήματος, προκύπτει το ακόλουθο σύστημα συνεχούς χρόνου σε μορφή εξισώσεων κατάστασης

$$\dot{z}(t) = Fz(t) + G(z(t))u \quad (3.19)$$

$$y_o(t) = Mz(t) \quad (3.20)$$

Όπου

$$[z(t)]^T = [v_{o,i} \quad i_{L,i}], \quad F = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad [G(z(t))]^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_o} i_s & 0 \end{bmatrix}, \quad M = [1 \quad 0]$$

Διακριτοποιώντας το σύστημα συνεχούς χρόνου των σχέσεων (3.19) και (3.20), προκύπτει το παρακάτω μη γραμμικό σύστημα διακριτού χρόνου.

$$z_{k+1} = F_d z_k + G_d(z_k)u_k \quad (3.21)$$

$$y_{o,k} = M_d z_k \quad (3.22)$$

Όπου

$$\mathbf{z}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{oi,k} \\ \mathbf{I}_{Li,k} \end{bmatrix}, \mathbf{F}_d = (\mathbf{I} + \mathbf{F}\mathbf{T}_s) = \begin{bmatrix} 1 & -\mathbf{T}_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{G}_d^T = \mathbf{T}_s \mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_s & \mathbf{I}_{s,k} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{M}_d = \mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Το σύστημα που περιγράφεται από τις εξισώσεις κατάστασης (3.21) και (3.22) είναι παρατηρήσιμο, και κατά συνέπεια μπορεί να σχεδιασθεί κατάλληλος εκτιμητής *Luenberger* όπως στην αναφορά [41]. Προκειμένου να επιτευχθεί αυτό, στο διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης \mathbf{z}_{k+1} προστίθεται ο όρος ανατροφοδότησης του σφάλματος της εξόδου με κέρδος τον πίνακα ανατροφοδότησης \mathbf{H} όπως παρακάτω:

$$\hat{\mathbf{z}}_{k+1} = \mathbf{F}_d \hat{\mathbf{z}}_k + \mathbf{G}_d \mathbf{u}_k + \mathbf{H} \bar{y}_{o,k} \quad (3.23)$$

$$\hat{y}_{o,k} = \mathbf{M}_d \hat{\mathbf{z}}_k \quad (3.24)$$

Όπου οι όροι $\hat{\mathbf{z}}_k$ και $\hat{y}_{o,k}$ δηλώνουν το εκτιμώμενο διάνυσμα κατάστασης και την εκτιμώμενη τάση εξόδου αντίστοιχα. Ο πίνακας $\mathbf{H}^T = [h_1 \ h_2]$ περιγράφει το κέρδος του εκτιμητή το οποίο ακολούθως προσδιορίζεται. Ο όρος $\bar{y}_{o,k}$ δηλώνει το σφάλμα μεταξύ της μετρούμενης και της εκτιμώμενης τιμής της εξόδου και σε συνδυασμό με τη σχέση (3.24)

$$\bar{y}_{o,k} = y_{o,k} - \hat{y}_{o,k} = \mathbf{M}_d (\mathbf{z}_k - \hat{\mathbf{z}}_k) = \mathbf{M}_d \bar{\mathbf{z}}_k \quad (3.25)$$

$$\bar{\mathbf{z}}_k = \mathbf{z}_k - \hat{\mathbf{z}}_k \quad (3.26)$$

Επαναδιατυπώνοντας τη σχέση (3.26) στη χρονική στιγμή $(k+1)\mathbf{T}_s$ προκύπτει η ακόλουθη έκφραση του σφάλματος κατάστασης

$$\bar{\mathbf{z}}_{k+1} = \mathbf{z}_{k+1} - \hat{\mathbf{z}}_{k+1} = (\mathbf{F}_d - \mathbf{H}\mathbf{M}_d) \bar{\mathbf{z}}_k \quad (3.27)$$

Το σφάλμα $\bar{\mathbf{z}}_{k+1}$ από τη σχέση (3.27) θα μηδενισθεί μόνον όταν εξασφαλιστεί η σύγκλιση του εκτιμώμενου διανύσματος $\hat{\mathbf{z}}_{k+1}$ με το πραγματικό \mathbf{z}_{k+1} . Προκειμένου να διασφαλιστεί το τελευταίο, αρκεί οι ιδιοτιμές λ_i , όπου $i = 1, 2$ του πίνακα $[\mathbf{F}_d - \mathbf{H}\mathbf{M}_d]$ να βρίσκονται εντός του μοναδιαίου κύκλου, $|\lambda_i| < 1$. Με βάση τις προηγούμενες διατυπώσεις, οι ιδιοτιμές της σχέσης (3.27) και κατά συνέπεια και της (3.23) τοποθετούνται αυθαίρετα σε θέσεις που ορίζονται από την αλγεβρική επίλυση της επόμενης σχέσης

$$|\rho \mathbf{I} - \mathbf{F}_d + \mathbf{H}\mathbf{M}_d| = (\rho - \lambda_1)(\rho - \lambda_2) \quad (3.28)$$

η οποία ανάγεται τελικά στην ακόλουθη έκφραση

$$\rho^2 - \rho(2 - h_1) + (1 - h_1 - h_2 \frac{\mathbf{T}_s}{\mathbf{C}_o}) = (\rho - \lambda_1)(\rho - \lambda_2) = \rho^2 - \rho(\lambda_1 + \lambda_2) + \lambda_1 \lambda_2 \quad (3.29)$$

Δίδοντας τιμές στην χωρητικότητα του φίλτρου εξόδου του συστήματος τιμή $C_o = 2200\mu F$ και επιλέγοντας χρόνο δειγματοληψίας $T_s = 50\mu s$, η σχέση (3.29) δίνει τις ακόλουθες λύσεις

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1 = 2 - (\lambda_1 + \lambda_2) \\ h_2 = \frac{C_o}{T_s} (1 - h_1 - \lambda_1 \lambda_2) \end{array} \right\} \quad (3.30)$$

Επιλέγοντας αυθαίρετα ιδιοτιμές $\lambda_1 = 0.8$ και $\lambda_2 = 0.8$ εντός του μοναδιαίου κύκλου, ο πίνακας κέρδους του σφάλματος ανατροφοδότησης ορίζεται ως

$$\mathbf{H}^T = [0.4 \quad -1.76] \quad (3.31)$$

Λαμβάνοντας υπόψη την προηγούμενη σχέση (3.31), οι εκτιμώμενες μεταβλητές κατάστασης της (3.23) είναι

$$\hat{V}_{oi,k+1} = 0.6\hat{V}_{oi,k} - (T_s/C_o)(u_k I_{s,k} - \hat{I}_{Li,k}) + 0.4V_{oi,k} \quad (3.32)$$

$$\hat{I}_{Li,k+1} = -1.76(\hat{V}_{oi,k} - V_{oi,k}) + \hat{I}_{Li,k} \quad (3.33)$$

Η σχέση (3.33) σε συνδυασμό με την σχέση (3.15) μας παρέχει το πλάτος του επιθυμητού ρεύματος εισόδου

$$I_i = \frac{2V_{oi}\hat{I}_{Li}}{\beta_i V_s} \quad (3.34)$$

3.8 Σχεδίαση προβλεπτικού ελεγκτή με περιορισμούς

Για την διαδικασία σχεδίασης του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή απαιτείται, όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 2, το μαθηματικό μοντέλο διακριτού χρόνου του πραγματικού συστήματος. Αυτό παρέχεται από την ανάλυση που προηγήθηκε στην παράγραφο 3.4 του παρόντος κεφαλαίου και συγκεκριμένα από τις σχέσεις (3.9) και (3.10).

Οι στόχοι που θα πρέπει επιτυγχάνονται από τον υποψήφιο προβλεπτικό ελεγκτή είναι: (i) μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου, (ii) συνεχείς τάσεις ανά βαθμίδα συγκεκριμένης τιμής, (iii) αποσυζευγμένη λειτουργία σε τάσεις ή/και φορτία και (iv) πολυεπίπεδη εναλλασσόμενη τάση στην είσοδο του μετατροπέα. Επιπλέον, η ευσταθής λειτουργία του συστήματος, η ευρωστία σε αβεβαιότητες καθώς και η δυναμική συμπεριφορά του ελεγκτή, αποτελούν αναπόσπαστο σχεδιαστικό όρο. Πέραν των ανωτέρω τεχνικών ζητημάτων, εγείρονται και συνδυαστικά τεχνικοοικονομικά θέματα όπως είναι η απαίτηση του ελεγκτή σε υπολογιστικό κόστος, η υλοποίηση του σε ψηφιακά συστήματα επεξεργασίας σήματος (DSPs) χαμηλού κόστους και τεχνικών απαιτήσεων, καθώς και η μελλοντική υλοποίηση του στα πλαίσια ενός εμπορικού προϊόντος. Επιπροσθέτως, η υλοποίηση μιας δομημένης διαδικασίας μετρήσεων και υπολογισμών *on-line* υπό μοναδιαίο ορίζοντα πρόβλεψης $kT_s \rightarrow (k+1)T_s$, $T_s \approx 100\mu s$ δημιουργεί επίσης περαιτέρω προβλήματα υλοποίησης.

3.8.1 Διατύπωση και σχεδίαση των περιορισμών

Από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα του προβλεπτικού ελέγχου έναντι των υπολοίπων βέλτιστων ελεγκτών, είναι η ενσωμάτωση μη γραμμικών περιορισμών τόσο στις μεταβλητές κατάστασης, όσο και στις εξόδους του συστήματος. Επίσης, υπάρχει και η δυνατότητα υλοποίησης περιορισμών για τις μεταβλητές ελέγχου του συστήματος. Οι περιορισμοί που μπορούν να τεθούν σε ένα σύστημα ηλεκτρονικών ισχύος όπως η ανορθωτική διάταξη των αλληλένδετων βαθμίδων είναι η απαίτηση της μεταβολής των μεταβλητών κατάστασης και των εξόδων εντός ορίων (soft constraints), η ελαχιστοποίηση των διακοπτικών μεταβάσεων, η ενεργοποίηση διακοπών ισχύος για την απόζευξη του συστήματος από την τροφοδοσία ή την απόρριψη βαθμίδας λόγω σφάλματος (hard constraints). Στον συγκεκριμένο προτεινόμενο προβλεπτικό ελεγκτή ενσωματώνονται περιορισμοί που αφορούν τις μεταβλητές κατάστασης, τις μεταβλητές εξόδου του συστήματος καθώς επίσης και διακοπτικών μεταβάσεων.

Όμοια με την επιτυχή μεθοδολογία που ακολουθήθηκε στην παράγραφο 2.7 για τον σχεδιασμό των περιορισμών του ρεύματος εισόδου, ο περιορισμός που διατυπώνεται για το ρεύμα εισόδου της ανορθωτικής διάταξης των αλληλένδετων βαθμίδων έχει ως ακολούθως

$$\varepsilon_I = \begin{cases} q_{Ia} (I_{s,k+1} - I_{(s,k+1)_{\max}}) & \text{if } I_{s,k+1} \geq I_{(s,k+1)_{\max}} \\ q_{Ia} (I_{(s,k+1)_{\min}} - I_{s,k+1}) & \text{if } I_{s,k+1} \leq I_{(s,k+1)_{\min}} \\ q_{Ib} |I_{s,k+1} - I_{s,k+1}^*| & \text{if } I_{(s,k+1)_{\min}} \leq I_{s,k+1} \leq I_{(s,k+1)_{\max}} \end{cases} \quad (3.35)$$

Ορίζονται τα άνω και κάτω όρια της περιοχής μεταβολής του ρεύματος εισόδου, αφού πρωτίστως έχει υπολογιστεί το επιθυμητό ρεύμα εισόδου, σχέση (3.16), τα οποία δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις : $I_{(s,k+1)_{\max}} = 0.5 \cdot \hat{I}_s^* + I_{s,k}^*$ και $I_{(s,k+1)_{\min}} = -0.5 \cdot \hat{I}_s^* + I_{s,k}^*$. Η επιλογή των ορίων αυτών γίνεται με κριτήριο την διακοπτική συχνότητα και τον περιορισμό του αρμονικού περιεχομένου (ευρύτερη περιοχή διακύμανσης οδηγεί σε μεγάλο αρμονικό περιεχόμενο και χαμηλή διακοπτική συχνότητα, ενώ στενή περιοχή στα ακριβώς αντίθετα αποτελέσματα). Στη συνέχεια το σφάλμα του ρεύματος πολλαπλασιάζεται με έναν συντελεστή βαρύτητας ανα περιοχή έτσι ο όρος ε_I που θα ενσωματωθεί στο κριτήριο βελτιστοποίησης να καθορίζει την δράση ελέγχου σε ανάλογες περιπτώσεις.

Με την ίδια φιλοσοφία, ορίζεται το ελάχιστο και μέγιστο όριο της διακύμανσης της τάσης εξόδου συναρτήσει της επιθυμητής τάσης λειτουργίας ανά βαθμίδα : $V_{(oi,k+1)_{\min}} = 0.99 \cdot V_{oi,k+1}^*$ και $V_{(oi,k+1)_{\max}} = 1.01 \cdot V_{oi,k+1}^*$. Τα προηγούμενα όρια ορίζουν σιωπηλά την περιοχή διακύμανσης της μέσης τιμής της τάσης εξόδου της κάθε βαθμίδας και σε καμία περίπτωση δεν επιφέρουν περιορισμό της κυμάτωσης της. Σε πλήρη αναλογία με το ρεύμα, ορίζεται η έκφραση του σφάλματος της τάσης όπως παρακάτω

$$\varepsilon_{Vi} = \begin{cases} q_{Va} (V_{oi,k+1} - V_{(oi,k+1)_{\max}}) & \text{if } V_{oi,k+1} \geq V_{(oi,k+1)_{\max}} \\ q_{Va} (V_{(oi,k+1)_{\min}} - V_{oi,k+1}) & \text{if } V_{oi,k+1} \leq V_{(oi,k+1)_{\min}} \\ q_{Vb} |V_{oi,k+1} - V_{oi}^*| & \text{if } V_{(oi,k+1)_{\min}} \leq V_{oi,k+1} \leq V_{(oi,k+1)_{\max}} \end{cases} \quad (3.36)$$

Οι συντελεστές βαρύτητας στο σφάλμα της τάσης, προσδίδουν την σημαντικότητα του συγκεκριμένου και κατ' επέκταση την απόφαση του κριτηρίου βελτιστοποίησης να το αναιρέσει, μέσω κατάλληλης δράσης ελέγχου.

Επιθυμώντας την δημιουργία πολυεπίπεδης τάσης στους ακροδέκτες εισόδου του μετατροπέα, διατυπώνουμε την έκφραση του στιγμιαίου σφάλματος της, πολλαπλασιασμένο με βάρος q_m ως ακολούθως

$$\varepsilon_m = q_m \left| V_{ab,k}^* - V_{ab,k} \right| \quad (3.37)$$

Πέραν των ανωτέρων περιορισμών, εισάγεται επιπλέον και ο περιορισμός των διακοπτικών μεταβάσεων, ο οποίος διατυπώνεται από την ακόλουθη σχέση

$$\varepsilon_u = q_u \left| u_{k+1} - u_k \right| \quad (3.38)$$

Ο περιορισμός των διακοπτικών μεταβάσεων αποσκοπεί στην αναίρεση απόδοσης σημάτων ελέγχου προς τα διακοπτικά στοιχεία κατά τις περιπτώσεις όπου η λειτουργία του συστήματος την χρονική στιγμή $(k+1)T_s$ είναι όμοια με αυτή της προηγούμενης δειγματοληψίας kT_s . Έτσι ο ελεγκτής περιορίζει τις διακοπτικές μεταβάσεις και τον χρόνο εκτέλεσης του αλγορίθμου.

Οι συντελεστές βάρους q_{I_a} , q_{I_b} , q_{V_a} , q_{V_b} , q_m και q_u επιλέγονται με κριτήριο την τήρηση προτεραιότητας και εξασφάλισης των στόχων που έχουν τεθεί στον προβλεπτικό ελεγκτή για τη λειτουργία του μετατροπέα [42]. Για το συγκεκριμένο μετατροπέα, μείζονος σημασίας αποτελεί η δημιουργία πολυεπίπεδης τάσης και κατ' ακολουθίαν ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά (επιθυμητό πλάτος, συμφασικό με την τάση τροφοδοσίας), συνεχείς τάσεις καθορισμένων τιμών, και χαμηλή διακοπτική συχνότητα (περιορισμός των διακοπτικών μεταβάσεων). Αυτή η ιεράρχηση των στόχων όπως διατυπώθηκαν, δηλώνει εμμέσως και την τιμή των αντιστοίχων συντελεστών βάρους, που στην περίπτωση μας θα πρέπει να ισχύει $q_m > q_u > (q_{I_a}, q_{I_b}) > (q_{V_a}, q_{V_b})$.

3.9 Κριτήριο βελτιστοποίησης

Η μαθηματική διατύπωση του κριτηρίου βελτιστοποίησης είναι ένα πολυσύνθετο πρόβλημα και γίνεται συνθετότερο, όταν το υπό μελέτη σύστημα είναι μη γραμμικό και υπόκειται σε μη γραμμικούς περιορισμούς. Με βάση τη θεωρία του προβλεπτικού ελέγχου που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 1, η δυσκολία έγκειται στο γεγονός ότι το κριτήριο ελαχιστοποίησης θα πρέπει συγχρόνως να αποτελεί συνάρτηση του θεωρήματος της ευστάθειας *Lyapunov*. Η διαρκής ερευνητική δραστηριότητα επί του συγκεκριμένου θέματος δείχνει την εξαιρετική δυσκολία της άμεσης εφαρμογής του εν λόγω θεωρήματος και παραπέμπει σε μεθόδους δυναμικού προγραμματισμού [18], [20-21], [25] και στη μαθηματική θεωρία της βελτιστοποίησης των κυρτών συνόλων (convex optimization) [19], [22-24].

Το κριτήριο βελτιστοποίησης που χρησιμοποιείται για την σύγκλιση των πραγματικών μεγεθών με τις επιθυμητές τους τιμές έχει την ακόλουθη μαθηματική έκφραση

$$J_k(\varepsilon_{I,k}, \varepsilon_{Vo,k}, \varepsilon_{u,k}, \varepsilon_{m,k}) = \varepsilon_{I,k} + \varepsilon_{u,k} + \varepsilon_{m,k} + \sum_{i=1}^n \varepsilon_{Voi,k} \quad (3.39)$$

3.10 Ανάλυση της ευστάθειας

Η θεωρητική ανάλυση και απόδειξη της ευστάθειας των προβλεπτικών ελεγκτών ανάγεται σε μείζονος σημασίας ερευνητικό θέμα αυξημένης πολυπλοκότητας ειδικά σε διακοπτικά συστήματα. Η δυσκολία αυτή προέρχεται κυρίως από τη διαδικασία ανεύρεσης κατάλληλης συνάρτησης βελτιστοποίησης που να πληροί τις προϋποθέσεις του θεωρήματος *Lyapunov*. Το γεγονός ότι το διακοπτικό σύστημα αναλύεται σε ευσταθή υποσυστήματα δεν μπορεί να αποτελέσει συμπέρασμα για την συνολική ευστάθεια του συστήματος. Όμοια με την διαδικασία που ακολουθήθηκε στην παράγραφο 2.8 του 2^{ου} κεφαλαίου, αναλύουμε και μελετάμε την ευστάθεια των υποσυστημάτων που προκύπτουν για όλους τους πιθανούς διακοπτικούς συνδυασμούς.

1^η Περίπτωση: $u_1=1, u_2=1$

Η σχέση (3.9) γίνεται

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & -\frac{T_s}{L_s} & -\frac{T_s}{L_s} \\ \frac{T_s}{C_o} & 1 & 0 \\ \frac{T_s}{C_o} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_I} \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (3.40)$$

Ο πίνακας \mathbf{A}_I έχει το ακόλουθο χαρακτηριστικό πολώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_I| = \lambda^3 - 2.9942\lambda^2 + 2.9905\lambda - 0.9962$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 0.9971 + j0.0449$ και $\lambda_3 = 0.9971 - j0.0449$. Παρατηρούμε ότι η ιδιοτιμή λ_1 βρίσκεται πάνω στον μοναδιαίο κύκλο ($|\lambda_1| = 1$) ενώ οι άλλες δυο βρίσκονται εντός του μοναδιαίου κύκλου ($|\lambda_2| = |\lambda_3| = 0.9981$). Επομένως το υποσύστημα παρουσιάζει οριακή ή κρίσιμη ευστάθεια.

2^η Περίπτωση: $u_1=1, u_2=0$

Η σχέση (3.9) γίνεται

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s} T_s & -\frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_2} \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (3.41)$$

Ο πίνακας \mathbf{A}_2 έχει το ακόλουθο χαρακτηριστικό πολώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_2| = \lambda^3 - 2.9942\lambda^2 + 3.0107\lambda - 1.0164$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 0.9971 + j0.1490$ και $\lambda_3 = 0.9971 - j0.1490$. Παρατηρούμε ότι η ιδιοτιμή λ_1 βρίσκεται πάνω στον μοναδιαίο κύκλο ($|\lambda_1| = 1$) ενώ οι άλλες δυο βρίσκονται εκτός του μοναδιαίου κύκλου ($|\lambda_2| = |\lambda_3| = 1.0082$). Επομένως το υποσύστημα είναι ασταθές.

3^η Περίπτωση: $u_1=1, u_2=-1$

Η σχέση (3.9) γίνεται

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s} T_s & -\frac{T_s}{L_s} & \frac{T_s}{L_s} \\ \frac{T_s}{C_o} & 1 & 0 \\ -\frac{T_s}{C_o} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_3} \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (3.42)$$

Ο πίνακας \mathbf{A}_3 έχει το ακόλουθο χαρακτηριστικό πολώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_3| = \lambda^3 - 2.9942\lambda^2 + 2.9905\lambda - 0.9962$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 0.9971 + j0.0449$ και $\lambda_3 = 0.9971 - j0.0449$. Παρατηρούμε ότι η ιδιοτιμή λ_1 βρίσκεται πάνω στον μοναδιαίο κύκλο ($|\lambda_1| = 1$) ενώ οι άλλες δυο βρίσκονται εντός του μοναδιαίου κύκλου ($|\lambda_2| = |\lambda_3| = 0.9981$). Επομένως το υποσύστημα έχει οριακή ευστάθεια.

4^η Περίπτωση: $u_1=0, u_2=1$

Η σχέση (3.9) γίνεται

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s} T_s & 0 & -\frac{T_s}{L_s} \\ 0 & 1 & 0 \\ \frac{T_s}{C_o} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_4} \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (3.43)$$

Ο πίνακας \mathbf{A}_4 έχει το ακόλουθο χαρακτηριστικό πολώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_4| = \lambda^3 - 2.9942\lambda^2 + 2.9895\lambda - 0.9952$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 0.9971 + j0.0317$ και $\lambda_3 = 0.9971 - j0.0317$. Παρατηρούμε ότι η ιδιοτιμή λ_1 βρίσκεται πάνω στον μοναδιαίο κύκλο ($|\lambda_1| = 1$) ενώ οι άλλες δυο βρίσκονται εντός του μοναδιαίου κύκλου ($|\lambda_2| = |\lambda_3| = 0.9976$). Επομένως το υποσύστημα έχει οριακή ευστάθεια.

5^η Περίπτωση: $u_1=0, u_2=0$

Η σχέση (3.9) γίνεται

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s} T_s & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_5} \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (3.44)$$

Ο πίνακας \mathbf{A}_5 έχει το ακόλουθο χαρακτηριστικό πολώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_5| = \lambda^3 - 2.9942\lambda^2 + 2.9884\lambda - 0.9942$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = \lambda_2 = 1$ και $\lambda_3 = 0.9942$. Παρατηρούμε ότι οι ιδιοτιμές λ_1, λ_2 βρίσκονται πάνω στον μοναδιαίο κύκλο ($|\lambda_1| = |\lambda_2| = 1$) ενώ η ιδιοτιμή λ_3 εντός. Επίσης ο πίνακας \mathbf{A}_5 είναι διαγώνιος και επομένως το υποσύστημα είναι οριακά ευσταθές.

6^η Περίπτωση: $u_1=0, u_2=1$

Η σχέση (3.9) γίνεται

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & 0 & \frac{T_s}{L_s} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{T_s}{C_o} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_6} \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (3.45)$$

Ο πίνακας \mathbf{A}_6 έχει το ακόλουθο χαρακτηριστικό πολυώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_6| = \lambda^3 - 2.9942\lambda^2 + 2.9895\lambda - 0.9952$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 0.9971 + j0.0317$ και $\lambda_3 = 0.9971 - j0.0317$. Παρατηρούμε ότι η ιδιοτιμή λ_1 βρίσκεται πάνω στον μοναδιαίο κύκλο ($|\lambda_1|=1$) ενώ οι ιδιοτιμές λ_2, λ_3 εντός ($|\lambda_2|=|\lambda_3|=0.9976$). Επομένως το υποσύστημα παρουσιάζει οριακή ευστάθεια.

7^η Περίπτωση: $u_1=0, u_2=1$

Η σχέση (3.9) γίνεται

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & \frac{T_s}{L_s} & -\frac{T_s}{L_s} \\ -\frac{T_s}{C_o} & 1 & 0 \\ \frac{T_s}{C_o} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_7} \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (3.46)$$

Ο πίνακας \mathbf{A}_7 έχει το ακόλουθο χαρακτηριστικό πολυώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_7| = \lambda^3 - 2.9942\lambda^2 + 2.9905\lambda - 0.9962$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 0.9971 + j0.0449$ και $\lambda_3 = 0.9971 - j0.0449$. Παρατηρούμε ότι η ιδιοτιμή λ_1 βρίσκεται πάνω στον μοναδιαίο κύκλο ($|\lambda_1|=1$) ενώ οι ιδιοτιμές λ_2, λ_3 εντός ($|\lambda_2|=|\lambda_3|=0.9981$). Επομένως το υποσύστημα παρουσιάζει οριακή ευστάθεια.

8^η Περίπτωση: $u_1 = -1, u_2 = 0$

Η σχέση (3.9) γίνεται

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ -\frac{T_s}{C_o} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{A_8} \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (3.47)$$

Ο πίνακας A_8 έχει το ακόλουθο χαρακτηριστικό πολυώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - A_8| = \lambda^3 - 2.9942\lambda^2 + 2.9895\lambda - 0.9952$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 0.9971 + j0.0317$ και $\lambda_3 = 0.9971 - j0.0317$. Παρατηρούμε ότι η ιδιοτιμή λ_1 βρίσκεται πάνω στον μοναδιαίο κύκλο ($|\lambda_1| = 1$) ενώ οι ιδιοτιμές λ_2, λ_3 εντός ($|\lambda_2| = |\lambda_3| = 0.9976$). Επομένως το υποσύστημα παρουσιάζει οριακή ευστάθεια.

9^η Περίπτωση: $u_1 = -1, u_2 = 1$

Η σχέση (3.9) γίνεται

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & -\frac{T_s}{L_s} & \frac{T_s}{L_s} \\ -\frac{T_s}{C_o} & 1 & 0 \\ -\frac{T_s}{C_o} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{A_9} \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (3.48)$$

Ο πίνακας A_9 έχει το ακόλουθο χαρακτηριστικό πολυώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - A_9| = \lambda^3 - 2.9942\lambda^2 + 2.9884\lambda - 0.9942$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = \lambda_2 = 1$, και $\lambda_3 = 0.9942$. Παρατηρούμε ότι οι ιδιοτιμές λ_1, λ_2 βρίσκονται πάνω στον μοναδιαίο κύκλο ($|\lambda_1| = |\lambda_2| = 1$) ενώ η ιδιοτιμή λ_3 εντός ($|\lambda_3| = 0.9942$). Επομένως το υποσύστημα παρουσιάζει αστάθεια.

Όμοια με τη διατύπωση του θεωρήματος της παραγράφου 2.9 του 2^{ου} κεφαλαίου, αναζητούμε θετικά ορισμένο πίνακα \mathbf{P} έτσι ώστε ο πίνακας $A_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} A_i$ να είναι θετικά ορισμένος και οι γεωμετρικοί τόποι $A_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} A_i < -\mathbf{Q}$, όπου \mathbf{Q} συμμετρικός και θετικά ορισμένος πίνακας, από κάθε υποσύστημα A_i έχουν κοινή γεωμετρική περιοχή.

Με χρήση της εντολής $lyap(A_i, Q)$ δεν προκύπτει θετικά ορισμένος πίνακας P , οπότε το σύστημα A_i είναι ασταθές κατά *Lyapunov*. Τούτο δεν σημαίνει κατ' ανάγκη ότι το σύστημα είναι ασταθές, πράγμα το οποίο δείχνεται και μέσω των προσομοιώσεων αλλά και των πειραματικών μετρήσεων. Η ευστάθεια του συστήματος και κατά συνέπεια και του προτεινόμενου ελεγκτή, αιτιολογείται από την προσέγγιση ότι οι διακοπτικές μεταβάσεις μεταξύ ευσταθών συστημάτων είναι ταχύτατες, προσδίδοντας στο συνολικό σύστημα ευσταθή λειτουργική συμπεριφορά.

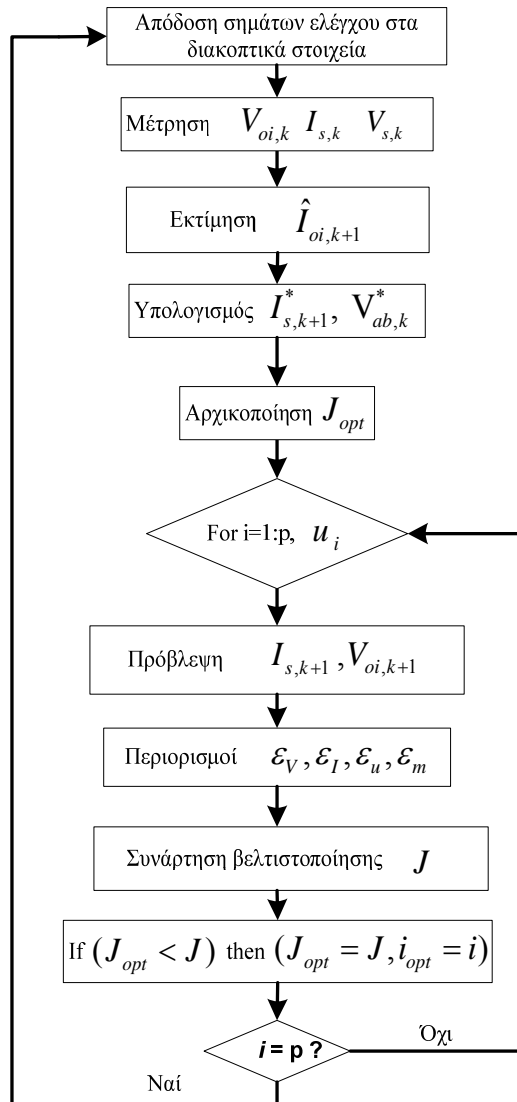
3.11 Περιγραφή του αλγορίθμου

Στην παρούσα παράγραφο, παρουσιάζεται σε βήματα η διαδικασία εκτέλεσης του αλγορίθμου ελέγχου που ακολουθήθηκε τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και σε πειραματικό. Επιπλέον, παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου που συνοψίζει την παρουσίαση του αλγορίθμου.

Ο αλγόριθμος ελέγχου του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή έχει ως ακολούθως :

1. Μέτρηση των μεταβλητών $V_{s,k}$, $I_{s,k}$, $V_{oi,k}$
2. Εκτίμηση του ρεύματος φορτίου $\hat{I}_{oi,k+1}$
3. Υπολογισμός του επιθυμητού ρεύματος εισόδου $I_{s,k+1}^*$
4. Υπολογισμός της επιθυμητής τάσης εισόδου της διάταξης $V_{ab,k}^*$
5. Υπολογισμός των εκφράσεων $\varepsilon_{I,k}$, $\varepsilon_{Vo,k}$, $\varepsilon_{u,k}$, $\varepsilon_{m,k}$
6. Αρχικοποίηση του κριτηρίου βελτιστοποίησης $J_k(\varepsilon_{I,k}, \varepsilon_{Vo,k}, \varepsilon_{u,k}, \varepsilon_{m,k})$
7. Αριθμητικός υπολογισμός του κριτηρίου βελτιστοποίησης $J_k(\varepsilon_{I,k}, \varepsilon_{Vo,k}, \varepsilon_{u,k}, \varepsilon_{m,k}) = \varepsilon_{I,k} + \varepsilon_{u,k} + \varepsilon_{m,k} + \sum_{i=1}^n \varepsilon_{Vo,i,k}$ για κάθε επιτρεπτή διακοπτική κατάσταση και αποθήκευση σε μονάδες μνήμης
8. Επιλογή της ελάχιστης $J_k(\varepsilon_{I,k}, \varepsilon_{Vo,k}, \varepsilon_{u,k}, \varepsilon_{m,k})$
9. Απόδοση της διακοπτικής κατάστασης (Π3.1, Π3.2, Π3.3, Π3.4,) που αντιστοιχεί στην ελάχιστη τιμή του κριτηρίου βελτιστοποίησης
10. Βήμα 1

Όλα τα παραπάνω συνοψίζονται στο ακόλουθο διάγραμμα ροής του σχήματος 3.4



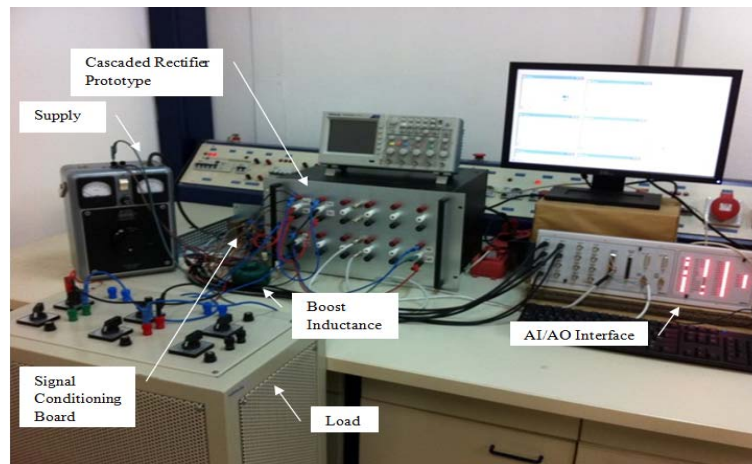
Σχήμα 3.4: Διάγραμμα ροής του προβλεπτικού ελεγκτή

3.12 Αποτελέσματα από την προσομοίωση και την πειραματική διάταξη

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από την προσομοίωση της μονοφασικής πολυεπίπεδης ανορθωτικής διάταξης των αλληλένδετων βαθμίδων, συγκρινόμενα με τα αντίστοιχα πειραματικά. Για την πειραματική επιβεβαίωση αναπτύχθηκε στο εργαστήριο πρωτότυπη διάταξη, σχήμα 3.5, αποτελούμενο από δυο βαθμίδες. Τα στοιχεία που επιλέχθηκαν και για την θεωρητική προσομοίωση αλλά και για την πειραματική επιβεβαίωση, προσεγγίζουν τις πραγματικές λειτουργικές καταστάσεις αλλά και τα διαθέσιμα εμπορικά προϊόντα. Συνοψίζονται δε, στον ακόλουθο πίνακα Π3.5.

Εξετάζονται τρεις διαφορετικές λειτουργικές καταστάσεις τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και σε πειραματικές μετρήσεις : (i) Λειτουργία σε ονομαστικές συνθήκες, (ii) βηματικές μεταβολές των συνεχών τάσεων ανά βαθμίδα και τέλος (iii) βηματικές μεταβολές των

φορτίων ανά βαθμίδα. Οι προαναφερθείσες τρεις λειτουργικές περιπτώσεις είναι αντιπροσωπευτικές των συνθηκών λειτουργίας που υφίσταται μια τέτοια διάταξη σε πραγματικό χρόνο.



Σχήμα 3.5: Πρωτότυπη πειραματική διάταξη της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης με δυο αλληλένδετες βαθμίδες, πέντε επιπέδων

	<i>Προσομοίωση</i>	<i>Πειραματική Διάταξη</i>
Τάση τροφοδοσίας (V_s)	230V, 50Hz	230V, 50Hz
Αυτεπαγωγή εισόδου (L_s, R_s)	4.5 mH, 0.26 Ohm	4.5 mH, 0.6 Ohm, κυκλικός πυρήνας, υλικό φερριτής (N87)
Διακοπτικά στοιχεία (S_i)	Ιδανικά στοιχεία, IGBT	8 × IXGH25N120A
Φίλτρο εξόδου (C_o) ανά βαθμίδα	2200μF	2200μF/600 V
Ωμικά φορτία (R_o)	100 Ohm, 60 Ohm	100 Ohm, 60 Ohm
Χρόνος δειγματοληψίας	$T_s=100 \mu s$	$T_s=100 \mu s$
Εκτέλεση αλγορίθμου	MATLAB/SIMULINK	dSPACE RTI 1104, DSP TMSF240, 40MHz
Μέτρηση τάσης εισόδου, τάσεων εξόδου (ανά βαθμίδα)	Voltage probe	LEM, LV-25P
Μέτρηση ρεύματος εισόδου	Current probe	LEM, LA-25NP
Συντελεστές $q_{ia}, q_{ib}, q_{va}, q_{vb}, q_u, q_m$	$5 \cdot 10^3, 10^3, 3 \cdot 10^3, 3 \cdot 10^3, 14 \cdot 10^5$	$5 \cdot 10^3, 10^3, 3 \cdot 10^3, 3 \cdot 10^3, 14 \cdot 10^5$
Ορίζοντας πρόβλεψης N_p	1	1
Όρια διακύμανσης της DC τάσης ανά βαθμίδα (μέση τιμή) $V_{(o,k+1)min}, V_{(o,k+1)max}$	$0.99 \cdot V_o^*, 1.01 \cdot V_o^*$	$0.99 \cdot V_o^*, 1.01 \cdot V_o^*$
Όρια διακύμανσης της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος εισόδου $I_{(s,k+1)min}, I_{(s,k+1)max}$	$-0.5 \cdot \hat{I}_s^* + I_s^*, 0.5 \cdot \hat{I}_s^* + I_s^*$	$-0.5 \cdot \hat{I}_s^* + I_s^*, 0.5 \cdot \hat{I}_s^* + I_s^*$
Παρουσίαση αποτελεσμάτων	Matlab/Scope/Figure	dSPACE RTI 1104, Data Acquisition Control Desk

Πίνακας Π3.5: Τιμές στοιχείων προσομοίωσης και πειραματικής διάταξης

3.13 Λειτουργία στη μόνιμη κατάσταση

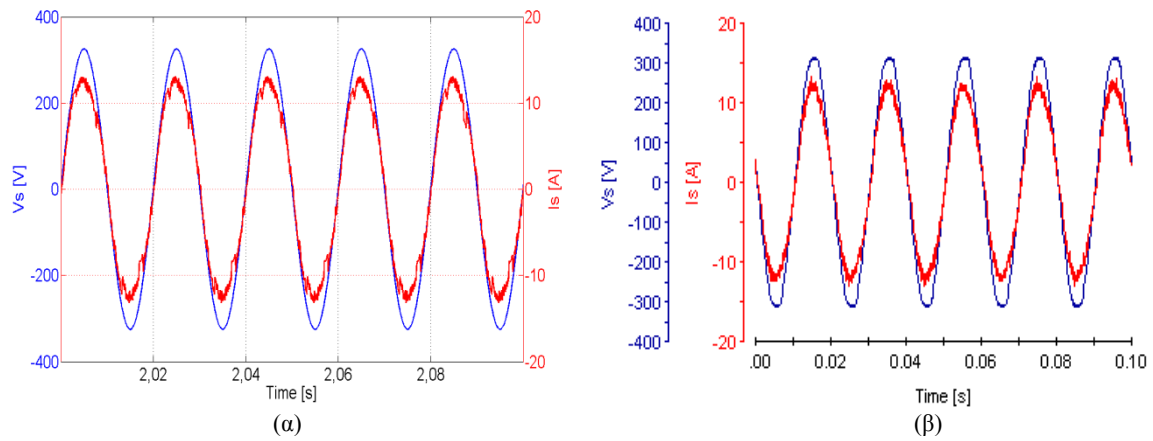
Κατά την λειτουργία στην μόνιμη κατάσταση, εξετάζονται τέσσερις υποπεριπτώσεις

- Λειτουργία υπό όμοιες τάσεις και όμοια φορτία
- Λειτουργία υπό όμοιες τάσεις και διαφορετικά φορτία
- Λειτουργία υπό διαφορετικές τάσεις και όμοια φορτία
- Λειτουργία υπό διαφορετικές τάσεις και διαφορετικά φορτία

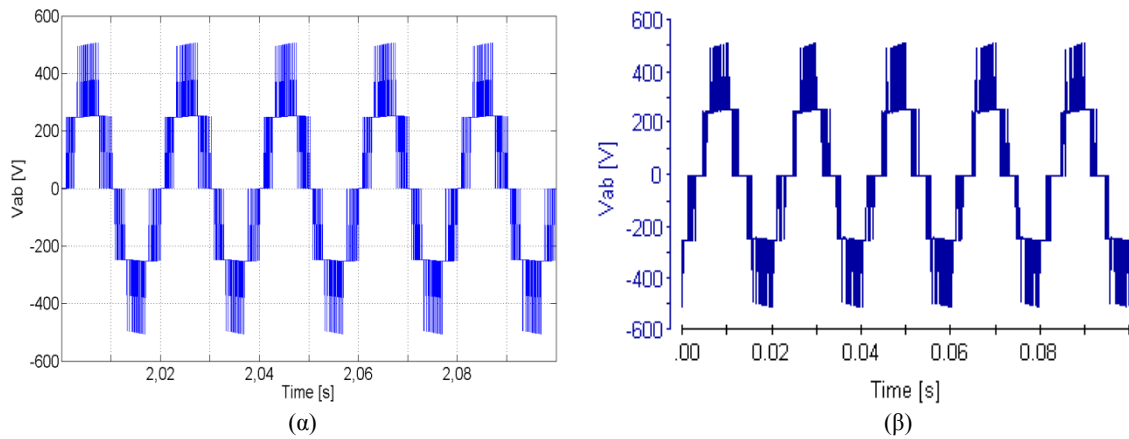
3.13.1 Λειτουργία υπό όμοιες τάσεις και όμοια φορτία

Οι προδιαγραφές που τέθηκαν για την εκτέλεση των προσομοιώσεων και των πειραματικών μετρήσεων από την πρωτότυπη διάταξη για την λειτουργία υπό όμοιες τάσεις και όμοια φορτία, είναι: (i) DC τάση ανά βαθμίδα 250V, (ii) ωμικό φορτίο ανά βαθμίδα ισχύος $P_o=1042W$ ($R_o=60\Omega$). Τα αποτελέσματα προσομοίωσης αντιπαραβάλλονται με τα αντίστοιχα πειραματικά στα σχήματα που ακολουθούν 3.6-3.9.

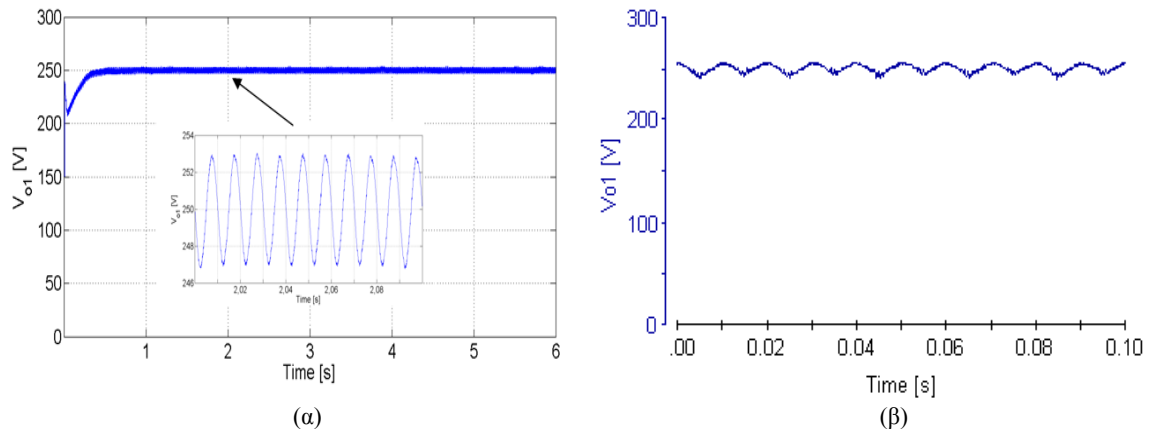
Η απαίτηση για ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου υπό σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, παρουσιάζεται στα σχήματα 3.6α (προσομοίωση) και 3.6β (πειραματικές μετρήσεις). Αξίζει να τονισθεί ότι το ρεύμα εισόδου προέρχεται από άμεση μέτρηση και δεν χρησιμοποιήθηκε επιπλέον φίλτρο ρεύματος. Ο στόχος που τέθηκε στον προτεινόμενο ελεγκτή για παραγωγή πολυεπίπεδης τάσης και συγκεκριμένα τάσης πέντε επιπέδων στην AC πλευρά της ανορθωτικής διάταξης, επιτυγχάνεται τόσο κατά την προσομοίωση (σχήμα 3.7α) αλλά και κατά την πειραματική λειτουργία (σχήμα 3.7 β). Επιπλέον, οι συνεχείς τάσεις ανά βαθμίδα ρυθμίζονται με απόλυτη ακρίβεια (η μέση τιμή τους) στην απαιτούμενη τιμή (σχήματα 3.8α-β-γ-δ). Η απαίτηση της διακύμανσης του ρεύματος εισόδου εντός των περιορισμών που τέθηκαν ικανοποιείται πλήρως, όπως απεικονίζεται στα σχήματα 3.9α και 3.9β. Με τη βοήθεια εργαστηριακού πολυμετρητικού οργάνου καταγράφηκαν οι τιμές των συντελεστών που αφορούν την ποιότητα ισχύος. Τέτοιοι είναι η διακοπτική συχνότητα (f_{sw}), ο συντελεστής ισχύος εισόδου (PF), ο συντελεστής παραμόρφωσης (PF_h), ο συντελεστής μετατόπισης (PF_d) και ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος εισόδου (THD_i) (Πίνακας 3.4). Στο σχήμα 3.10 παρουσιάζεται η ανάλυση φάσματος αρμονικών του ρεύματος εισόδου, μετρούμενο από την πειραματική διάταξη. Διαπιστώνουμε ότι, η διακοπτική συχνότητα επικεντρώνεται στα 1.1kHz, με πλάτος επικρατούσης αρμονικής 7% της θεμελιώδους.



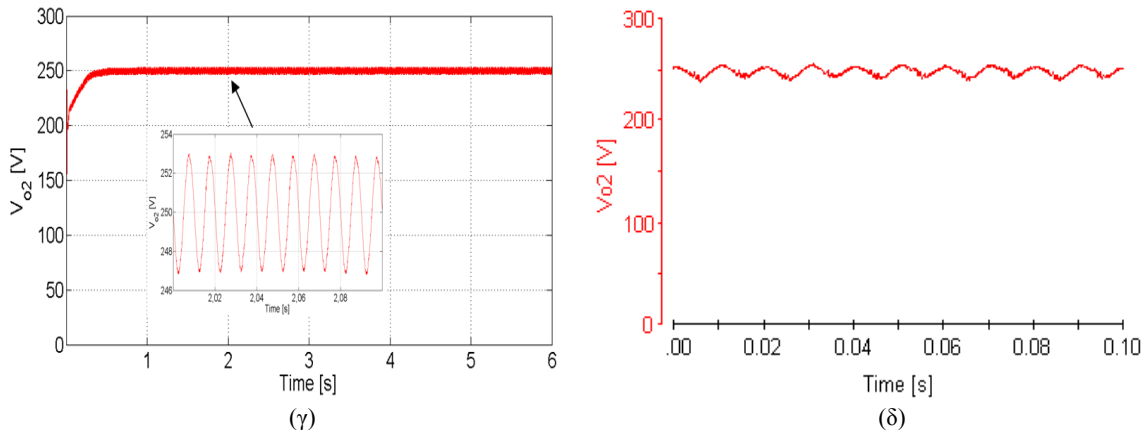
Σχήμα 3.6: Τάση εισόδου και ρεύμα εισόδου ανορθωτικής διάταξης πέντε επιπέδων (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα



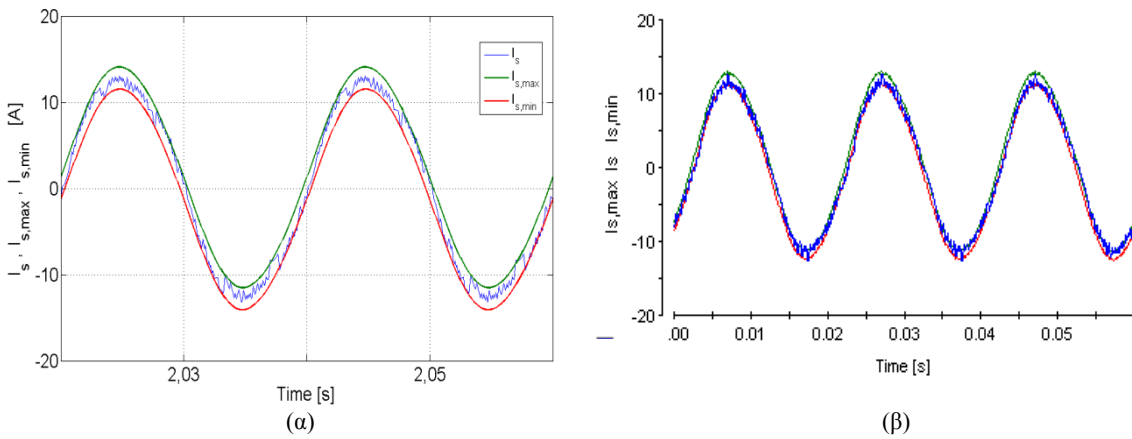
Σχήμα 3.7: Τάση εισόδου ανορθωτικής διάταξης πέντε επιπέδων (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα



πολυεπίπεδο ανορθωτή με αλληλένδετες βαθμίδες



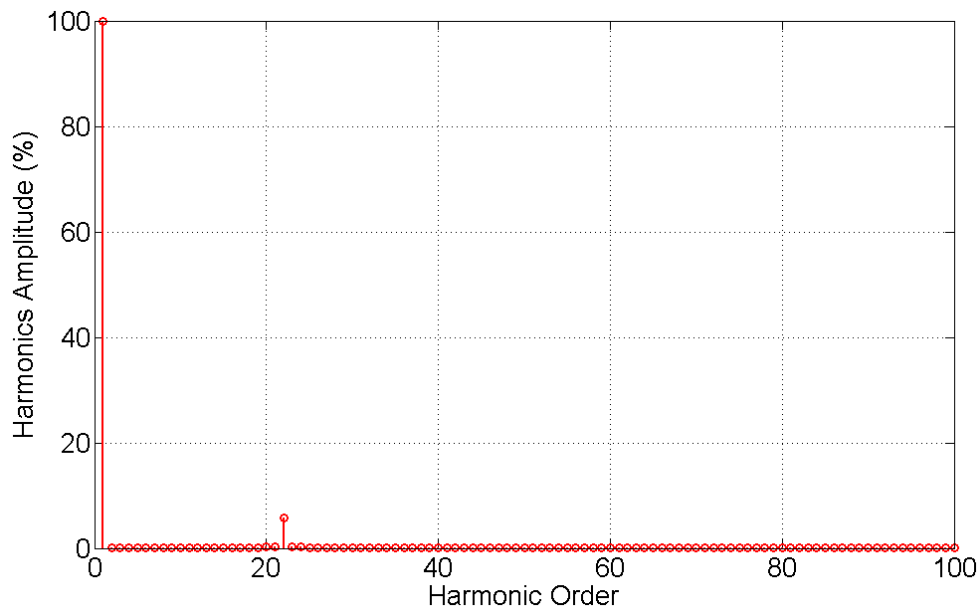
Σχήμα 3.8: DC τάσεις (α) Τάση εξόδου πρώτης βαθμίδας (αποτέλεσμα προσομοίωσης), (β) Τάση εξόδου πρώτης βαθμίδας (πειραματικά αποτελέσματα), (γ) Τάση εξόδου δεύτερης βαθμίδας (αποτέλεσμα προσομοίωσης), (δ) Τάση εξόδου δεύτερης βαθμίδας (πειραματικά αποτελέσματα)



Σχήμα 3.9: Χρονική μεταβολή του ρεύματος εισόδου εντός των περιορισμών (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

Μέγεθος πειραματικής μέτρησης	Τιμή πειραματικής μέτρησης
Διακοπτική συχνότητα (f_{sw})	~1.1kHz
Συντελεστής ισχύος εισόδου (PF)	0.987
Συντελεστής παραμόρφωσης (PF_h)	0.99976
Συντελεστής μετατόπισης (PF_d)	0.98724
Συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος εισόδου (THD_i)	0.022 or 2.2 %
Πίνακας Π3.6 : Μέτρηση συντελεστών ποιότητας ισχύος (πειραματικά αποτελέσματα)	

Από τις τιμές του πίνακα Π3.6, παρατηρούμε ότι επιτυγχάνεται υψηλός συντελεστής ισχύος εισόδου, καθώς ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης είναι μικρότερος από 3% [39] όπως ορίζουν τα διεθνή πρότυπα.

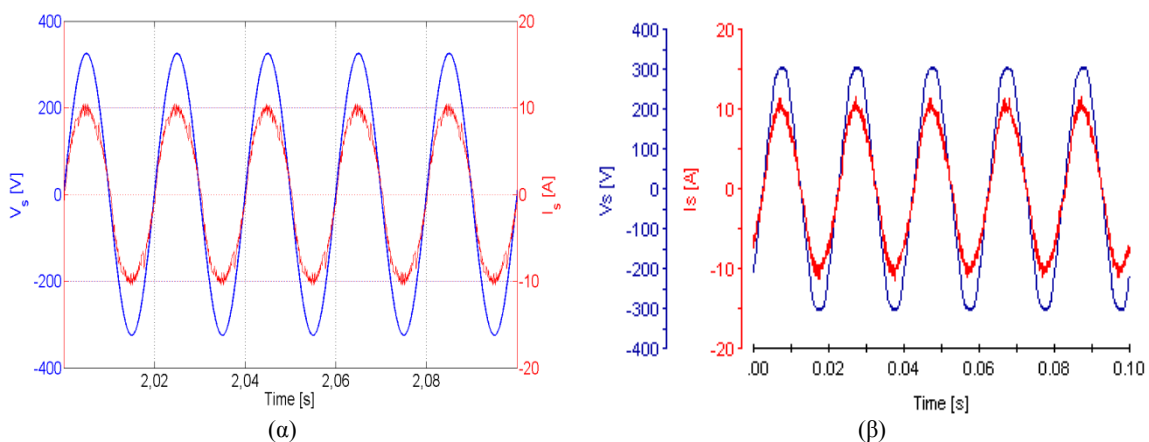


Σχήμα 3.10: Ανάλυση φάσματος του ρεύματος εισόδου (πειραματικό αποτέλεσμα)

3.13.2 Λειτουργία υπό όμοιες τάσεις και διαφορετικά φορτία

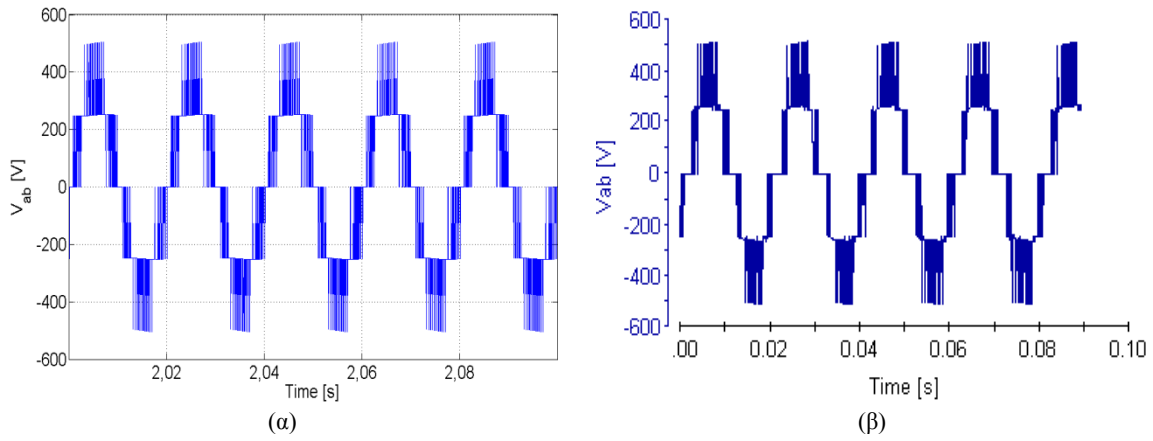
Στην παρούσα παράγραφο εξετάζεται η λειτουργία του ανορθωτή δυο βαθμίδων υπό όμοιες τάσεις και διαφορετικά φορτία. Για τον σκοπό αυτό η επιθυμητή τιμή της συνεχούς τάσης ανά βαθμίδα τίθεται στα 250V, ενώ το φορτίο της πρώτης βαθμίδας ρυθμίζεται στα $P_{o,1}=1042\text{W}$ ($R_{o,1}=600\Omega$) και της δεύτερης στα $P_{o,2}=625\text{W}$ ($R_{o,2}=100\Omega$).

Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση αλλά και από την πειραματική λειτουργία (σχήματα 3.11 έως 3.15) αποδεικνύουν ότι ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής εξασφαλίζει ευσταθή λειτουργία του συστήματος (σχήμα 3.13, 3.14), λειτουργική αποσύζευξη (σχήμα 3.15) καθώς και ικανοποίηση όλων των προδιαγραφών που έχουν τεθεί όπως σχεδόν μοναδιαίος συντελεστής ισχύος (σχήμα 3.11), AC τάση ανορθωτή πέντε επιπέδων (σχήμα 3.12) κλπ.

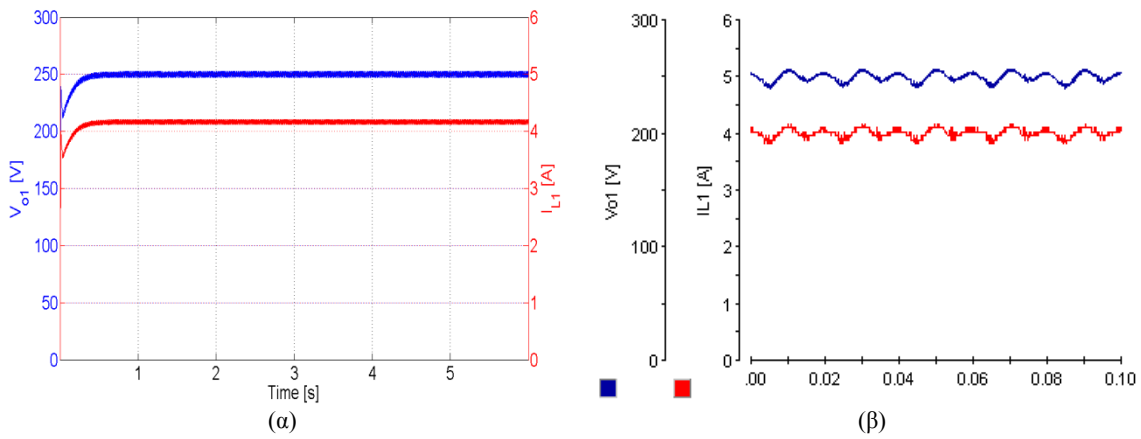


Σχήμα 3.11: Τάση εισόδου και ρεύμα εισόδου ανορθωτικής διάταξης πέντε επιπέδων (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

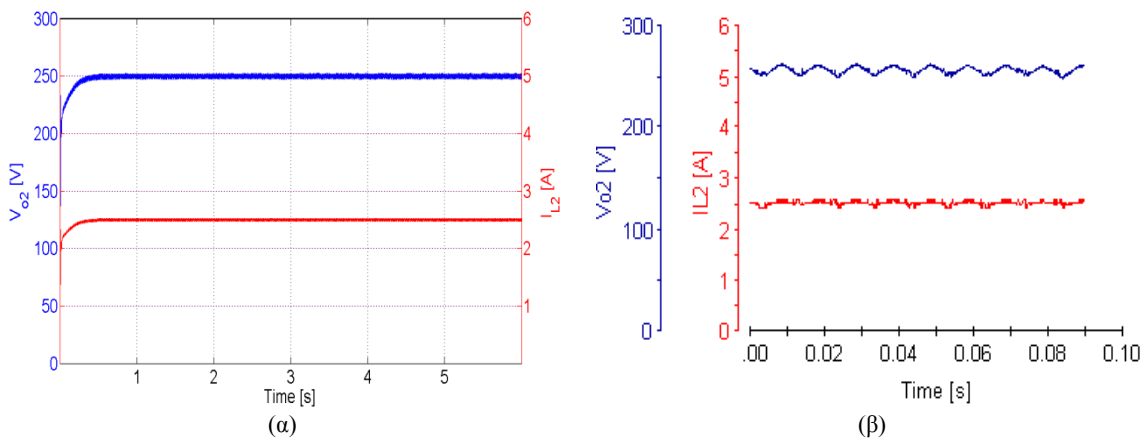
πολυεπίπεδο ανορθωτή με αλληλένδετες βαθμίδες



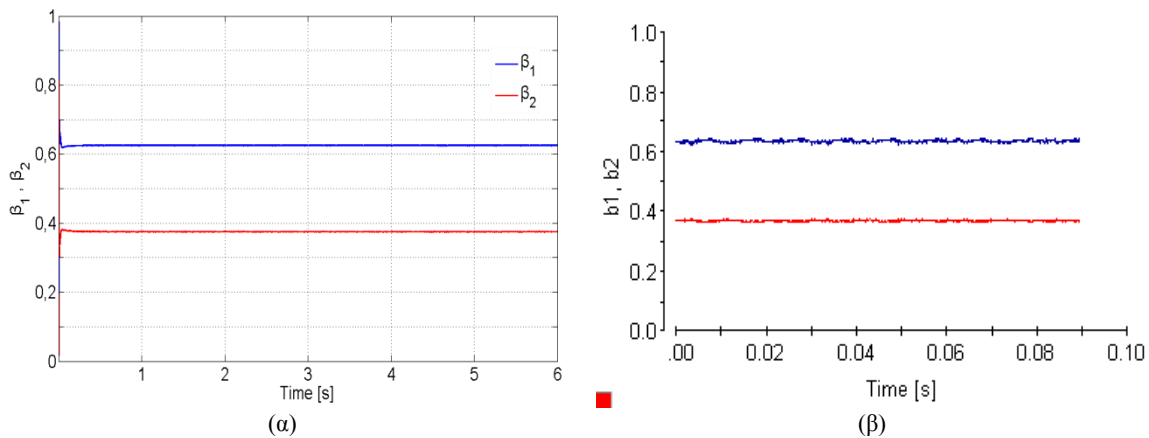
Σχήμα 3.12: Τάση εισόδου ανορθωτικής διάταξης πέντε επιπέδων (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα



Σχήμα 3.13: Τάση εξόδου και εκτιμώμενο ρεύμα φορτίου πρώτης βαθμίδας (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα



Σχήμα 3.14: Τάση εξόδου και εκτιμώμενο ρεύμα φορτίου δεύτερης βαθμίδας (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

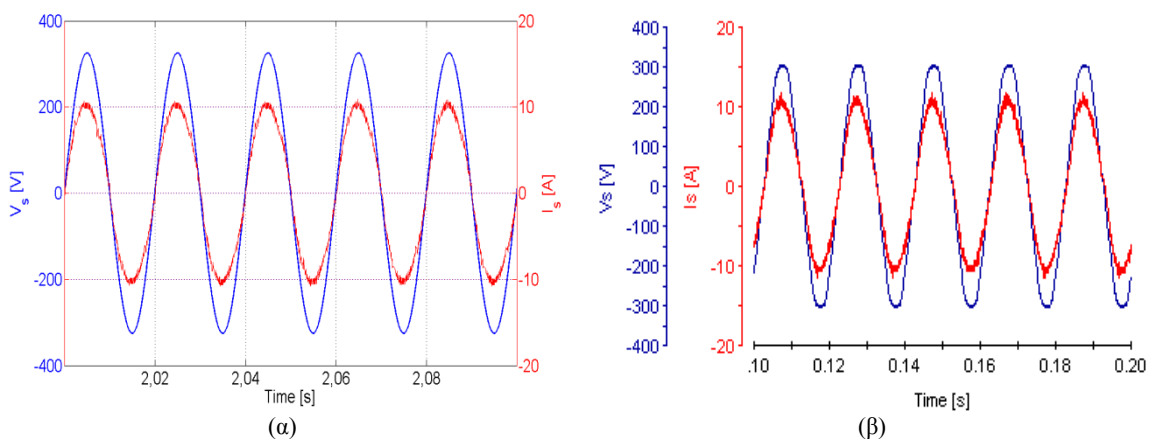


Σχήμα 3.15: Συντελεστές κατανομής ισχύος ανά βαθμίδα, β_1 : πρώτη βαθμίδα, β_2 : δεύτερη βαθμίδα (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

3.13.3 Λειτουργία υπό διαφορετικές τάσεις και όμοια φορτία

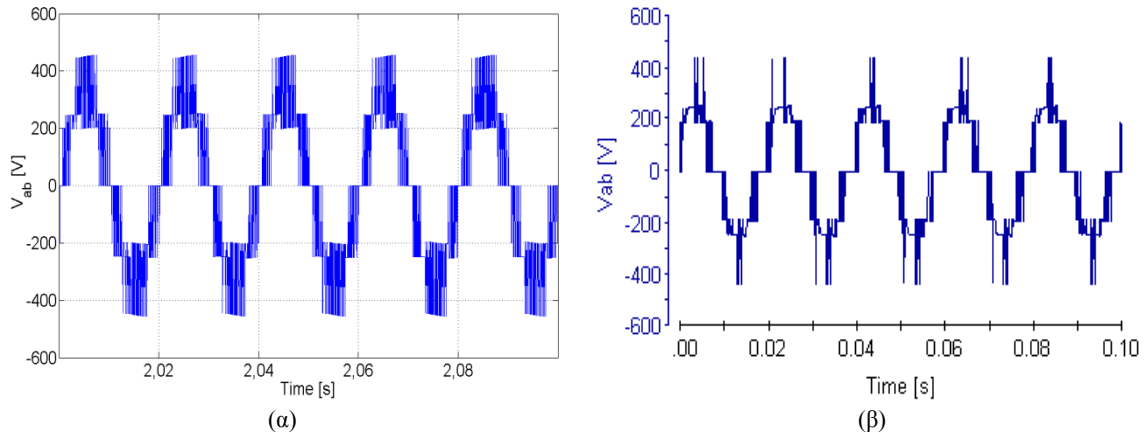
Μια επόμενη πιθανή λειτουργική κατάσταση του ανορθωτή των δυο βαθμίδων είναι η λειτουργία της κάθε βαθμίδας σε διαφορετική τάση, ενώ τα φορτία παραμένουν όμοια. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αλλά και των πειραματικών μετρήσεων αποδεικνύουν την ικανότητα του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις που τίθενται. Συγκεκριμένα το σχήμα 3.16 παρουσιάζει την απαίτηση για λειτουργία υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου, ενώ το σχήμα 3.17 απεικονίζει την πολυεπίπεδη τάση, όπως αυτή διαμορφώνεται. Αξίζει να σημειωθεί ότι η πολυεπίπεδη τάση παύει πλέον να έχει πέντε διακριτά επίπεδα αλλά επτά, σύμφωνα με την θεωρητική ανάλυση που παρουσιάστηκε στον πίνακα Π3.2. Επιπλέον, οι συνεχείς τάσεις προσεγγίζουν με μεγάλη ακρίβεια (η μέση τιμή τους) τις επιθυμητές τιμές τροφοδοτώντας τα αντίστοιχα φορτία ανά βαθμίδα (σχήμα 3.18, 3.19). Η αποσύζευξη που επιτυγχάνεται αποδεικνύεται μέσω των συντελεστών κατανομής της ισχύος, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 3.20.

Τόσο στην διαδικασία της θεωρητικής επιβεβαίωσης (προσομοίωση) όσο και κατά τις πειραματικές μετρήσεις οι τάσεις των βαθμίδων ρυθμίστηκαν, για την μεν πρώτη βαθμίδα στα 250V ενώ για την δεύτερη στα 200V, αποδίδοντας ισχύεις 1042W ($R_{o,1}=60\Omega$) και 667W ($R_{o,2}=60\Omega$) αντίστοιχα.

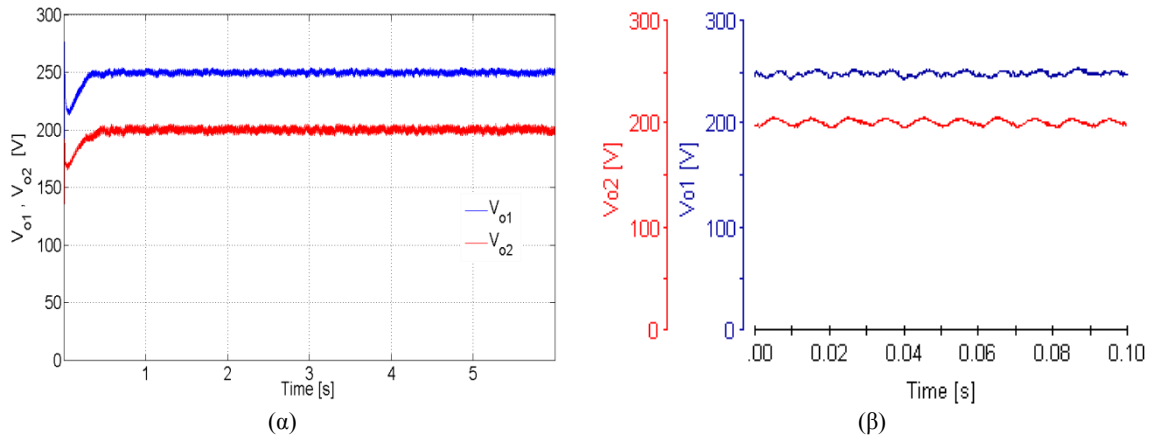


Τάση εισόδου και ρεύμα εισόδου υπό διαφορετικές τάσεις και όμοια φορτία (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

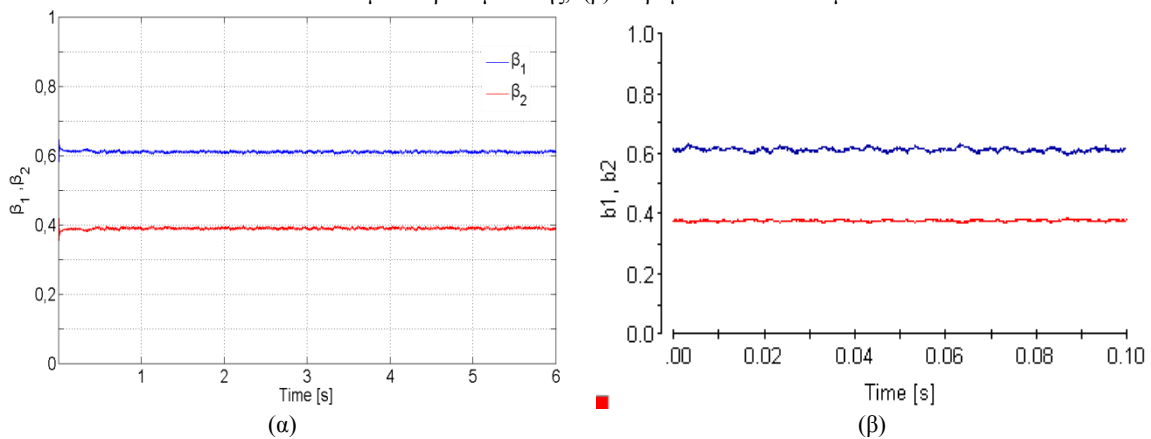
πολυεπίπεδο ανορθωτή με αλληλένδετες βαθμίδες



Σχήμα 3.17: Τάση εισόδου ανορθωτικής διάταξης υπό διαφορετικές τάσεις και όμοια φορτία (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα



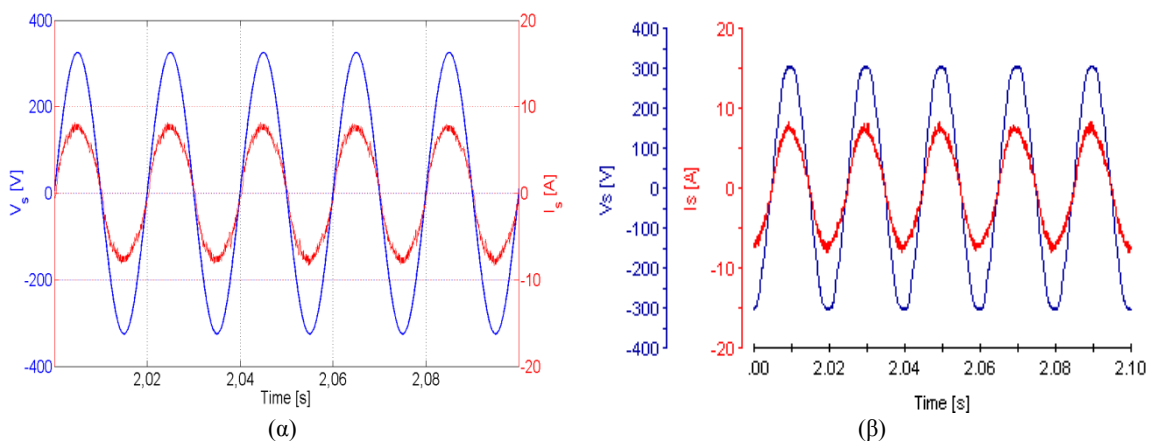
Σχήμα 3.18: Συνεχείς τάσεις εξόδου πρώτης και δεύτερης βαθμίδας υπό διαφορετικές τάσεις και όμοια φορτία (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα



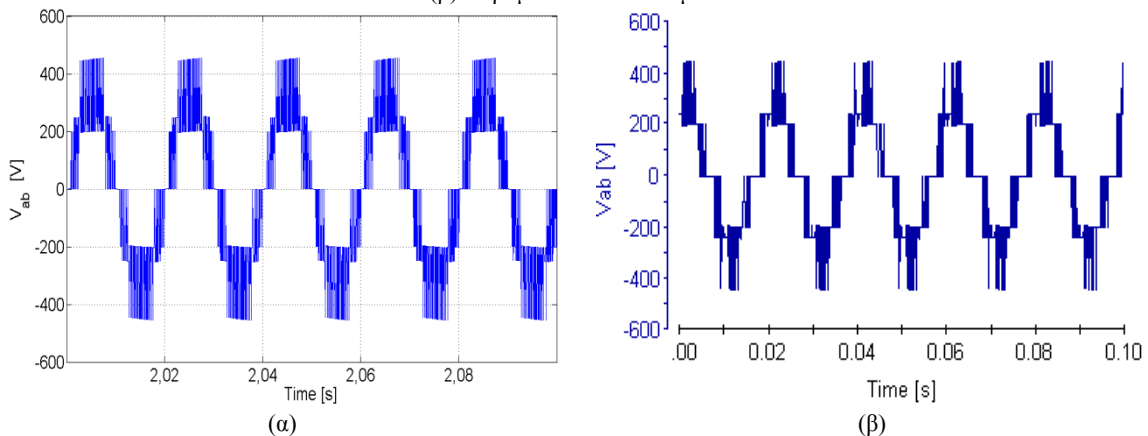
Σχήμα 3.19: Συντελεστές κατανομής ισχύος υπό διαφορετικές τάσεις και όμοια φορτία, β_1 : πρώτη βαθμίδα, β_2 : δεύτερη βαθμίδα (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

3.13.4 Λειτουργία υπό διαφορετικές τάσεις και διαφορετικά φορτία

Η λειτουργία της ανορθωτικής διάταξης υπό διαφορετικές τάσεις και διαφορετικά φορτία είναι το αντικείμενο μελέτης της παρούσας παραγράφου. Συγκεκριμένα, οι συνεχείς τάσεις επιλέχθηκαν στα 200V και στα 250V για την πρώτη και την δεύτερη βαθμίδα αντίστοιχα. Επιπλέον τα φορτία ρυθμίστηκαν σε ισχείς 667W ($R_{o,1}=60\Omega$) για την πρώτη βαθμίδα και 625W ($R_{o,2}=100\Omega$) για την δεύτερη. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν τόσο από την προσομοίωση όσο και από τις πειραματικές μετρήσεις, αποδεικνύουν ότι ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής εξασφαλίζει τη λειτουργία της διάταξης υπό σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου (σχήμα 3.20), καθώς επίσης επιτυγχάνει να σχηματίζει πολυεπίπεδη τάση (σχήμα 3.21) στην είσοδο του συστήματος. Επιπροσθέτως, οι παραγόμενες συνεχείς τάσεις (σχήμα 3.22), αποδεικνύουν ευσταθή λειτουργία του συστήματος στις επιθυμητές τιμές με διαφορετικά φορτία, γεγονός που εξασφαλίζεται μέσω της επιτυχούς αποσύζευξης των βαθμίδων (σχήμα 3.23).

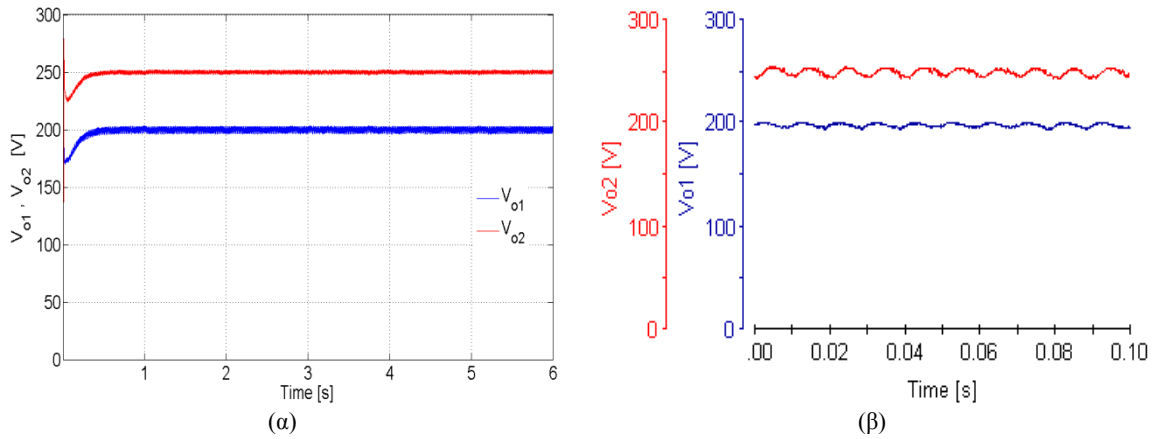


Σχήμα 3.20: Τάση εισόδου και ρεύμα εισόδου υπό διαφορετικές τάσεις και φορτία (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

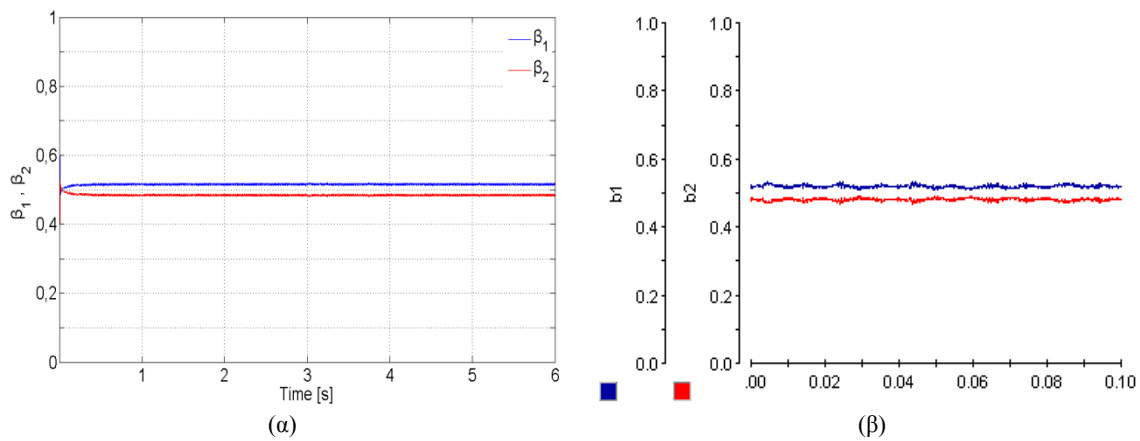


Σχήμα 3.21: Τάση εισόδου ανορθωτικής διάταξης υπό διαφορετικές τάσεις και φορτία (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

πολυεπίπεδο ανορθωτή με αλληλένδετες βαθμίδες



Σχήμα 3.22: Συνεχείς τάσεις εξόδου πρώτης και δεύτερης βαθμίδας υπό διαφορετικές τάσεις και φορτία (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα



Σχήμα 3.23: Συντελεστές κατανομής ισχύος υπό διαφορετικές τάσεις και φορτία, β_1 : πρώτη βαθμίδα, β_2 : δεύτερη βαθμίδα (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

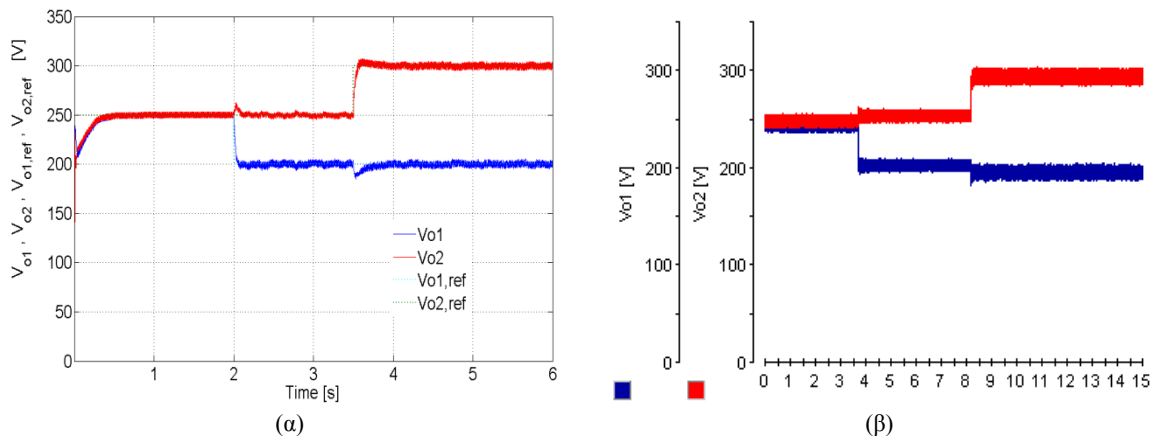
3.14 Δυναμικές μεταβατικές λειτουργίες του συστήματος

Οι λειτουργικές καταστάσεις που εξετάστηκαν στην προηγούμενη παράγραφο 3.13 και τις υποπαραγράφους της, ανέδειξε την ευσταθή λειτουργία του συστήματος υπό τον προτεινόμενο ελεγκτή σε μόνιμη κατάσταση. Η λειτουργία αυτή του συγκεκριμένου συστήματος αποτελεί ιδανική κατάσταση λειτουργίας, μιας και είναι σύνηθες φαινόμενο να απαιτούνται βίαιες μεταβολές βηματικού χαρακτήρα, τόσο στις επιθυμητές τάσεις όσο και στα φορτία της κάθε βαθμίδας. Για τον λόγο αυτό, στις επόμενες παραγράφους διερευνάται η δυναμική συμπεριφορά και η ευρωστία του συστήματος σε πραγματικά φαινόμενα.

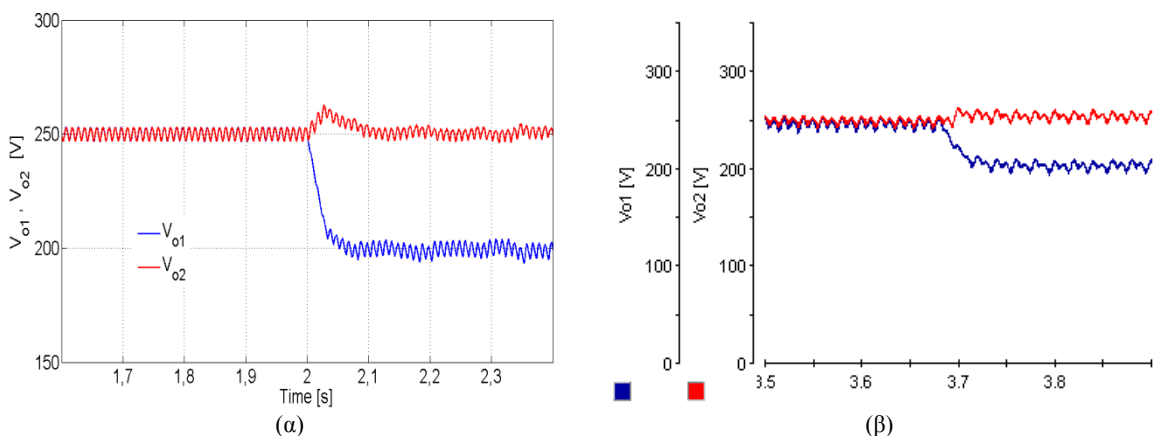
3.14.1 Βηματικές αλλαγές των επιθυμητών τάσεων

Προκειμένου να αναδειχθεί η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος υπό τον προτεινόμενο προβλεπτικό ελεγκτή, το σύστημα υπόκειται σε βηματικές αλλαγές των τάσεων υπό σταθερά και όμοια φορτία. Αρχικά το σύστημα λειτουργεί στην μόνιμη κατάσταση με τάσεις

$V_{o1}=250$ V και $V_{o2}=250$ V και φορτία $R_{o,1}=60\Omega$ και $R_{o,2}=60\Omega$ για την πρώτη και δεύτερη βαθμίδα αντίστοιχα. Ακολούθως πραγματοποιείται βηματική αλλαγή στις επιθυμητές τιμές των τάσεων (σχήμα 3.24), που για την μεν πρώτη βαθμίδα είναι 200V ($t=2$ s) και για την δεύτερη 300V ($t=3.5$ s). Όπως παρατηρούμε από τα σχήματα 3.25 και 3.26 ο προβλεπτικός ελεγκτής προσαρμόζει την DC τάση της πρώτης βαθμίδας μέσα σε χρονικό διάστημα 80ms (σχήμα 3.25) ενώ για την δεύτερη βαθμίδα η χρονική διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου εκτιμάται στα 200ms (σχήμα 3.26). Αξιοσημείωτο είναι επίσης το γεγονός ότι παρά την αγωγή σύζευξη των βαθμίδων, το σύστημα παρουσιάζει μικρού χρονικού εύρους ασταθή λειτουργία, γεγονός που δικαιολογείται από την φύση του συστήματος ως μη ελαχίστου φάσης [31]. Η διατήρηση του συστήματος υπό σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος ακόμη και μετά τις βηματικές αλλαγές των τάσεων παρουσιάζεται στο σχήμα 3.27. Επιπροσθέτως, η θεωρητική προσέγγιση της ενεργειακής εικονικής αποσύζευξης πραγματοποιείται και αναδεικνύεται μέσω του σχήματος 3.28, όπου οι συντελεστές κατανομής ισχύος αναπροσαρμόζουν τις τιμές τους στη νέα λειτουργική κατάσταση.

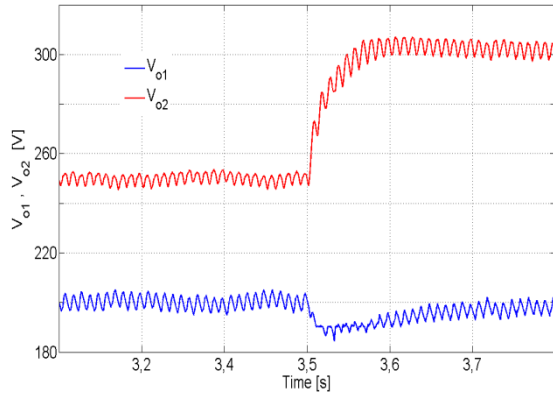


Σχήμα 3.24: Βηματική μεταβολή των DC τάσεων (α) Αποτέλεσμα προσομοίωσης και (β) πειραματικά αποτελέσματα.

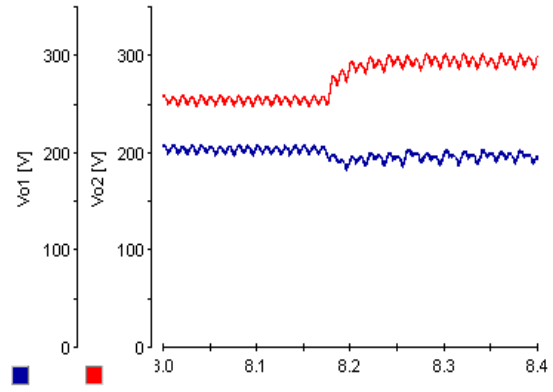


Σχήμα 3.25: Μεγέθυνση της βηματικής μεταβολής της τάσης στην πρώτη βαθμίδα : (α) Αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) Πειραματική μέτρηση.

πολυεπίπεδο ανορθωτή με αλληλένδετες βαθμίδες

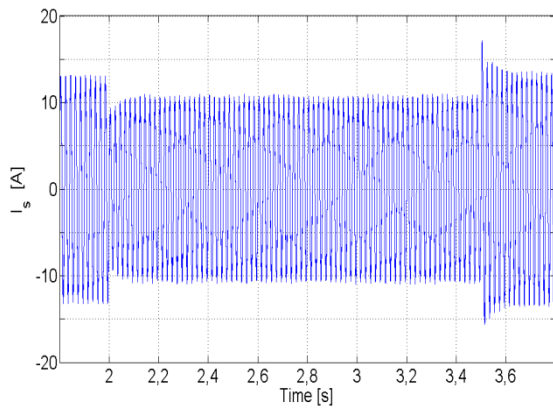


(α)

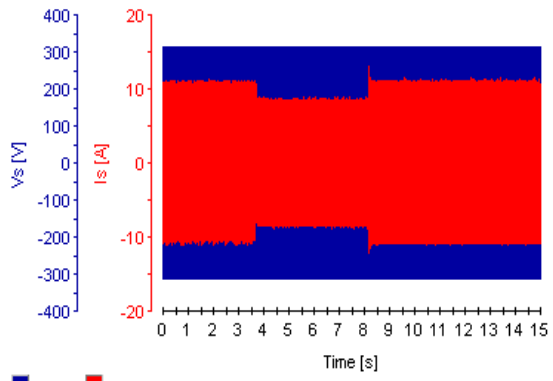


(β)

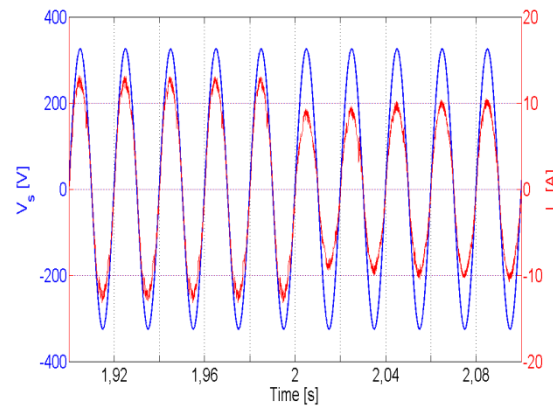
Σχήμα 3.26: Μεγέθυνση της βηματικής μεταβολής της τάσης στην δεύτερη βαθμίδα : (α) Αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) Πειραματική μέτρηση.



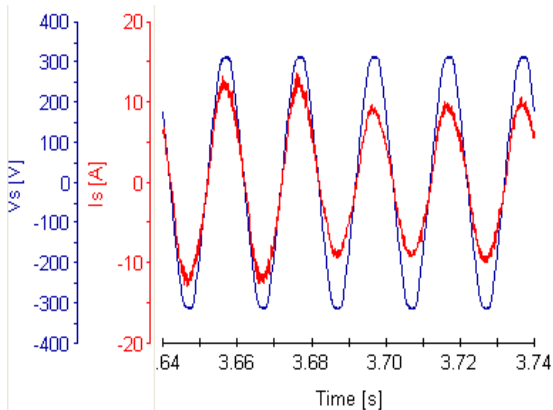
(α)



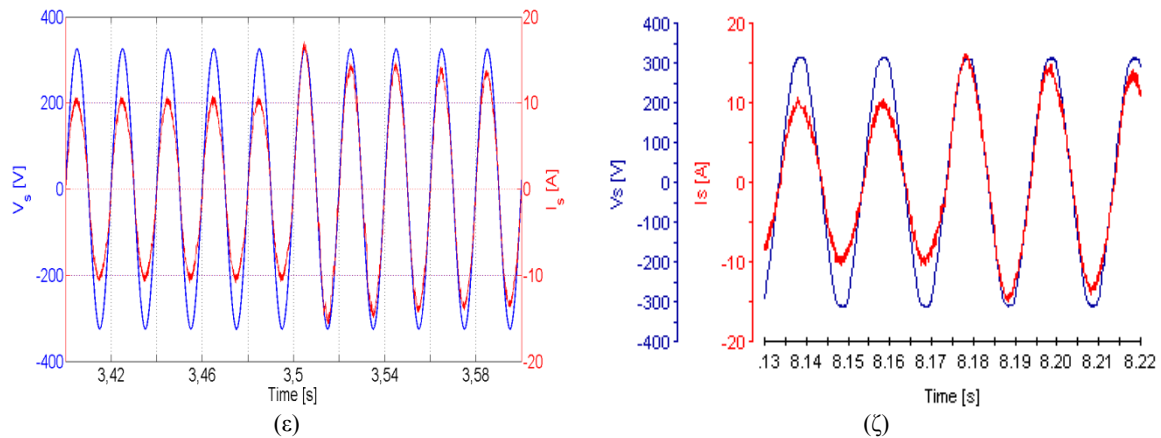
(β)



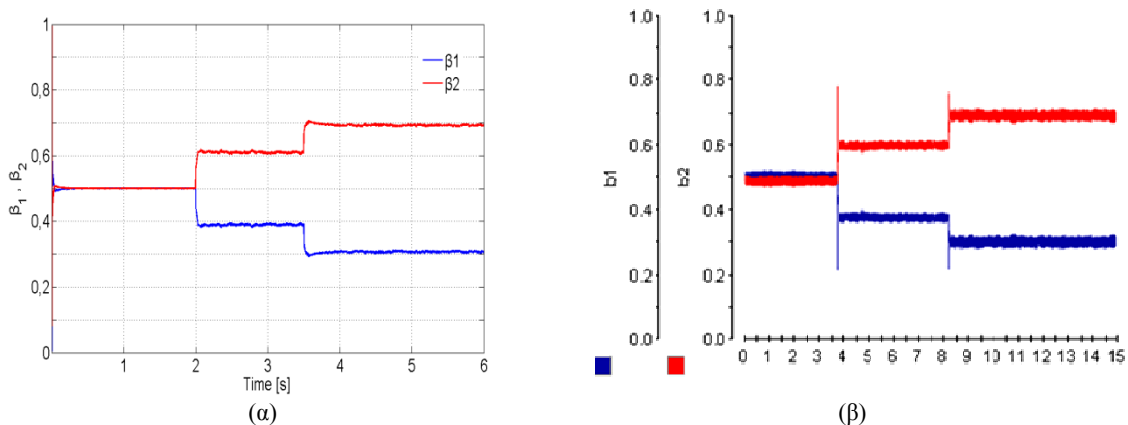
(γ)



(δ)



Σχήμα 3.27: Απόκριση του ρεύματος εισόδου κατά τις βηματικές μεταβολές των DC τάσεων (α) Ρεύμα εισόδου (προσομοίωση), (β) Ρεύμα εισόδου (πείραμα), (γ) Τάση εισόδου και ρεύμα εισόδου κατά την βηματική μεταβολή της DC τάσης της πρώτης βαθμίδας (προσομοίωση), (δ) Τάση εισόδου και ρεύμα εισόδου κατά την βηματική μεταβολή της DC τάσης της πρώτης βαθμίδας (πείραμα), (ε) Τάση εισόδου και ρεύμα εισόδου κατά την βηματική μεταβολή της DC τάσης της δεύτερης βαθμίδας (προσομοίωση), (ζ) Τάση εισόδου και ρεύμα εισόδου κατά την βηματική μεταβολή της DC τάσης της δεύτερης βαθμίδας (πείραμα).



Σχήμα 3.28: Μεταβολή των συντελεστών κατανομής ισχύος κατά τις βηματικές DC τάσεων των βαθμίδων, β_1 : πρώτη βαθμίδα, β_2 : δεύτερη βαθμίδα (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

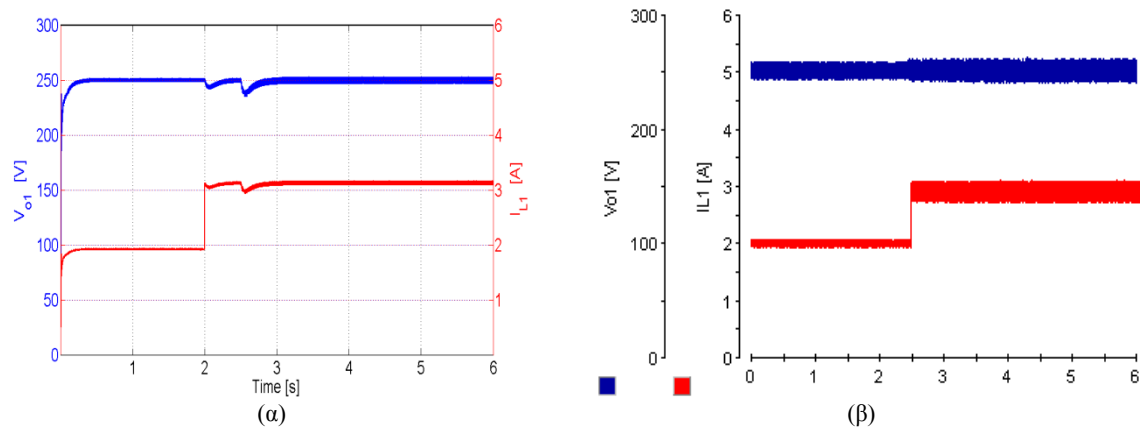
3.14.2 Βηματική αλλαγή του φορτίου

Στο πλαίσιο της εξασφάλισης της δυναμικής συμπεριφοράς του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή, πραγματοποιούνται βηματικές αλλαγές στα φορτία της κάθε βαθμίδας. Αρχικά το φορτίο της πρώτης βαθμίδας ρυθμίζεται στα 480W ($R_{o1}=130\Omega$) ενώ της δεύτερης στα 416W ($R_{o1}=100\Omega$). Η DC τάση και για τις δύο βαθμίδες ρυθμίζεται στα 250V. Κατόπιν, πραγματοποιείται βηματική αλλαγή στο φορτίο της πρώτης βαθμίδας από 130Ωhm σε 80 Ωhm ($P_{o1}=781W$) κατά την χρονική στιγμή $t=2s$ και εν συνεχεία βηματική αλλαγή στο φορτίο της δεύτερης βαθμίδας από 100Ωhm σε 50Ωhm ($P_{o1}=1250W$) την χρονική στιγμή $t=2.5s$. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν τόσο από την προσομοίωση όσο και από τις πειραματικές μετρήσεις, αναδεικνύουν την ευσταθή λειτουργία που εξασφαλίζει ο

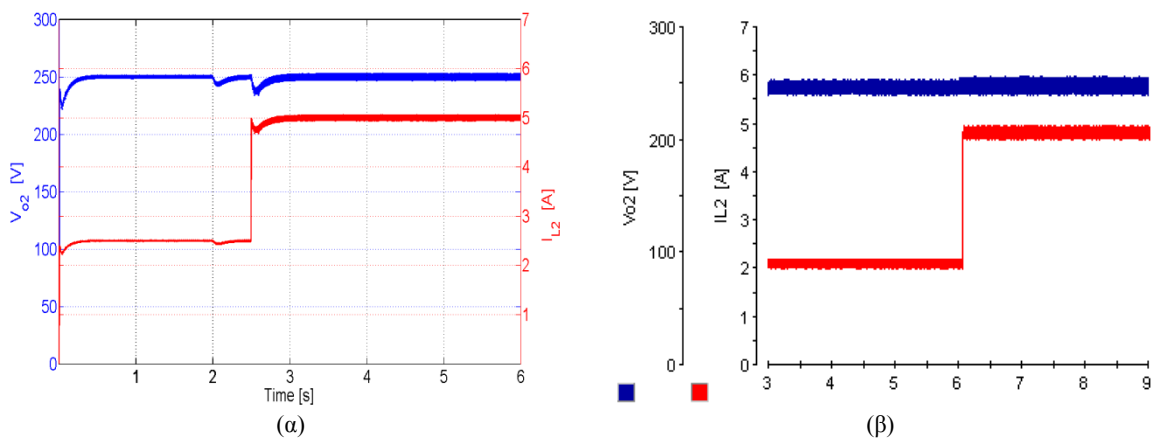
πολυεπίπεδο ανορθωτή με αλληλένδετες βαθμίδες

προβλεπτικός ελεγκτής διατηρώντας τους λειτουργικούς στόχους, όπως ευσταθή λειτουργία, μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου, διατήρηση των DC τάσεων των βαθμίδων σε συγκεκριμένες τιμές, λειτουργική αποσύζευξη των δυο βαθμίδων και πολυεπίπεδη τάση στην είσοδο του συστήματος.

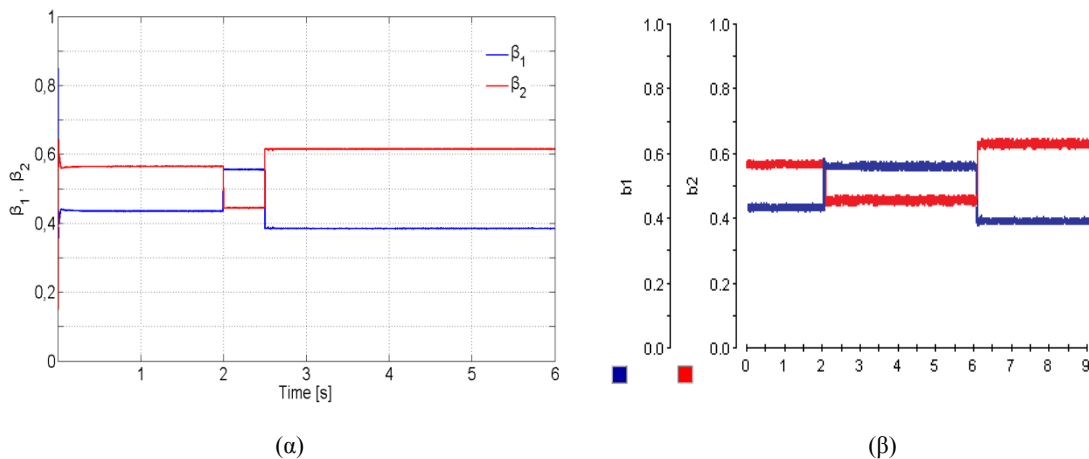
Συγκεκριμένα, όπως παρατηρείται από το σχήμα 3.29, κατά τη βηματική μεταβολή του φορτίου η DC τάση της πρώτης βαθμίδας παρουσιάζει βύθιση 6V χρονικής διάρκειας 400ms, ενώ παρατηρείται επιπλέον βύθιση 12V διάρκειας 500ms τη χρονική στιγμή $t=2.5s$ όπου συμβαίνει η βηματική αλλαγή του φορτίου της δεύτερης βαθμίδας. Το γεγονός αυτό δικαιολογείται λόγω της αγωγίμης σύνδεσης των δυο βαθμίδων, παρά τη θεωρητική αποσύζευξη. Ομοίως, στην DC τάση της δεύτερης βαθμίδας παρατηρείται βύθιση τάσης 7V διάρκειας 400ms κατά την αλλαγή του φορτίου της πρώτης βαθμίδας και στην συνέχεια βύθιση 13V διάρκειας 400ms κατά την αλλαγή του φορτίου της (σχήμα 3.30). Οι βηματικές αλλαγές των φορτίων επιφέρουν αλλαγές στις τιμές των συντελεστών κατανομής της ισχύος ανά βαθμίδα, φαινόμενο που καταγράφεται στο σχήμα 3.31. Η διατήρηση του μοναδιαίου συντελεστή ισχύος εισόδου και κατά τις αλλαγές των φορτίων διατηρείται όπως απεικονίζεται στο σχήμα 3.32. Το ρεύμα εισόδου παραμένει ημιτονοειδές, σε φάση με την τάση εισόδου, αυξάνοντας το πλάτος του όπως αναμένεται.



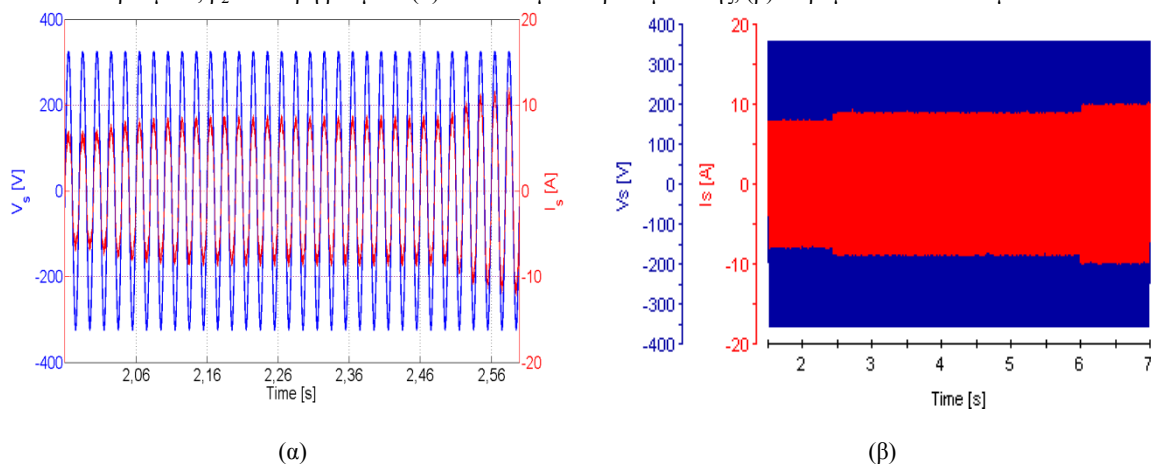
Σχήμα 3.29: Απόκριση της DC τάσης και του ρεύματος φορτίου της πρώτης βαθμίδας σε βηματική αλλαγή του φορτίου από 480W ($R_{o1}=130\Omega$) σε 781W ($R_{o1}=80\Omega$) κατά την χρονική στιγμή $t=2s$: (α) Αποτέλεσμα προσομοίωσης και (β) πειραματικά αποτελέσματα.



Σχήμα 3.30: Απόκριση της DC τάσης και του ρεύματος φορτίου της δεύτερης βαθμίδας σε βηματική αλλαγή του φορτίου από 625W ($R_{o2}=100\Omega$) σε 1250W ($R_{o2}=50\Omega$) την χρονική στιγμή $t=2.5s$: (α) Αποτέλεσμα προσομοίωσης και (β) πειραματικά αποτελέσματα.



Σχήμα 3.31: Μεταβολή των συντελεστών κατανομής ισχύος κατά τις βηματικές αλλαγές των φορτίων, β_1 : πρώτη βαθμίδα, β_2 : δεύτερη βαθμίδα (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα



Σχήμα 3.32: Χρονική μεταβολή του ρεύματος και της τάσης εισόδου κατά τις βηματικές αλλαγές των φορτίων: (α) Αποτέλεσμα προσομοίωσης και (β) πειραματικά αποτελέσματα.

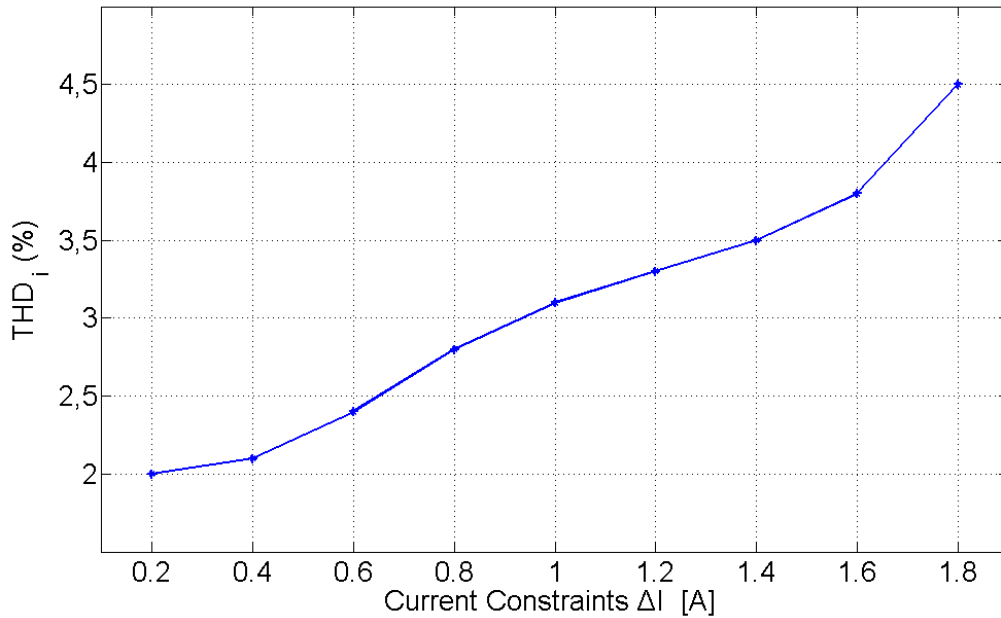
3.15 Διερεύνηση των παραμέτρων του συστήματος

Στην παρούσα παράγραφο διερευνάται η πειραματική μεταβολή των τιμών των συντελεστών της ποιότητας της ισχύος (THD_i , PF , D_h , D_d) του συστήματος υπό τον προτεινόμενο προβλεπτικό ελεγκτή συναρτήσει της εσκεμμένης μεταβολής της περιοχής διακύμανσης του σφάλματος του ρεύματος εισόδου και της απόκλισης μεταξύ του μαθηματικού μοντέλου και του πραγματικού συστήματος. Όσον αφορά το δεύτερο, πραγματοποιείται μεγάλης κλίμακας απόκλιση στην τιμή της αυτεπαγωγής L_s μεταξύ μαθηματικού μοντέλου (και επομένως και του προβλεπτικού ελεγκτή) και πραγματικού συστήματος. Τα αποτελέσματα καταγράφονται στα σχήματα που ακολουθούν.

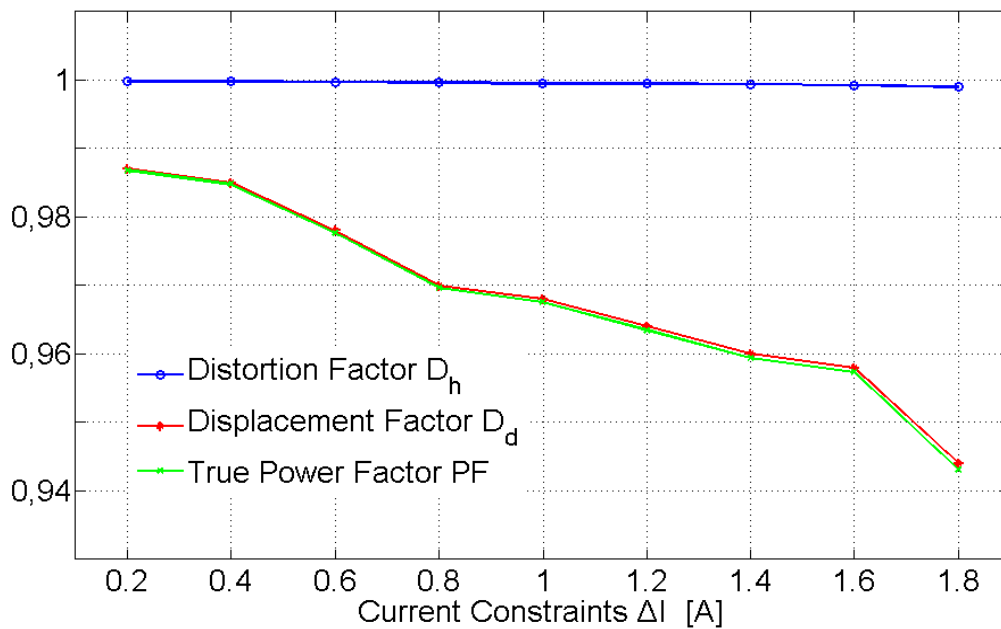
Συγκεκριμένα, η αύξηση των ορίων μεταβολής στο σφάλμα του ρεύματος εισόδου, έχει ως αποτέλεσμα την μείωση της διακοπτικής συχνότητας και άρα την αύξηση του συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος εισόδου (σχήμα 3.33). Επιπλέον, όπως παρατηρούμε από το σχήμα 3.34, οι συντελεστές που σχετίζονται με την ποιότητα της ηλεκτρικής ισχύος όπως ο συντελεστής παραμόρφωσης D_h , ο συντελεστής μετατόπισης D_d

πολυεπίπεδο ανορθωτή με αλληλένδετες βαθμίδες

και κατά συνέπεια ο πραγματικός συντελεστής ισχύος εισόδου PF, υφίστανται ταυτόχρονη μείωση με την αύξηση των ορίων διακύμανσης του σφάλματος του ρεύματος εισόδου.

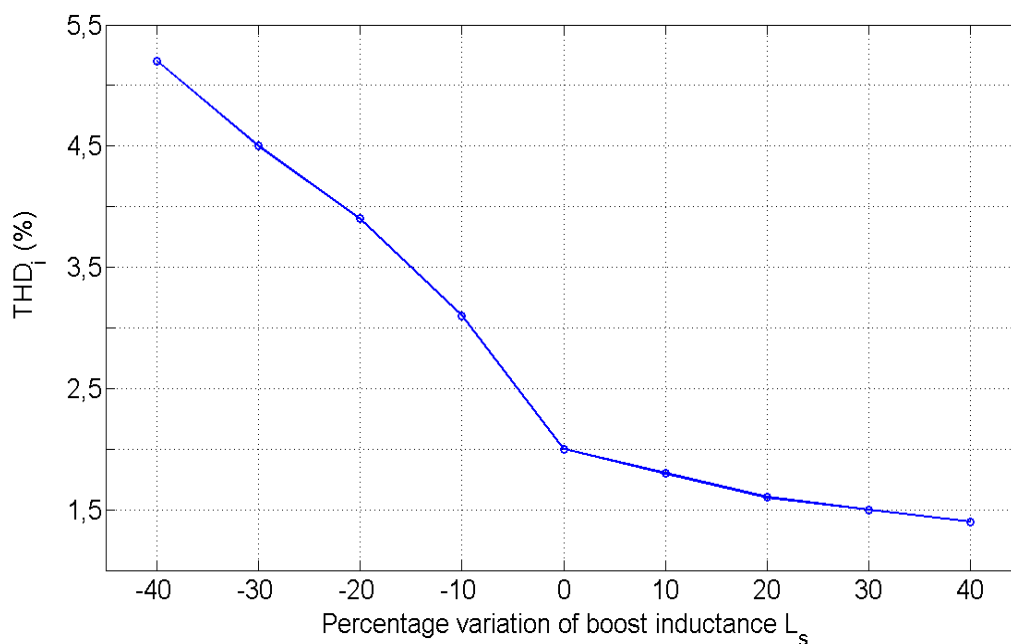


Σχήμα 3.33: Μεταβολή του συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος εισόδου συναρτήσει της μεταβολής του εύρους των περιορισμών του ίδιου μεγέθους (αποτέλεσμα πειράματος)

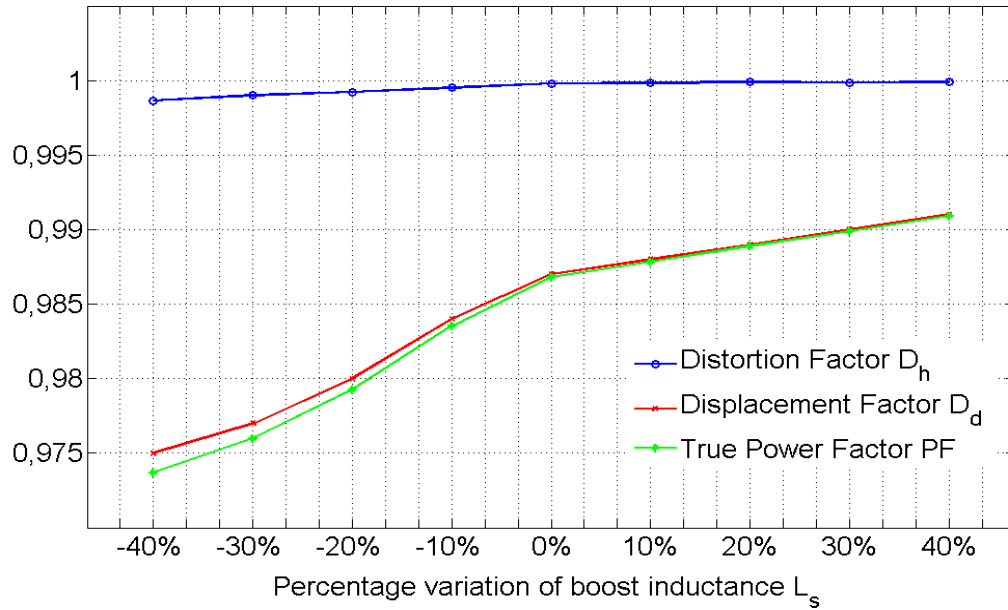


Σχήμα 3.34: Μεταβολή των συντελεστών παραμόρφωσης (D_h), μετατόπισης (D_d) και ολικού συντελεστή ισχύος εισόδου συναρτήσει της μεταβολής του εύρους των περιορισμών του ρεύματος εισόδου (αποτέλεσμα πειράματος)

Προκείμενου να διερευνηθεί η λειτουργία του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή σε πιθανή απόκλιση του μαθηματικού μοντέλου και του πραγματικού συστήματος, πραγματοποιείται μεγάλη κλίμακας διαταραχή ($\pm 40\%$ της ονομαστικής τιμής) στο μαθηματικό μοντέλο του συστήματος και επομένως και στον προτεινόμενο προβλεπτικό ελεγκτή. Και από δυο σχήματα 3.35 και 3.36 παρατηρούμε μια «κακής ποιότητας ισχύος» συμπεριφορά του συστήματος, κάτι που άλλωστε αναμενόταν μιας και η αυτεπαγωγή εισόδου σε συνδυασμό με την εσωτερική της αντίσταση, αποτελεί βαθυπερατό φίλτρο για το ρεύμα εισόδου. Έτσι, μικρής τιμής αυτεπαγωγή εισόδου δηλώνει έμμεσα και κακής ποιότητας ρεύμα εισόδου (σχήμα 3.35). Από την άλλη πλευρά, μείζονος σημασίας είναι τα συμπεράσματα που εξάγονται από το σχήμα 3.36. Συγκεκριμένα, η μεγάλης κλίμακας απόκλιση που προκαλείται, δεν μεταβάλλει την συμπεριφορά του συστήματος, γεγονός που δηλώνεται κυρίως από τον συντελεστή μετατόπισης και κατ' επέκταση από τον πραγματικό συντελεστή ισχύος εισόδου. Αυτό ερμηνεύεται, από το γεγονός ότι το υπό μελέτη μη γραμμικό σύστημα αναλύεται σε επιμέρους γραμμικά συστήματα, τα οποία σε συνδυασμό με την διατύπωση των περιορισμών (φραγμένες εξόδους) αλλά και των μεταβλητών ελέγχου (φραγμένες εισόδους) δημιουργούν τις απαραίτητες συνθήκες της ευστάθειας φραγμένης εισόδου – φραγμένης εξόδου. Ως εκ τούτου το κάθε επιμέρους σύστημα – ελεγκτής παρουσιάζει ευσταθή λειτουργία.



Σχήμα 3.35: Μεταβολή του συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος εισόδου συναρτήσει της μεταβολής του εύρους των περιορισμών του ίδιου μεγέθους (αποτέλεσμα πειράματος)



Σχήμα 3.36: Μεταβολή των συντελεστών ποιότητας ισχύος εισόδου συναρτήσει του εύρους διακύμανσης της τιμής της αυτεπαγωγής εισόδου (αποτέλεσμα πειράματος)

3.16 Συμπεράσματα και μελλοντικές προτάσεις

Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύθηκε θεωρητικά και σχεδιάστηκε κατάλληλος προβλεπτικός ελεγκτής για την τοπολογία του μονοφασικού πολυεπίπεδου ανορθωτή των αλληλένδετων βαθμίδων. Η σχεδίαση του βασίζεται στο μη γραμμικό διακριτό μαθηματικό μοντέλο του συστήματος, χωρίς να απαιτείται η παραπομπή σε γραμμικοποιημένα μοντέλα ασθενούς σήματος. Ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής, πλαισιώθηκε από τον εύρωστο ελεγκτή της υστέρησης ρεύματος, μέσω κατάλληλα σχεδιασμένων περιορισμών για το ρεύμα εισόδου και τις συνεχείς τάσεις ανά βαθμίδα. Από τα αποτελέσματα προσομοίωσης καθώς και από την πειραματική επιβεβαίωση, αναδείχθηκαν τα πλεονεκτήματα του προτεινόμενου ελέγχου τόσο κατά την λειτουργία υπό ονομαστικές συνθήκες όσο και κατά τα δυναμικά φαινόμενα. Επιπλέον διερευνήθηκαν πειραματικά οι μεταβολές που υφίστανται οι συντελεστές που σχετίζονται με την ποιότητα της ηλεκτρικής ισχύος, καθώς επίσης και η περίπτωση όπου ο ελεγκτής και το πραγματικό σύστημα διαφέρουν. Η μικρή απαίτηση σε υπολογιστικό κόστος αλλά και η πειραματική υλοποίηση σε μικροεπεξεργαστές χαμηλού κόστους συντελούν στην άποψη της εναλλακτικής πρότασης ελέγχου των συγκεκριμένων διατάξεων.

Μελλοντικές Προτάσεις

- **Διαχείριση σφαλμάτων (Fault detection, Fault tolerance):** Η προσθήκη στον προτεινόμενο προβλεπτικό ελεγκτή κατάλληλων περιορισμών που θα διαχειρίζονται την εμφάνιση σφαλμάτων ανά βαθμίδα έτσι ώστε να αποτρέπεται η κατάρρευση του συνολικού συστήματος, είναι αίτημα που προέρχεται από τις υπάρχουσες βιομηχανικές εφαρμογές.
- **Διερεύνηση της συγκεκριμένης τοπολογίας υπό τριφασική μορφή:** Η επέκταση του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή σε τριφασικά συστήματα για την μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές.
- **Χρήση ως πρώτη βαθμίδα σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης ειδικών ηλεκτρομηχανικών συστημάτων:** Ο κατάλληλος επανασχεδιασμός του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή υπό την τοπολογία των αλληλένδετων για την τροφοδοσία ηλεκτρικών μηχανών μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης.

4

ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΗΜΙΓΕΦΥΡΑΣ

4.1 Εισαγωγή

4.1.1 Διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις ημιγέφυρας

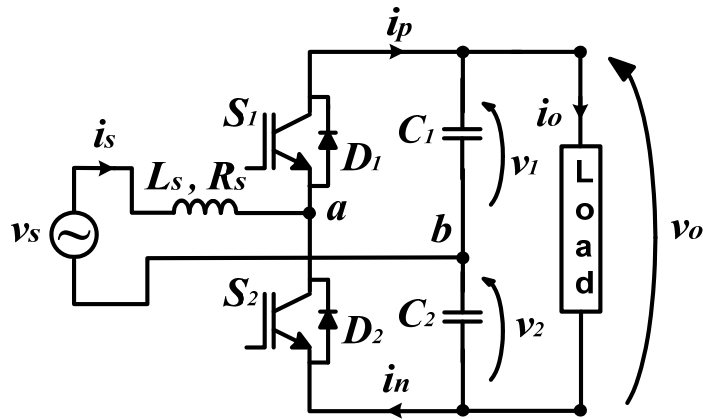
Οι μονοφασικές διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις ημιγέφυρας, αποτελούν την απλούστερη τοπολογία από πλευράς αριθμού διακοπτικών στοιχείων. Αποτελεί συνήθως την πρώτη βαθμίδα σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ειδικά όταν η τροφοδοσία είναι μονοφασική [70], καθώς επίσης και σε συστήματα αδιάλειπτης παροχής ενέργειας [71]. Εξασφαλίζουν παραγωγή συνεχούς τάσης με τιμή διπλάσια από το πλάτος της εναλλασσόμενης τάσης τροφοδοσίας, λόγω της ύπαρξης δυο χωρητικοτήτων στην πλευρά συνεχούς τάσης. Επιπλέον, μέσω κατάλληλου αλγορίθμου ελέγχου, επιτυγχάνουν τα κριτήρια ποιότητας που τίθενται όπως μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου, χαμηλό συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος εισόδου, καθώς επίσης και ευσταθή λειτουργία σε δυναμικά μεταβατικά φαινόμενα. Εγγενή μειονεκτήματα τους είναι η απαίτηση για αυτεπαγωγή εισόδου μεγαλύτερης τιμής σε σχέση με τις αντίστοιχες διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις πλήρους γέφυρας, υψηλή διακοπτική συχνότητα, καθώς επίσης πολυπλοκότητα στον αλγόριθμο ελέγχου. Το τελευταίο προκύπτει από την απαίτηση ισοκατανομής των τάσεων στους δυο πυκνωτές και κατά συνέπεια εξασφάλιση της τάσης του κοινού τους κόμβου, σε μηδενική τάση (μέση τιμή). Η ευρεία εφαρμογή της σε διατάξεις συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, τροφοδοτικά αδιαλείπτου παροχής τάσης, ενεργά φίλτρα την θέτουν σε υψηλό βαθμό προτίμησης και ερευνητικής διερεύνησης.

4.1.2 Αναφορά στη διεθνή βιβλιογραφία

Η ερευνητική δραστηριότητα των τελευταίων χρόνων αναδεικνύει το πρόβλημα του ελέγχου των διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων ημιγέφυρας, ως ενεργό θέμα διερεύνησης, προκειμένου να αντιμετωπιστούν ανοιχτά λειτουργικά θέματα με βέλτιστο και αξιόπιστο τρόπο. Η πλειοψηφία των προτεινόμενων ελεγκτών, χρησιμοποιεί ως αρχή της σχεδίασης το μοντέλο ασθενούς σήματος του συστήματος [32], που στη συγκεκριμένη περίπτωση δεν αποτελεί ικανοποιητική προσέγγιση του πραγματικού. Ο λόγος προέρχεται κυρίως από το γεγονός, ότι οι εν λόγω διατάξεις λειτουργούν στην πράξη με υψηλή διακοπτική συχνότητα ενώ το μοντέλο ασθενούς σήματος λαμβάνει υπόψη μόνο τη θεμελιώδη συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας. Επιπλέον, οι καταγεγραμμένοι ελεγκτές στηρίζονται στα διαδοχικά σχήματα των επιμέρους συζευγμένων ελεγκτών με διαφορετικούς χρόνους απόκρισης, με αποτέλεσμα να περιορίζεται η δυναμική τους [70-76]. Περαιτέρω βελτιστοποίηση του προηγούμενου σχήματος, αποτελεί η υλοποίηση του ελέγχου μέσω διαδοχικών σθεναρών ελεγκτών [70-71], με το τίμημα της αυξημένης και μεταβαλλόμενης διακοπτικής συχνότητας.

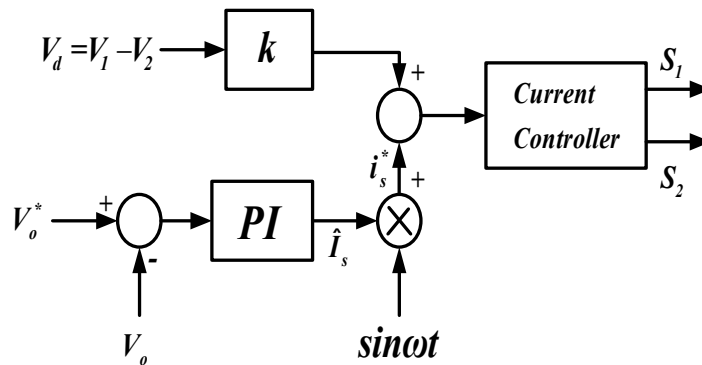
4.1.3 Πρόταση της διατριβής

Στα πλαίσια της προκειμένης διατριβής, προκειμένου να αρθούν κατά το μέγιστο η πολυπλοκότητα στη σχεδίαση και να αυξηθεί η αξιόπιστη λειτουργία του συστήματος, προτείνεται κατάλληλος προβλεπτικός ελεγκτής για την διακοπτική ανορθωτική διάταξη ημιγέφυρας (σχήμα 4.1).

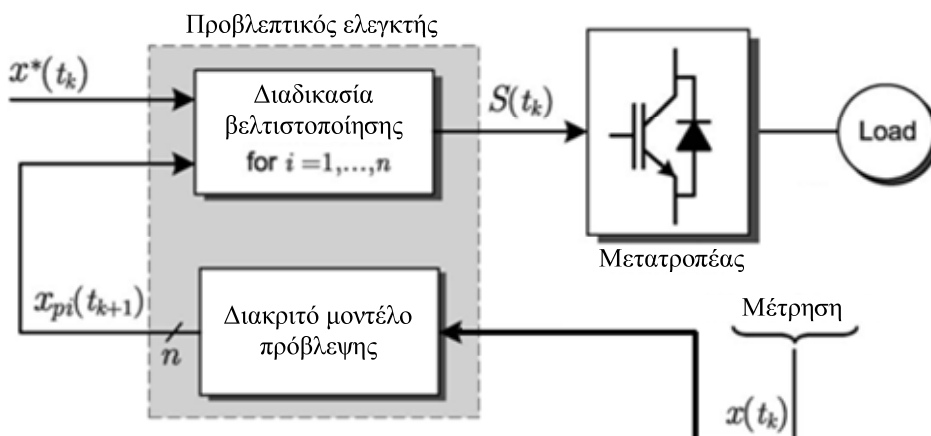


Σχήμα 4.1: Διακοπτική ανορθωτική διάταξη ημιγέφυρας

Σε αντίθεση με τις υπάρχουσες τεχνικές ελέγχου (σχήμα 4.2), ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής στηρίζεται στο διακριτό μαθηματικό μοντέλο του συστήματος και όχι στο μοντέλο ασθενούς σήματος. Διαχειρίζεται το μη γραμμικό μαθηματικό μοντέλο και εκτελεί πρόβλεψη των μεταβλητών κατάστασης του συστήματος σε τρέχοντα χρόνο (on line) (σχήμα 4.3). Ενσωματώνει στον αλγόριθμο ελέγχου περιορισμούς υστέρησης βρόχου που αφορούν το ρεύμα εισόδου και τις επιμέρους τάσεις στους πυκνωτές, προσδίδοντας σθεναρό και εύρωστο χαρακτήρα. Επιπλέον εισάγει στη συνάρτηση βελτιστοποίησης την απαίτηση της ισοκατανομής των τάσεων στους πυκνωτές μέσω της απαίτησης για σύγκλιση της τάσης του κοινού τους κόμβου σε μηδενική μέση τιμή. Το σημαντικότερο όμως πλεονέκτημα του, έγκειται στην απλότητα της σχεδίασης καθώς επίσης και στην πειραματική εφαρμογή.



Σχήμα 4.2: Σχήμα ελέγχου διαδοχικών ελεγκτών



Σχήμα 4.3 Δομικό διάγραμμα ελέγχου του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή

4.2 Ανάλυση της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης ημιγέφυρας

Απαραίτητο βήμα για την σχεδίαση του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή αποτελεί η μαθηματική μοντελοποίηση του συστήματος σε εξισώσεις κατάστασης συνεχούς χρόνου και στη συνέχεια σε εξισώσεις διαφορών διακριτού χρόνου. Για τον λόγο αυτόν, γίνονται οι ακόλουθες παραδοχές : Τα διακοπτικά στοιχεία θεωρούνται ιδανικά και οι χωρητικότητες των πυκνωτών ίσες. Η λειτουργία των διακοπτικών στοιχείων S_1 και S_2 είναι συζυγής, κάτι που διατυπώνεται από την ακόλουθη διακοπτική συνάρτηση

$$u = \begin{cases} 1, & \text{όταν } S_1 \text{ κλειστός και } S_2 \text{ ανοιχτός} \\ 0, & \text{όταν } S_1 \text{ ανοιχτός και } S_2 \text{ κλειστός} \end{cases} \quad (4.1)$$

Χρησιμοποιώντας θεωρήματα ανάλυσης ηλεκτρικών κυκλωμάτων στο κύκλωμα του σχήματος 4.1, προκύπτουν οι ακόλουθες διαφορικές εξισώσεις

$$L_s \frac{di_s}{dt} = -R_s i_s - v_{ab} + v_s \quad (4.2)$$

$$C \frac{dv_1}{dt} = i_p - i_o \quad (4.3)$$

$$C \frac{dv_2}{dt} = i_n - i_o \quad (4.4)$$

Χρησιμοποιώντας την διακοπτική συνάρτηση της σχέσης (4.1), προκύπτουν οι ακόλουθες εκφράσεις για την τάση v_{ab} και για τα ρεύματα i_p , i_n .

$$v_{ab} = u v_o - v_2 \quad (4.5)$$

$$i_p = ui_s \quad (4.6)$$

$$i_n = (u - I)i_s \quad (4.7)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (4.5), (4.6) και (4.7) στις σχέσεις (4.2), (4.3) και (4.4) αντίστοιχα, προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις (4.8), (4.9) και (4.10)

$$L_s \frac{di_s}{dt} = -R_s i_s - uv_o + v_2 + v_s \quad (4.8)$$

$$C \frac{dv_l}{dt} = ui_s - i_o \quad (4.9)$$

$$C \frac{dv_2}{dt} = (u - I)i_s - i_o \quad (4.10)$$

Η τάση του κοινού κόμβου των πυκνωτών v_d καθώς και η συνολική τάση εξόδου v_o εξαρτώνται άμεσα από τις τάσεις των πυκνωτών v_l και v_2 όπως φαίνεται παρακάτω

$$v_d = v_l - v_2, \quad v_o = v_l + v_2 \quad (4.11)$$

Η αντικατάσταση των προηγούμενων εκφράσεων στις σχέσεις (4.8), (4.9) και (4.10) δίνει τις εκφράσεις των τελικών σχέσεων του συστήματος

$$L_s \frac{di_s}{dt} = -R_s i_s - uv_o + \frac{1}{2}v_o - \frac{1}{2}v_d + v_s \quad (4.12)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = 2ui_s - i_s - 2i_o \quad (4.13)$$

$$C \frac{dv_d}{dt} = i_s \quad (4.14)$$

Οι διαφορικές εξισώσεις (4.12), (4.13) και (4.14), μπορούν γραφούν ως εξισώσεις κατάστασης και να αποτελέσουν μια συνοπτική περιγραφή του συστήματος όπως παρακάτω

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(\mathbf{x}(t))\mathbf{u} + \mathbf{D}\mathbf{w}(t) \quad (4.15)$$

όπου

$$\mathbf{x}(t) = [i_s \quad v_o \quad v_d]^T, \quad \mathbf{B}(\mathbf{x}(t)) = \left[-\frac{1}{L_s}v_o \quad \frac{2}{C}i_s \quad 0 \right]^T, \quad \mathbf{w}(t) = [v_s \quad i_o]^T$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \frac{1}{2L_s} & -\frac{1}{2L_s} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{2}{C} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Για λόγους διευκρίνισης τονίζεται ότι τα μεγέθη με μικρούς λατινικούς χαρακτήρες (i_s, v_o, v_d, i_o, v_s) δηλώνουν χρονομεταβλητά μεγέθη.

Στη συνέχεια, επιλέγοντας χρόνο δειγματοληψίας T_s , διακριτοποιούμε το σύστημα (4.15) με διακριτοποίηση πρώτης τάξης, οπότε και προκύπτει το ακόλουθο σύστημα εξισώσεων διαφορών

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d(\mathbf{x}_k)u_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (4.16)$$

όπου οι πίνακες του διακριτού συστήματος δίνονται παρακάτω

$$\mathbf{x}_k = [I_{s,k} \ V_{o,k} \ V_{d,k}]^T, \quad \mathbf{A}_d = (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & \frac{T_s}{2L_s} & -\frac{T_s}{2L_s} \\ -\frac{T_s}{C} & 1 & 0 \\ \frac{T_s}{C} & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_d = T_s \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{T_s}{L_s} V_{o,k} & \frac{2T_s}{C} I_{s,k} & 0 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{D}_d = T_s \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2T_s}{C} & 0 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{w}_k = [V_{s,k} \ I_{o,k}]^T$$

Διευκρινίζεται επίσης ότι τα μεγέθη με κεφαλαίους λατινικούς χαρακτήρες $I_{s,k}, V_{o,k}, V_{d,k},$

$I_{o,k}, V_{s,k}$ δηλώνουν διακριτά μεγέθη.

4.3 Ενεργειακή ανάλυση

Κριτήριο ποιότητας των μονοφασικών διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων είναι η λειτουργία σε υψηλό συντελεστή ισχύος εισόδου (ιδανικά μοναδιαίο). Αυτό επιτυγχάνεται με την προϋπόθεση ότι η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα του ρεύματος εισόδου μεταβάλλεται συμφασικά με την τάση εισόδου, η οποία θεωρείται ημιτονοειδής και απαλλαγμένη από

ανώτερες αρμονικές. Με βάση την προηγούμενη απαίτηση, υπολογίζεται το επιθυμητό ρεύμα εισόδου, στο οποίο απαιτείται να συγκλίνει το αντίστοιχο πραγματικό ρεύμα του συστήματος. Οι μέθοδοι υπολογισμού του επιθυμητού ρεύματος εισόδου που καταγράφονται στην βιβλιογραφία είναι:

- Χρήση αναλογικών ελεγκτών τύπου **PID**
- Ενεργειακή ανάλυση

Η χρήση αναλογικών ελεγκτών για τον υπολογισμό του επιθυμητού ρεύματος εισόδου είναι τεχνική ευρέως διαδεδομένη και προσφέρει διπλό πλεονέκτημα. Διασφαλίζει αφενός ότι η μέση τιμή της συνεχούς τάσης θα συγκλίνει στην επιθυμητή τιμή, αφετέρου με κατάλληλη επιλογή των αναλογικών κερδών των επιμέρους ελεγκτών παράγει στη έξοδο του ηλεκτρικού σήμα το οποίο ταυτίζεται με το επιθυμητό πλάτος του ρεύματος εισόδου. Τα μειονεκτήματα που προκύπτουν άμεσα από τη συγκεκριμένη προσέγγιση είναι ότι σε περίπτωση λανθασμένης επιλογής των κερδών των αναλογικών ελεγκτών οδηγεί το σύστημα, όσον αφορά την τάση εξόδου, σε απόκλιση ή σε μόνιμο σφάλμα, με άμεση επίπτωση στο πλάτος του επιθυμητού ρεύματος εισόδου. Επιπλέον ακόμα και σε περίπτωση ασφαλούς υπολογισμού των κερδών του αναλογικού ελεγκτή, η ευρωστία του σε περιοχές λειτουργίας πέραν των σημείων ισορροπίας περιορίζεται οδηγώντας το σύστημα σε ασταθή λειτουργία και κατ' επέκταση σε λανθασμένο υπολογισμό του επιθυμητού ρεύματος εισόδου. Όπως παρατηρούμε και στο σχήμα 4.2 η χρήση αναλογικού-ολοκληρωτικού γραμμικού ελεγκτή θα παράξει στην έξοδο του, το πλάτος του επιθυμητού ρεύματος το οποίο στη συνέχεια διαμορφώνεται ημιτονοειδώς, ώστε να είναι συμφασικό με την τάση τροφοδοσίας.

Εναλλακτικά με την παραπάνω προσέγγιση, ο υπολογισμός του επιθυμητού ρεύματος εισόδου μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση του ενεργειακού ισοζυγίου των ενεργών ισχύων εισόδου – εξόδου. Μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η θεώρηση των ιδανικών διακοπτικών στοιχείων καθώς και άλλων απωλειών που ενδεχομένως να υπάρχουν όπως για παράδειγμα οι απώλειες στους χρησιμοποιούμενους αγωγούς. Η μαθηματική διατύπωση του ενεργειακού ισοζυγίου είναι

$$\begin{aligned} \langle P_{in} \rangle &= \langle P_{out} \rangle \Leftrightarrow \langle v_s i_s^* - R_s (i_s^*)^2 \rangle = \langle v_o^* i_o \rangle \Leftrightarrow \\ \langle (I_{s,p}^* \sin \omega t)(V_{s,p} \sin \omega t) - R_s (I_{s,p}^*)^2 \sin^2 \omega t \rangle &= \langle V_o^* I_o \rangle \Leftrightarrow \\ \langle I_{s,p}^* V_{s,p} - (I_{s,p}^*)^2 R_s \rangle \times \left\langle \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right\rangle &= \langle V_o^* I_o \rangle \Leftrightarrow \\ R_s (I_{s,p}^*)^2 - V_{s,p} I_{s,p}^* + 2V_o^* I_o &= 0 \Leftrightarrow \\ I_{s,p}^* &= \frac{V_{s,p}}{2R_s} \pm \sqrt{\frac{V_{s,p}^2}{4R_s^2} - \frac{2V_o^* I_o}{R_s}} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Από την προηγούμενη σχέση (4.17), αποδεκτή είναι η ακόλουθη τιμή για το πλάτος του ρεύματος εισόδου καθώς αποδεικνύεται η βέλτιστη ενεργειακά

$$I_{s,p}^* = \frac{V_{s,p}}{2R_s} - \sqrt{\frac{V_{s,p}^2}{4R_s^2} - \frac{2V_o I_o}{R_s}} \quad (4.18)$$

όπου $V_{s,p}$ το πλάτος της τάσης εισόδου, V_o^* η επιθυμητή τιμή της τάσης εξόδου, R_s η παρασιτική αντίσταση της αυτεπαγωγής εισόδου και I_o το ρεύμα του φορτίου. Στις παραπάνω σχέσεις το σύμβολο $\langle \dots \rangle$ δηλώνει τη μέση τιμή μιας περιοδικής συνάρτησης περιόδου T η οποία δίνεται ως ακολούθως

$$\langle f(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) d\tau$$

Κατά συνέπεια, η επιθυμητή του ρεύματος εισόδου θα είναι

$$I_{s,k}^* = \hat{I}_s^* \sin \omega t_k \quad (4.19)$$

4.4 Σχεδίαση προβλεπτικού ελεγκτή με περιορισμούς

Οι στόχοι που θα πρέπει να ληφθούν υπόψη για τον σχεδιασμό του προβλεπτικού ελεγκτή είναι (i) μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου, (ii) τάση εξόδου με μέση τιμή ίση με την επιθυμητή, (iii) εξασφάλιση ίδιων τάσεων στους πυκνωτές, (iv) μέση τιμή της τάσης του κοινού κόμβου των πυκνωτών μηδενική. Επίσης υψίστης σημασίας σημείο είναι, η ικανοποίηση όλων των ανωτέρων σε μοναδιαίο ορίζοντα πρόβλεψης διάρκειας T_s .

Η αρχή της σχεδίασης του προβλεπτικού ελεγκτή στηρίζεται στο διακριτό μαθηματικό μοντέλο του συστήματος, όπως αυτό τεκμηριώθηκε στην παράγραφο 4.2, σχέση (4.16). Στο μοντέλο αυτό, η τάση εισόδου $V_{s,k}$, το ρεύμα εισόδου $I_{s,k}$, η τάση εξόδου $V_{o,k}$, το ρεύμα φορτίου $I_{o,k}$ μετρώνται. Ακολούθως, γίνεται πρόβλεψη για τις τιμές που θα έχουν οι μεταβλητές κατάστασης $I_{s,k+1}$, $V_{o,k+1}$, και $V_{d,k+1}$ στην επόμενη δειγματοληψία $(k+1)T_s$. Με βάση τις τιμές πρόβλεψης των μεταβλητών $I_{s,k+1}$, $V_{o,k+1}$ και με δεδομένες τις επιθυμητές τους τιμές $I_{s,k+1}^*$ (το επιθυμητό ρεύμα εισόδου είναι συγχρονισμένο με την τάση εισόδου) και $V_{o,k+1}^*$, ορίζουμε τον περιορισμό για το ρεύμα εισόδου $I_{s,k+1} \in [I_{(s,k+1)\min} \ I_{(s,k+1)\max}]$, όπου $I_{(s,k+1)\min} = -0.5 \cdot \hat{I}_s^* + I_s^*$ και $I_{(s,k+1)\max} = 0.5 \cdot \hat{I}_s^* + I_s^*$ και με εφάμιλλη προσέγγιση οι περιορισμοί που τίθενται για την μέση τιμή της συνεχούς τάσης εξόδου $V_{o,k+1} \in [V_{(o,k+1)\min} \ V_{(o,k+1)\max}]$ όπου $V_{(o,k+1)\min} = 0.99 \cdot V_{o,k+1}^*$ και $V_{(o,k+1)\max} = 1.01 \cdot V_{o,k+1}^*$. Τα κριτήρια επιλογής των ορίων τόσο για το ρεύμα εισόδου όσο και για την τάση εξόδου προέρχονται από τις απαιτήσεις για μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου και για τάση εξόδου στην επιθυμητή τιμή. Αξίζει να σημειωθεί, ότι η επιλογή ορίων με ελάχιστη διαφορά ($I_{(s,k+1)\max} - I_{(s,k+1)\min}$, $V_{(o,k+1)\max} - V_{(o,k+1)\min}$) επιβάλλει στον προβλεπτικό ελεγκτή δυναμική συμπεριφορά με ταυτόχρονη αύξηση της διακοπτικής συχνότητας.

Στη συνέχεια, ορίζουμε τα στιγμιαία σφάλματα του ρεύματος εισόδου και της τάσης εξόδου από τις αντίστοιχες επιθυμητές τιμές τους. Μία από τις καινοτομίες του συγκεκριμένου προβλεπτικού ελεγκτή είναι η έκφραση του σφάλματος του ρεύματος εισόδου και της τάσης εξόδου ανάλογα με την περιοχή μεταβολής του πραγματικού ρεύματος και της πραγματικής τάσης αντίστοιχα. Ορίζουμε έτσι το σφάλμα ρεύματος ως

$$\varepsilon_I = \begin{cases} q_{Ia} (I_{s,k+1} - I_{(s,k+1)max}) & \text{if } I_{s,k+1} \geq I_{(s,k+1)max} \\ q_{Ia} (I_{(s,k+1)min} - I_{s,k+1}) & \text{if } I_{s,k+1} \leq I_{(s,k+1)min} \\ q_{Ib} |I_{s,k+1} - I_{s,k}^*| & \text{if } I_{(s,k+1)min} \leq I_{s,k+1} \leq I_{(s,k+1)max} \end{cases} \quad (4.20)$$

και με όμοιο τρόπο για την τάση εξόδου

$$\varepsilon_V = \begin{cases} q_{Va} (V_{o,k+1} - V_{(o,k+1)max}) & \text{if } V_{o,k+1} \geq V_{(o,k+1)max} \\ q_{Va} (V_{(o,k+1)min} - V_{o,k+1}) & \text{if } V_{o,k+1} \leq V_{(o,k+1)min} \\ q_{Vb} |V_{o,k+1} - V_{o,k}^*| & \text{if } V_{(o,k+1)min} \leq V_{o,k+1} \leq V_{(o,k+1)max} \end{cases} \quad (4.21)$$

Επιπλέον, η σύγκλιση της τάσης $V_{d,k+1}$ σε μηδενική μέση τιμή, θα πρέπει απαραίτητως να εξασφαλιστεί, καθώς σε αντίθετη περίπτωση οι τάσεις των πυκνωτών δεν είναι όμοιες και κατά συνέπεια δημιουργείται το φαινόμενο συνεχούς συνιστώσας στο ρεύμα εισόδου. Ως εκ τούτου ένας επιπλέον όρος $\hbar V_d$ πρόκειται να προστεθεί στο κριτήριο βελτιστοποίησης με τον αντίστοιχο συντελεστή βαρύτητας.

Αξίζει να τονισθεί ότι οι τιμές των συντελεστών βαρύτητας $q_{Ia}, q_{Ib}, q_{Va}, q_{Vb}, \hbar \in \mathfrak{R}^+$ επιλέγονται με το κριτήριο να δοθεί προτεραιότητα στο συγκεκριμένο σφάλμα [42], ώστε ο ελεγκτής να παράξει δράση ελέγχου τέτοια ώστε να το ελαχιστοποιήσει.

4.5 Κριτήριο βελτιστοποίησης

Η μαθηματική διατύπωση του κριτηρίου βελτιστοποίησης είναι ένα πολυσύνθετο πρόβλημα και γίνεται συνθετότερο, όταν το υπό μελέτη σύστημα είναι μη γραμμικό και υπόκειται σε μη γραμμικούς περιορισμούς. Αποτελεί ίσως το πιο σημαντικό τμήμα σχεδίασης των προβλεπτικών ελεγκτών. Με βάση τη θεωρία του προβλεπτικού ελέγχου που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 1, η δυσκολία έγκειται στο γεγονός ότι το κριτήριο ελαχιστοποίησης θα πρέπει συγχρόνως να αποτελεί συνάρτηση του θεωρήματος της ευστάθειας *Lyapunov*. Η διαρκής ερευνητική δραστηριότητα γύρω από το συγκεκριμένο θέμα παρουσιάζει εξαιρετική δυσκολία της άμεσης εφαρμογής του, γεγονός που παραπέμπει σε μεθόδους δυναμικού προγραμματισμού [18], [20-21], [25] και στη μαθηματική θεωρία της βελτιστοποίησης των κυρτών συνόλων (convex optimization) [19], [22-24]. Το κριτήριο βελτιστοποίησης που προτείνεται, για τον συγκεκριμένο ελεγκτή διατυπώνεται ακολούθως ως

$$J(\varepsilon_I, \varepsilon_V, V_d)_{(k+1)T_s} = \varepsilon_I + \varepsilon_V + \hbar V_d \quad (4.22)$$

Παρατηρούμε ότι τα σφάλματα των μεταβλητών κατάσταση, όπως διατυπώθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο 4.4, εισέρχονται στην έκφραση του κριτηρίου βελτιστοποίησης. Επιπροσθέτως ο όρος $\hbar V_d$ που αναφέρεται στην επιθυμία της ενσωμάτωσης και της τάσης του κοινού κόμβου των πυκνωτών, εισέρχεται στο κριτήριο βελτιστοποίησης έτσι ώστε η μεταβλητή ελέγχου που θα προκύψει να ικανοποιεί όλους τους λειτουργικούς στόχους του συστήματος.

4.6 Ανάλυση της ευστάθειας

Ακολουθώντας την διαδικασία ανάλυσης της ευστάθειας για τα διακοπτικά συστήματα των κεφαλαίων 2 και 3, αναλύουμε το συνολικό σύστημα στα επιμέρους γραμμικά υποσυστήματα αποδίδοντας τις δυο πιθανές τιμές της διακοπτικής συνάρτησης u .

1^η Περίπτωση: $u=1$

Το γραμμικό υποσύστημα που προκύπτει από την σχέση (4.16) περιγράφεται από την ακόλουθη εξίσωση διαφορών

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & -\frac{T_s}{2L_s} & -\frac{T_s}{2L_s} \\ \frac{T_s}{C} & 1 & 0 \\ \frac{T_s}{C} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (4.23)$$

Ο πίνακας \mathbf{A}_1 έχει το ακόλουθο χαρακτηριστικό πολώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_1| = \lambda^3 - 2.9975\lambda^2 + 2.9973\lambda - 0.9998$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 0.9987 + j0.0477$ και $\lambda_3 = 0.9971 - j0.0477$. Παρατηρούμε ότι η ιδιοτιμή λ_1 βρίσκεται πάνω στον μοναδιαίο κύκλο ($|\lambda_1| = 1$) ενώ οι άλλες δυο βρίσκονται εντός του μοναδιαίου κύκλου ($|\lambda_2| = |\lambda_3| = 0.9998$). Επομένως το υποσύστημα παρουσιάζει οριακή ή κρίσιμη ευστάθεια.

2^η Περίπτωση: $u=0$

Το γραμμικό υποσύστημα που προκύπτει από την σχέση (4.16) περιγράφεται από την ακόλουθη εξίσωση διαφορών

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & \frac{T_s}{2L_s} & -\frac{T_s}{2L_s} \\ -\frac{T_s}{C} & 1 & 0 \\ \frac{T_s}{C} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_2} \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (4.24)$$

Ο πίνακας \mathbf{A}_2 έχει το ακόλουθο χαρακτηριστικό πολυώνυμο

$$p(\lambda) = |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_2| = \lambda^3 - 2.9975\lambda^2 + 2.9973\lambda - 0.9998$$

και ιδιοτιμές $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 0.9987 + j0.0477$ και $\lambda_3 = 0.9971 - j0.0477$. Παρατηρούμε ότι η ιδιοτιμή λ_1 βρίσκεται πάνω στον μοναδιαίο κύκλο ($|\lambda_1| = 1$) ενώ οι άλλες δυο βρίσκονται εντός του μοναδιαίου κύκλου ($|\lambda_2| = |\lambda_3| = 0.9998$). Επομένως το υποσύστημα παρουσιάζει οριακή ή κρίσιμη ευστάθεια.

Με χρήση της εντολής $\text{lyap}(\mathbf{A}_i, \mathbf{Q})$ σε καθένα υποσύστημα δεν προκύπτει θετικά ορισμένος πίνακας \mathbf{P} , οπότε το σύστημα \mathbf{A}_d είναι ασταθές κατά *Lyapunov*. Τούτο δεν σημαίνει κατ' ανάγκη ότι το σύστημα είναι ασταθές, πράγμα το οποίο δείχνεται και μέσω των προσομοιώσεων αλλά και των πειραματικών μετρήσεων. Η ευστάθεια του συστήματος και κατά συνέπεια και του προτεινόμενου ελεγκτή, αιτιολογείται από το γεγονός ότι οι διακοπτικές μεταβάσεις μεταξύ των ευσταθών υποσυστημάτων είναι ταχύτατες, προσδίδοντας στο συνολικό σύστημα ευσταθή λειτουργική συμπεριφορά.

4.7 Περιγραφή του αλγορίθμου

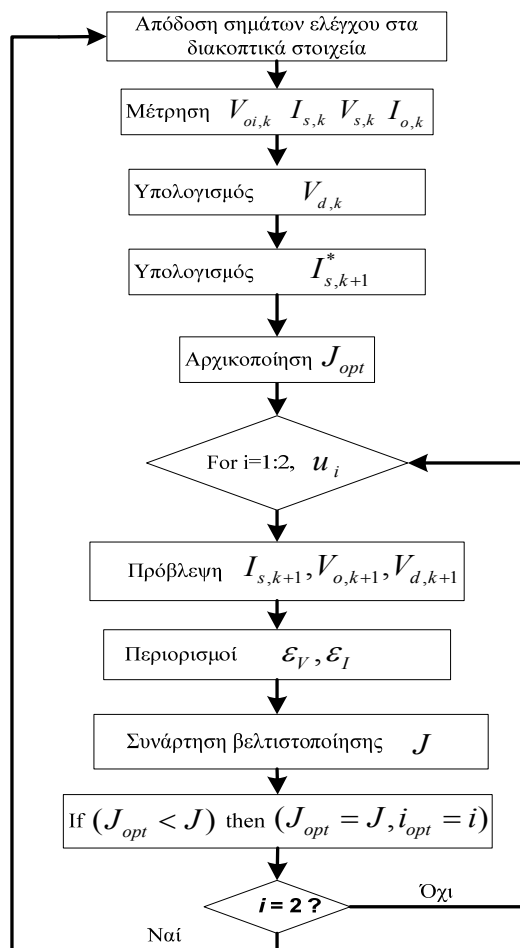
Στην παρούσα παράγραφο, παρουσιάζεται σε βήματα η διαδικασία εκτέλεσης του αλγορίθμου ελέγχου που ακολουθήθηκε τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και στην πειραματική διερεύνηση. Επιπλέον, παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου που συνοψίζει τον προτεινόμενο αλγόριθμο.

Ο αλγόριθμος ελέγχου του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή έχει ως ακολούθως :

1. Μέτρηση των μεταβλητών $V_{s,k}$, $I_{s,k}$, $V_{o,k}$, $I_{o,k}$
2. Υπολογισμός της τάσης $V_{d,k}$
3. Υπολογισμός του επιθυμητού ρεύματος εισόδου $I_{s,k+1}^*$
4. Πρόβλεψη των μεταβλητών $I_{s,k+1}$, $V_{o,k+1}$, $V_{d,k+1}$
5. Προσδιορισμός των εκφράσεων $\varepsilon_I, \varepsilon_{V_o}$
6. Αρχικοποίηση του κριτηρίου βελτιστοποίησης $J(\varepsilon_I, \varepsilon_V, V_d)_{(k+1)T_s}$
7. Αριθμητικός υπολογισμός του κριτηρίου βελτιστοποίησης $J(\varepsilon_I, \varepsilon_V, V_d)_{(k+1)T_s}$ για κάθε επιτρεπτή διακοπτική κατάσταση και αποθήκευση σε μονάδες μνήμης

8. Επιλογή της $J(\varepsilon_I, \varepsilon_V, V_d)_{(k+1)T_s}$ με την ελάχιστη τιμή
9. Απόδοση της διακοπτικής κατάστασης που αντιστοιχεί στην ελάχιστη τιμή του κριτηρίου βελτιστοποίησης του βήματος 8
10. Βήμα 1

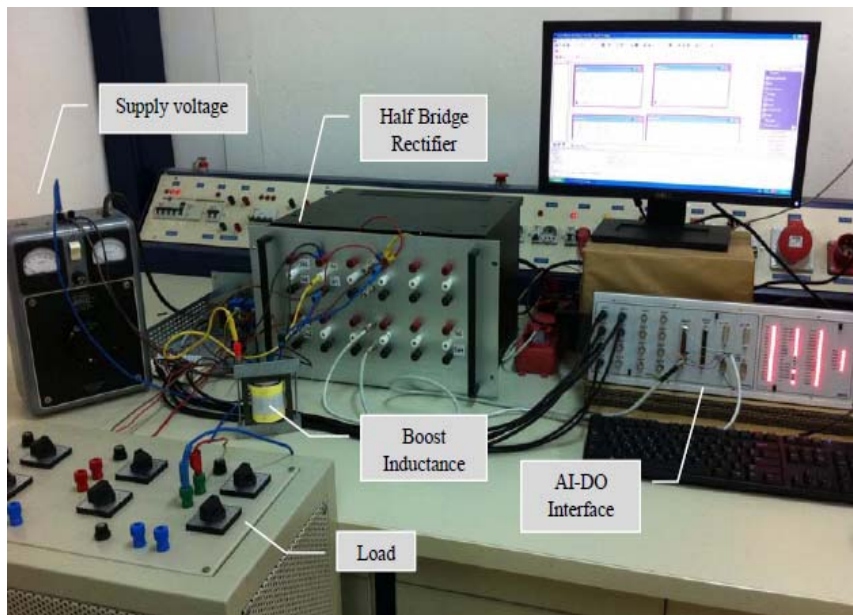
Όλα τα παραπάνω συνοψίζονται στο ακόλουθο διάγραμμα ροής



Σχήμα 4.4: Διάγραμμα ροής του προβλεπτικού ελεγκτή για την διακοπτική ανορθωτική διάταξη ημιγέφυρας

4.8 Αποτελέσματα προσομοίωσης και πειραματικής διάταξης

Η θεωρητική ανάπτυξη του προτεινόμενου προβλεπτικού αλγορίθμου, επαληθεύεται μέσω προσομοιώσεων με την χρήση του προγράμματος προσομοίωσης MATLAB/Simulink. Ο αλγόριθμος ελέγχου του προβλεπτικού ελεγκτή γράφεται υπό μορφή κώδικα C, και υποβάλλεται σε μια σειρά προσομοιώσεων μεταξύ των οποίων είναι : μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, βηματικές μεταβολές της συνεχούς τάσης και βηματικές μεταβολές του φορτίου. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αντιπαραβάλλονται με εκείνα που προκύπτουν από πρωτότυπη πειραματική διάταξη (σχήμα 4.5) που υλοποιήθηκε στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος του ΕΜΠ, αποδεικνύοντας την εύστοχη σχεδίαση του προτεινόμενου ελέγχου.



Σχήμα 4.5: Πρωτότυπη πειραματική διάταξη διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης ημιγέφυρας

Ο αλγόριθμος ελέγχου υλοποιήθηκε μέσω γλώσσας προγραμματισμού C και ακολούθως προγραμματίστηκε σε ψηφιακό επεξεργαστή σήματος τύπου TMS320F240, 40MHz της εταιρίας Texas Instruments. Ο συγκεκριμένος επεξεργαστής, αποτελεί μέρος του ψηφιακού συστήματος ελέγχου RTI1104 CP της εταιρίας dSPACE. Το συγκεκριμένο σύστημα παρέχει την δυνατότητα διαχείρισης αναλογικών και ψηφιακών σημάτων, καθώς και λειτουργία – προγραμματισμό μέσω του λογισμικού MATLAB. Επίσης, μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως μετρητικό σύστημα (Data Acquisition), καθώς συνοδεύεται από το λογισμικό Control Desk της ίδιας εταιρίας. Οι μετρήσεις των αναλογικών σημάτων, ρεύματος και τάσης, πραγματοποιήθηκαν μέσω αισθητήρων φαινομένου Hall και επιλέχθηκαν από την εταιρία LEM. Για την μέτρηση των ρευμάτων χρησιμοποιήθηκε ο τύπος LA25-NP (μέγιστη τιμή μέτρησης 25 A) ενώ για την μέτρηση των τάσεων ο τύπος LV-1000P (μέγιστη τιμή μέτρησης 1000V). Το πηνίο εισόδου (boost inductance) κατασκευάστηκε στο εργαστήριο από φερίτες σχήματος E, υλικού N87, αγωγού AWG 12 (διατομή με μόνωση 1.8 mm²). Επιπλέον στοιχεία της κατασκευής αλλά και του αλγορίθμου παρατίθενται στον ακόλουθο πίνακα Π4.1.

ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ
ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ

Μέγεθος	Επεξήγηση	Τιμή
V_s	Τάση τροφοδοσίας (rms)	230 V, 50Hz
R_s	Αντίσταση αυτεπαγωγής	0.1 Ohm
L_s	Αυτεπαγωγή εισόδου	4 mH
S_1, S_2	Διακοπτικά στοιχεία (IGBT)	IXGH20N100
C_1, C_2	Πυκνωτές	1100 μ F
V_o^*	Επιθυμητές τάσεις λειτουργίας	700 V \rightarrow 900 V
$V_{o,max}$	Μέγιστο όριο διακύμανσης της μέσης τιμής της τάσης εξόδου	$1.01 \cdot V_o^*$
$V_{o,min}$	Ελάχιστο όριο διακύμανσης της μέσης τιμής της τάσης εξόδου	$0.99 \cdot V_o^*$
$I_{s,max}$	Μέγιστο όριο διακύμανσης του ρεύματος εισόδου	$0.5 \cdot \hat{I}_s^* + I_s^*$
$I_{s,min}$	Ελάχιστο όριο διακύμανσης του ρεύματος εισόδου	$-0.5 \cdot \hat{I}_s^* + I_s^*$
q_{Ia}, q_{Ib}	Συντελεστές βαρύτητας για τους περιορισμούς του ρεύματος εισόδου	500,10
q_{Va}, q_{Vb}	Συντελεστές βαρύτητας για τους περιορισμούς της τάσης εξόδου	11,3
\hbar	Συντελεστής βαρύτητας της τάσης V_d	850
T_s	Χρόνος δειγματοληψίας του αλγορίθμου	100 μ s

Πίνακας Π4.1: Τιμές στοιχείων προσομοίωσης και πειραματικής διάταξης

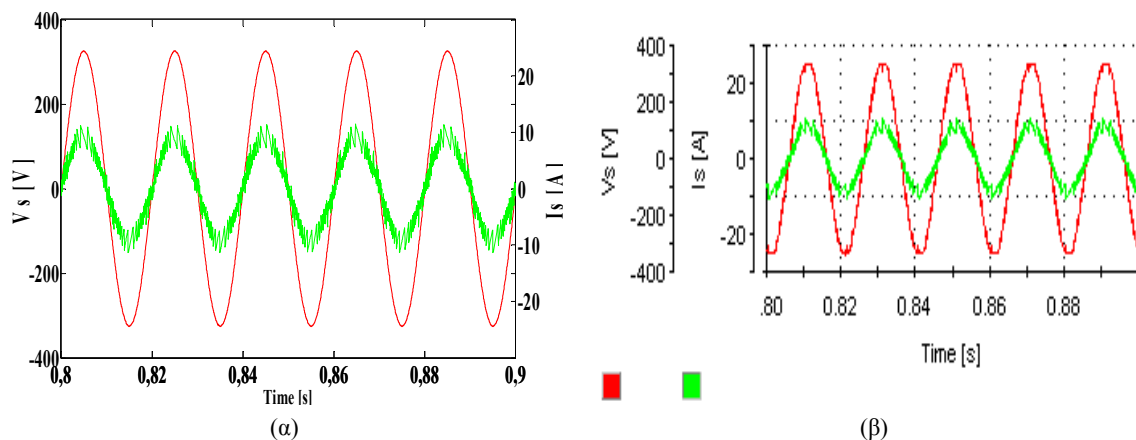
4.8.1 Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

Για την μόνιμη ή ονομαστική λειτουργία της διάταξης τέθηκαν τα ακόλουθα λειτουργικά κριτήρια

- Τάση τροφοδοσίας 230V , 50Hz
- Φορτίο, ωμικό 300Ω
- Επιθυμητή τάση εξόδου 700V

Σε αυτή την λειτουργική κατάσταση, απαιτείται από τον ελεγκτή να ισορροπήσει το σύστημα σε επιθυμητή τάση εξόδου 700V, υπό ωμικό φορτίο 300Ω (~1.6kW). Επιπλέον απαιτείται η λειτουργία υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου. Απαραίτητη συνθήκη λειτουργίας είναι η επίτευξη της εξισορρόπησης των τάσεων των πυκνωτών, συνθήκη η οποία κρίνει την λειτουργία της διάταξης συνολικά. Τα αποτελέσματα αυτή της λειτουργίας παρουσιάζονται στα σχήματα που ακολουθούν.

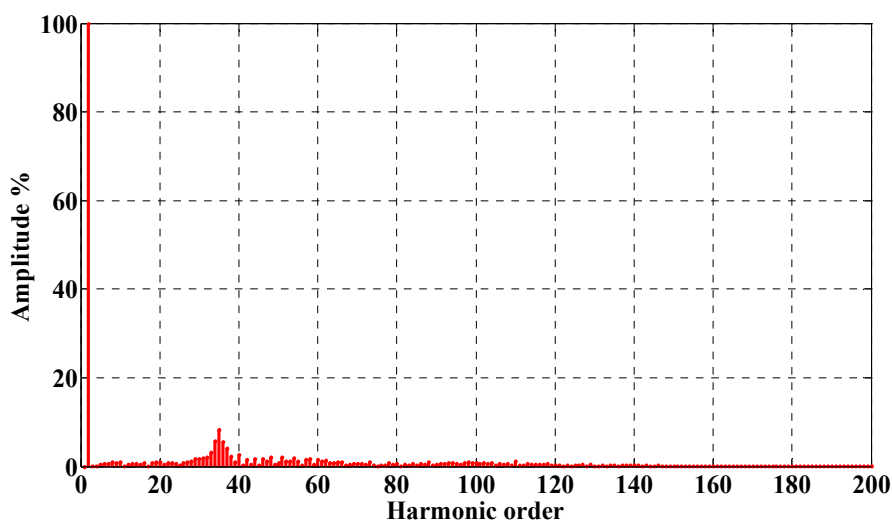
Συγκεκριμένα η λειτουργία υπό σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου παρουσιάζεται στο σχήμα 4.6 με την μέτρηση της τάσης και του ρεύματος εισόδου. Παρατηρούμε ότι υπάρχει συμφωνία μεταξύ των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης (σχήμα 4.6α) και των πειραματικών μετρήσεων (σχήμα 4.6β). Το ρεύμα εισόδου μεταβάλλεται ημιτονοειδώς και είναι συμφασικό με την τάση εισόδου.



Σχήμα 4.6: Τάση εισόδου και ρεύμα εισόδου (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

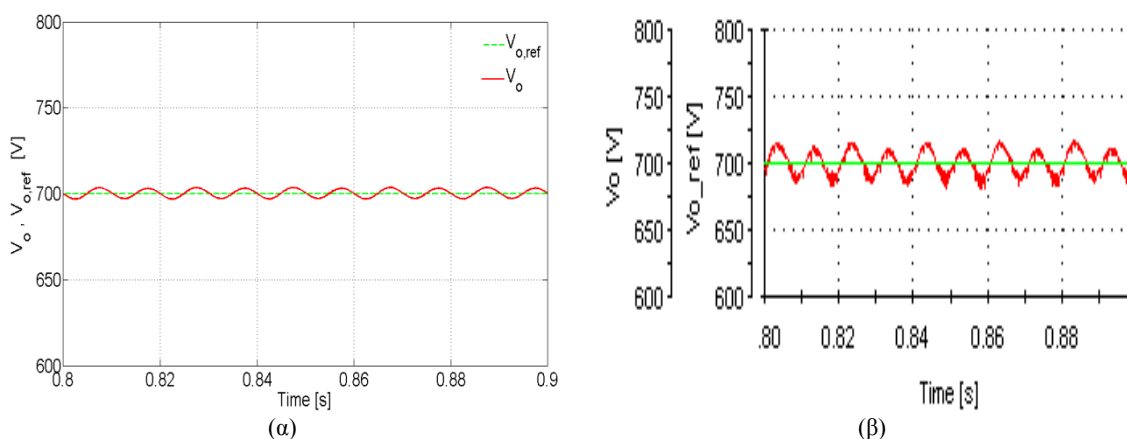
Η ανάλυση αρμονικών του ρεύματος εισόδου απεικονίζεται στο σχήμα 4.7 που ακολουθεί. Τονίζεται ότι το συγκεκριμένο σχήμα προέρχεται από τις πειραματικές μετρήσεις του ρεύματος εισόδου σε μια περίοδο χρόνου 20ms στην οποία ελήφθησαν 400 δείγματα (περίοδος/χρόνος δειγματοληψίας). Κατόπιν, οι τιμές αυτές επεξεργάστηκαν από αλγόριθμο Fourier που αναπτύχθηκε στο λογισμικό MATLAB. Το συγκεκριμένο σχήμα, παρουσιάζει μικρού πλάτους φάσμα αρμονικών (<1% της θεμελιώδους), με επικρατούσα την 35^η που αντιστοιχεί σε συχνότητα 1750Hz. Το πλάτος της 35^{ης} αρμονικής μετρήθηκε και έχει τιμή ίση με το 8% της θεμελιώδους. Στη συνέχεια ο προαναφερθείς αλγόριθμος υπολόγισε τον ολικό αρμονικό συντελεστή του ρεύματος εισόδου (THD%) ο οποίος είναι 4.83% και τους συντελεστές, παραμόρφωσης $DF_h = 0.998$ και μετατόπισης $DF_f = 0.991$. Αποτέλεσμα των

προηγούμενων υπολογισμών είναι η τιμή του πραγματικού συντελεστή ισχύος εισόδου $\cos\varphi = DF_h * DF_f = 0.989$, ο οποίος είναι αρκετά κοντά στην ιδανική τιμή 1.



Σχήμα 4.7: Φάσμα αρμονικών του ρεύματος εισόδου

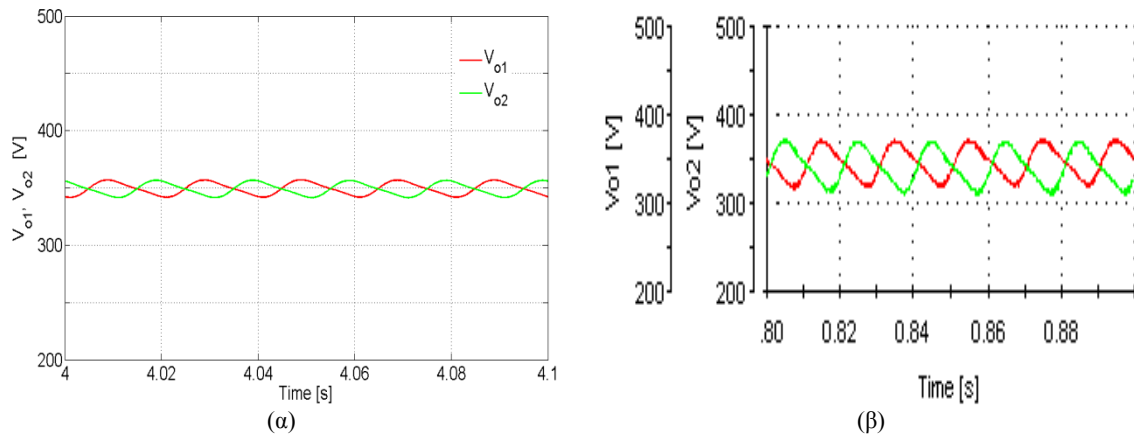
Η χρονική διακύμανση της τάσης εξόδου συναρτήσει της επιθυμητής τιμής της παρουσιάζεται στο σχήμα 4.8. Κατ' αρχάς παρατηρούμε ότι υπάρχει πλήρης συμφωνία μεταξύ των αποτελεσμάτων προσομοίωσης (σχήμα 4.8α) και των πειραματικών αποτελεσμάτων (σχήμα 4.8β). Η τάση εξόδου (μέση τιμή) ρυθμίζεται με ακρίβεια στα 700V παρουσιάζοντας χρονική μεταβολή με διπλάσια συχνότητα και πλάτος που εξαρτάται από τις επιλεγμένες χωρητικότητες.



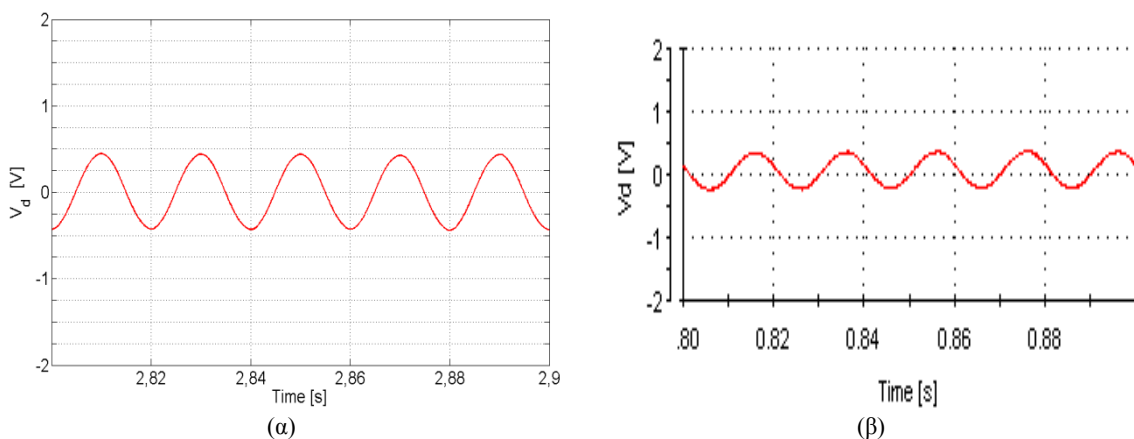
Σχήμα 4.8: Τάση εξόδου σε σχέση με την επιθυμητή τιμή (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

Η εξασφάλιση της εξισορρόπησης των τάσεων των πυκνωτών (σχήμα 4.9) σε τιμή που ισούται με το ήμισυ της συνολικής είναι ένα από τα πιο σημαντικά ζητήματα του ελέγχου, καθώς σε διαφορετική περίπτωση ανισοκατανομής, θα δημιουργούταν συνεχής συνιστώσα στο ρεύμα εισόδου. Το γεγονός της ισοκατανομής των τάσεων παρουσιάζεται επίσης και από

την μέτρηση της τάσης V_d (σχήμα 4.10), δηλαδή της τάσης του κοινού κόμβου των πυκνωτών. Όπως παρατηρούμε από τα σχήματα που ακολουθούν σε όλες τις περιπτώσεις εξασφαλίζεται πλήρης αντιστοιχία μεταξύ θεωρητικών και πειραματικών μετρήσεων.

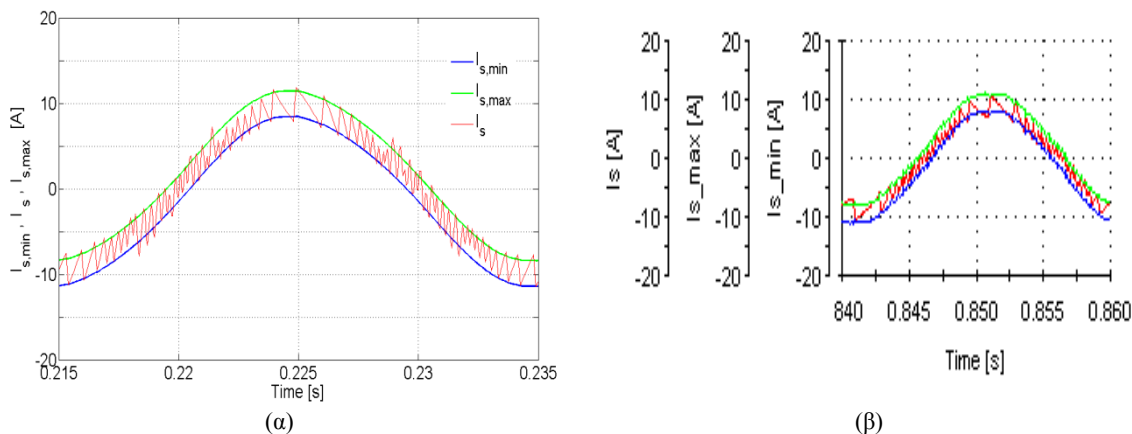


Σχήμα 4.9: Τάσεις των πυκνωτών (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα



Σχήμα 4.10: Διακύμανση της τάσης του κοινού κόμβου των πυκνωτών V_d : (α) αποτέλεσμα προσομοίωσης, (β) πειραματική μέτρηση

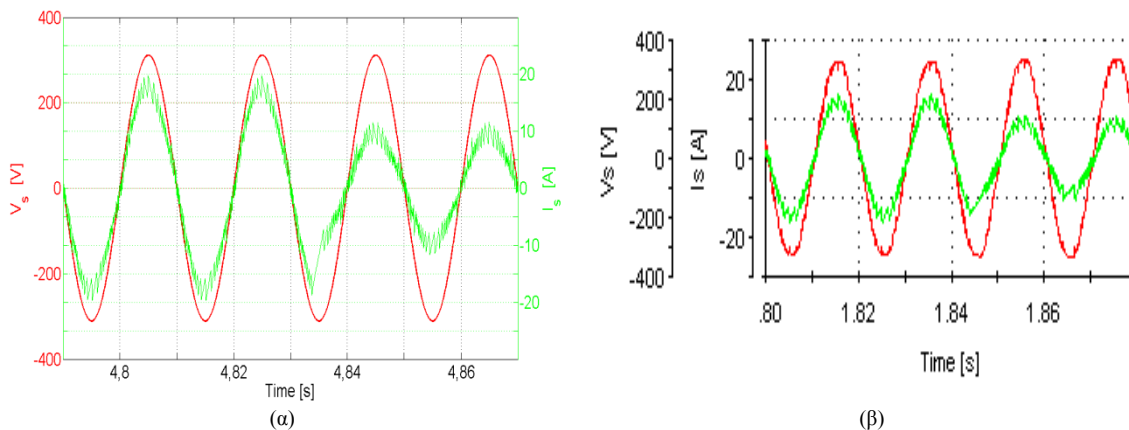
Η ενεργητική παρουσία των περιορισμών του ρεύματος εισόδου και η αποτελεσματική ενσωμάτωση τους στον προτεινόμενο προβλεπτικό ελεγκτή παρουσιάζεται στο σχήμα 4.11. Είναι προφανές ότι η ενσωμάτωση των περιορισμών επιβάλλει την διακύμανση της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος εισόδου εντός των προκαθορισμένων ορίων χωρίς αυτά να παραβιάζονται.



Σχήμα 4.11: Διακύμανση του ρεύματος εισόδου εντός των περιορισμών: (α) αποτέλεσμα προσομοίωσης, (β) πειραματική μέτρηση

4.8.2 Βηματική μεταβολή του φορτίου

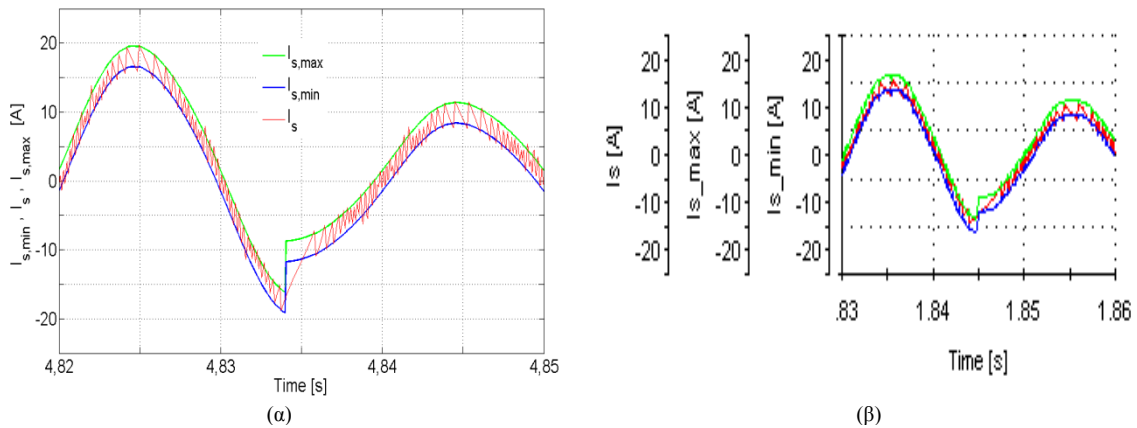
Με σκοπό να αναδειχθεί η δυναμική συμπεριφορά του προτεινόμενου ελέγχου σε μεταβατικά φαινόμενα, επιβάλλεται στο σύστημα βηματική αλλαγή του φορτίου. Αρχικά το σύστημα τροφοδοτεί ωμικό φορτίο 180Ωm υπό τάση 700V αποδίδοντας ισχύ 2720W. Στη συνέχεια, το φορτίο μεταβάλλεται βηματικά στα 330Ωm (1460W) διατηρώντας την τάση εξόδου σταθερή. Η μεταβολή του φορτίου, επιφέρει μια νέα λειτουργική κατάσταση με το ρεύμα εισόδου να μειώνεται, διατηρώντας όμως την λειτουργία υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου κάτι που άλλωστε απαιτείται. Τα θεωρητικά αποτελέσματα του σχήματος 4.12 (α) είναι σε πλήρη συμφωνία με τα αντίστοιχα πειραματικά του σχήματος 4.12 (β). Όπως διαπιστώνεται το μεταβατικό φαινόμενο είναι μικρής διάρκειας, μικρότερο από 50ms, και δεν επηρεάζει την ευσταθή λειτουργία του συστήματος.



Σχήμα 4.12: Τάση εισόδου και ρεύμα εισόδου σε βηματική αλλαγή του φορτίου από 330Ω σε 180Ω (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

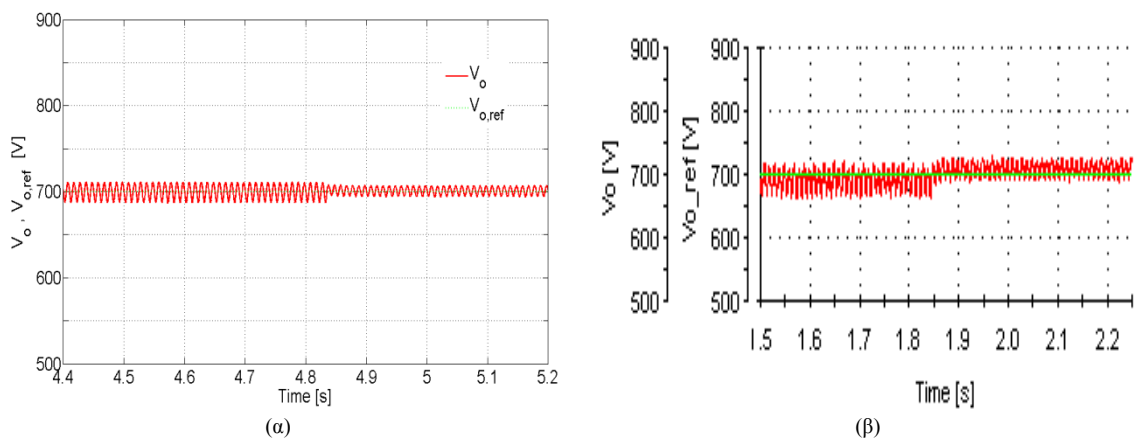
Εν αντιθέσει με τους αναλογικούς γραμμικούς ελεγκτές που παρουσιάζουν φαινόμενα βύθισης και υπερύψωσης του ρεύματος εισόδου σε παρόμοιες μεταβατικές καταστάσεις [], ο

προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής προσαρμόζει τη διακύμανση του ρεύματος εντός των ορίων διακύμανσης σε μικρό χρονικό διάστημα (μικρότερο από 50ms), διατηρώντας το σύστημα σε ευσταθή λειτουργία. Η εν λόγω μεταβατική κατάσταση του ρεύματος εισόδου αποτυπώνεται στα θεωρητικά αποτελέσματα (σχήμα 4.13 (α)) και στις πειραματικές μετρήσεις (σχήμα 4.13 (β)), τα οποία βρίσκονται σε πλήρη συμφωνία.

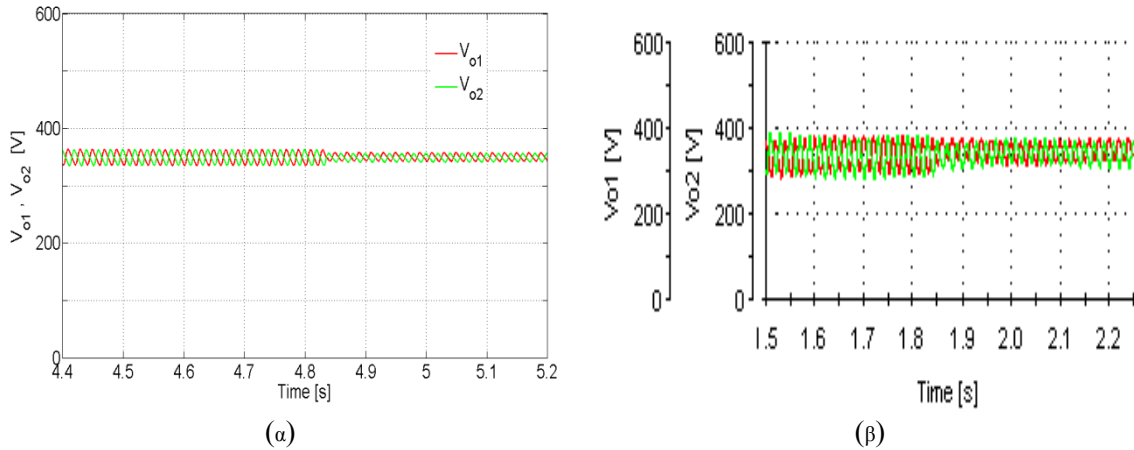


Σχήμα 4.13: Διακύμανση του ρεύματος εισόδου και των περιορισμών κατά τη βηματική αλλαγή του φορτίου (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

Στην DC πλευρά του συστήματος τα ηλεκτρικά μεγέθη επιδεικνύουν επίσης αρκετά καλή συμπεριφορά. Η μείωση του φορτίου, έχει ως επακόλουθο την μείωση της κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Αυτό αναδεικνύεται στα θεωρητικά αποτελέσματα (σχήμα 4.14 α) όπου η μέση τιμή της τάσης εξόδου διατηρείται σε σύγκλιση με την επιθυμητή. Παρόμοια συμπεριφορά παρουσιάζεται και από τις πειραματικές μετρήσεις (σχήμα 4.14 β) με ελάχιστη αλλά αποδεκτή απόκλιση ($\sim 5V$). Εφάμιλλη μεταβολή παρουσιάζουν και οι επιμέρους τάσεις των πυκνωτών όπως φαίνεται από τα αποτελέσματα του σχήματος 4.15 (α) και (β).

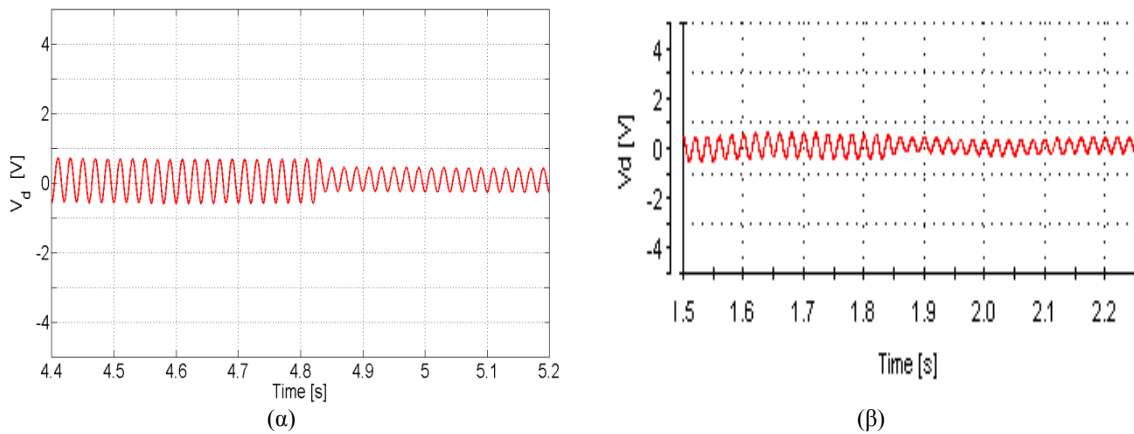


Σχήμα 4.14: Διακύμανση της τάσης εξόδου κατά τη βηματική αλλαγή του φορτίου (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα



Σχήμα 4.15: Διακύμανση των τάσεων των πυκνωτών κατά τη βηματική αλλαγή του φορτίου (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

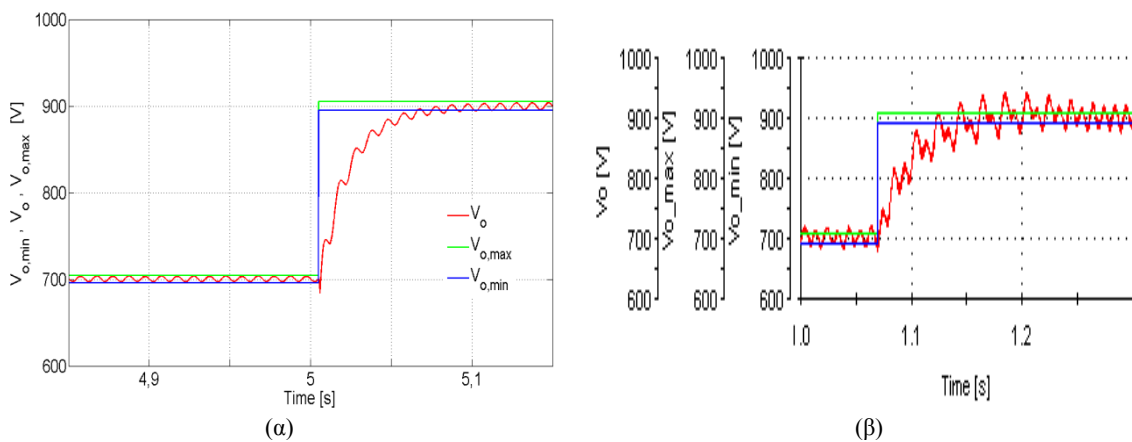
Καίριο σημείο που χαρακτηρίζει την συνολική λειτουργία του συστήματος είναι η διακύμανση της τάσης του κοινού κόμβου των πυκνωτών. Όπως παρατηρούμε από το σχήμα 4.16, τόσο από τα θεωρητικά αποτελέσματα (4.16 α) όσο και από τις πειραματικές μετρήσεις (4.16 β), η μέση τιμή της τάσης αυτής παραμένει περί τη μηδενική τιμή, γεγονός που δεν εισάγει συνεχή συνιστώσα στο ρεύμα εισόδου.



Σχήμα 4.16: Διακύμανση της τάσης του κοινού κόμβου των πυκνωτών V_d κατά τη βηματική μεταβολή του φορτίου: (α) αποτέλεσμα προσομοίωσης, (β) πειραματική μέτρηση

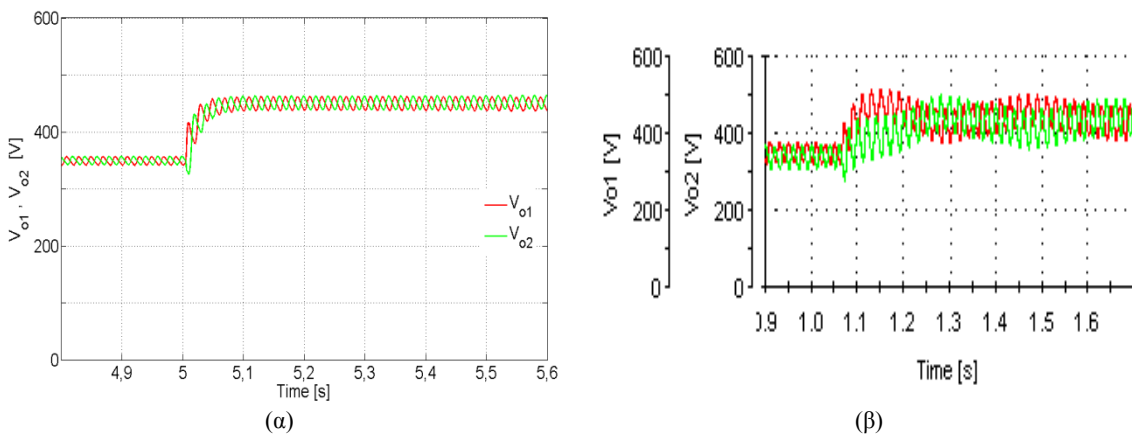
4.8.3 Βηματική μεταβολή της τάσης εξόδου

Μια επιπλέον λειτουργική κατάσταση που μπορεί να ζητηθεί από μια διακοπτική ανορθωτική διάταξη ημιγέφυρας είναι εκείνη της βηματικής αλλαγής της τάσης εξόδου. Σε αυτή την περίπτωση επιβάλλεται βηματική μεταβολή της επιθυμητής τιμής της τάσης εξόδου από 700V σε 900V υπό σταθερό φορτίο 330Ω. Τα αποτελέσματα από την συγκεκριμένη δοκιμή, παρουσιάζονται στ σχήμα 4.17 τόσο σε θεωρητική προσέγγιση (4.17 α) όσο και σε πειραματική μέτρηση (4.17 β). Τα συγκεκριμένα σχήματα δηλώνουν την ικανότητα του προτεινόμενου έλεγχου να προσαρμόζει το σύστημα στη νέα λειτουργική κατάσταση, παρουσιάζοντας μεταβατική συμπεριφορά, χρονικής διάρκειας περίπου 100ms. Η ενεργητική χρήση των περιορισμών της τάσης εξόδου, εξασφαλίζει ομαλή μετάβαση στη νέα τιμή και διατήρηση της μέσης τιμής εντός των ορίων.



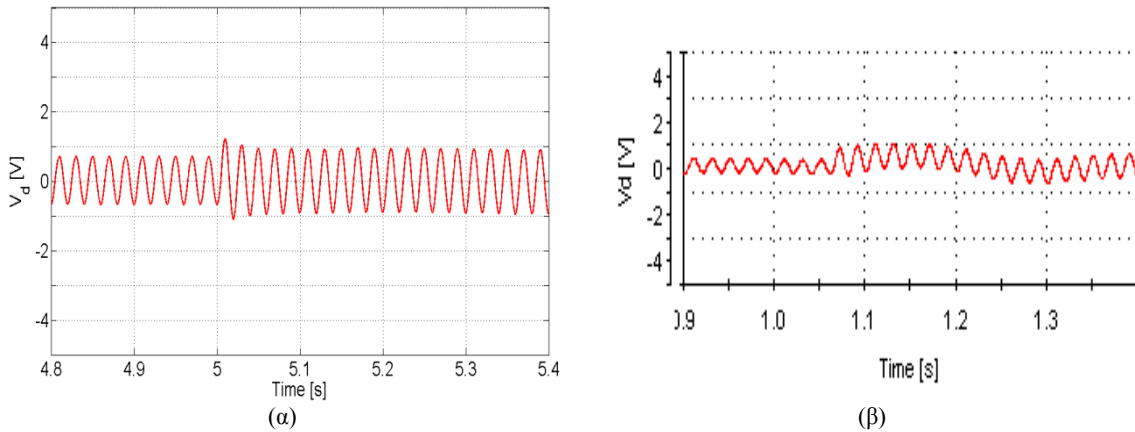
Σχήμα 4.17: Διακύμανση της τάσης εξόδου κατά τη βηματική μεταβολή της επιθυμητής τιμής (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

Ανάλογη συμπεριφορά επιδεικνύουν και οι επιμέρους τάσεις των πυκνωτών, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.18 (α) και (β).



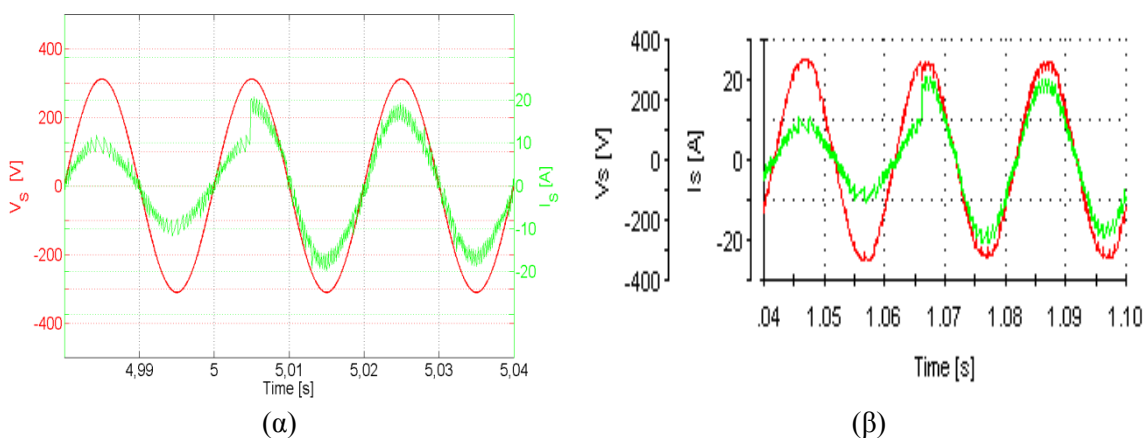
Σχήμα 4.18: Τάσεις των πυκνωτών κατά τη βηματική μεταβολή της τάσης εξόδου (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

Έχοντας ως στόχο την ευσταθή λειτουργία του συστήματος, παρατηρούμε από το σχήμα 4.19 (α) (αποτελέσματα προσομοίωσης) και (β) (πειραματικά αποτελέσματα) ότι η τάση του κοινού κόμβου των πυκνωτών, παρουσιάζει αύξηση του πλάτους της, αλλά διατηρεί τη μέση τιμή της σε μηδενική τιμή.



Σχήμα 4.19: Διακύμανση της τάσης του κοινού κόμβου των πυκνωτών V_d κατά τη βηματική μεταβολή της τάσης εξόδου: (α) αποτέλεσμα προσομοίωσης, (β) πειραματική μέτρηση

Όσον αφορά την AC πλευρά του συστήματος, η βηματική μεταβολή της τάσης εξόδου, αναπροσαρμόζει το πλάτος του ρεύματος εισόδου σε νέα τιμή όπως προκύπτει από την ενεργειακή ανάλυση που ακολουθήθηκε στην παράγραφο 4.3. Επιπλέον, ο στόχος της λειτουργίας σε μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου, εξασφαλίζεται τόσο κατά την θεωρητική ανάλυση (σχήμα 4.20 α) όσο και από τις πειραματικές μετρήσεις (σχήμα 4.20 β) και μετά την βηματική μεταβολή της τάσης εξόδου, ικανοποιώντας τα κριτήρια της ποιότητας ισχύος.



Σχήμα 4.20: Διακύμανση της τάσης και του ρεύματος εισόδου κατά τη βηματική μεταβολή της τάσης εξόδου (α) αποτελέσματα προσομοίωσης, (β) πειραματικά αποτελέσματα

4.9 Συμπεράσματα και μελλοντικές προτάσεις

Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύθηκε θεωρητικά και σχεδιάστηκε κατάλληλος προβλεπτικός ελεγκτής για την τοπολογία του μονοφασικού διακοπτικού ανορθωτή ημιγέφυρας. Η σχεδίαση του βασίζεται στο μη γραμμικό διακριτό μαθηματικό μοντέλο του συστήματος, χωρίς να απαιτείται η παραπομπή σε γραμμικοποιημένα μοντέλα ασθενούς σήματος. Ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής, πλαισιώθηκε από τον εύρωστο ελεγκτή της υστέρησης, μέσω κατάλληλα σχεδιασμένων περιορισμών για το ρεύμα εισόδου και τις συνεχείς τάσεις ανά βαθμίδα. Από τα αποτελέσματα προσομοίωσης καθώς και από την πειραματική επιβεβαίωση, αναδείχθηκαν τα πλεονεκτήματα του προτεινόμενου ελέγχου τόσο κατά την λειτουργία υπό ονομαστικές συνθήκες όσο και κατά τα δυναμικά φαινόμενα. Χαρακτηριστικό γνώρισμα του προτεινόμενου ελέγχου είναι η μικρή απαίτηση σε υπολογιστικό κόστος αλλά και η πειραματική υλοποίηση σε μικροεπεξεργαστές χαμηλού κόστους.

Μελλοντικές Προτάσεις

- **Προβλεπτικός έλεγχος** με προσαρμογή των συντελεστών βαρύτητας μέσω ασαφούς λογικής ή λογικής gain scheduling
- **Χρήση ως πρώτη βαθμίδα σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης ειδικών ηλεκτρομηχανικών συστημάτων:** Ο κατάλληλος επανασχεδιασμός του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή σε ένα πλήρες σύστημα ηλεκτρικής κίνησης έχοντας ως πρώτη βαθμίδα την διακοπτική ανορθωτική διάταξη ημιγέφυρας, θα ήταν ένα άκρως ενδιαφέρον θέμα.

5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΣΗΜΕΙΑ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

Συμπεράσματα

Η παρούσα διατριβή παρουσιάζει ένα νέο αλγόριθμο προβλεπτικού ελέγχου για τις διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις. Ο προτεινόμενος αλγόριθμος ελέγχου εφαρμόστηκε σε τρεις ευρέως γνωστές μονοφασικές διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις, στην τοπολογία της πλήρους γέφυρας, στην πολυεπίπεδη τοπολογία των αλληλένδετων βαθμίδων και στην τοπολογία της ημιγέφυρας. Η θεωρητική ανάλυση που προηγείται ανά μελετώμενο σύστημα, τεκμηριώνεται αφενός μέσω εκτενών προσομοιώσεων, αφετέρου μέσω πειραματικών επαληθεύσεων. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν δημιουργούν αίσθημα φιλοδοξίας ότι ο προτεινόμενος έλεγχος μπορεί να αποτελέσει εναλλακτική πρόταση ελέγχου για τις διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις. Τα κυριότερα συμπεράσματα που εξάγονται από την συγκεκριμένη ερευνητική εργασία καταγράφονται ακολούθως.

Για την τοπολογία της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης πλήρους γέφυρας επιτυγχάνεται η λειτουργία σε τρία επίπεδα αναφορικά με την μορφή της τάσης ακροδεκτών εισόδου της διάταξης με σχετικά απλό τρόπο. Η προσέγγιση αυτή επιτυγχάνει, κατά τη βιβλιογραφία, μικρότερες λειτουργικές απώλειες και μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο στο ρεύμα εισόδου κάτι που τεκμηριώνεται μέσω των πειραματικών μετρήσεων. Επιπροσθέτως, διασφαλίζει ευσταθή λειτουργία του συστήματος κατά την επιβολή δυναμικών μεταβολών της επιθυμητής τιμής της συνεχούς τάσης ή/και του φορτίου. Σημαντικό πλεονέκτημα του προτεινόμενου ελέγχου είναι η άμεση χρήση του μη γραμμικού μαθηματικού μοντέλου, χωρίς να απαιτείται γραμμικοποίηση και παραπομπή σε προσεγγιστικά μοντέλα ασθενούς σήματος. Ένα από τα σημαντικότερα πλεονέκτηματα του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή είναι η άμεση υλοποίηση του σε χαμηλού κόστους ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος, γεγονός που διευκολύνει αρκετά στην πειραματική εφαρμογή του.

Προκειμένου να αναδειχθεί η εναλλακτική πρόταση ελέγχου, ο προτεινόμενος προβλεπτικός ελεγκτής τροποποιείται και σχεδιάζεται εκ βάθρων για την πολυεπίπεδη τοπολογία των αλληλένδετων βαθμίδων. Η λειτουργική πολυπλοκότητα της συγκεκριμένης διάταξης προκύπτει από τους πολύπλευρους στόχους που τίθενται, όπως η διασφάλιση των κριτηρίων ποιότητας της ισχύος εισόδου, η ικανότητα ανεξάρτητης λειτουργίας των επιμέρους συζευγμένων βαθμίδων σε τάσεις και φορτία και τέλος η παραγωγή πολυεπίπεδης τάσης ακροδεκτών εισόδου της διάταξης. Πέραν αυτών, απαιτείται κατά τον σχεδιασμό η ελάχιστη καταπόνηση των διακοπτικών στοιχείων, πράγμα το οποίο επιτυγχάνεται με την διαχείριση των διακοπτικών μετάβασεων.

Για την τοπολογία της ημιγέφυρας παρουσιάζεται αλγόριθμος προβλεπτικού ελέγχου με σημαντικά πειραματικά αποτελέσματα. Η σχετικά απλή σχεδίαση του ελεγκτή, εξασφαλίζει την ευσταθή λειτουργία του συστήματος τόσο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας όσο και σε δυναμικές μεταβολές. Επιτυγχάνει την εξισορρόπηση των τάσεων των χωρητικότητων, σημείο που αποτελεί το αγκάθι της συγκεκριμένης τοπολογίας, χωρίς την προσθήκη αναλογικών – ολοκληρωτικών ελεγκτών. Το πλεονέκτημα του προτεινόμενου ελεγκτή αποτιμάται στην απλή σχεδίαση και στην πειραματικά εφαρμόσιμη πρόταση.

Συνεισφορά της διατριβής – Σημεία για μελλοντική έρευνα

Από την μελέτη του προτεινόμενου προβλεπτικού αλγορίθμου προέκυψαν τα ακόλουθα θέματα που αποτελούν πιθανά σημεία μελλοντικής έρευνας

1. Διερεύνηση της επίπτωσης στη λειτουργία του συστήματος κατά την δυναμική μεταβολή των συντελεστών βάρους στο κριτήριο βελτιστοποίησης.
2. Τεκμηριωμένη ανάλυση ευαισθησίας του ελέγχου σε μεταβολές των στοιχείων με καθορισμό των ορίων διακύμανσης τους.
3. Ενσωμάτωση προσαρμοστικού μοντέλου για την αντιμετώπιση των αβέβαιων τιμών των στοιχείων.
4. Ενσωμάτωση μοντέλου ασαφούς λογικής για την βέλτιστη επιλογή των συντελεστών βαρύτητας ανά λειτουργική κατάσταση.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Βιβλιογραφία

- [1] **Maciejowski, J.M.:** “*Predictive Control with Constraints*”, (Prentice Hall publications, 2002), pp.37-39
- [2] **Chen, H. & Allgower, F.:** “*A quasi-infinite horizon predictive control scheme for constrained non-linear systems*”, Proceedings of the 16th Chinese Control Conference (pp. 309–316). Qindao, China, 1996
- [3] **Chen, H. & Allgower, F.:** “*A quasi-infinite horizon non-linear predictive control scheme for stable systems*”, IFAC Adchem Conference (pp. 471–476). Banff, Canada, 1997
- [4] **Chen, H., & Allgower, F.:** “*A quasi-infinite horizon non-linear model predictive control scheme with guaranteed stability*”, Automatica, 34, 1205–1217, 1998
- [5] **Chmielewski, D., & Manousiouthakis, V.:** “*On constrained infinite-time linear quadratic optimal control*”, System Control Letters, 29, 121–129, 1996
- [6] **Clarke, D. W., mohtadi, C., & Tuffs, P. S.:** “*Generalized predictive control—Part I: the basic algorithm*”, Automatica, 23, 137–148, 1987
- [7] **Clarke, D. W., Mohtadi, C., & Tuffs, P. S.:** “*Generalized predictive control—Part II: extensions and interpretations*”, Automatica, 23, 149–160, 1987
- [8] **Clarke, D. W.:** “*Advances in model-based predictive control*”, Oxford, Oxford University Press, 1994
- [9] **Bemporad, A. & Mosca, E.:** “*Constraint fulfilment in feedback control via predictive reference management*”, In Proceedings of the 3rd IEEE Conference on Control Applications (pp. 1909–1914), Glasgow, UK, 1994
- [10] **Bemporad, A., & Mosca, E.:** “*Fulfilling hard constraints in uncertain linear systems by reference managing*”, Automatica, 34 (4), 451–461, 1998
- [11] **De Oliveira, S. L.:** “*Model predictive control (MPC) for constrained non-linear systems*”, PhD thesis, California Institute of Technology, Pasadena, CA, 1996
- [12] **De Oliveira, S. L. & Morari, M.:** “*Contractive model predictive control for constrained non-linear systems*”, IEEE Transactions on Automatic Control
- [13] **Bemporad, A., Casavola, A., & Mosca, E.:** “*Nonlinear control of constrained linear systems via predictive reference management*”, IEEE Transactions on Automatic Control, 42 (3), 340–349, 1997
- [14] **Camacho, E. F., & Bordons, C.:** “*Model predictive control in the process industry*”, *Advances in Industrial Control*, Berlin, New York, Springer Verlag, 1995
- [15] **Bequette, B. W.:** “*Nonlinear control of chemical processes: A review*”, Ind. Eng. Chem. Res., 30, 1391–1413, 1991
- [16] **Bellman, R.,** “*On a routing problem*”, Quarterly of Applied Mathematics **16:** 87–90, 1958
- [17] **Isidori, A.,** “*Nonlinear Control Systems*”, Springer, 1995.
- [18] **Biegler, L. T.:** “*Advances in non-linear programming concepts for process control*”, IFAC Adchem conference (pp. 587–598), Banff, Canada, 1997

- [19] **Boyd, S.:** “*New advances in convex optimization and control applications*”, IFAC Adchem Conference, Banff, Canada, 1997
- [20] **Bertsekas, D.:** “*Dynamic Programming & Optimal Control, Vol. I*”, Athena Scientific, 3rd edition (May 1, 2005)
- [21] **Bertsekas, D.:** “*Dynamic Programming & Optimal Control, Vol. II*”, Athena Scientific, 3rd edition (January 29, 2007)
- [22] **Bertsekas, D.:** “*Convex Optimization Theory*”, Athena Scientific, 1st edition (June 30, 2009)
- [23] **Bertsekas, D., Nedic, A.:** “*Convex Analysis and Optimization*”, Athena Scientific, April 1, 2003
- [24] **Boyd, S., Vandenberghe, L.:** “*Convex Optimization*”, Cambridge University Press (March 8, 2004)
- [25] **Cutler, C. R. & Ramaker, B. L.:** “*Dynamic matrix control—a computer control algorithm*”, Joint Automatic Control Conference, San Francisco, CA, 1980
- [26] **Doyle, F. J., Pekny, J. F., Dave, P., & Bose, S.:** “*Specialized programming methods in the model predictive control of large scale systems*”, Computers and Chemical Engineering, 21, S847–S852, 1997
- [27] **Cutler, C. R. & Ramaker B. L.:** “*Dynamic matrix control—a computer control algorithm*”, AIChE 86th National Meeting, Houston, TX, 1979
- [28] **Bemporad, A., Chisci, L., & Mosca, E.:** “*On the stabilizing property of the zero terminal state receding horizon regulation*”, Automatica, 30 (12), 2013–2015, 1994
- [29] **Khalil, K.H.:** “*Non linear systems*”, Prentice Hall, 3 edition, December 28, 2001
- [30] **Slotine, J.J., Weiping-Li.:** “*Applied non linear control*”, Prentice Hall, 1991
- [31] **Liberzon, D.:** “*Switching in systems and control*”, Birkhäuser Boston, 1st edition, 2003
- [32] **Kassakian, J.G, Schlecht, M.F., Verghese, G.C.:** “*Principles of power electronics*”, Prentice Hall, July 11, 1991
- [33] **Kanaan, H.Y., Al-Haddad, K.:** “*Modeling Techniques Applied to Switch-Mode Power Converters: Application to the Boost-Type Single-Phase Full-Bridge Rectifiers*”, Conference on Human System Interactions, Krakow, Poland, May 25-27, 2008
- [34] **Baev, S., Shtessel, Y., Biglari, H., Adhami, R.:** “*Sliding Mode Control of a Unity Power Factor AC-to-DC Boost Converter*”, Proceedings of the 46th Conference on Decision and Control, New Orleans, LA, USA, Dec. 12-14, 2007
- [35] **Grino, R., Fossas, E., and Biel, D.:** “*Sliding mode control of a full-bridge unity power factor rectifier*”, Nonlinear and Adaptive Control, Lecture Notes in Control and Information Sciences, Springer Publications, 2003, vol. 281, pp. 139-148
- [36] **Utkin, V., Guldner J., Shi, J.:** “*Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*”, Second Edition, May 1, 2009, CRC Press
- [37] **Escobar, G., Chevreau, D., Ortega, R., Mendes, E.:** “*An Adaptive Passivity-Based Controller for a Unity Power Factor Rectifier*”, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 9, No. 4, July 2001

- [38] **Astolfi, A., Karagiannis, D., Ortega, R.:** “*Non Linear and Adaptive Control with Applications*”, Springer Verlag, 2008
- [39] “*Guidelines to the standard EN 61000-3-2*”, Revision Date: 2010-11-08
- [40] **Marouchos, C.C.:** “*The switching function: Analysis of power electronic circuits*”, IEE circuits, devices and systems series 17, 2006
- [41] **Zeitz, M.:** “*The extended Luenberger observer for non linear systems*”, Systems and Control, Elsevier letters, August 1987, Vol. 9, Issue 2, pp. 149-156
- [42] **Cortes, P., Kouro, S., LA Rocca, B., Vargas, R., Rodriguez, J., Leon, J., Vasquez, S., and Franquelo, L.:** “*Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives*”, Proc. Int. Conf. IEEE on Industrial Technology, 2009
- [43] **Pandey, A., Singh, B., Singh, B. N., Chandra, A., Al-Haddad, K., Kothari, D. P.:** “*A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, No. 5, October 2003
- [44] **Sriram, B.V., Sengupta, S., and Patra, A.:** “*Indirect current control of a single-phase voltage sourced boost-type bridge converter operated in the rectifier mode*”, IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, Vol. 18, No. 5, pp. 1130-1137
- [45] **Tiwari, A.N., Agarwal, P. and Srivastava, S.P.:** “*Modified hysteresis controlled PWM rectifier*”, IEE Proc. of Electric Power Applications, July 2003, Vol. 150, No. 4, pp. 389-396
- [46] **Linares, J., Sira-Ramirez, H., Reger, J. and Hernandez-Marcial, S.:** “*A boost unity power factor pre-compensator*”, Proc. Int. Con. Power Electronics Specialists 2008, PESC 2008, pp. 3623-3627
- [47] **Mattavelli, P., Spiazzi, G. and Tenti, P.:** “*Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers*”, IEEE Trans. on Power Electronics, January 2005, Vol. 20, No. 1, pp. 140–147
- [48] **Gaviria, C., Fossas, E., Griñó, R.:** “*Robust controller for a full bridge rectifier using the IDA approach and GSSA modeling*”, IEEE Transactions on Circuits and Systems-I:Regular papers, Vol. 52, No. 3, March 2005
- [49] **Nabae, A., Takahashi, I., Akagi, H.:** “*A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1A-17, No. 5, September-October 1981
- [50] **Kouro, S., Malinowski, M., Gopakumar, K., Pou, J., Franquelo, L.G., Bin Wu, Rodriguez, J., Pérez, M.A., Leon, J.I.:** “*Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57 , No. 8, 2010
- [47] **Cortes, P., Rodriguez, J. Antoniewicz, P. and Kazmierkowski, M.:** “*Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control*”, IEEE Trans. on Power Electronics, September 2008, Vol. 23, No 5, pp. 2516-2523
- [48] **Rodriguez, J., Pontt, J., Correa, P., Lezana, P. and Cortes, P.:** “*Predictive power control of an AC/DC/AC converter*”, Proc. Int. Conf. 14th IEEE IAS Annual Meeting, October 2005, Vol. 2, pp. 934- 939

- [49] **Nishida, Y., Miyashita, O., Haneyoshi, T., Tomita, H., and Maeda, A.:** “A predictive instantaneous-current PWM controlled rectifier with AC-side harmonic current reduction”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, June 1997, Vol. 44, No. 3, pp. 337–343
- [50] **Malinowski, M. Kazmierkowski, M.P. and Trzynadlowski, A.M.:** “A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives”, IEEE Trans. on Power Electronics, November 2003, Vol. 18, No. 6, pp. 1390–1396
- [51] **Brando, G. and Pizzo, A.D.:** “A predictive control technique for PWM rectifier in vector controlled induction motor drives”, Proc. Int Symposium IEEE on Industrial Electronics (ISIE 2002), July 8–11, 2002, L’Aquila, Italy, pp. 1196–1200
- [52] **Jeong, S-J. and Song, S-H.:** “Improvement of predictive current control performance using online parameter estimation in phase controlled rectifier”, IEEE Trans. On Power Electronics, September 2007, Vol. 22, pp. 1820-1825
- [53] **Mohamed, Y.A.R.I. and El-Saadany, E.F.:** “Robust high bandwidth discrete-time predictive current control with predictive internal model—A unified approach for voltage-source PWM converters”, IEEE Trans. on Power Electronics, January 2008, Vol. 23, No. 1, pp. 126–136
- [55] **Malesani, L., Mattavelli, P. and Buso, S.:** “Robust dead-beat current control for PWM rectifier and active filters”, IEEE Trans. on Industry Applications, May/June 1999, Vol. 35, No. 3, pp. 613–620
- [56] **Bode, G., Loh, P.C., Newman, M.J. and Holmes, D.G.:** “An improved robust predictive current regulation algorithm”, IEEE Trans. on Industry Applications, November 2005, Vol. 41, No. 6, pp. 1720–1733
- [58] **Buso, S. and Mattavelli, P.:** “Digital control in power electronics (Synthesis lectures on power electronics)”, (Morgan and Claypool publishers 2006)
- [59] **Cortes, P., Rodriguez, J., Vargas, R., and Ammann, U.:** “Cost function-based predictive control for power converters”, Proc. Conf. 32nd Annual on Industrial Electronics, IECON 2006, 2006, pp. 2268-2273
- [60] **Perez, M.A., Cortes, P., and Rodriguez, J.:** “Predictive Control Algorithm Technique for Multilevel Asymmetric Cascaded H-Bridge Inverters”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, December 2008, Vol. 55, Issue: 12, pp. 4354-4361
- [61] **Zanchetta, P., Gerry, D.B., Monopoli, V.G, Clare, J.C., and Wheeler, P.W.:** “Predictive current control for multilevel active rectifiers with reduced switching frequency”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, January 2008, Vol. 55, No. 1, pp. 163–172
- [62] **Dell’ Aquila, A., Liserre, M. Monopoli, V. G., and Rotondo P.:** “Overview of PI-Based Solutions for the Control of DC Buses of a Single-Phase H-Bridge Multilevel Active Rectifier”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 44, No. 3, May/June 2008, pp.857-866.
- [63] **Cecati, C., Dell’ Aquila, A., Liserre, M., and Monopoli, V. G.:** “Design of H-Bridge Multilevel Active Rectifier for Traction Systems”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 39, No. 5, September/October 2003, pp.1541-1550.
- [64] **Cecati, C., Dell’ Aquila, A., Liserre, M., and Monopoli, V. G.:** “A Passivity-Based Multilevel Active Rectifier With Adaptive Compensation for Traction Applications”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 39, No. 5, September/October 2003, pp.1404-1413.

- [65] **Dell' Aquila, A., Liserre, M., Monopoli, V. G. and Rotondo, P.:** “*An Energy-Based Control for an n-H-Bridges Multilevel Active Rectifier*” IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 3, June 2005, pp. 670-678.
- [66] **Kaletsanos, A.X., Manolas, I.S., Pavlou, K.G. and Manias, S.N.:** “*Sliding Mode Control for Cascaded H-Bridge Boost Rectifiers*”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Bari, Italy, July 4-7, 2010.
- [67] **Iman-Eini, H., Schanen, J-L. Farhangi, S. and Roudet, J.** “*A Modular Strategy for Control and Voltage Balancing of Cascaded H-Bridge Rectifiers*”, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 23, No. 5, September 2008, pp.2428-2442.
- [68] **Perez, M.A, Cortes, P. and Rodriguez, J.:** “*Predictive Control Algorithm Technique for Multilevel Asymmetric Cascaded H-Bridge Inverters*”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 12, December 2008, pp. 4354-4361.
- [69] **Cortes, P., Wilson, A., Kouro, S., Rodriguez, J., and Abu-Rub, H.:** “*Model Predictive Control of Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters*”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 8, August 2010, pp.2691-2699
- [70] **Singh, B., Singh, S.:** “*Single-phase power factor controller topologies for permanent magnet brushless DC motor drives*” IET Power Electron., vol. 3, no. 2, pp. 147–175, 2010.
- [71] **Brancol, C.G.C., Cruz, C.M.T., Torrico-Bascope, R.P., Antunes, F.L.M., Barreto, L.H.S.C.:** “*A Transformerless Single Phase On-Line UPS with 110V/220V Input Output Voltage*” in Proc. Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2006.
- [72] **Srinivasan, R., Oruganti, R.:** “*A Unity Power Factor Converter Using Half-Bridge Boost Topology*”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, no. 3, pp. 487–500, May 1998.
- [73] **Singh, B., Singh, B. N., Chandra, A., Al-Haddad, K., Pandey, A., Kothari, D. P.:** “*A review of single-phase improved power quality AC-DC converters*”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 50, no. 5, pp. 962 – 981, Oct. 2003.
- [74] **Yu-Kang Lo, Chin-Tse Ho, Jian-Min Wang:** “*Elimination of the Output Voltage Imbalance in a Half-Bridge Boost Rectifier*” IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 4, pp. 1352 – 1360, July 2007.
- [75] **Yu-Kang Lo, Tzu-Herng Song, Huang-Jen Chiu:** “*Analysis and elimination of voltage imbalance between the split capacitors in half-bridge boost rectifiers*” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 5, pp. 1175 - 1177, Oct. 2002.
- [76] **Nodari, L.M., Mezaroba, M., Michels, L., Rech, C.:** “*A new digital control system for a single-phase half-bridge rectifier with fast dynamic response*”, in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1204 – 1211, 2010.

ΔΗΜΟΣΙΕΥΘΕΙΣΕΣ ΕΡΓΑΣΙΕΣ



Constrained model predictive control strategy for single-phase switch-mode rectifiers

K.G. Pavlou M. Vasiladiotis S.N. Manias

School of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, 9, Iroon Polytechniou Street, Zografos 15780 Athens, Greece
 E-mail: kpavlou@central.ntua.gr

Abstract: This study presents a new approach to the control problem of single-phase switch-mode rectifiers. The proposed approach is based on a particular model predictive control scheme, incorporated with soft constraints for the errors of the key control targets. This control system is free of portional integral (PI) controllers, which are responsible for poor dynamic performance. Control objectives of sinusoidal input current, approximately unity input power factor, and output voltage regulation are successfully met under both steady state and load or setpoint changes. Considering the significant advantages of multilevel operation, the reflected AC side voltage exhibits an appropriate three-level modulation. The developed control strategy involves improved performance compared with a model-based sliding mode one. The theoretical analysis is validated by measurements on a laboratory prototype, illustrating the feasibility and suitability of the proposed controller for this type of rectifiers.

1 Introduction

The key requirement for modern rectifiers is to deliver the required level of output voltage at the possibly highest quality of input currents by means of improved control techniques. The problems associated with the analysis and design of a control loop for single-phase switch-mode rectifiers (SMRs) (Fig. 1) in boost operation are commonly reported and, therefore attract a significant research interest. The difficulties in controlling these systems arise from their non-linear, non-minimum phase nature [1]. Moreover, the control problem is further complicated by substantial changes of the operating point because of output voltage and load variations, as well as model uncertainties. This persistent scientific research leads to the development of enhanced techniques for the effective control of SMRs.

A wide range of different control strategies has been proposed in the literature to overcome the aforementioned issues. The majority of the established control techniques employ PI-type controllers tuned by using linearised average models of the system [2, 3]. This approach deteriorates the dynamic response significantly leading to overshoots or undershoots in the output voltage during load or setpoint changes. On the other hand, novel approaches are based on non-linear control techniques and specifically sliding mode control [4–6], hysteresis control [7, 8] or passivity theory combined with adaptive control [9, 10], in order to improve the system's robustness and dynamic performance. These control techniques are characterised by either complexity or high switching frequency, as well as the demand of an input current filter.

This work focuses on designing a model predictive control (MPC) scheme, incorporated with soft constraints for the errors between the key state variables and their references. The aim is to generate the appropriate pulse width-modulated signals that will drive the semi-conductor devices to fulfil certain objectives. In particular, the input power factor of the system is required to be approximately unity, whereas the output voltage is required to track its setpoint, with a DC component higher than the peak value of the input voltage (boost operation). This regulation needs to be maintained under all operating conditions, including output load or voltage changes. Moreover, considering the significant advantages of multilevel operation [11], the reflected AC side voltage exhibits an appropriate three-level modulation. The design procedure is carried out as follows: in each sampling period the finite set of possible switching states of the rectifier is taken into account and an explicit mathematical model of the system predicts the state variables under consideration. Next, extending other MPC schemes proposed mainly for three-phase SMRs [12–21], the instantaneous errors between the predicted state variables and their references are bounded by the imposed soft constraints [22]. These errors are included in an objective function and the switching state, which minimises this objective function, is selected and applied in the next sampling period. An extended second-order Luenberger observer [23] is adopted for the accurate estimation of the load current regardless of the load type. This leads to cost and complexity reduction and increases the total reliability of the system. The effectiveness of the proposed controller is highlighted by a comparison with the model-based sliding mode controller as analysed in [5], in all operation conditions by

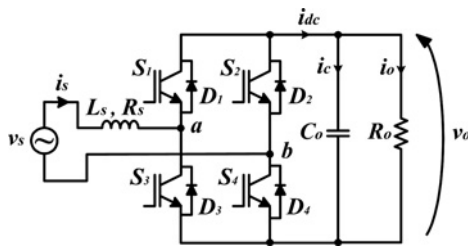


Fig. 1 Switch mode rectifier

means of simulations. The feasibility of the proposed controller is validated through experimental measurements on a laboratory single-phase SMR setup of 2.78 kW nominal power.

2 SMR modelling analysis

The model of the SMR is developed by describing the continuous-time state-space formulation and the operation principle of the system in order to derive the respective discrete-time state-space equations. Moreover, the input current reference is evaluated by considering that the input–output active power are equal when high-order harmonics are neglected, and a suitable load current observer is used.

2.1 Main characteristics

The topology of the SMR considered is shown in Fig. 1. In this figure, the input voltage v_s is connected to the full-bridge semi-conductor circuit through a boost inductance L_s , with an internal resistance R_s . The input current is denoted by i_s , whereas on the DC side, C_o denotes the

output filter capacitor and R_o represents the resistive load. In addition, the DC current, capacitor's current and load current are denoted by i_{dc} , i_c and i_o , respectively. Commonly, the SMRs feature four different permissible modes of operation, as illustrated in Fig. 2.

2.2 Continuous-time state-space model

The state equations of the SMR operating schemes shown in Fig. 2, can be expressed in continuous-time state-space as follows

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B(x(t))u + Dw(t) \quad (1)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2)$$

where

$$[x(t)]^T = [i_s \ v_o]^T, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[B(x(t))]^T = \left[-\frac{1}{L_s}v_o \ \frac{1}{C_o}i_s \right]^T, \quad D = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix}$$

$$[w(t)]^T = [v_s \ i_o], \quad C = [0 \ 1]$$

and variables i_s , v_o and v_s denote continuous-time-varying physical quantities.

The variable u defines the switching function of the SMR and can be expressed as

$$u = S_1S_4 - S_2S_3 = S_1 - S_2 \quad (3)$$

where $S_j \in \{0, 1\}$ and $j = 1, 2, 3, 4$.

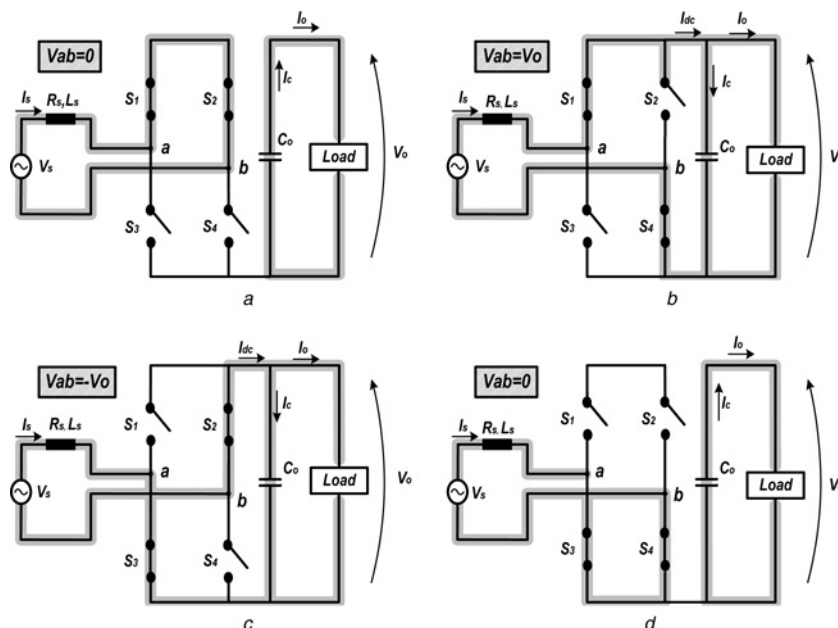


Fig. 2 Permissible switching states during positive cycle operation

- a $V_{ab} = 0$
- b $V_{ab} = V_o$
- c $V_{ab} = -V_o$
- d $V_{ab} = 0$

Depending on the chosen switching pattern $u \in \{-1, 0, 1\}$ for a three-level AC side voltage $v_{ab} \in \{-v_o, 0, v_o\}$ or $u \in \{-1, 1\}$ for a two-level AC side voltage $v_{ab} \in \{-v_o, v_o\}$.

2.3 Discrete-time state-space model

In order to design and apply the MPC strategy, the developed continuous-time state-space mathematical model is discretised using first-order approximation [24]. This leads to the following discrete-time state-space model, defined as

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d (\mathbf{x}_k) u_k + \mathbf{D}_d \mathbf{w}_k \quad (4)$$

$$y_k = \mathbf{C}_d \mathbf{x}_k \quad (5)$$

where

$$\mathbf{x}_k^T = [I_{s,k} \quad V_{o,k}], \quad \mathbf{A}_d = (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s) + \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s} T_s & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_d^T = \mathbf{T}_s \mathbf{B}^T = \begin{bmatrix} -\frac{T_s}{L_s} V_{o,k} & \frac{T_s}{C_o} I_{s,k} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_d = \mathbf{T}_s \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{C_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}_k^T = [V_{s,k} \quad I_{o,k}]$$

$$\mathbf{C}_d = \mathbf{C} = [0 \quad 1], \quad u_k = u$$

and variables $V_{o,k}$, $I_{s,k}$ and $I_{o,k}$ denote discrete-time-varying physical quantities.

2.4 Power balance consideration

In order to estimate the power flow from the input to the load, the approximation of ideal power switches has been considered. Hence, the active input and output power are considered equal when high-order harmonics are neglected, enabling to evaluate the reference peak of the input current (Appendix 1) as follows

$$I_{s,p}^* = \frac{V_{s,p}}{2R_s} - \sqrt{\frac{V_{s,p}^2}{4R_s^2} - \frac{2V_o^* I_o}{R_s}} \quad (6)$$

where, $V_{s,p}$ is the peak of the input voltage, V_o^* the output voltage reference and I_o the load current.

2.5 Load current observer

The efficient estimation of variables included in the control scheme is essential for reasons of load independency, as well as cost reduction and reliability increase. In the majority of existing papers for SMRs, the load is a variable resistor. However, this is not always the case, since the load can be highly non-linear (i.e. a power converter). For these reasons, an extended second-order Luenberger observer has

been used [23]. The estimated load current can be expressed as follows (Appendix 2)

$$\hat{I}_{o,k+1} = -1.76(\hat{V}_{o,k} - V_{o,k}) + \hat{I}_{o,k} \quad (7)$$

where

$$\hat{V}_{o,k+1} = 0.6\hat{V}_{o,k} - (T_s/C_o)(u_k I_{s,k} - \hat{I}_{o,k}) + 0.4V_{o,k} \quad (8)$$

Under this consideration, the estimated current $\hat{I}_{o,k+1}$ will be used instead of the actual I_o , both in (4) and (6). Furthermore, (6) will be reformulated as follows

$$I_{s,p}^* = \frac{V_{s,p}}{2R_s} - \sqrt{\frac{V_{s,p}^2}{4R_s^2} - \frac{2V_o^* \hat{I}_{o,k+1}}{R_s}} \quad (9)$$

while the reference input current in $(k+1)T_s$ will be of the form

$$I_{s,k+1}^* = I_{s,p}^* \sin \omega t_k \quad (10)$$

3 Optimal control design

3.1 Model predictive control

MPC has been used successfully for a long time in the process industry and during the last decade in the area also of power electronics. In addition, MPC is well suited for the control of power electronic converters in various applications [12–22, 24–26]. The control action is obtained by minimising an objective function over a finite or infinite horizon N_p . The major advantage of MPC is its straight-forward design procedure. Given a model of the system, one only needs to set up an objective function that incorporates the control objectives. Additional hard (physical) constraints can be easily dealt with by adding them as inequality constraints, whereas soft constraints (manipulated variables errors) can be taken into account in the objective function by using large penalties. Further details concerning the setup of the MPC objective function formulation are given in [27].

3.2 Optimal constrained MPC

The novelty of the proposed controller lies in the adoption of a particular composite cost function, involving soft constraints on errors implementation described hereafter.

In order to express the aforementioned control objectives in a cost function, the penalty coefficients q_{Ia} , q_{Ib} , q_{Va} , q_{Vb} are introduced, where q_{Ia} , q_{Ib} , q_{Va} , $q_{Vb} \in R^+$ and define respective costs [28]. In a first step, for the minimisation of the output voltage error the following sub-regions are considered (see (11))

where the terms $V_{(o,k+1)\min}$ and $V_{(o,k+1)\max}$ are specified as a percentage of the reference V_o^* , and $V_{o,k+1}$ denotes the predicted value of the output voltage at instant $(k+1)T_s$.

$$\varepsilon_V = \begin{cases} q_{Va}(V_{o,k+1} - V_{(o,k+1)\max}), & \text{if } V_{o,k+1} \geq V_{(o,k+1)\max} \\ q_{Va}(V_{(o,k+1)\min} - V_{o,k+1}), & \text{if } V_{o,k+1} \leq V_{(o,k+1)\min} \\ q_{Vb}|V_{o,k+1} - V_o^*|, & \text{if } V_{(o,k+1)\min} \leq V_{o,k+1} \leq V_{(o,k+1)\max} \end{cases} \quad (11)$$

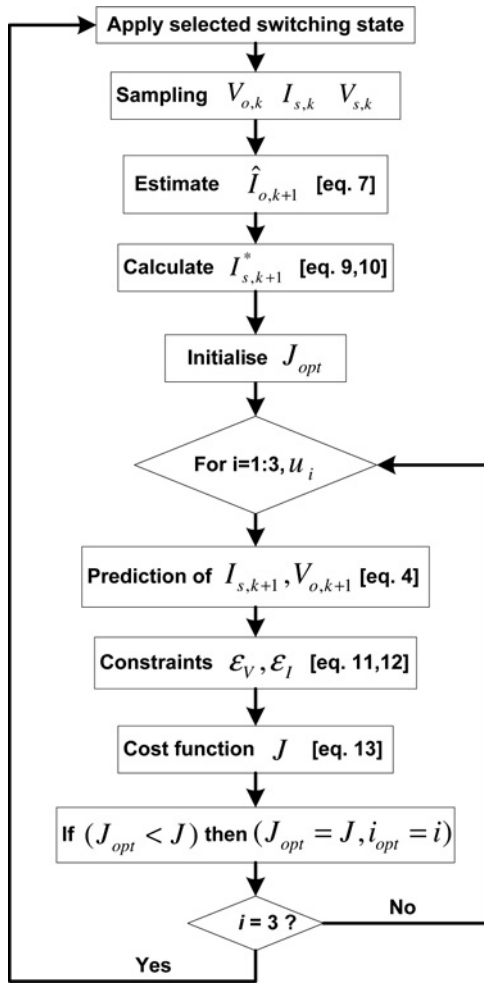


Fig. 3 Flowchart of the implemented constrained MPC algorithm

Subsequently, the error terms $V_{o,k+1} - V_{(o,k+1)\max}$, $V_{(o,k+1)\min} - V_{o,k+1}$ and $|V_{o,k+1} - V_o^*|$ weighted with the penalty coefficients above, are enforcing the error ε_V to vary practically into the bounded area $[V_{(o,k+1)\min}, V_{(o,k+1)\max}]$.

In a second step, the input current error term in the cost function, has been similarly formulated as follows (see (12))

where the terms $I_{(s,k+1)\min}$ and $I_{(s,k+1)\max}$ are specified as a percentage of the reference $I_{s,k+1}^*$, and $I_{s,k+1}$ denotes the predicted value of the input current at instant $(k+1)T_s$. Thereafter, the error terms $I_{s,k+1} - I_{(s,k+1)\max}$, $I_{(s,k+1)\min} - I_{s,k+1}$ and $|I_{s,k+1} - I_{s,k+1}^*|$ weighted with the penalty coefficients above, are enforcing the error ε_I to vary practically into the bounded area $[I_{(s,k+1)\min}, I_{(s,k+1)\max}]$.

It may be noted that very small bounds ($I_{(s,k+1)\min}$, $I_{(s,k+1)\max}$, $V_{(o,k+1)\min}$, $V_{(o,k+1)\max}$) selection lead to excessive switching frequency.

Considering the errors mentioned in (11) and (12), the cost function to be minimised in each sampling period can be expressed as follows

$$J = \varepsilon_I + \varepsilon_V \quad (13)$$

$$\varepsilon_I = \begin{cases} q_{Ia}(I_{s,k+1} - I_{(s,k+1)\max}), & \text{if } I_{s,k+1} \geq I_{(s,k+1)\max} \\ q_{Ia}(I_{(s,k+1)\min} - I_{s,k+1}), & \text{if } I_{s,k+1} \leq I_{(s,k+1)\min} \\ q_{Ib}|I_{s,k+1} - I_{s,k+1}^*|, & \text{if } I_{(s,k+1)\min} \leq I_{s,k+1} \leq I_{(s,k+1)\max} \end{cases} \quad (12)$$

A flowchart of the implemented constrained MPC algorithm is illustrated in Fig. 3, summarising the theoretical analysis introduced in Sections 2 and 3.

4 Simulation results

In order to check the feasibility of the proposed model predictive controller, different performance conditions are examined by means of simulation in Matlab/Simulink software. In addition, its simulated results have been compared with the ones of an appropriate sliding mode controller for the same topology as analysed in [5]. The simulations performed for both controllers concern the following cases: (i) steady state, (ii) setpoint step change from 350 to 500 V and (iii) load-step change from $P_o = 2016$ W ($R_o = 124 \Omega$) to $P_o = 2778$ W ($R_o = 90 \Omega$). The adopted parameters, for both the system and the controllers are: $v_s = 230$ V (RMS), $R_s = 0.6 \Omega$, $L_s = 4$ mH, $C_o = 2200 \mu\text{F}$, $T_s = 50 \mu\text{s}$, $q_{Ia} = 70$, $q_{Ib} = 0.01$, $q_{Va} = 58$, $q_{Vb} = 1$, $V_{(o,k+1)\min} = 0.99 V_o^*$, $V_{(o,k+1)\max} = 1.01 V_o^*$ and $I_{(s,k+1)\min} = 0.99 I_{s,k+1}^*$, $I_{(o,k+1)\max} = 1.01 I_{s,k+1}^*$, prediction horizon $N_p = 1$. The resulting switching frequency in the case of the predictive controller is $f_{sw} = 5.7$ kHz with a variation of ± 200 Hz, whereas in the sliding-mode controller case is $f_{sw} = 4.8$ kHz with a variation of ± 1100 Hz approximately.

In a first step, the steady-state performance is investigated for both controllers. The setpoint is chosen at $V_o^* = 550$ V and the load at $R_o = 124 \Omega$ ($P_o = 2440$ W). The simulation results of the predictive controller are presented in Figs. 4a–c, whereas the ones of the sliding mode controller are shown in Figs. 5a–c. It is worth noting that the input current is unfiltered in both cases of controllers. In particular, Fig. 4a (MPC) illustrates clearly the sinusoidal waveform of the input current, which is in phase with the input voltage, whereas the input current achieved by the sliding mode controller (Fig. 5a) has a significant harmonic distortion. In addition, the proposed MPC exhibits, under an appropriate switching pattern, multilevel operating advantages [11], and produces a better shape of the three-level reflected AC side voltage (Fig. 4b), than the one obtained by the sliding mode controller (Fig. 5b). A second important issue that concerns this type of rectifiers is the accurate regulation of the output voltage. As illustrated in Figs. 4c and 5c corresponding to MPC and sliding mode controllers, respectively, both of them achieve a good regulation of the DC component of the output voltage.

In terms of power quality, the performance of the SMR is considered by evaluating the input power factor (PF), the distortion factor (PF_h) and the displacement factor (PF_d). The values of these factors, as well as the switching frequency obtained by both controllers, are presented in Table 1. Specifically, all power-quality factors obtained by the proposed MPC scheme are much better than those determined by the sliding mode controller considered. This is obvious if one considers the difference between the two controllers. The proposed MPC scheme is choosing at the end of each sampling time the switching state, which

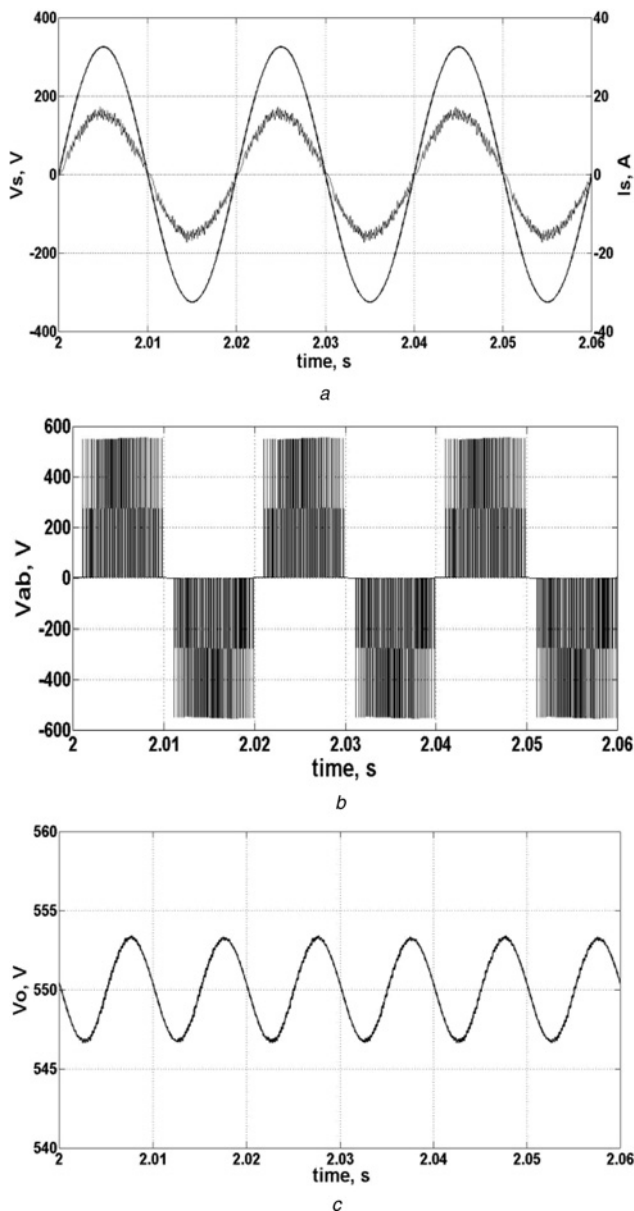


Fig. 4 Simulation results of the proposed MPC at steady state

- a Input voltage with input current
 b Three-level reflected AC side voltage
 c Output voltage waveform

satisfies simultaneously the constraints imposed for the errors of the input current and the DC output voltage. In contrast, the sliding mode controller always chooses a switching state to ensure fast reaching of the sliding mode regime, resulting in unnecessary increase of the total harmonic distortion (THD) and the switching frequency.

In a second step, the robustness of both controllers is investigated under load variations. For this purpose, the setpoint is kept constant at $V_o = 500$ V, when a load step is considered from $R_o = 124 \Omega$ ($P_o = 2016$ W) to $R_o = 90 \Omega$ ($P_o = 2778$ W). The simulation results of the output voltage for the proposed controller and the sliding mode one are presented in Figs. 6a and 7a, respectively. In particular, the incorporated voltage constraints in the cost function of the MPC lead to a stable performance of the system, without any observable overshoots or undershoots. In contrast, the DC output voltage achieved by the sliding mode controller presents a 6 V undershoot. In addition, the waveform of

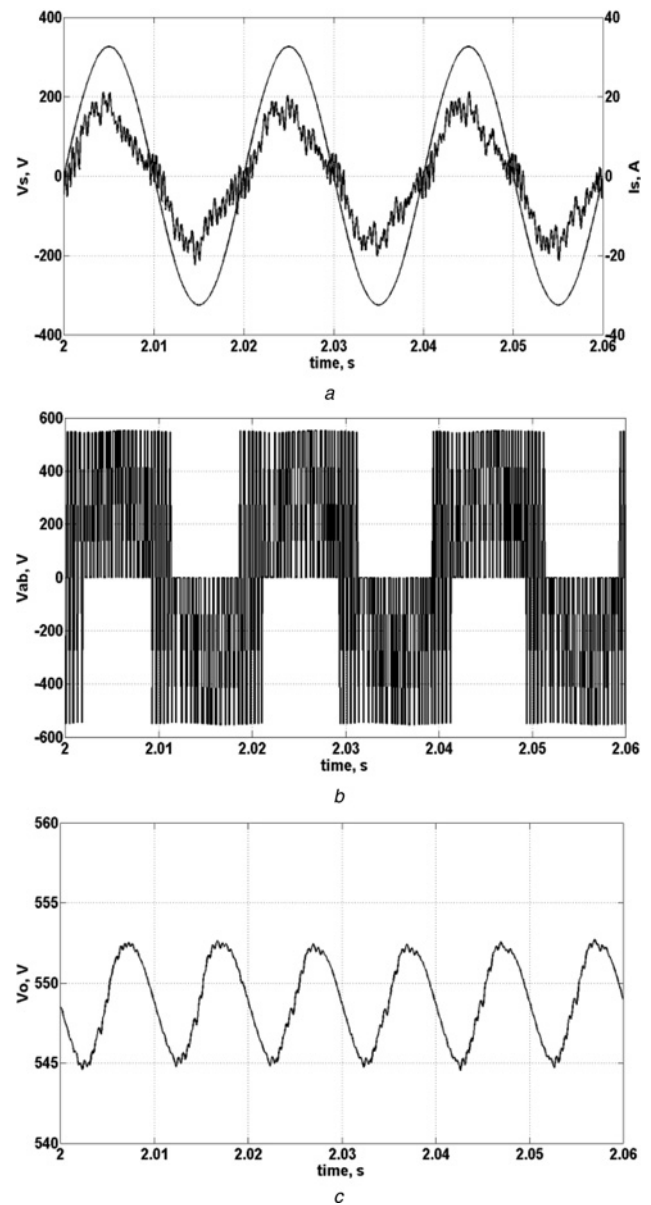


Fig. 5 Simulation results of the sliding mode controller at steady state

- a Input voltage with input current
 b Three-level reflected AC side voltage
 c Output voltage waveform

Table 1 Comparison of features

	Model predictive controller	Sliding mode controller
f_{sw}	5.7 kHz \pm 200 Hz	4.8 kHz \pm 1100 Hz
PF	0.987	0.869
PF _h	0.99976	0.99576
PF _d	0.98724	0.87356
THD _i	0.022 or 2.2%	0.0924 or 9.24%

the input current by the proposed MPC controller remains sinusoidal and in phase with the input voltage as it is shown in Fig. 6b. On the other hand, the sliding mode controller response is robust, but unsuccessful to achieve a better waveform quality of the input current as it is shown in Fig. 7b.

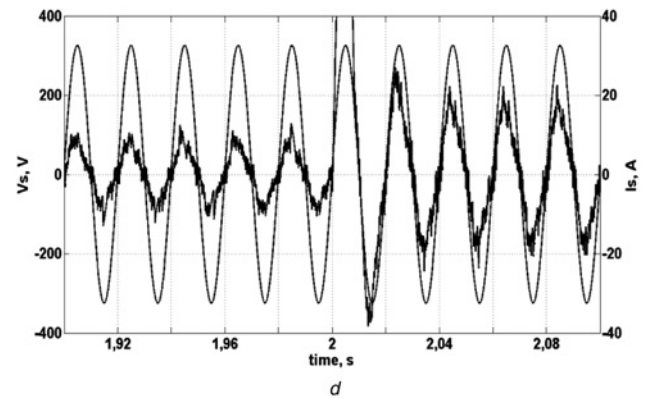
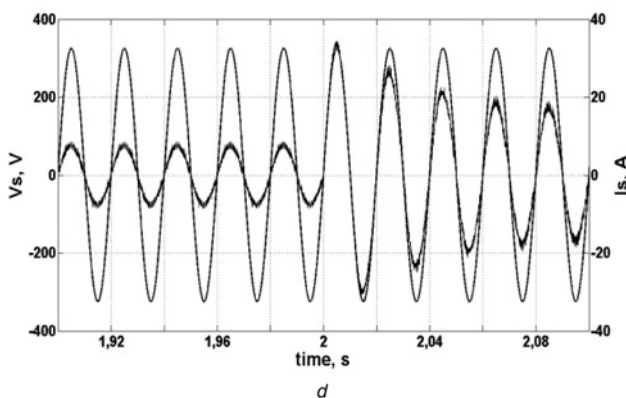
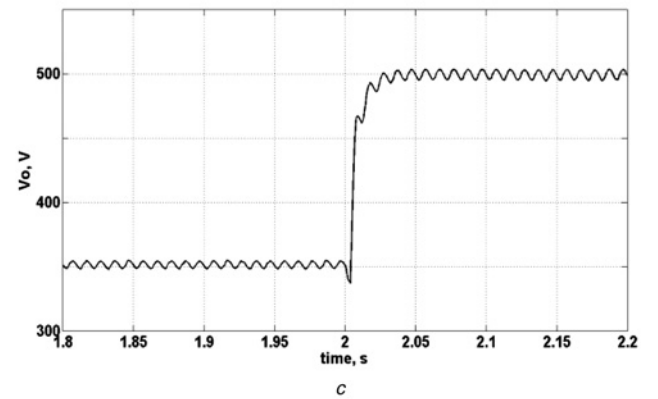
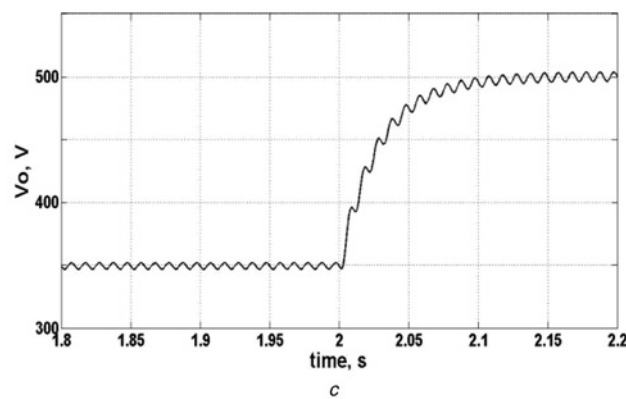
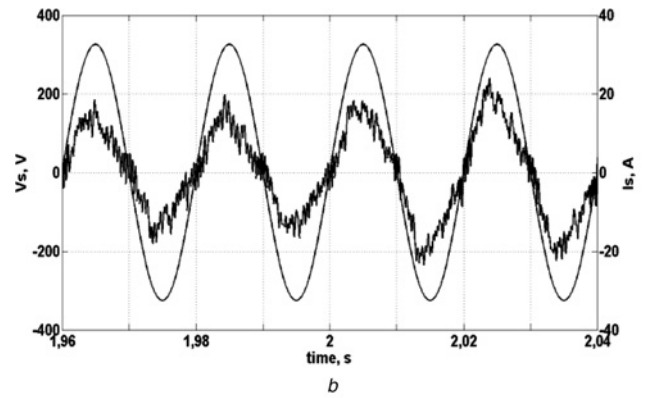
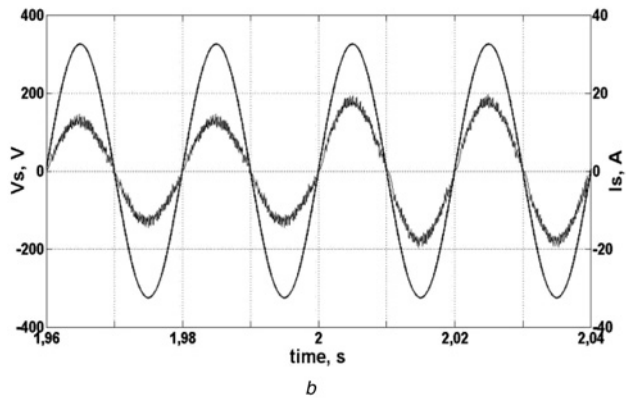
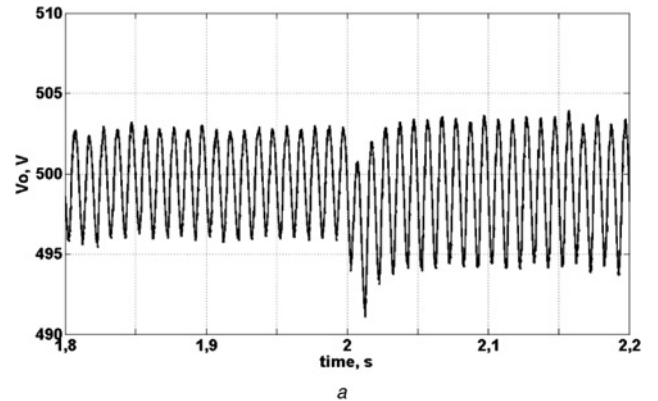
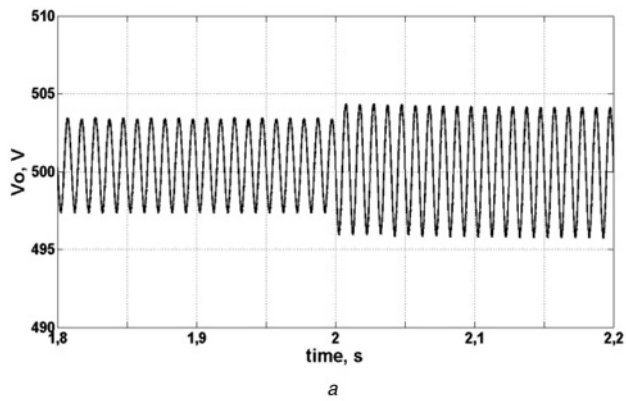


Fig. 6 Simulation results of dynamic performance during transients with MPC

- a Output voltage response to a load change from $R_o = 124 \Omega$ to $R_o = 90 \Omega$
- b Input voltage with input current during load change from $R_o = 124 \Omega$ to $R_o = 90 \Omega$
- c Output voltage response during setpoint change from 350 to 500 V
- d Input voltage with input current during setpoint change from 350 to 500 V

Fig. 7 Simulation results of dynamic performance during transients with sliding mode controller

- a Output voltage response to a load change from $R_o = 124 \Omega$ to $R_o = 90 \Omega$
- b Input voltage with input current during load change from $R_o = 124 \Omega$ to $R_o = 90 \Omega$
- c Output voltage response during setpoint change from 350 to 500 V
- d Input voltage with input current during setpoint change from 350 to 500 V

In a third step, the dynamic performance of the introduced controller is tested under setpoint changes, and is compared with the sliding mode one. Initially, the output voltage is fixed at 350 V and the load is selected at $R_o = 100 \Omega$. Then, a step change of the setpoint is imposed at 500 V. The proposed controller achieves a good regulation of the output voltage to the new setpoint in approximately 150 ms (Fig. 6c), whereas the input current is in phase with the supply voltage (Fig. 6d). On the other hand, the sliding mode controller regulates the output voltage to the desired value in approximately 50 ms (Fig. 7c), whereas a 10 V undershoot is observable approximately at the instant of the setpoint change. The input current obtained by the sliding mode controller has a significant harmonic distortion, (Fig. 7d), and presents a large overshoot of more than 40 A, at the instant of the setpoint change.

5 Experimental results

The proposed control scheme has been validated on a laboratory prototype single-phase SMR as shown in Fig. 8, with rated nominal input voltage 230 V (RMS), nominal output voltage of 550 V (DC), and sampling time $T_s = 50 \mu\text{s}$. The inductance of the ferrite coil is $L_s = 4 \text{ mH}$, the filter capacitor value is $C_o = 2200 \mu\text{F}$. The penalty weights of the constraints are defined as $q_{Ia} = 70$, $q_{Ib} = 0.01$, $q_{Va} = 58$, $q_{Vb} = 1$, and the bounds of the errors ε_V , ε_I , at $V_{(o,k+1)\text{min}} = 0.99 \cdot V_o^*$, $V_{(o,k+1)\text{max}} = 1.01 \cdot V_o^*$, $I_{(s,k+1)\text{min}} = 0.99 \cdot I_{s,k+1}^*$, $I_{(s,k+1)\text{max}} = 1.01 \cdot I_{s,k+1}^*$, respectively. For the measurement of the input voltage, output voltage and input current two voltage transducers (LV25-P) and a current transducer (LA-25 NP) are used, respectively. The control platform is a standalone board, featuring a 16-bit floating point low-cost DSP (Experiment kit F28335 from Texas Instruments) and the algorithm is written in C. The measurements have been taken by a four-channel USB oscilloscope.

At first, the steady-state operation has been analysed choosing a resistive load of $R_o = 124 \Omega$, while the setpoint is chosen at 550 V. Fig. 9a illustrates experimental results concerning input voltage and current time variations. This figure clarifies the sinusoidal shape of the input current, while the input power factor is measured at 0.987. It may be noted that the input current is unfiltered. The spectral analysis of the input current is shown in Fig. 9b. It is obvious that the switching frequency varies about

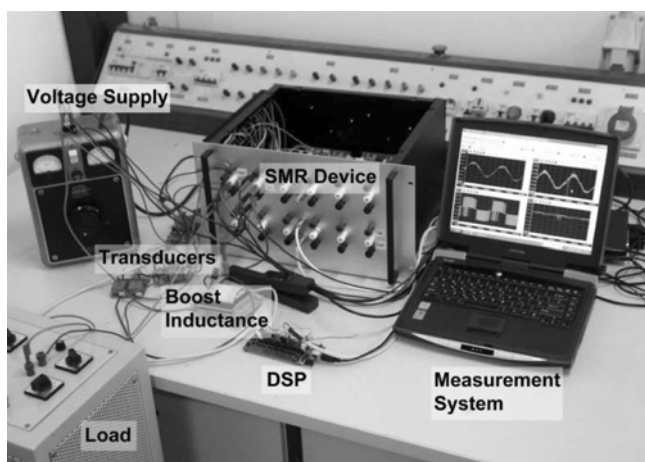
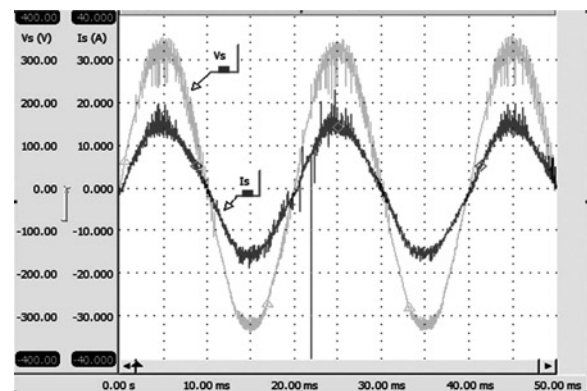
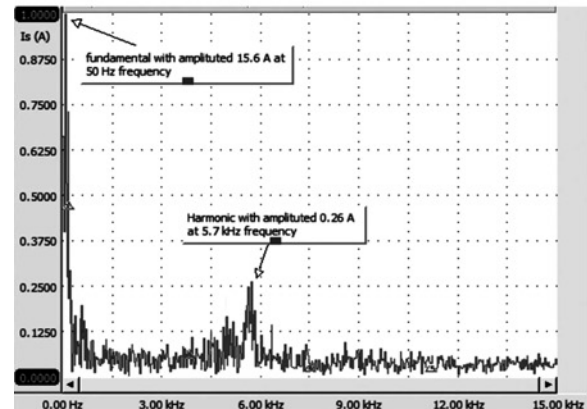


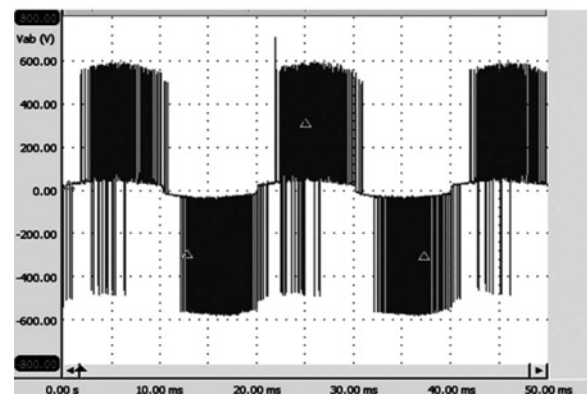
Fig. 8 Experimental setup



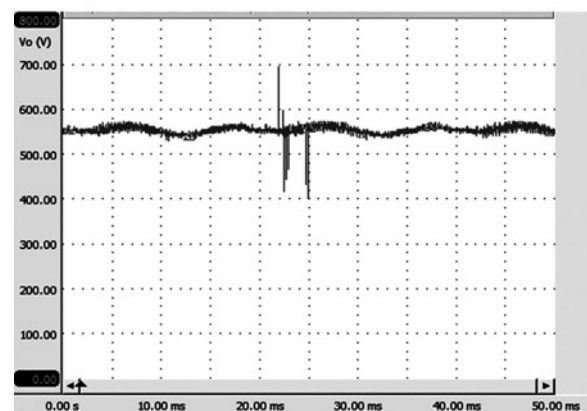
a



b



c



d

Fig. 9 Experimental results at steady state

- a Input voltage and input current
- b Harmonic spectrum of input current (THD = 2.83%)
- c Three-level reflected AC side voltage
- d Output voltage

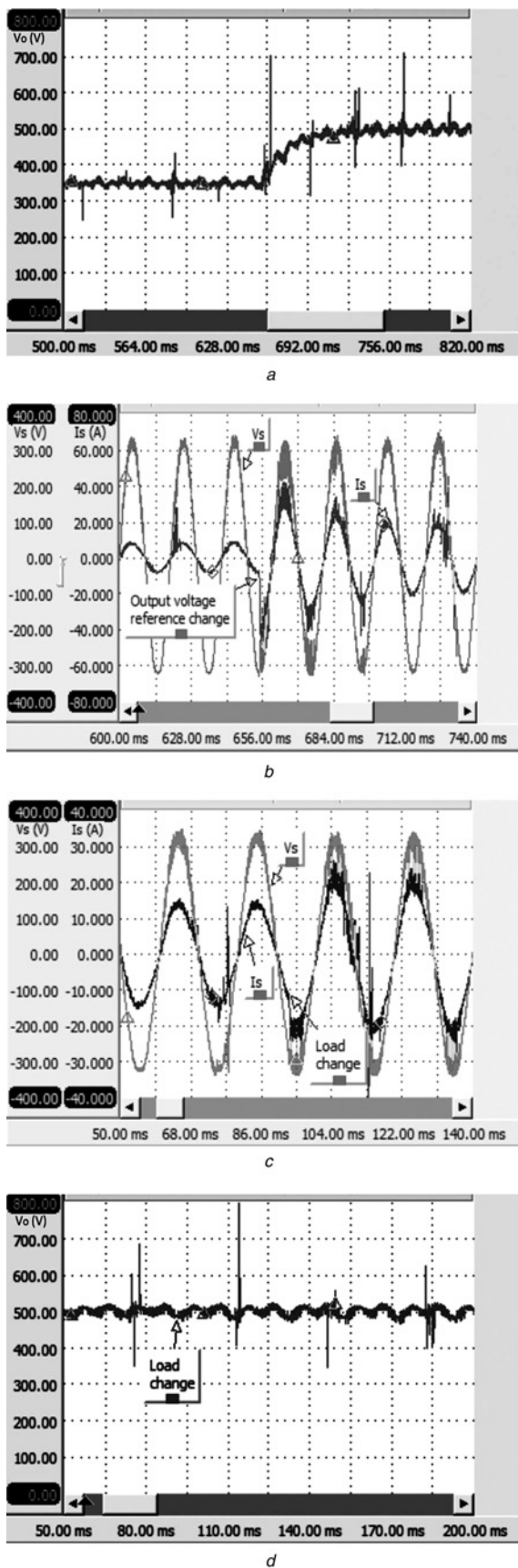


Fig. 10 Experimental results during transients

- a Response of the output voltage during setpoint change from 350 to 500 V
 b Input voltage and input current during setpoint change from 350 to 500 V
 c Input voltage and input current during load-step change from 1216 W ($R_o = 124 \Omega$) to 2778 W ($R_o = 90 \Omega$)
 d Output voltage during load-step change from 1216 W ($R_o = 124 \Omega$) to 2778 W ($R_o = 90 \Omega$)

± 300 Hz, centralised at 5.7 kHz. The value of the THD is measured at 2.83%. Fig. 9c shows the three-level reflected AC voltage time variation of the SMR. The output voltage is shown in Fig. 9d illustrating the satisfactory regulation achieved at 550 V.

Second, the dynamic performance of the introduced controller is tested under output voltage and load changes. Initially, the output voltage is fixed at 350 V. Then a step change of the setpoint requested to 500 V as illustrated in Fig. 10a. The duration of the output voltage response is approximately 90 ms with the input current remaining sinusoidal and in phase with the input voltage, as depicted in Fig. 10b.

At third, a load-step change from $R_o = 124 \Omega$ (2016 W) to $R_o = 90 \Omega$ (2778 W), while the DC output voltage setpoint is adjusted at 550 V. This operation is presented in Fig. 10c, illustrating the robustness of the proposed controller. In Fig. 10d, one can remark that the output voltage presents no consequential undershoots or overshoots during load change, exhibiting the significant advantage of the constrained MPC.

6 Conclusions

In this paper, a novel constrained MPC strategy for single-phase SMRs under three-level operation is introduced. The proposed control scheme is free from PI controller and modulator. This is possible owing to the development of a particular objective function, incorporating soft constraints for the input current and the output voltage errors. This approach leads the system to a reliable operation under all operating conditions, and presents significant power quality advantages compared with the sliding mode controller considered. The experimental results are in good agreement with the simulations, illustrating the suitability of the developed constrained MPC strategy as an alternate proposal to the control problem of such systems.

7 References

- 1 Liberzon, D.: 'Switching in systems and control' (Birkhäuser Boston, 2003, 1st edn.), pp. 76–89
- 2 Kanaan, H.Y., Al-Haddad, K.: 'Modeling techniques applied to switch-mode power converters: application to the boost-type single-phase full-bridge rectifier'. Int. Conf. Human System Interactions, Krakow-Poland, 2008
- 3 Sriram, B.V., Sengupta, S., Patra, A.: 'Indirect current control of a single-phase voltage sourced boost-type bridge converter operated in the rectifier mode', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2003, **18**, (5), pp. 1130–1137
- 4 Utkin, V., Guldner, J., Shi, J.: 'Sliding mode control in electromechanical systems' (CRC Press, 1999), p. 3
- 5 Baev, S., Shtessel, Y., Biglari, H., Adhmi, R.: 'Sliding mode control of a unity power factor AC to DC boost converter'. IEEE Conf. Decision and Control, New Orleans, LA, USA, 12–14 December 2007
- 6 Grino, R., Fossas, E., Biel, D.: 'Sliding mode control of a full-bridge unity power factor rectifier', in Zinobar, A., Owens, D. (Eds): 'Nonlinear and adaptive control' (Springer Publications, 2003, vol. 218), pp. 139–148
- 7 Aqel, M.J., Emar, W., El-Emari, I.M.M.: 'Modeling and simulation of a modified bangbang hysteresis control technique for a three phase PWM converter', *Eur. J. Sci. Res.*, 2008, **23**, (2), pp. 261–267
- 8 Tiwari, A.N., Agarwal, P., Srivastava, S.P.: 'Modified hysteresis controlled PWM rectifier', *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, 2003, **150**, (4), pp. 389–396
- 9 Escobar, G., Chevreau, D., Ortega, R., Mendes, E.: 'An adaptive passivity-based controller for a unity power factor rectifier', *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, 2001, **9**, (4), pp. 637–644
- 10 Linares, J., Sira-Ramirez, H., Reger, J., Hernandez-Marcial, S.: 'A boost unity power factor pre-compensator'. Proc. Int. Conf. Power Electronics Specialists, 2008, PESC 2008, pp. 3623–3627

- 11 Pandey, A., Singh, B., Singh, B.N., Chandra, A., Al-Haddad, K., Kothari, D.P.: 'A review of multilevel power converters', *IET Journal El.*, 2006, **86**, pp. 220–231
- 12 Cortes, P., Rodriguez, J., Antoniewicz, P., Kazmierkowski, M.: 'Direct power control of an AFE using predictive control', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2008, **23**, (5), pp. 2516–2523
- 13 Rodriguez, J., Pontt, J., Correa, P., Lezana, P., Cortes, P.: 'Predictive power control of an AC/DC/AC converter'. Proc. Int. Conf. 14th IEEE IAS Annual Meeting, October 2005, vol. 2, pp. 934–939
- 14 Nishida, Y., Miyashita, O., Haneyoshi, T., Tomita, H., Maeda, A.: 'A predictive instantaneous-current PWM controlled rectifier with AC-side harmonic current reduction', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 1997, **44**, (3), pp. 337–343
- 15 Malinowski, M., Kazmierkowski, M.P., Trzynadlowski, A.M.: 'A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2003, **18**, (6), pp. 1390–1396
- 16 Brando, G., Pizzo, A.D.: 'A predictive control technique for PWM rectifier in vector controlled induction motor drives'. Proc. Int. Symp. IEEE Industrial Electronics (ISIE 2002), L'Aquila, Italy, 8–11 July 2002, pp. 1196–1200
- 17 Jeong, S.-J., Song, S.-H.: 'Improvement of predictive current control performance using online parameter estimation in phase controlled rectifier', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007, **22**, pp. 1820–1825
- 18 Mohamed, Y.A.R.I., El-Saadany, E.F.: 'Robust high bandwidth discrete-time predictive current control with predictive internal model – a unified approach for voltage-source PWM converters', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2008, **23**, (1), pp. 126–136
- 19 Mattavelli, P., Spiazzi, G., Tenti, P.: 'Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2005, **20**, (1), pp. 140–147
- 20 Malesani, L., Mattavelli, P., Buso, S.: 'Robust dead-beat current control for PWM rectifier and active filters', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1999, **35**, (3), pp. 613–620
- 21 Bode, G., Loh, P.C., Newman, M.J., Holmes, D.G.: 'An improved robust predictive current regulation algorithm', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2005, **41**, (6), pp. 1720–1733
- 22 Maciejowski, J.M.: 'Predictive control with constraints' (Prentice-Hall Publications, 2002), pp. 37–39
- 23 Zeitz, M.: 'The extended Luenberger observer for non linear systems', *Syst. Control Elsevier Lett.*, 1987, **9**, (2), pp. 149–156
- 24 Buso, S., Mattavelli, P.: 'Digital control in power electronics (Synthesis lectures on power electronics)', (Morgan and Claypool Publishers, 2006)
- 25 Perez, M.A., Cortes, P., Rodriguez, J.: 'Predictive control algorithm technique for multilevel asymmetric cascaded H-bridge inverters', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, **55**, (12), pp. 4354–4361
- 26 Zanchetta, P., Gerry, D.B., Monopoli, V.G., Clare, J.C., Wheeler, P.W.: 'Predictive current control for multilevel active rectifiers with reduced switching frequency', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, **55**, (1), pp. 163–172
- 27 Cortes, P., Rodriguez, J., Vargas, R., Ammann, U.: 'Cost function-based predictive control for power converters'. Proc. Conf. 32nd Annual on Industrial Electronics, IECON 2006, 2006, pp. 2268–2273
- 28 Cortes, P., Kouro, S., La Rocca, B., et al.: 'Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives'. Proc. Int. Conf. IEEE Industrial Technology, 2009

8 Appendix 1

Assuming ideal power switches, the input and output active power can be considered equal in one period when high-order harmonics are neglected, thus

$$\begin{aligned}
 \langle P_{in} \rangle &= \langle P_{out} \rangle \Leftrightarrow \langle v_s i_s^* - R_s (i_s^*)^2 \rangle = \langle v_o^* i_o \rangle \Leftrightarrow \\
 \langle (I_{s,p}^* \sin \omega t)(V_{s,p} \sin \omega t) - R_s (I_{s,p}^*)^2 \sin^2 \omega t \rangle &= \langle V_o^* I_o \rangle \Leftrightarrow \\
 \langle I_{s,p}^* V_{s,p} - (I_{s,p}^*)^2 R_s \rangle \cdot \left\langle \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right\rangle &= \langle V_o^* I_o \rangle \Leftrightarrow \\
 R_s (I_{s,p}^*)^2 - V_{s,p} I_{s,p}^* + 2V_o^* I_o &= 0 \Leftrightarrow \\
 I_{s,p}^* &= \frac{V_{s,p}}{2R_s} \pm \sqrt{\frac{V_{s,p}^2}{4R_s^2} - \frac{2V_o^* I_o}{R_s}} \quad (14)
 \end{aligned}$$

where, $V_{s,p}$ is the peak of input voltage, V_o^* the output voltage reference, R_s the internal resistance of boost inductance and I_o the load current.

The symbol $\langle \dots \rangle$ denotes the average value of a periodic function with period T as follows

$$\langle f(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) d\tau$$

Furthermore, both solutions of $I_{s,p}^*$ are positive and both seem to be mathematically acceptable. From the technical point view, one out of two possible solutions is accepted as it involves minimal energy consumption (with '–' sign) and has been adopted as the desirable peak of the input current. Thus, the reference peak of the input current is given by

$$I_{s,p}^* = \frac{V_{s,p}}{2R_s} - \sqrt{\frac{V_{s,p}^2}{4R_s^2} - \frac{2V_o^* I_o}{R_s}} \quad (15)$$

Numerical example: For $V_o^* = 500$ V (dc component), $R_s = 0.6 \Omega$ and $I_o = 5$ A the solutions of (14) are

$$I_{s,p}^* = 501.86 \text{ A}, I_{s,p}^* = 16.6 \text{ A}$$

9 Appendix 2

Following the analysis in [23], and using Kirchoff's current law at the DC side, the following continuous-time, state-space model is defined as

$$\dot{z}(t) = Fz(t) + G(z(t))u \quad (16)$$

$$y_o(t) = Mz(t) \quad (17)$$

where

$$[z(t)]^T = [v_o \ i_o]^T, \quad F = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$[G(z(t))]^T = \left[\frac{1}{C_o} i_s \quad 0 \right]^T, \quad M = [1 \quad 0]$$

The continuous-time state-space mathematical model described by (16) and (17) is discretised using first-order approximation as in [24].

$$z_{k+1} = F_d z_k + G_d(z_k)u_k \quad (18)$$

$$y_{o,k} = M_d z_k \quad (19)$$

where

$$z_k^T = [V_{o,k} \ I_{o,k}], \quad F_d = (I + FT_s) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{C_o} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$G_d^T = T_s G^T = \left[\frac{T_s}{C_o} I_{s,k} \quad 0 \right], \quad M_d = M = [1 \quad 0]$$

The system described in (18) and (19) is non-linear and observable, and therefore an extended Luenberger observer [23] can be implemented. With these limitations, the

following discrete-time state-space model is introduced, which is a copy of the system in (18) and (19), with a feedback added, coming from the measured output voltage through the gain vector \mathbf{H} to correct the state

$$\hat{\mathbf{z}}_{k+1} = \mathbf{F}_d \hat{\mathbf{z}}_k + \mathbf{G}_d \mathbf{u}_k + \mathbf{H} \bar{y}_{o,k} \quad (20)$$

$$\hat{y}_{o,k} = \mathbf{M}_d \hat{\mathbf{z}}_k \quad (21)$$

where the terms $\hat{\mathbf{z}}_k$ and $\hat{y}_{o,k}$ denote the observed state and the output, respectively. The vector $\mathbf{H}^T = [h_1 \ h_2]$ describes the constant observer gain that has to be verified. The term $\bar{y}_{o,k}$ denotes the error between the measured and the observed value of the output defined in combination with (19) as

$$\bar{y}_{o,k} = y_{o,k} - \hat{y}_{o,k} = \mathbf{M}_d (\mathbf{z}_k - \hat{\mathbf{z}}_k) = \mathbf{M}_d \bar{\mathbf{z}}_k \quad (22)$$

$$\bar{\mathbf{z}}_k = \mathbf{z}_k - \hat{\mathbf{z}}_k \quad (23)$$

Similarly with (23), we can express the error between the measured and the observed state at $(k+1)T_s$ as follows

$$\bar{\mathbf{z}}_{k+1} = \mathbf{z}_{k+1} - \hat{\mathbf{z}}_{k+1} = (\mathbf{F}_d - \mathbf{H}\mathbf{M}_d) \bar{\mathbf{z}}_k \quad (24)$$

The error defined in (24) approaches zero when $\hat{\mathbf{z}}_{k+1}$ converges to \mathbf{z}_{k+1} . This is true if the system described by (24) is stable. The latter occurs if only the eigenvalues λ_i of matrix $[\mathbf{F}_d - \mathbf{H}\mathbf{M}_d]$ lie inside the unity circle, that is, $|\lambda_i| < 1$, $i = 1, 2$. With this assumption, the eigenvalues of the system in (24), and consequently of (20), have been placed to specific locations, defined by

$$|\rho \mathbf{I} - \mathbf{F}_d + \mathbf{H}\mathbf{M}_d| = (\rho - \lambda_1)(\rho - \lambda_2)$$

which after some manipulations becomes

$$\begin{aligned} \rho^2 - \rho(2 - h_1) + \left(1 - h_1 - h_2 \frac{T_s}{C_o}\right) &= (\rho - \lambda_1)(\rho - \lambda_2) \\ &= \rho^2 - \rho(\lambda_1 + \lambda_2) + \lambda_1 \lambda_2 \end{aligned} \quad (25)$$

and finally gives

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1 = 2 - (\lambda_1 + \lambda_2) \\ h_2 = \frac{C_o}{T_s} (1 - h_1 - \lambda_1 \lambda_2) \end{array} \right\} \quad (26)$$

Assuming any set of locations in the complex plane in the unit circle, and selecting arbitrarily $\lambda_1 = \lambda_2 = 0.8$ in (26) the gain matrix is defined as

$$\mathbf{H}^T = [0.4 \quad -1.76] \quad (27)$$

With the definition in (27), and the matrices \mathbf{F}_d and \mathbf{G}_d , then (20) is decomposed in separate state equations as follows

$$\hat{V}_{o,k+1} = 0.6 \hat{V}_{o,k} - (T_s/C_o)(u_k I_{s,k} - \hat{I}_{o,k}) + 0.4 V_{o,k} \quad (28)$$

$$\hat{I}_{o,k+1} = -1.76(\hat{V}_{o,k} - V_{o,k}) + \hat{I}_{o,k} \quad (29)$$

Equation (29) is suitable for the efficient estimation of the load current.

Model Predictive-based Control Method for Cascaded H-Bridge Multilevel Active Rectifiers

Michail Vasiladiotis¹, *Student Member, IEEE*, Konstantinos Pavlou², *Student Member, IEEE*,
Stefanos Manias², *Fellow, IEEE*, and Alfred Rufer¹, *Fellow, IEEE*

¹Laboratory of Industrial Electronics (LEI)
École Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL)
Station 11, 1015 Lausanne, Switzerland
michail.vasiladiotis@epfl.ch, alfred.rufer@epfl.ch

²Electrical Machines and Power Electronics Laboratory
National Technical University of Athens (NTUA)
Iroon Polytechniou 9, 15780 Zografou, Athens, Greece
kpavlou@central.ntua.gr, manias@central.ntua.gr

Abstract—The cascaded H-Bridge multilevel active rectifier is an emerging converter topology, which offers significant advantages, such as modularity and high flexibility for a wide range of applications, including traction systems, industrial automation plants, uninterruptible power supplies, and battery chargers. However, the need for stable operation of the H-Bridge cells at asymmetrical voltage potentials and unbalanced loads imposes demanding requirements, in terms of an advanced and accurate control strategy. This paper introduces a simple and powerful solution to the mentioned problems, based on constrained Model Predictive Control (MPC). The proposed nonlinear controller achieves low input current harmonic distortion with almost unity power factor, as well as independent regulation of the H-Bridge cells, both under steady state and transient conditions. The effectiveness of the novel control algorithm is demonstrated by means of simulations as well as preliminary experimentation on a single-phase laboratory setup.

Index Terms—Model Predictive Control (MPC), Cascaded H-Bridges, Multilevel Converters, Active Rectifiers

I. INTRODUCTION

The need for efficient solutions in medium voltage and high power industrial and utility applications has attracted the focus of the power electronics research community over the recent years. Multilevel converters have drawn a lot of attention due to their superior properties over traditional power conversion technologies. In the field of active rectifiers, the cascaded H-Bridge topology features a number of advantages. The modularized circuit layout offers great simplicity in the design and hardware expandability, since no complex solutions are needed, such as excessive numbers of clamping diodes or balancing capacitors. In addition, the existence of several floating DC buses implies the ability of independent load feeding in a rectifier operation, contrary to the respective case of inverting mode, where isolated power supplies are needed.

However, the control of such a converter system is not an easy task, due to its nonlinear dynamics and the inherent coupling of such series-connected converter cells on the common AC side. An accurate controller is to ensure a sinusoidal input current with low harmonic content, as well as stability of the output cell voltages, which are to be capable of operating at different reference values and load conditions.

Several works have been presented, discussing the control approaches to such a problem. In [1,2], the simplest cases

of PI-based solutions are presented. The passivity-based theory and adaptive control have been introduced as alternative solutions to handle such issues [3]. The authors in [4] first present an interesting average formulation of the power flow to achieve decoupling of the cells. A similar approach is followed in [5], applying the sliding mode control theory. Finally in [6], a hybrid modulation concept is described to handle unequal loads. However, the majority of the papers show results under a limited range of operation, i.e. balanced output cell voltages and loads, or incapability of maintaining a symmetric AC terminal voltage, consisting of several levels. Another interesting subject, which has not been yet widely discussed, is the possibility of independent cell boost conditions compared to the peak value of the common AC voltage. As a consequence, the need of more advanced control schemes is obviously derived.

Model Predictive Control (MPC) belongs to the class of digital optimal controllers and was first introduced in the process industry over thirty years ago. However, the rapid development of control hardware, such as powerful microprocessors and FPGAs, has given space to its application on power electronic systems as well. An important step was performed when a model predictive controller was implemented for a medium voltage drive application [7], proving thus a developing industrial interest for modern control techniques.

There has been a wide literature on this area recently, with a variety of approaches. In [8,9], the authors use the simplest case of an MPC structure by evaluating online a cost function, which incorporates all control objectives, and using a unity prediction horizon. More sophisticated control and online solution methods with long prediction horizons can be found in [10-12], mainly focusing on medium voltage drive applications with multilevel converters. In both above cases, the switching signals are derived directly as a result of the control functions. In other works, the use of a modulator is maintained [13]. In most of such approaches the constrained finite time optimal control problem is evaluated offline over the whole state space operation points and the precomputed solutions are stored in a lookup table [14-16]. However, as the complexity of a control problem increases, these storing structures can end up having very large dimensions.

In this paper, a novel method for the control of cascaded H-Bridge active rectifiers is proposed, based on an approach

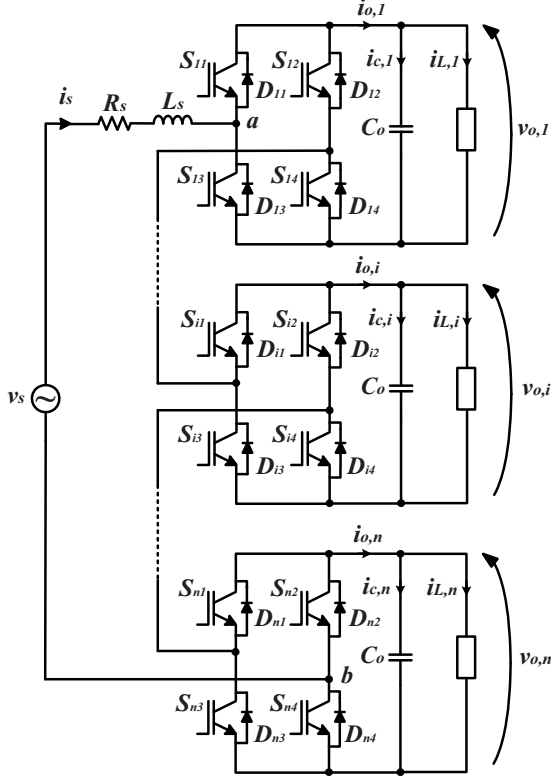


Fig. 1. Topology of single-phase cascaded H-Bridge multilevel active rectifier.

of Model Predictive Control (MPC) with soft constraints [17-19]. This control structure features design simplicity, as well as superior dynamic performance to large-signal disturbances, where small-signal linearization controllers are no longer effective. The MPC scheme is based on a nonlinear internal model, which is used to formulate a constrained optimal control problem. The control targets are incorporated in a single objective function. The minimization of this function over a prediction horizon of N gives the control law, according to *a*) the additional physical constraints, which represent the permissible switching transitions in order to obtain a multilevel waveform, and *b*) the receding horizon policy. The proposed nonlinear controller is capable of stabilizing the system in a wide operation range. It is furthermore shown that by exploiting the control options through the removal of the switching constraints, an operation with high cell independent boost factors and heavy load unbalances can be achieved. However, this gives a tradeoff between high decoupling performance and asymmetric voltage in the converter AC terminals.

This paper is organized as follows. Section (II) introduces the topology and its mathematical formulation. The system active power balancing as well as a dedicated load current observer design procedure are also described in detail. Section (III) introduces the control problem, leading thus to Section (IV), where the model predictive controller is thoroughly explained. Section (V) evaluates the performance of the controller by means of simulation and preliminary experimental

results. A discussion about implementation issues and future research is also made. Finally, Section (VI) concludes the paper.

II. CASCADED H-BRIDGE MULTILEVEL ACTIVE RECTIFIER

A. Topology and Mathematical Modeling

The topology of the studied single-phase converter structure is illustrated in Fig. 1, where the small letters denote the continuous-time physical quantities. Therefore, v_s represents the supply voltage, i_s is the input current and L_s the input inductance with an internal resistance of R_s . On the DC side, $i_{o,i}$ represents the output current of each cell, which consists of two components: *a*) $i_{c,i}$, controlling the charging level of each filter capacitor C_o and *b*) $i_{L,i}$, flowing through the respective loads. In order to design and apply the innovative control strategy, the need of an accurate mathematical model derivation is arised. By defining the switching state variable as $S_{ij} \in \{0, 1\}$, where $i \in \{1, 2\}$ refers to the number of H-Bridge cell, and $j \in \{1, 2, 3, 4\}$ to the number of the respective switch, a final control variable u_i is formulated in (1).

$$u_i = S_{i1}S_{i4} - S_{i2}S_{i3} \Rightarrow u_i \in \{-1, 0, 1\} \quad (1)$$

The most common and practical approach in cases of such electrical circuits is to consider the input inductor current i_s and the individual output DC voltages $v_{o,i}$ as state variables of the system. Thus and by applying Kirchoff's laws, the following continuous-time instantaneous dynamics of the system are obtained in (2) and (3), which consist of a total number of $n + 1$ states.

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_s}(v_s - R_s i_s - v_{ab}) = \frac{1}{L_s}(v_s - R_s i_s - \sum_{i=1}^n u_i v_{o,i}) \quad (2)$$

$$\frac{dv_{o,i}}{dt} = \frac{1}{C_o}(i_{o,i} - i_{L,i}) = \frac{1}{C_o}(u_i i_s - i_{L,i}) \quad (3)$$

From (2), it is obvious to observe that the input current is related to the output voltage of each individual cell. As the main control task is to regulate the H-Bridge cells independently, as well as to ensure a sinusoidal and practically decoupled input current with almost unity power factor, the difficulties that arise from such a physical system behavior have to be overcome. Hence, an accurate power balancing between the AC and DC sides is considered in average. Then, the respective equations are properly incorporated in the general control algorithm through the state space equations. In [4], a very efficient way for the comprehension of the system power flow was proposed and analyzed. This specific approach is adopted for the scopes of the present work as well.

The main idea is to split the system into a number of n individual subsystems, which offers the opportunity of independent control of each cell. Hence, an equivalent simplified converter representation is introduced, which is depicted in Fig. 2. In this scheme, each converter cell is considered to be a single-phase H-Bridge rectifier, with an equivalent supply voltage of $\beta_i v_s$ and a respective inductor current $i_{s,i}$, which is equal to the actual converter input current i_s . It is of course implied that since the cells are assumed to be perfectly

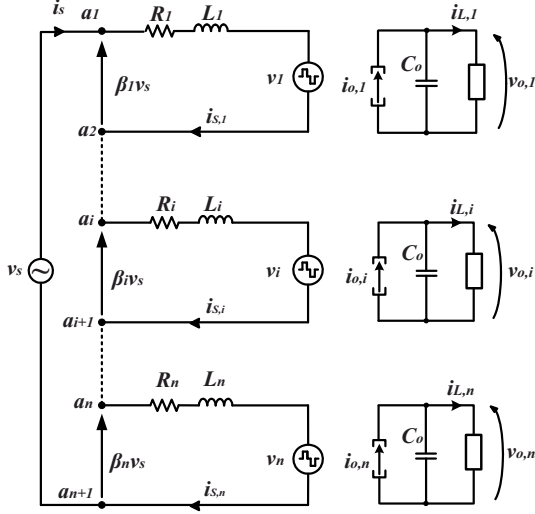


Fig. 2. Equivalent simplified diagram of single-phase cascaded H-Bridge multilevel active rectifier for decoupled power flow formulation.

connected in series, the equivalent resistance and inductance of each subsystem is $R_i = R_S/n$ and $L_i = L_S/n$ respectively.

The power ratio factor β_i is of major importance, since it represents the contribution of each H-Bridge cell subsystem to the whole system, in terms of power balancing. As a first step for the definition of this parameter, it is obvious that the following equation (4) holds.

$$\sum_{i=1}^n \beta_i = 1 \quad (4)$$

Combining (2), (3), and (4), the continuous-time differential equations are easily formulated. Since the proposed controller belongs to the family of digital controllers, the derivation of the discrete-time state-space model is necessary. Therefore, the system equations are discretized, using first-order discretization method [17], leading to (5),

$$x_i(k+1) = A_i x_i(k) + B_i(x_i(k)) u_i(k) + D_i w_i(k) \quad (5)$$

where

$$A_i = \begin{pmatrix} 1 - \frac{R_i}{L_i} T_s & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad B_i(x_i(k)) = \begin{pmatrix} -\frac{T_s}{L_i} V_{o,i}(k) \\ \frac{T_s}{C_o} I_{S,i}(k) \end{pmatrix},$$

$$D_i = \begin{pmatrix} \frac{T_s}{L_i} \beta_i & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{C_o} \end{pmatrix}, \quad x_i(k) = \begin{pmatrix} I_{S,i}(k) \\ V_{o,i}(k) \end{pmatrix}, \quad w_i(k) = \begin{pmatrix} V_s(k) \\ I_{L,i}(k) \end{pmatrix}$$

In the above equations, the capital letters are used to denote the discrete-time physical quantities, and T_s represents the sampling time. The state-space form of (5) describes a time-varying nonlinear system.

B. Active Power Balancing Considerations

The estimation of the input-output active power balance of each i -th subsystem is derived through the assumption of ideal power switches. Hence, the converter is considered to be

lossless and the following expression (6) is obtained in average modeling,

$$\begin{aligned} \langle P_{in,i} \rangle &= \langle P_{out,i} \rangle \Leftrightarrow \langle \beta_i V_S I_{S,i} - R_S \hat{I}_{S,i}^2 \rangle = \langle V_{o,i} I_{L,i} \rangle \Leftrightarrow \\ \langle \hat{I}_{S,i} \beta_i \hat{V}_S \sin^2(\omega t) - R_S \hat{I}_{S,i}^2 \sin^2(\omega t) \rangle &= \langle V_{o,i} I_{L,i} \rangle \Leftrightarrow \\ \frac{1}{2} (\hat{I}_{S,i} \beta_i \hat{V}_S - R_S \hat{I}_{S,i}^2) &= V_{o,i} I_{L,i} \end{aligned} \quad (6)$$

where the symbol $\langle \dots \rangle$ denotes the steady state DC-component. The magnitudes $\hat{I}_{S,i}$ and \hat{V}_S represent the peak values of the cell input current and converter supply voltage respectively.

The second-order equation of (6) leads to two possible and physically meaningful solutions for $\hat{I}_{S,i}$, but it also puts a mathematical restriction on the boost capability of each H-Bridge. Normally, the smallest one is chosen, since it constitutes the stable equilibrium, as well as has the advantage of less power consumption, due to lower input current values [20].

The next step is to fully define the values for the power ratio factors β_i . However, the aforementioned approach leads to complex mathematical expressions, which increase significantly the computational time and effort. Therefore, some further simplification is essential. The latter is overcome under the assumption of practically negligible internal resistance values R_S/n of the respective input inductors L_S/n , especially for a large number n of series-connected H-Bridge cells. Hence, it is considered that there is no power consumption on the resistors, which finally leads to the following approximation of the i -th cell input current in (7).

$$\hat{I}_{S,i} = \frac{2V_{o,i} I_{L,i}}{\beta_i \hat{V}_S} \quad (7)$$

In order to specify the values for the power ratio factors β_i , the following equality of (8) is considered.

$$\hat{I}_{S,i} = \hat{I}_{S,i+1} \Leftrightarrow \beta_i = \frac{V_{o,i} I_{L,i}}{V_{o,i+1} I_{L,i+1}} \beta_{i+1} \quad (8)$$

Finally, from (4) and (8), the relation (9) is obtained.

$$\beta_i = \frac{V_{o,i} I_{L,i}}{\sum_{i=1}^n V_{o,i} I_{L,i}} = \frac{P_{o,i}}{\sum_{i=1}^n P_{o,i}} \quad (9)$$

C. Load Current Observer Design

The analysis in the previous paragraphs has shown that, in order to calculate the power ratio factors β_i for each converter cell as well as the peak value for the input currents $\hat{I}_{S,i}$, information about the load is essential. For sake of simplicity, the loads have been assumed to be purely resistive throughout the simulation and experimental results. This is not true for most real applications though, where loads are often nonlinear, such as power converters. Therefore in a general case, their respective currents have to be known. The direct measurement of the load currents using sensors is a procedure, which implies increased costs and hardware complexity as well as additional low-pass filtering to remove noise. To overcome the aforementioned problems, the design of second-order Luenberger observers was chosen for the specific application [21]. This is

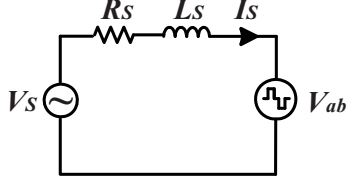


Fig. 3. AC side power balancing equivalent electrical diagram.

a straightforward task, but the basic steps are also mentioned here for purposes of completeness.

The discrete-time state-space model of the DC side dynamics is given by (10) and (11) for the i -th cell,

$$z_i(k+1) = F_i z_i(k) + G_i(z_i(k)) u_i(k) \quad (10)$$

$$y_{o,i}(k) = M_i z_i(k) \quad (11)$$

where

$$z_i(k) = \begin{pmatrix} V_{o,i}(k) \\ I_{L,i}(k) \end{pmatrix}, \quad F_i = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{T_S}{C_o} \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$G_i(z_i(k)) = \begin{pmatrix} \frac{T_S}{C_o} I_{S,i}(k) \\ 0 \end{pmatrix}, \quad M_i = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Since the nonlinear system, which is described in (10) and (11) is observable [17], an extended Luenberger observer may be introduced. Adding a feedback from the measured output voltage leads to (12) and (13), where $H = \begin{pmatrix} H_1 & H_2 \end{pmatrix}$ denotes the constant observer gain vector, which corrects the state.

$$\tilde{z}_i(k+1) = F_i \tilde{z}_i(k) + G_i(z_i(k)) u_i(k) + H \tilde{y}_{o,i}(k) \quad (12)$$

$$\tilde{y}_{o,i}(k) = M_i \tilde{z}_i(k) \quad (13)$$

In the above equations, \tilde{z}_i and $\tilde{y}_{o,i}$ represent the observed state and output respectively. The term $\tilde{y}_{o,i}$ denotes the error between the measured and the observed value of the output variable and is defined in (14),

$$\tilde{y}_{o,i}(k) = y_{o,i}(k) - \tilde{y}_{o,i}(k) = M_i(z_i(k) - \tilde{z}_i(k)) = M_i \tilde{z}_i(k) \quad (14)$$

where $\tilde{z}_i = z_i - \tilde{z}_i$, accordingly. Similarly, at time instant $k+1$ equation (15) holds.

$$\tilde{z}_i(k+1) = z_i(k+1) - \tilde{z}_i(k+1) = (F_i - H M_i) \tilde{z}_i(k) \quad (15)$$

The gains H_1 and H_2 are chosen to achieve fast convergence of the nonlinear observer. In order to facilitate the implementation and get faster state estimation during voltage reference changes, the observed output voltage can be set as $\tilde{V}_{o,i} = V_{o,i}^*$. A more detailed analysis on the design and stability of the observer can be found in the Appendix of [19].

D. Restrictions in Switching Transitions

Since there is no modulator in the proposed control structure, restrictions are posed to the switching transitions, in order to achieve a multilevel voltage waveform V_{ab} in the AC side converter terminals. Fig. 3 shows the equivalent electrical diagram of the AC side dynamics. The discretized reference value of V_{ab}^* is obtained by (16).

$$V_{ab}^*(k) = V_S(k) - R_S I_S^*(k) - \frac{L_S}{T_S} (I_S^*(k) - I_S^*(k-1)) \quad (16)$$

In (16), the reference current $I_S^*(k)$ is evaluated as the mean value of the individual input current references $I_{S,i}^*(k)$, in order to achieve better accuracy. The expressions of the latter are derived through the global power balancing considerations described in the previous paragraphs, and are fully defined in the next section.

The voltage V_{ab} is essentially a reflection of the dedicated switching of the converter cells. When the cell voltages are equal, a total number of $2n+1$ levels can be produced. This consideration can easily lead to the mathematical formulation of the switching constraints. According to the values of output cell voltages and V_{ab}^* , a staircase reference sequence is computed. Each step of this sequence corresponds to the equivalent number of active cells in the circuit, which is actually translated into the sum of the respective control variables $\sum_{i=1}^n u_i$. Therefore, if the converter is to switch between levels $n-1$ and n , the controller will evaluate only the states which fulfill the set of $\sum_{i=1}^n u_i \in \{n-1, n\}$. Accordingly for negative parts of the reference sequence, if the converter is to switch between levels $-n+1$ and $-n$, only the values of the set $\sum_{i=1}^n u_i \in \{-n+1, -n\}$ will be taken into consideration and so on.

When the cells operate at different potentials, the number of the possible AC terminal waveform levels increases, due to the existence of additional switching combinations. Therefore, two different operation modes can generally be adopted. However, the goal of the proposed controller is not to achieve all possible level combinations in such cases. In fact, such an approach would significantly decrease the redundant states, leading to less degrees of freedom in fulfilling the rest of the control objectives. Hence, the same switching transition modeling is applied for both the cases of equal cell voltages and operation with slight voltage asymmetries.

As it will be shown throughout the next paragraphs, it is interesting to observe that by removing the switching constraints, an extended decoupling capability and control performance is gained. This includes big independent cell boost factors and heavy load unbalances, leading however to a tradeoff of higher voltage step stressing of the input inductor.

III. THE CONTROL PROBLEM

The control problem consists of several objectives, which are to be handled simultaneously. The main difficulty lies in the fact that the number of controlled physical magnitudes feature dynamics with different time constants. On the top control level, the rectifier input current I_S has to be purely sinusoidal with very low harmonic content (THD under 5%) and in phase with the supply voltage V_S , thus ensuring a unity input power factor. This is achieved by setting a reference to be tracked, as well as imposing upper and lower current bounds, which should not be excessively violated. At the same time and on a second control level, the converter output voltages $V_{o,i}$ should also be stable and follow their reference values accurately, regardless of any load variations. Finally and on the lowest control level, the switching frequency of the converter should remain reasonably low, leading thus to decreased switching losses, which is very important in cases of high power applications.

TABLE I
STUDIED SYSTEM PARAMETERS

Quantity	Value	Comment
V_S	230 V	Supply Voltage (RMS)
L_S	10 mH	Input Inductance
R_S	0.26 Ω	Internal Resistance of Input Inductance
C_o	2.2 mF	Cell Capacitance
T_s	25 μ s	Sampling Time
ω	314.15 rad/s	Nominal Angular Frequency

At the same time, a symmetric multilevel voltage waveform V_{ab} should be maintained in the converter AC terminals. This keeps the average voltage value across the input inductor close to zero, thus decreasing any excessive stresses.

IV. CONSTRAINED MODEL PREDICTIVE CONTROL

The proposed control strategy is based on Model Predictive Control (MPC) with soft constraints [18]. The reasons for choosing MPC for this specific application is basically its straightforward design, as well as the fact that all control objectives can be incorporated into a single function with a weighting factor, according to their respective priority levels.

Based on the control problem that was analyzed in the previous section, the mathematical expression of the objective function is formulated, consisting of several cost expressions. The reference trajectory of the input current of each H-Bridge cell is expressed by (17),

$$I_{S,i}^*(k) = \hat{I}_{S,i}^* \sin(\omega t_k + \phi_S) \quad (17)$$

where the peak reference value $\hat{I}_{S,i}^*$ is calculated by (7). For unity power factor operation, ϕ_S is set to zero. The soft constraints for the upper and lower current bounds $I_{S,i,max}$ and $I_{S,i,min}$ respectively, lead to the cost expression of (18) for the input current of each cell,

$$\varepsilon_{I_{S,i}}(\ell) = \begin{cases} q_{I\alpha}(I_{S,i}(\ell) - I_{S,i,max}) & \text{if } I_{S,i}(\ell) \geq I_{S,i,max} \\ q_{I\alpha}(I_{S,i,min} - I_{S,i}(\ell)) & \text{if } I_{S,i}(\ell) \leq I_{S,i,min} \\ q_{Ib}|I_{S,i}(\ell) - I_{S,i}^*| & \text{else} \end{cases} \quad (18)$$

where $q_{I\alpha} \gg q_{Ib}$ are the weighting factors of the soft constraints. For short prediction horizons, more than one switching states may lead to the same associated costs. Therefore, the third term in (18) has been added, which acts by bringing the input current closer to its reference value in such cases, where several control options occur.

The output voltage of each H-Bridge cell physically consists of a DC plus a double-frequency components. The latter forms an inherent ripple, which depends on the input current peak value, as shown in (7), as well as the cell capacitance. Therefore, the use of soft constraints for upper and lower bounds of the output voltages is not a necessity, and would in fact lead to a possible contradiction to the fulfillment of both control objectives. Instead, only the deviation from the voltage references is penalized with a weighting factor of $q_V > 0$, leading to the cost expression of (19).

$$\varepsilon_{V_{o,i}}(\ell) = q_V |V_{o,i}(\ell) - V_{o,i}^*| \quad (19)$$

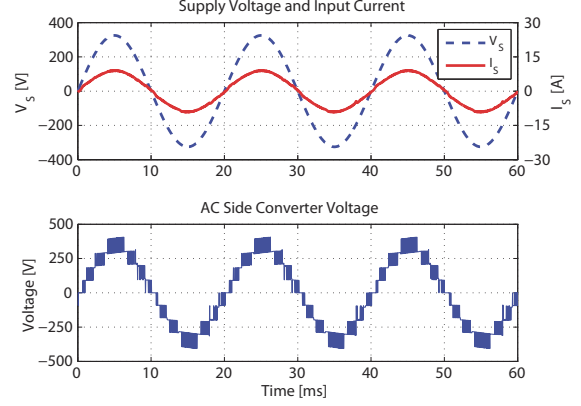


Fig. 4. Simulation results of supply voltage V_S , input current I_S , and AC side converter voltage V_{ab} in steady state operation with equal cell voltages and unbalanced loads.

The switching transitions are also penalized, using a weight factor of $q_u \geq 0$ in (20).

$$\varepsilon_{u,i}(\ell) = q_u |u_i(\ell) - u_i(\ell - 1)| \quad (20)$$

Finally, the vector $\varepsilon = [\varepsilon_{u,i} \ \varepsilon_{I_{S,i}} \ \varepsilon_{V_{o,i}}]^T$ and the objective function in (21) are defined for each H-Bridge cell i .

$$J_i(U_i(k), x_i(k), u_i(k-1)) = \sum_{\ell=0}^{N-1} \|\varepsilon(k+\ell|k)\|_1 \quad (21)$$

The above mathematical expression penalizes the predicted evolution of $\varepsilon(k+\ell|k)$ over the horizon N , using the 1-norm. Since the system is also subject to restrictions for the AC terminal multilevel voltage, it is finally essential to express the objective function of the whole system, as in (22).

$$J(U(k), x(k), u(k-1)) = \sum_{i=1}^n J_i(U_i(k), x_i(k), u_i(k-1)) \quad (22)$$

There are a number of ways to solve such an optimal control problem. In a general case, the objective function of (22) is minimized over the sequence of control moves $U(k) = [(u(k), u(k+1), \dots, u(k+N-1))]^T$. From this sequence, only the first vector is applied, leading to the so-called receding horizon policy. It is clear that using a long prediction horizon would lead to better dynamic performance, as well as have the benefit of reduced average switching transitions. However for the scopes of the current work, a short prediction horizon of $N = 1$ was implemented, where the predictions are performed online based on the nonlinear model of (5).

V. PERFORMANCE EVALUATION

In order to verify the effectiveness of the proposed control algorithm, a discrete simulation model has been initially built regarding a single-phase converter structure, consisting of four series-connected H-Bridges. The respective simulation results prove the expandability of the control design to a large number of levels.

In addition, preliminary experimentation has been carried out on a laboratory setup, featuring two H-Bridge cells.

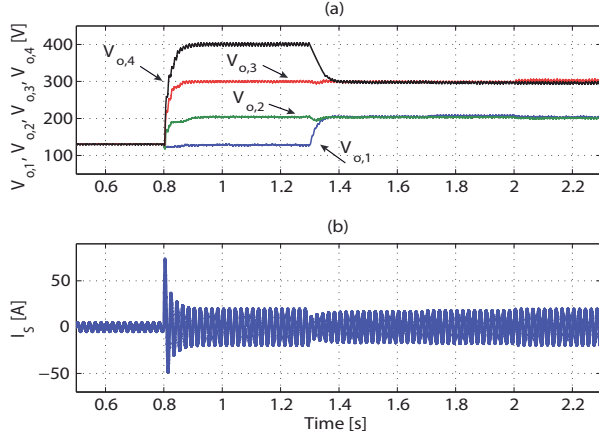


Fig. 5. Simulation results of consecutive cell voltage reference and load step changes without considering the restrictions in the switching transitions: (a) cell voltage responses, and (b) input current response.

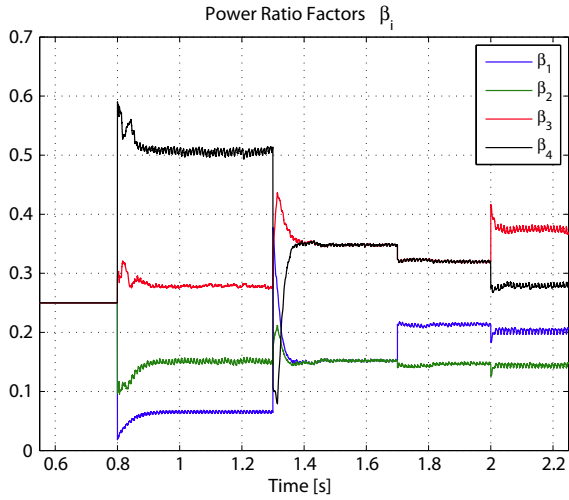


Fig. 6. Evolution of power ratio factors β_i during consecutive cell voltage reference and load step changes.

The control algorithms have been implemented using a low-cost TMS320F28335 Delfino Microcontroller by Texas Instruments, which is programmed in C. The controller has been tested under steady state and transient conditions, including voltage reference steps and load changes. The main system parameters are summarized in Table I and regard the specifications of the down-scaled laboratory prototype. The penalty weighting factors have been tuned empirically.

A. Simulation Results

Initially, the converter is tested in steady state conditions with unbalanced loads. More specifically, the values for the individual output cell voltage references are set to $V_{o,i}^* = 100$ V. In addition, two of the converter cells are operating with full loads, whereas the two remaining with half loads. Figure 4 shows that the controller is able to ensure a sinusoidal input current I_S with almost unity power factor. Moreover and since the sum of the output cell voltages is not much

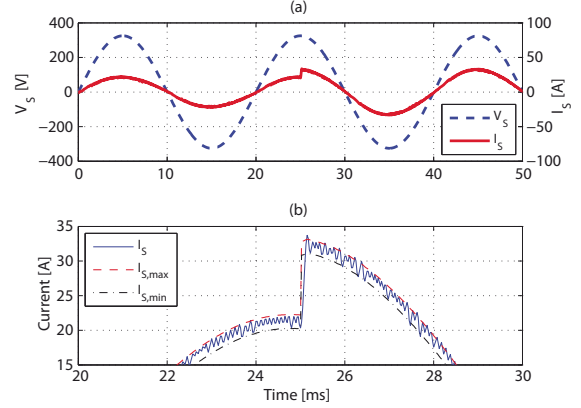


Fig. 7. Simulation results of a simultaneous heavy load step change from half to full load in all cells: (a) supply voltage V_S and input current I_S , and (b) detail of input current response in regard with respective upper and lower bounds $I_{S,max}$ and $I_{S,min}$.

higher than the input voltage peak value, the AC side converter voltage consists of a total number of nine levels. The second test regards the effectiveness of the active power balancing considerations. Figure 5 illustrates the high performance of the controller through consecutive voltage reference steps and load changes. At first, the cells operate in the same voltage potential of 130 V. At $t = 0.8$ s and $t = 1.3$ s, the voltage reference values are changed according to Fig. 5(a). In addition, at $t = 1.7$ s, a 25% load increase is executed in cell 1, followed by a respective change in cell 3 at $t = 2$ s. Figure 5(b) depicts the input current response to all aforementioned changes. The evolution of the power ratio factors β_i is clearly shown in Fig. 6. The independent values ensure an accurate power sharing between the H-Bridge cells. At the same time, the condition of $\sum_{i=1}^4 \beta_i = 1$, which holds at each time instant, ensures the input-output active power balancing. The slopes and overshoots during the transients depend on the choice of the observer gains.

As verified throughout the dynamic performance tests, the controller achieves practical DC-side decoupling as well as a very stable input AC current. During the voltage reference changes, the cell voltages track their references very accurately and in the range of less than 100 ms. On the other hand and during load changes, only the ripple of the respective cell voltage is slightly increased in regard with the input current increase, as expected. In addition, no steady state errors and considerable undershoots or oscillatory behaviors are observed. This is a very significant asset, compared to the conventional use of PI-based controllers in such non-minimum phase systems. It is noted, however, that throughout this specific performance test, the switching constraints were removed. This is due to the fact that such a case is interesting from a control performance point of view, rather than a real application scenario.

Finally, the use of soft constraints in the input current I_S is better depicted in Fig. 7. Specifically, a heavy load step increase of 50% is executed simultaneously in all cells, when the input current is at its peak value. It is interesting to observe

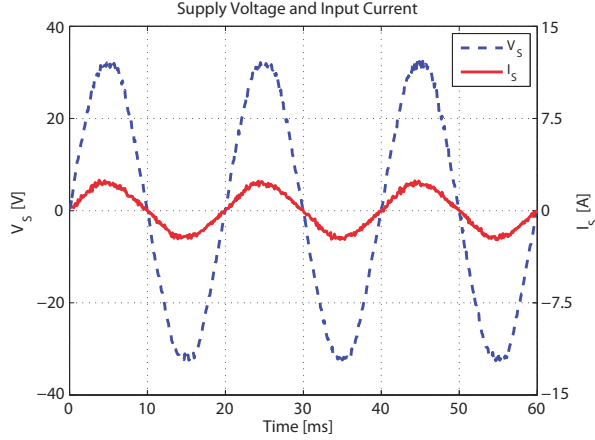


Fig. 8. Experimental results of supply voltage and input current in steady state operation with equal cell voltages and unbalanced loads.

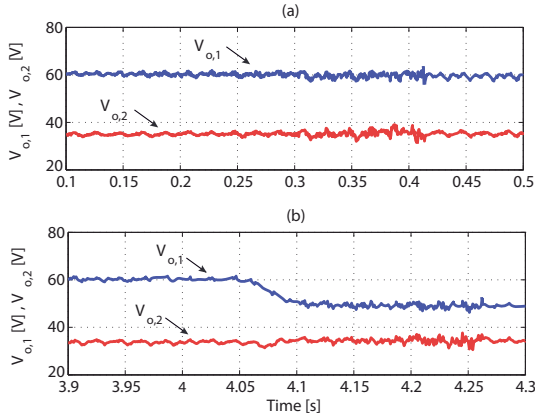


Fig. 9. Experimental results of voltage responses to (a) load step change in cell 2 ($t = 0.31$ s) as well as (b) voltage reference step change in cell 1 ($t = 4.055$ s).

that the current is capable of tracking the new reference within a few milliseconds, without excessively violating the respective upper and lower bounds $I_{S,max}$ and $I_{S,min}$ and while remaining in phase with the supply voltage V_S .

B. Preliminary Experimental Results

In this paragraph, some preliminary experimental results in low power are presented. Similar tests as the ones described in the previous paragraphs have been carried out on a single-phase setup, consisting of two cascaded H-Bridge cells. Figure 8 depicts the supply voltage and input current waveforms, when the converter is operating in steady state conditions with $V_{o,i}^* = 25$ V. The results are in good agreement with the simulations, since the input current I_S is a sinusoidal waveform with low harmonic content and the input power factor remains close to unity. The current Total Harmonic Distortion (THD) is measured to have a value of 3.47 %, a value well below the limit.

Figure 9 validates the controller performance through dynamic behavior tests, when cells 1 and 2 are operating at 60 V and 38 V respectively. More specifically at $t = 0.31$

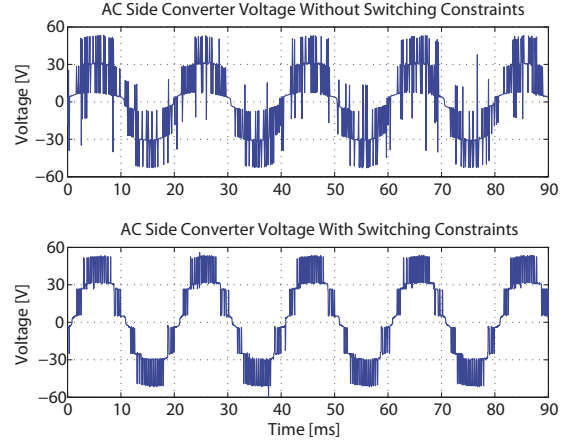


Fig. 10. Experimental results of AC side converter voltage with equal cell voltages and unbalanced loads, not taking into account the restrictions in switching transitions (upper figure) and considering them (lower figure).

s, the load power in cell 1 is doubled, while the second cell remains unaltered. It is therefore shown that each cell is unaffected by any load variations. In addition at $t = 4.055$ s, the voltage reference of the first cell is changed to $V_{o,1}^* = 50$ V. It is clear that the voltages track their reference values very accurately. Except from an almost negligible undershoot of cell 2, when the reference of cell 1 is changed, it can be said that the control approach achieves practical decoupling of the DC side magnitudes, allowing independent operation of the different cascaded H-Bridges. Moreover, this test has validated the independent boosting capabilities of each H-bridge cell, compared to the peak value of the supply voltage \hat{V}_S .

The final experimental result in Fig. 10 shows the difference in the multilevel waveform of the converter, when the switching constraints are imposed in the controller and when they are not. In this test, the converter operates with the same cell voltages but unbalanced load conditions. The restrictions in the switching transitions ensure a symmetric AC side converter voltage. When the constraints are removed, the controller has more options in choosing switching states to fulfill the further control objectives, leading thus to higher decoupling capabilities. However, this has the cost of higher voltage steps and stresses on the input inductor, as depicted clearly in Fig. 10. It is noted that the dynamic performance experimental tests were carried out without taking into account the restrictions in the switching transitions.

C. Discussion and Potential Research Lines

Although the prototype has not been yet operated in full power, the preliminary experimental results provide an initial proof of concept. The controller is capable of fulfilling all objectives, while the assumption of negligible input inductor resistance R_S brings no mathematical restriction to the boosting capability of each independent H-Bridge cell.

From the overall analysis, some very useful conclusions have been drawn. The input-output power balancing considerations, together with the application of Model Predictive Control on the studied system achieve independent operation

of the cells as well as high performance. However, the switching constraints pose some practical limitations on voltage and load unbalances, the margins of which are to be investigated. Removing these constraints is interesting from a control design demonstration point of view. The sizing and volume of the input inductor in such cases will be different, due to the higher stresses. Moreover in a real application, such big differences in the cell voltages are not expected due to additional hardware restrictions, such as switching device and capacitor voltage ratings.

The main issue with MPC regarding implementation is the computational need, especially when the number of cells and the prediction horizons increase. In the studied case, a unity prediction horizon was implemented for two cells in a commercial low cost microcontroller, where the computational power was proven to be sufficient. However, the modularity of the topology offers the freedom of choosing different configurations. These include using separate control platforms for each phase of the converter, or even for several cells within the same converter phase, if it is chosen to solve (21) independently, instead of (22).

One of the main advantages of MPC is the flexibility in the problem formulation and choice of objectives. The control performance can be furtherly improved by increasing the prediction horizon N , while modifying the algorithm to reduce its computational complexity. Another attractive concept is the possibility to produce dynamically all the level combinations in the AC side voltage waveform, when a slight change in the cell voltages occurs.

VI. CONCLUSIONS

In this paper, a novel approach to the control problem of cascaded H-Bridge multilevel active rectifiers has been proposed and analyzed, based on constrained Model Predictive Control. The presented controller is able to stabilize the system throughout a wide operation range. Certain tradeoffs have been discussed, regarding the ability to maintain a symmetric AC side converter voltage waveform and achieving high voltage and load unbalances. Although a single-phase converter was considered, the controller can easily be extended to a three-phase converter as well. The results validate the high steady state and dynamic performance of the novel strategy. Finally, preliminary experimentation shows that MPC can be applicable to such power electronics systems.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank Dr Tobias Geyer from the University of Auckland, New Zealand for his supportive comments and helpful suggestions.

REFERENCES

- [1] A. Dell' Aquila, M. Liserre, V. G. Monopoli, and P. Rotondo, "Overview of PI-Based Solutions for the Control of DC Buses of a Single-Phase H-Bridge Multilevel Active Rectifier," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 44, No. 3, May/June 2008, pp.857-866.
- [2] C. Cecati, A. Dell' Aquila, M. Liserre, and V. G. Monopoli, "Design of H-Bridge Multilevel Active Rectifier for Traction Systems," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 39, No. 5, September/October 2003, pp.1541-1550.
- [3] C. Cecati, A. Dell' Aquila, M. Liserre, and V. G. Monopoli, "A Passivity- Based Multilevel Active Rectifier With Adaptive Compensation for Traction Applications," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 39, No. 5, September/October 2003, pp.1404-1413.
- [4] A. Dell' Aquila, M. Liserre, V. G. Monopoli and P. Rotondo, "An Energy-Based Control for an n -H-Bridges Multilevel Active Rectifier," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 3, June 2005, pp. 670-678.
- [5] A.X. Kaletsanos, I.S. Manolas, K.G. Pavlou, and S.N. Manias, "Sliding Mode Control for Cascaded H-Bridge Boost Rectifiers," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Bari, Italy, July 4-7, 2010.
- [6] H. Iman-Eini, J-L. Schanen, S. Farhangi, and J. Roudet, "A Modular Strategy for Control and Voltage Balancing of Cascaded H-Bridge Rectifiers," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 23, No. 5, September 2008, pp.2428-2442.
- [7] G. Papafotiou, J. Kley, K.G. Papadopoulos, P. Bohren, and M. Morari, "Model Predictive Direct Torque Control, Part II: Implementation and Experimental Evaluation" *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 6, June 2009, pp.1906-1915.
- [8] M.A Pérez, P. Cortés, and J. Rodríguez, "Predictive Control Algorithm Technique for Multilevel Asymmetric Cascaded H-Bridge Inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 12, December 2008, pp. 4354-4361.
- [9] P. Cortés, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodríguez, and H. Abu-Rub, "Model Predictive Control of Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 8, August 2010, pp.2691-2699.
- [10] T. Geyer, G. Papafotiou, and M. Morari, "Model Predictive Direct Torque Control-Part I: Concept, Algorithm, and Analysis," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 6, June 2009, pp. 1894-1905.
- [11] T. Geyer, "Generalized model predictive direct torque control: long prediction horizons and minimization of switching losses," *Proc. of the 48rd IEEE Conference on Decision and Control*, Shanghai, China, December 15-18, 2009.
- [12] T. Geyer, "Model Predictive Direct Current Control for Multi-Level Converters" *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Atlanta, GA, September 12-16, 2010.
- [13] M. Veenstra, and A. Rufer, "Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 41, No. 2, March-April 2005, pp. 655-664.
- [14] S. Mariéthoz, and M. Morari, "Explicit Model-Predictive Control of a PWM Inverter With an LCL Filter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 2, February 2009, pp. 389-399.
- [15] S. Mariéthoz, A. Domahidi, and M. Morari, "High Dynamic Performance Constrained Optimal Control of Induction Motors," *Proc. of the 25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, Palm Springs, CA, February 21-25, 2010.
- [16] T. Geyer, G. Papafotiou, R. Frasca, and M. Morari, "Constrained Optimal Control of the Step-Down DC-DC Converter" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 23, No. 5, September 2008, pp. 2454-2464.
- [17] J. M. Maciejowski, "Predictive Control with Constraints," *Prentice Hall Publications*, 2002.
- [18] G. Papafotiou, T. Geyer, and M. Morari, "A hybrid model predictive control approach to the direct torque control problem of induction motors" *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 17, pp.1572-1589, invited paper, May 2007
- [19] K. Pavlou, M. Vasiladiotis, and S. Manias, "Constrained Model Predictive Control Strategy for Single-Phase Switch-Mode Rectifiers," *to appear in IET Power Electronics*, 2011.
- [20] G. Escobar, D. Chevreau, R. Ortega, and E. Mendes, "An Adaptive Passivity-Based Controller for a Unity Power Factor Rectifier," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, Vol. 9, No. 4, July 2001, pp.637-644.
- [21] M. Zeitz, "The Extended Luenberger Observer for Nonlinear Systems," *Elsevier Systems and Control Letters*, Vol. 9, No. 2, August 1987, pp.149-156.

Nonlinear Robust Control for DC-DC Converters

Argiris G. Soldatos, Petros P. Karamanakos, Konstantinos G. Pavlou, Stefanos N. Manias

Department of Electrical Engineering and Computer Science, National Technical University of Athens (NTUA)

Athens, Greece

asoldat@cc.ece.ntua.gr, petkar@central.ntua.gr, kpavlou@central.ntua.gr, manias@central.ntua.gr

Abstract—This paper introduces a robust nonlinear controller for a switch mode DC-DC boost converter. This innovative controller is employed to achieve the desired dynamic performance during steady state and transient operations. Step changes are considered in the load, the input and the desired output voltages, while unknown, but bounded disturbances corrupt the output load and the supply voltage. Practical stability of the converter is assured in the presence of those disturbances provided their maximum possible variation is known. Simulation results are provided to substantiate the applicability of the proposed control scheme.

Keywords- robust control, nonlinear control, dc-dc converter

I. INTRODUCTION

DC-DC boost converters are widespread power electronics circuits with significant advantages, such as small size, light weight, and high efficiency, used as interfaces between DC systems of different voltage levels. Examples of their applications are power supplies in computers, and other electronic equipment, as well as PV's and DC motor drive systems. Despite their advantages, they have inherent drawbacks. The main disadvantage established in the literature [1] is the difficulty in controlling the converter. This difficulty derives from its hybrid nature as its switched circuit topology implies different modes of operation, each with its own related affine continuous-time dynamics.

The main control objective is to regulate the output voltage at a reference value despite changes in the load and the voltage source. In recent years many control techniques have been proposed focusing on this target. Many of them rely on PID controllers based on linearized average models [2],[3]. Different nonlinear control strategies are given in [4],[5] but they lack in presenting the hybrid dynamics of the DC-DC boost converter. Other proposed nonlinear techniques [6],[7] guarantee stability and robustness, but their inherently high and variable switching frequency causes excessive power losses, electromagnetic-interference (EMI) generation, and filter design complication.

This paper examines DC-DC boost converters whose mathematical representation involves uncertain inputs. These are the fluctuations of the supply voltage and the variations of the load which occur in an unpredictable manner. In particular, we consider an unknown, but bounded variation superimposed on the constant supply voltage as a disturbing input. This may consist of step changes due to say aging or faulty operation accompanied by random, but norm bounded, parasitics. Similarly, it is assumed that there is an unknown variation at

the load level. Unknown parameters and other uncertainties may be easily incorporated at the expense of more control requirements. The control technique described in this paper yields a feedback controller whose characteristics depend on knowledge of the bounds of the uncertain quantities in the system description. The proposed deterministic nonlinear robust controller assures arbitrarily small deviations of the voltage delivered in the presence of the uncertainties.

II. MODEL DESCRIPTION

A model of the boost converter considered is shown in Fig.1.

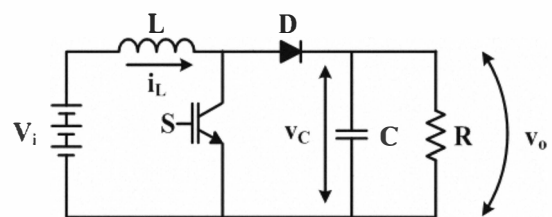


Figure 1. DC-DC boost converter topology

The circuit has the following mathematical representation:

$$\dot{i}_L = -(1-q(t))\frac{1}{L}v_o(t) + \frac{1}{L}v_s(t) \quad (1)$$

$$\dot{v}_o = (1-q(t))\frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{CR(t)}v_o(t) \quad (2)$$

where $R(t)$ is the load resistance, C the filter capacitance, L the circuit inductance, $i_L(t)$ the inductor current, $v_o(t)$ the output voltage, and $v_i(t)$ the supply voltage. The switch position function $q(t)$ acts as the control input and takes values from the set $\{0,1\}$. Given the supply voltage $v_i(t)$, the output $v_o(t)$ should be regulated at some desired value with suitable choice of control.

In the following, the time argument t will be omitted when no confusion is likely to arise. Assuming the state to be $x = [i_L \ v_o]^T$, and considering (1) and (2), the state space of the system in average, is given in matrix form as in [8]

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1-d_R(t)}{L} \\ \frac{1-d_R(t)}{C} & -\frac{1}{CR(t)} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{pmatrix} v_i \quad (3)$$

where $d_R(t)$ is the duty cycle represented by a continuous function which takes values in $[0 \ 1)$. The equilibrium point which represents steady state operating conditions can be determined from the following

$$v_o = \frac{v_i}{1-d_R} \quad \text{and} \quad i_L = \frac{v_o}{R(1-d_R)} = \frac{v_i}{R(1-d_R)^2} \quad (4)$$

for some given value of d_R . Equations (1) and (2) may be linearized about some chosen operating point where the values of i_L, v_o, d_R are designated by $i_{L,e}, v_{o,e}, d_{R,e}$ respectively. The linearized equations are of the form

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B\bar{u} + C\bar{v}_d \quad (5)$$

where

$$A = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1-d_{Re}}{L} \\ \frac{1-d_{Re}}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} \frac{v_{o,e}}{L} \\ L \\ -\frac{i_{L,e}}{C} \end{pmatrix},$$

$$C = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{v_{o,e}}{CR^2} \end{pmatrix}$$

and $u = d_R$ is the control input, and $v_d = [v_i \ R]^T$ are the unknown disturbances. Based on this formulation a suitable control, d_R , is designed in order for the state x of (5) to approach sufficiently close to the desired reference level in the presence of the unknown disturbances v_d . In conformity with the controller theory in [9] we assume that $v_d \in V$, a known compact set. This assumption is reasonable, since maximum values of the supply voltage fluctuation v_i^{max} and of the load variations R^{max} are known for the worse cases. Thus, $V = \{v_d \in R^2 \mid |v_i| \leq v_i^{max}, |R| \leq R^{max}\}$.

III. CONTROLLER DESIGN

It is readily verified that the system described by (5) does not satisfy the matching assumption $C = BF$ as in [9]. According to [10], one may proceed by defining constant matrices C_m and \tilde{C} such that $C = C_m + \tilde{C}$. This decomposition divides C into two parts. One matched, $C_m = BF$ for some F

which yields uncertainty that can be controlled by the existing technique, and the mismatched portion \tilde{C} which represents residual uncertainty. The above decomposition is not unique and one such choice results from $F = [1/v_{o,e} \ 0]$. It is shown in [10] that practical stability (see Appendix) can be assured by considering the matched portion of the uncertainty alone. Explicit expressions for the uniform boundedness and uniform ultimate boundedness constants are contained in [10].

The matrix pair (A, B) is controllable and $\bar{A} = A + BK$ is an appropriate choice for some designed K which yields satisfactory convergence characteristics. Thus, the control that assures practical stability for the system of (5), for all disturbances v_d whose values range in V , given $\varepsilon > 0$, is

$$d_R = Kx + p(x) \quad (6)$$

where

$$p(x) = \begin{cases} \frac{-B^T Px}{\|B^T Px\|} \rho & \text{if } \|B^T Px\| \geq \varepsilon \\ \frac{-B^T Px}{\varepsilon} \rho & \text{if } \|B^T Px\| < \varepsilon \end{cases} \quad (7)$$

and P is the solution of

$$P\bar{A} + \bar{A}^T P + Q = 0 \quad (8)$$

for given $Q > 0$ and $\rho = \max_{v_d \in V} |Fv_d| = v_i^{max}/v_{o,e}$.

The control given by (6) refers to the linear system (5) which approximates the nonlinear system (3) near some desired operating point. In order to drive the nonlinear system at this point where the linearization takes effect we need to supplement control (6) with the corresponding additional term d_{Re} . The resulting control action is:

$$d_{Rtotal} = d_{Re} + d_R \quad (9)$$

The control given by (9) is applied to the nonlinear system described by (3) using a PWM modulator and can be readily implemented since all pertinent parameters are known a priori. Information about the state can be obtained in real time during operation. The control strategy followed for the simulations is to apply the control given by (9), which is adjusted on line. This involves a new linearization for each of the desired output voltages $v_{o,e}$, and the calculation of a corresponding P in (8).

IV. SIMULATION RESULTS

In order to demonstrate the feasibility of the proposed nonlinear controller, the following performance conditions are investigated by means of computer simulations using the Matlab/Simulink software: (i) output reference voltage step changes, (ii) supply voltage variations and (iii) load changes. During all operating conditions the switching frequency, f_s , is constant at 50 kHz and the parameters $L = 600\ \mu\text{H}$ and $C = 220\ \mu\text{F}$. It is assumed that there are unknown disturbances superimposed on the nominal values of the load and the input voltage. These undesired inputs are bounded by prespecified constants and their variation is shown in Figs. 2 and 3.

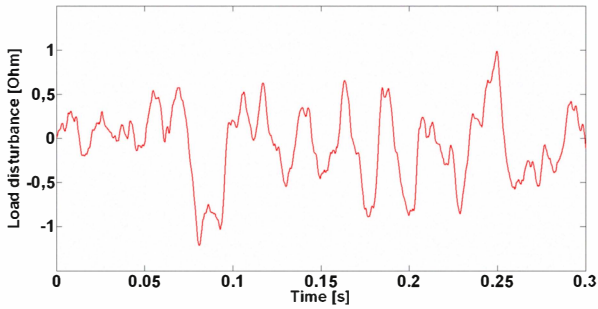


Fig. 2. Unknown load disturbance

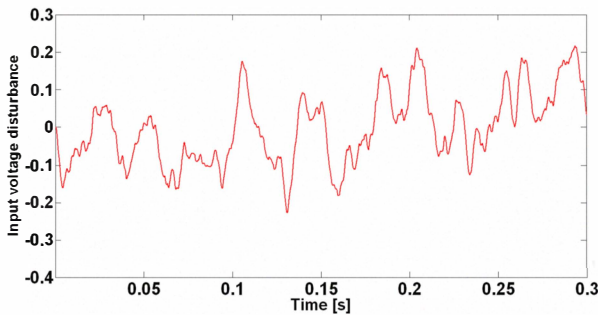


Fig. 3. Unknown input voltage disturbance

A. Output reference voltage step changes

In order to investigate the dynamic response of the proposed controller due to changes of the desired output level, the nominal values of the load and the input voltage are taken to be $55\ \text{Ohm}$ and $20\ \text{V}$ respectively. Initially, the output reference is set at $40\ \text{V}$ with subsequent step changes to $60\ \text{V}$ at $0.1\ \text{s}$ and $50\ \text{V}$ at $0.2\ \text{s}$. During those periods, the DC output voltage is regulated accurately at the desired values. It exhibits satisfactory transient and steady state characteristics. The results are shown in Fig. 4.

B. Supply voltage variations

For this part, the desired output level is set at $50\ \text{V}$. The nominal value of the load is $55\ \text{Ohm}$ and the supply voltage is allowed to take a number of step and ramp changes as shown in Fig. 5. In particular, the input voltage is held initially

around $20\ \text{V}$ until $0.1\ \text{s}$ when it is dropped to about $15\ \text{V}$. At $t = 0.15\ \text{s}$ it experiences a continuous increase until $t = 0.25\ \text{s}$ when it reaches $20\ \text{V}$ near which it remains thereafter. The corresponding output voltage time history indicates small digressions from the desired value.

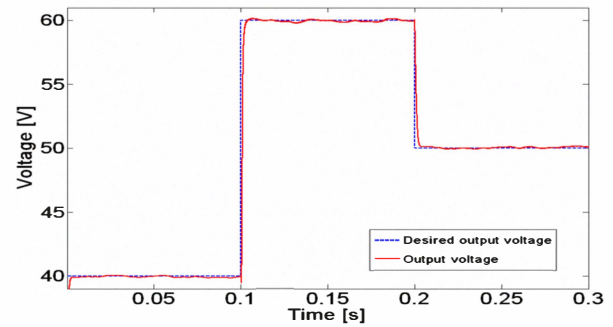


Fig. 4. Reference and actual output voltage step changes

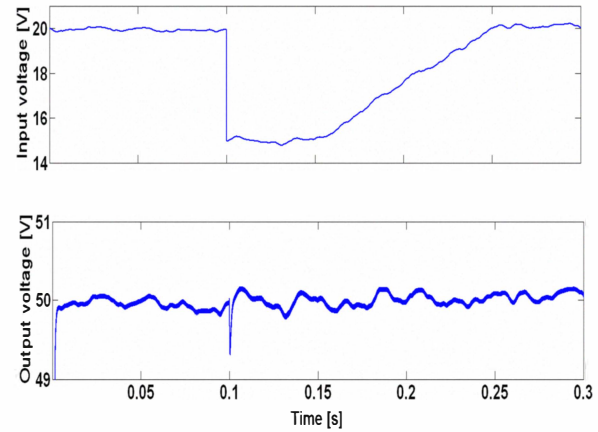


Fig. 5. Input voltage variations and corresponding output voltage

C. Load changes

The robustness of the proposed controller is further tested under a load step change occurring at $t = 0.15\ \text{s}$. The step change lowers the value of the resistance from about $55\ \text{Ohm}$

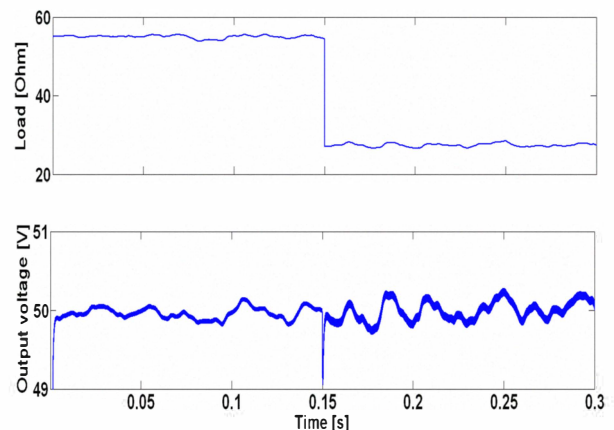


Fig. 6. Load resistance variations and corresponding output voltage

to approximately half its value. Again, the desired output level is 50 V and the simulation results demonstrate that the output voltage remains close to that value irrespective of the load step and the disturbing inputs. This is illustrated in Fig. 6.

V. CONCLUSIONS

The proposed nonlinear controller differs from other customary controllers in a number of respects. It is designed to operate in an uncertain environment where, in the case examined, the voltage and load resistance fluctuations are considered as unknown. The only information needed about the uncertainties is the maximum of their possible range of variation, a figure readily available and no knowledge of the exact characteristics is assumed. In particular, an a priori statistical description is not required. This is advantageous since there is no reliable statistical description for such uncertainties.

The output voltage shows reasonable set point tracking characteristics with no overshoot and minimal deviations from the desired value. The transition times while moving between the desired output values are reasonably short and can be influenced by the controller gains. The required control input is readily implemented in real time.

APPENDIX

Property P1: Uniform Boundedness. Given $x_0 \in R^n$, there is a positive $d(x_0) < \infty$ such that, for all solutions $x(\cdot): [t_0, t_1) \rightarrow R^n, x(t_0) = x_0$, $\|x(t)\| < d(x_0), \forall t \in [t_0, t_1)$.

Property P2: Uniform Ultimate Boundedness. Given $x_0 \in R^n$ and $J = \{x \in R^n \mid \|x\| \leq \delta > 0\}$, there is a nonnegative $T(x_0, J) < \infty$ such that, for all solutions $x(t) \in J, \forall t \geq t_0 + T(x_0, J)$.

Loosely speaking, uniform boundedness implies that every solution emanating from initial state x_0 remains within a bounded neighborhood whose radius may depend on x_0 . Uniform ultimate boundedness implies that every solution starting at x_0 will enter and remain within a neighborhood of prescribed radius δ , after a finite time which may depend on x_0 and δ . These two properties, sometimes stated in a slightly different but equivalent form, are the main ingredients of practical stability [9], [10].

REFERENCES

- [1] R. De Keyser, J. Bonilla and C. Ionescu "A Comparative Study of Several Control Techniques Applied to a Boost Converter", *IEEE 10th Int Conf on Optimization of Electrical and Electronic Equipment OPTIM*, Brasov Romania, pages 71-78, 2006.
- [2] R.W. Erickson, S. Cuk and R.D. Middlebrook, "Large signal modeling and analysis of switching regulators", in *IEEE Power Electronics Specialists Conference Records*, pages 240-250, 1982.
- [3] R.D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching power converter stages", in *IEEE Power Electronics Specialists Conference Records*, pages 18-34, 1976.
- [4] M. K. Kazimierczuk and A. Massarini, "Feedforward control dynamic of DC/DC PWM boost converter", *IEEE Transactions on Circuits and*

- Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 44(2):143-149, February 1997.
- [5] M. K. Kazimierczuk and L. A. Starman, "Dynamic performance of PWM DC/DC boost converter with input voltage feedforward control", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 46(12):1473-1481, December 1999
- [6] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, "General-purpose sliding-mode controller for DC/DC converter applications," in *Proc. IEEE PESC Rec.*, pp. 609-615, Jun. 1993.
- [7] S. C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "General design issues of sliding-mode controllers in DC-DC converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1160-1174, Mar. 2008.
- [8] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd edition, Kluwer Academic Publishers: 2000.
- [9] G. Leitmann, "Deterministic Control of uncertain systems", *Acta Astronautica*, vol. 7, pp. 1457, 1980.
- [10] Barmish B.R. and Leitmann G., "On Ultimate Boundness Control of Uncertain Systems in the Absence of Matching Assumptions", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 27, N. 1, p.153, 1982.

Sliding Mode Control for Cascaded H-Bridge Boost Rectifiers

A.X. Kaletsanos, I.S. Manolas, K.G. Pavlou, and S.N. Manias

National Technical University of Athens
 Department of Electrical and Computer Engineering
 Electrical Machines and Power Electronics Laboratory
 Heroon Polytechniou 9, 15780, Zografou, Athens, Greece
 Tel.: +30210-7723588, Fax: +30210-7723593
 Email: imanolas@central.ntua.gr

Abstract - The control of cascaded H-bridge boost rectifiers is a challenging task, due to the inherent coupling of the H-bridge modules. This property highlights the demand for a robust control technique, appropriate for this nonlinear and non-minimum phase system. This paper introduces an approach that combines a deeper understanding of the system's power flow with the well known robustness of the sliding mode control theory. The system's control requirements are met and the employed algorithm allows for stable and independent control of each H-bridge. Moreover, the proposed control technique achieves unity power factor and precise regulation of the DC voltages, even in cases of different voltage references and/or loads. These characteristics are very interesting for power conversion applications in traction systems, battery chargers and uninterruptible power supplies.

I. INTRODUCTION

Among the well-established modular rectifier topologies, the cascaded H-bridge boost rectifiers exhibit significant advantages and inherent drawbacks. As described in [3], [4], [16], [19] and [20] this topology requires the least number of components among all equivalent converters and exhibits a modularized circuit layout, since each level has exactly the same structure (requires no extra clamping diodes or balancing capacitors). On the other hand, two essential disadvantages of this topology are the inherent coupling of the H-bridges on the AC side and the nonlinear and non-minimum phase characteristics of the system.

The latter has been widely reported in the literature and many interesting approaches have emerged. In [1]-[3], [7], [8] and [20] the passivity-based control theory has been employed to formulate the average power flow of the system and to allow for decoupled control of each H-bridge. For controlling the system's dynamics and achieving unity power factor and DC voltage regulation, several nonlinear control techniques have been proposed [5], [7], [15]. In particular, [2], [6] and [21] present an adaptive control scheme, in [12] a PI controller regulates the DC voltages and feeds an inner hysteresis current controller, and [14] employs the sliding mode control theory. However, in [21] each H-bridge does not present a boosted output voltage and in [12] the system operates only under symmetrical conditions.

In this paper, a cascaded H-bridge boost rectifier with two modules is analyzed and an appropriate controller based on the sliding mode control theory is introduced. The analysis can be expanded to n-modules in a straightforward way. The goal of the control algorithm is the independent and robust control of each H-bridge, the regulation of the DC voltages and the operation with unity power factor, even in cases of different voltage references and/or loads. Simulation results are presented to exhibit the fulfillment of the above requirements and the feasibility of the proposed control algorithm.

II. CONTROL OF CASCADED H-BRIDGE BOOST RECTIFIER

A. Mathematical Model

The first step of the analysis is the formulation of the system's mathematical model. Figure 1 presents a multilevel converter topology, consisting of two H-bridge rectifier modules connected in series on the AC side (cascaded). The instantaneous dynamics of the system can be described via the following set of equations formulated in the state space:

$$\dot{i}_a = \frac{1}{L_{in}}(v_{in} - S_a \cdot V_{1DC} - S_b \cdot V_{2DC}) \quad (1)$$

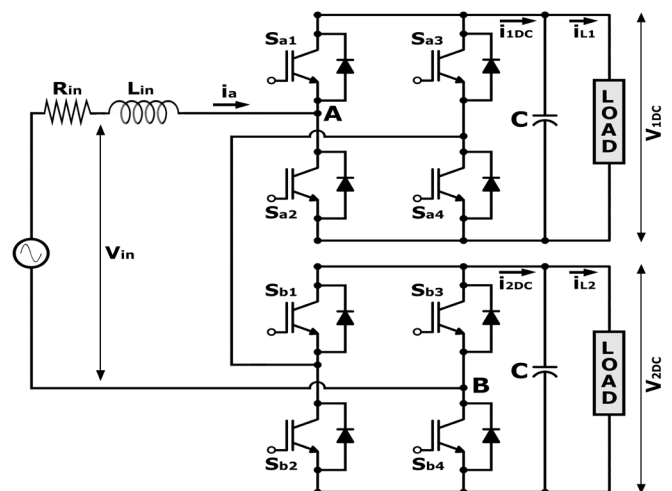


Fig. 1. Cascaded boost rectifier circuit with two H-bridges in series.

$$\dot{V}_{1DC} = \frac{1}{C}(i_{1DC} - i_{L1}) = \frac{1}{C}(S_a \cdot i_a - i_{L1}) \quad (2)$$

$$\dot{V}_{2DC} = \frac{1}{C}(i_{2DC} - i_{L2}) = \frac{1}{C}(S_b \cdot i_a - i_{L2}) \quad (3)$$

where: v_{in} stands for the input AC voltage, R_{in} and L_{in} for the internal (parasitic) resistance and inductance of the input inductor, respectively, i_a is the AC input current, V_{1DC} , V_{2DC} and i_{L1} , i_{L2} are the output DC voltages and load currents of H-bridge 1 and 2, respectively, and C is the output capacitance. The variables S_a and S_b define the switching state of each H-bridge as follows:

$$S_j = S_{j1} \cdot S_{j4} - S_{j2} \cdot S_{j3} = S_{j1} - S_{j3} \quad (4)$$

where $S_{ji} \in \{0,1\}$, $S_j \in \{-1,0,1\}$ and $i=1..4$, $j=a,b$.

The system under consideration is a non-minimum phase nonlinear system [1, 11, 18]. This is an inherent characteristic of boost rectifiers, since the output voltage is controlled indirectly via the AC current state variable. Following the analysis of [9], one approach to obtain tracking control for non-minimum phase systems is the output redefinition method. The output of the system in question is defined as:

$$Y = [Y_1 \ Y_2]^T = [V_{1DC} \ V_{2DC}]^T \quad (5)$$

and is redefined as: $Y' = [Y'_1 \ Y'_2]^T = \left[\left\langle \frac{V_{1DC}^2}{2} \right\rangle \left\langle \frac{V_{2DC}^2}{2} \right\rangle \right]^T$ (6)

The symbol $\langle \dots \rangle$ denotes the average value or DC component of a periodic function with period T as follows:

$$\langle f(t) \rangle \triangleq \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) d\tau \quad (7)$$

The specifications of the control algorithm comprise the tracking of the output variables Y'_1 and Y'_2 along with an AC current waveform with fundamental component: $i_a = I_a \sin \omega t$ for $v_{in} = E \sin \omega t$.

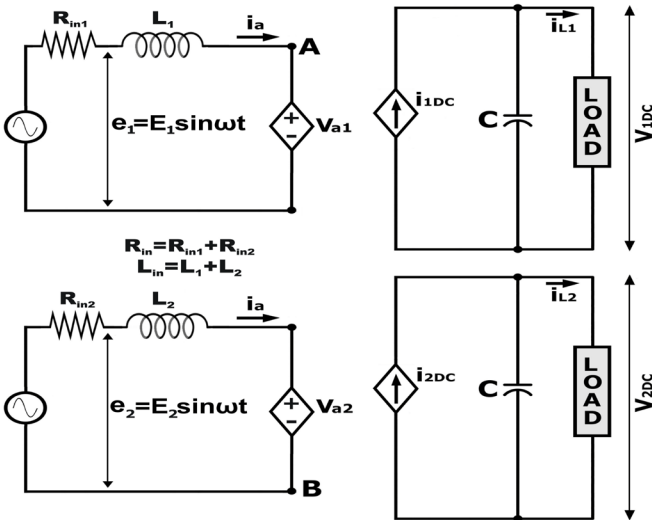


Fig. 2. Equivalent electrical circuit of the cascaded boost rectifier with two H-bridges in series.

B. Input-Output Active Power Balance

The power balance is a general principle that can be applied to every system. In the case of the cascaded H-bridge boost rectifier, a balance of the active input and output power, in average, can be used to overcome the difficulties that arise from the coupled nature of the system. The goal is to control the two H-bridges independently through proper formulation of the input-output active power balance equations. For this reason, the equivalent electrical circuit depicted in Fig. 2 is developed.

From (1), (2) and (3) the following equations can be formulated:

$$S_a = \frac{E_1}{V_{1DC}} \sin \omega t - \frac{\omega L_1 I_a}{V_{1DC}} \cos \omega t \quad (8)$$

$$S_b = \frac{E_2}{V_{2DC}} \sin \omega t - \frac{\omega L_2 I_a}{V_{2DC}} \cos \omega t \quad (9)$$

Moreover, the redefined output variable dynamics are calculated from the equations:

$$\begin{aligned} \langle V_{1DC} \dot{V}_{1DC} \rangle &= -\frac{\omega L_1 I_a^2}{C} \langle \sin \omega t \cos \omega t \rangle + \frac{E_1 I_a}{C} \langle \sin^2 \omega t \rangle - \\ &-\frac{V_{1DC} I_{L1}}{C} \rightarrow \dot{Y}'_1 = \frac{E_1 I_a}{2C} - \frac{2}{R_1 C} Y'_1 \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \langle V_{2DC} \dot{V}_{2DC} \rangle &= -\frac{\omega L_2 I_a^2}{C} \langle \sin \omega t \cos \omega t \rangle + \frac{E_2 I_a}{C} \langle \sin^2 \omega t \rangle - \\ &-\frac{V_{2DC} I_{L2}}{C} \rightarrow \dot{Y}'_2 = \frac{E_2 I_a}{2C} - \frac{2}{R_2 C} Y'_2 \end{aligned} \quad (11)$$

where R_1 and R_2 are the loads of the two H-bridges, respectively. For the reference outputs V_{1DC}^* and V_{2DC}^* we define the errors:

$$r_i = Y'_i - \frac{V_{iDC}^{*2}}{2}, \quad i=1,2 \quad (12)$$

The deviation dynamics \dot{r}_i using the equation $E_i I_a = E I_{ai}$ is given by:

$$\dot{r}_i = -\frac{2}{R_i C} r_i + \frac{E}{2C} I_{ai} - \frac{V_{iDC}^{*2}}{R_i C}, \quad i=1,2 \quad (13)$$

In the above relation the variable I_{ai} is used as a control variable to force r_i to zero. Under the selection:

$$u_i = \frac{E}{2C} I_{ai} - \frac{V_{iDC}^{*2}}{R_i C}, \quad i=1,2 \quad (14)$$

we can write:

$$\dot{r}_i = -\frac{2}{R_i C} r_i + u_i, \quad i=1,2 \quad (15)$$

and

$$I_{ai} = \frac{2C}{E} u_i + 2 \frac{V_{iDC}^{*2}}{R_i C}, \quad i=1,2 \quad (16)$$

The control target is obtained if $\dot{r}_i = -\lambda_i r_i$, $i=1,2$, where λ_i is a positive constant. In order to satisfy the latter equation we select $u_i = -k_i r_i$, $i=1,2$, with $k_i = \lambda_i - \frac{2}{R_i C}$. By substitution in (16) we conclude that:

$$I_{ai}^* = I_{ai} = -\mu_i r_i + \frac{2V_{iDC}^* I_{Li}}{E}, \text{ where } \mu_i = \frac{2C}{E} k_i, i=1,2 \quad (17)$$

and μ_i must be positive, which means that $k_i > 0$ or $\lambda_i > \frac{2}{R_i C}$.

By considering the equivalent circuit of Fig. 2, one can notice that the AC side comprises two circuits with independent voltage sources and common currents. The power equivalence of the circuits of Figs. 1 and 2 yields:

$$P_m = P_{in1} + P_{in2} \rightarrow E = E_1 + E_2 \quad (18)$$

Moreover, for the two independent circuits of Fig. 2 the input-output active power balance states that:

$$P_{in1} = P_{out1} \rightarrow \frac{1}{2} I_a E_1 = V_{1DC} I_{L1} \quad (19)$$

$$P_{in2} = P_{out2} \rightarrow \frac{1}{2} I_a E_2 = V_{2DC} I_{L2} \quad (20)$$

Thus, from (18), (19) and (20) the output power ratio of each H-bridge is calculated as:

H-bridge 1:

$$\frac{P_{out1}}{P_{out1} + P_{out2}} = \frac{V_{1DC} I_{L1}}{V_{1DC} I_{L1} + V_{2DC} I_{L2}} = \frac{E_1}{E} \quad (21)$$

H-bridge 2:

$$\frac{P_{out2}}{P_{out1} + P_{out2}} = \frac{V_{2DC} I_{L2}}{V_{1DC} I_{L1} + V_{2DC} I_{L2}} = \frac{E_2}{E} \quad (22)$$

Since the circuits of Figs. 1 and 2 are considered equivalent, the same power ratios will be valid also for the circuit of Fig. 1. Therefore, for the latter circuit it is possible to consider that the AC current can be divided, in average, into two components, each of which will be responsible for transferring the average output active power of each H-bridge. The power ratios of (21) and (22) are appropriate for this division. Thus, we have the following equation:

$$I_a = I_{a1} + I_{a2} = \frac{E_1}{E} I_a + \frac{E_2}{E} I_a \quad (23)$$

This division of the AC current is the key feature to attain independent control of the two H-bridges and to achieve the indirect regulation of their DC voltages via the AC current control.

C. Sliding Mode Control

The above analysis concludes that the control of the

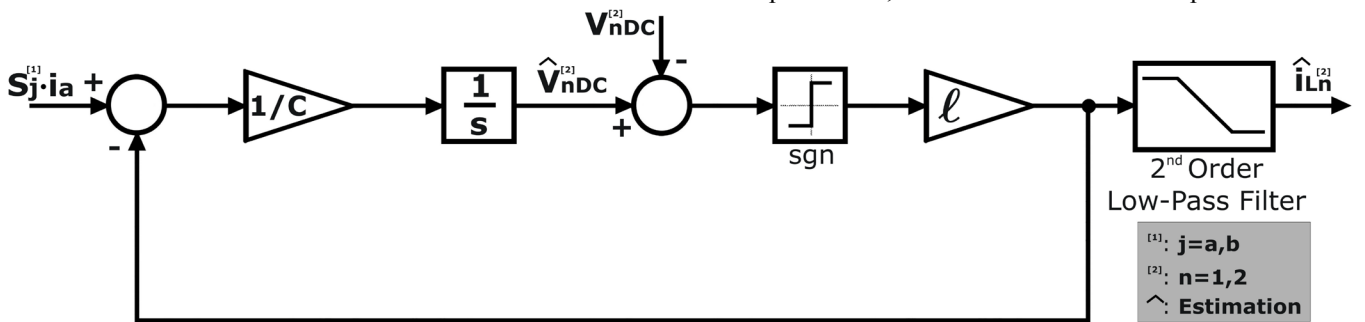


Fig. 3. Sliding mode observer for estimating the load current (i_i) and the DC voltage (V_{DC}) of each H-bridge, for any type of load.

cascaded H-bridge boost rectifier can be reduced to effectively controlling the AC input current. The latter can be achieved by switching the two H-bridges appropriately. However, the two H-bridges are cascaded and their operation is inherently non-independent. Thus, it is necessary to assign each H-bridge to control only that component of the AC current, which is required in order to satisfy its average active power balance. Hence, the instantaneous error of the current of each H-bridge is:

$$\sigma_i = \frac{E_i^*}{E} i_a - I_{ai}^* \sin \omega t = \frac{E_i^*}{E} (i_a - I_a^* \sin \omega t) \quad (24)$$

with $E_i^* = \frac{2V_{iDC}^* I_{Li}}{I_a^*}$ and $i \in \{1,2\}$. Using (8) and (9) we have:

$$\frac{E}{E_i^*} \dot{\sigma}_i = -S_j \frac{V_{iDC}}{L_{in}} + \frac{E_i^*}{L_{in}} \sin \omega t - \omega I_a^* \cos \omega t \quad (25)$$

where $i=1,2$ and $j=a,b$. Requiring $\dot{\sigma}_i = 0$ for the equivalent control variable $S_j = S_{jeq}$ we have that:

$$S_{jeq} = \frac{E_i^*}{V_{iDC}} \left(\sin \omega t - \frac{\omega L_{in} I_a^*}{E_i^*} \cos \omega t \right) \quad (26)$$

Substituting (26) into (25) leads to:

$$\dot{\sigma}_i = -\frac{V_{iDC} E_i^*}{L_{in} E} (S_j - S_{jeq}) = -d_i (S_j - S_{jeq}) \quad (27)$$

where $i=1,2$ and $j=a,b$ and d_i a positive number. The control selection $(S_j - S_{jeq}) = \rho \operatorname{sgn} \sigma_i$, $\rho > 0$ yields to:

$$\sigma_i \dot{\sigma}_i = -d_i \rho |\sigma_i| \leq 0 \quad (28)$$

The above condition implies that $\sigma_i \rightarrow 0$ ([9]-[11], [13]) and thus the control target $i_a \rightarrow I_a^* \sin \omega t$ is feasible.

Therefore, the switching selections are:

$$\begin{aligned} \text{If } \sigma_1 \geq 0 \rightarrow S_a = 1, \text{ else if } \sigma_1 < 0 \rightarrow S_a = -1 \\ \text{If } \sigma_2 \geq 0 \rightarrow S_b = 1, \text{ else if } \sigma_2 < 0 \rightarrow S_b = -1 \end{aligned} \quad (29)$$

Under the above selections and according to the sliding mode control theory, the system is stable and the current of each H-bridge slides to its reference value.

III. ESTIMATION OF THE OUTPUT VOLTAGE & CURRENT

The efficient estimation of the output variables, especially the output current, is fundamental for the independent control

of each H-bridge. This estimation is essential for the proper calculation of the power ratios and significantly reduces the necessary measurements. In the majority of existing papers addressing this estimation problem, the estimation algorithm is developed considering that the system's load is a variable resistor. However, this is not always the case, since the load can be highly non-linear (e.g. a power converter). In this paper the general load case is considered. The sliding mode-based observer, depicted in Fig. 3, is introduced to estimate the value of the load current for each H-bridge. Based on (2) and (3), the proposed observer has the following mathematical description:

$$C \cdot \dot{V}_{iDC} = S_j \cdot i_a - i_{Li} \quad (30)$$

$$C \cdot \dot{\hat{V}}_{iDC} = S_j \cdot i_a - \ell \cdot \text{sgn}(\bar{V}_i) \quad (31)$$

where $\bar{V}_i = \hat{V}_{iDC} - V_{iDC}$, $(i,j) \in \{(1,a), (2,b)\}$ stands for the estimated voltage error. The deviation \bar{V}_i dynamics can be formulated as follows:

$$\dot{\bar{V}}_i = \dot{\hat{V}}_{iDC} - \dot{V}_{iDC} = \frac{1}{C} [i_{Li} - \ell \cdot \text{sgn}(\bar{V}_i)], i \in \{1,2\} \quad (32)$$

Considering that:

$$\dot{\bar{V}}_i \cdot \bar{V}_i = \frac{1}{C} [\bar{V}_i \cdot i_{Li} - \ell \cdot |\bar{V}_i|], i \in \{1,2\} \quad (33)$$

and by choosing $\ell > |i_{Li}|_{\max}$, $i \in \{1,2\}$ zero error dynamics is achieved and:

$$\dot{\bar{V}}_i \cdot \bar{V}_i < 0 \text{ or } \bar{V}_i \rightarrow 0, \quad (34)$$

which means that:

$$\hat{V}_{iDC} \rightarrow V_{iDC} \text{ and } \hat{i}_{Li} = \ell \cdot \text{sgn}(\bar{V}_i), i \in \{1,2\}. \quad (35)$$

By low-pass second-order filtering of the signal \hat{i}_{Li} , the estimated value of the load current of each bridge is evaluated. The convergence of the estimator is guaranteed from (34) and (35), given that the output current of each H-bridge does not exceed a preset maximum value $|i_{Li}|_{\max}$. The latter is a pretty straightforward constraint.

IV. SIMULATION RESULTS

The application of the above analyzed control algorithm has been investigated through simulations with the MATLAB/SIMULINK software. Two H-bridges are connected in series on the AC side and different DC voltage references are required under variable loads. The goal of this presentation is to demonstrate the robustness of the control algorithm and the successful independent control of each H-bridge. The initial loads are $R=25\Omega$ for each H-bridge. The RMS value of the grid voltage is 230V and its frequency is 50Hz. We choose $R_{in}=0,007\Omega$, $L_{in}=5\text{mH}$ and $C=10000\mu\text{F}$. Each H-bridge undergoes a voltage reference change and a load change. For the first H-bridge the voltage reference is initially $V_{1DC}^*=600\text{V}$ and at $t=1\text{s}$ it changes to $V_{1DC}^*=700\text{V}$. For the second H-bridge the initial reference $V_{2DC}^*=500\text{V}$ changes to $V_{2DC}^*=600\text{V}$ at $t=2$. The load doubles ($R'=12.5\Omega$)

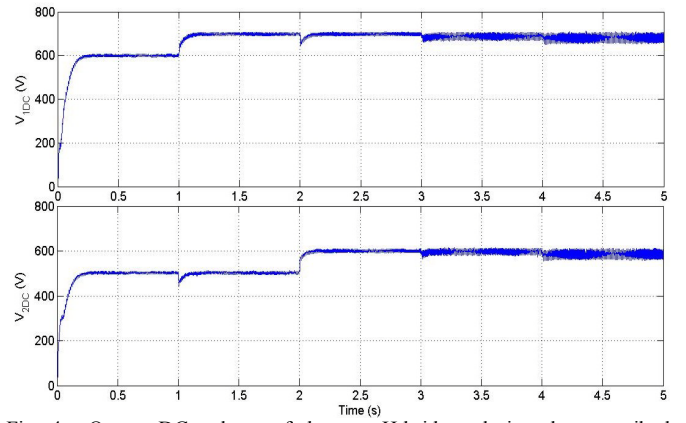


Fig. 4. Output DC voltage of the two H-bridges during the prescribed voltage reference and load changes.

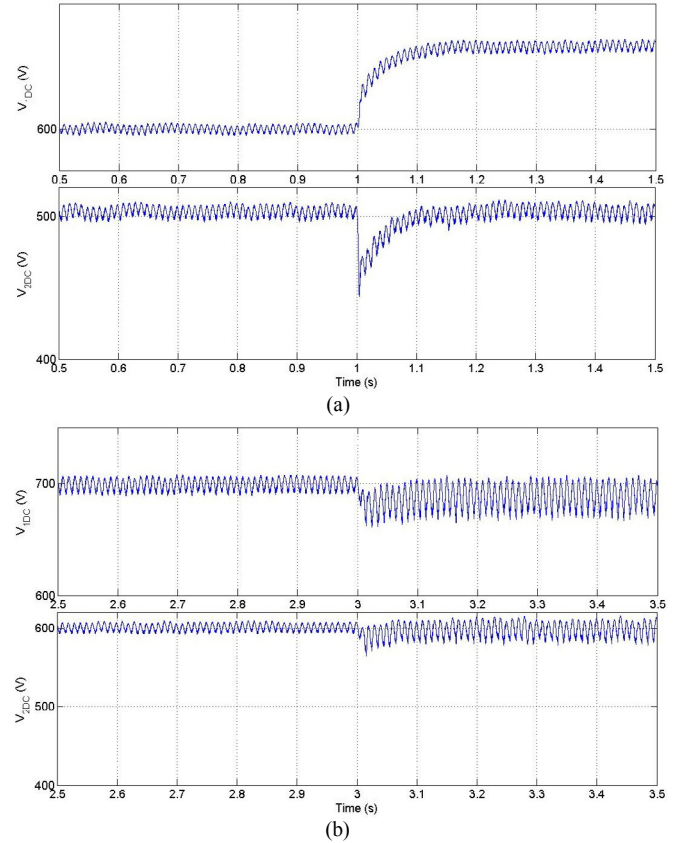


Fig. 5. Output DC voltage of the two H-bridges in detail. (a) H-bridge 1 voltage reference change, and (b) H-bridge 1 load change.

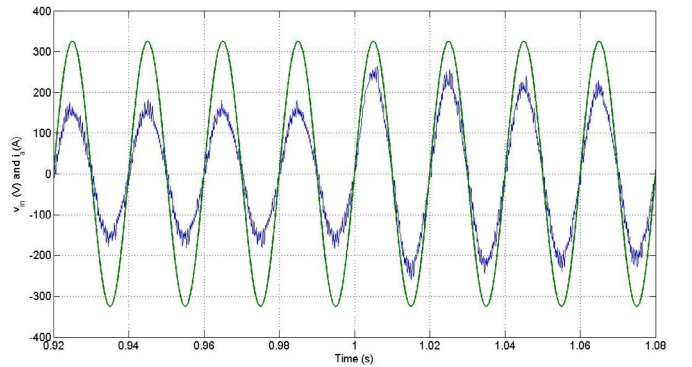


Fig. 6. Input voltage (green) and current (blue) in detail at H-bridge 1 voltage reference change.

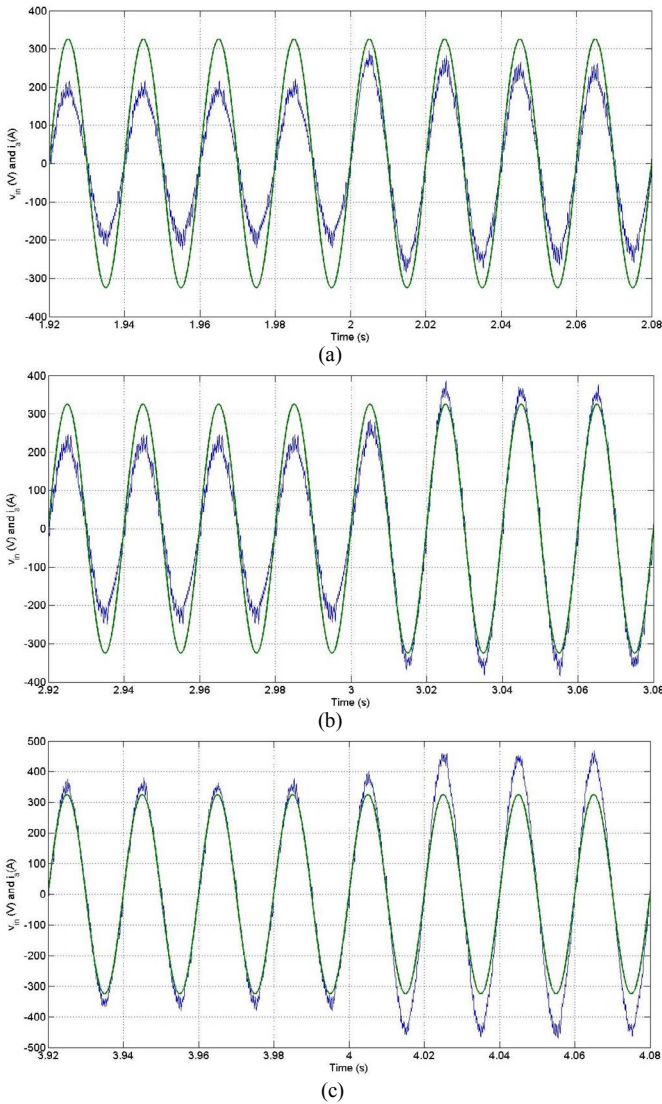


Fig. 7. Input voltage (green) and current (blue) in detail:
 (a) At H-bridge 2 voltage reference change.
 (b) At H-bridge 1 load change.
 (c) At H-bridge 2 load change.

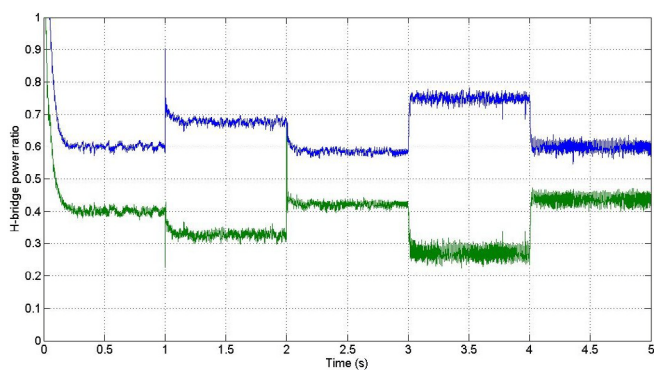


Fig. 8. Power ratio of H-bridge 1 (blue) and 2 (green) during DC voltage and load changes.

at $t=3s$ and $t=4s$ for the first and the second H-bridge, respectively. The key waveforms of the system are presented in detail in Figs. 4-9.

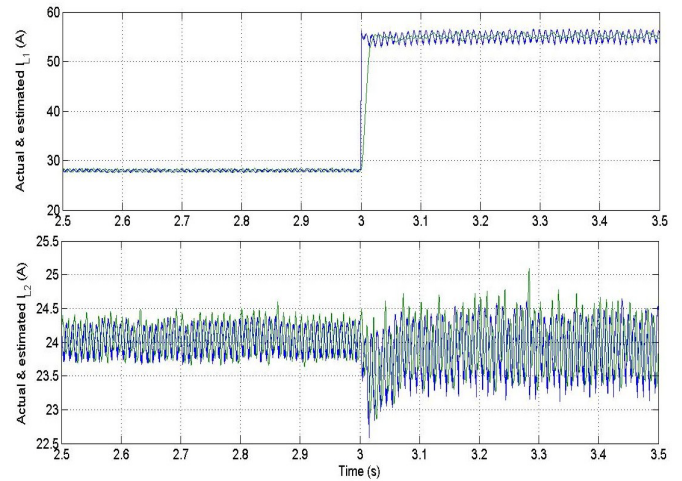


Fig. 9. Actual (blue) and estimated (green) load current of H-bridges 1 and 2, respectively.

By carefully examining the presented waveforms, one can notice that the control algorithm achieves robust and independent control of each H-bridge. The reference voltages are followed with an inherent ripple and the dynamic performance during the voltage and load changes is rather satisfactory. From Figs. 6 and 7 it is clear that the cascaded boost H-bridge rectifier works with unity power factor, under every operating condition, even during transients. In Fig. 8 the power ratio of each H-bridge is presented during its operation. Finally, in Fig. 9 the actual and estimated values of the load currents for the two H-bridges are presented. The latter figure highlights the successful tracking of the output current that the proposed estimator yields. Given that the switching frequency of the system (variable) has a maximum value of 500Hz, the above presented simulation results are rather satisfactory and all the preset goals are successfully met.

V. CONCLUSION

In this paper, a sliding-mode controller for cascaded H-bridge boost rectifiers is introduced. The proposed controller is analyzed theoretically and its convergence is mathematically proven. The presented simulation results indicate the feasibility of the proposed algorithm, while critical requirements such as unity power factor, stability, robustness and precise regulation of the dc voltages have been met successfully.

REFERENCES

- [1] R. Ortega, A. Loria, P.J. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez, *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems*, New York: Springer-Verlag, 1998.
- [2] G. Escobar, D. Chevreau, R. Ortega, and E. Mendes, "An adaptive passivity-based controller for a unity power factor rectifier", *IEEE Trans. on Cont. Syst. Techn.* 9 (4), 637–644 (2001).
- [3] C. Cecati, A. Dell'Aquila, M. Liserre, and V.G. Monopoli, "Design of H-bridge multilevel active rectifier for traction systems", *IEEE Trans. on Ind. Appl.* 39, 1541–1550 (2003).

- [4] J.S. Lai and F.Z. Peng, "Multilevel converters - a new breed of power converters", *IEEE Trans. on Ind. Appl.* 32, 509–517 (1996).
- [5] G. Escobar, R. Ortega, H. Sira-Ramirez, J. P. Vilain, and I. Zein, "An experimental comparison of several nonlinear controllers for power converters," *IEEE Contr. Syst. Mag.*, vol. 19, pp. 66–82, Feb. 1999.
- [6] G. Escobar, D. Chevreau, R. Ortega, E. Mendes, "An adaptive passivity based controller for a unity power factor rectifier", *IEEE Trans. on Cont. Sys. Techn.*, Vol. 9, no. 4, July 2001, pp. 637-644.
- [7] A. Dell' Aquila, M. Liserre, V.G. Monopoli, and P. Rotondo, "Overview of PI-based solutions for the control of the DC-buses of a single-phase H-bridge multilevel active rectifier", in *Proc. IEEE APEC '04*, Anaheim, CA, 2004, pp. 836-842.
- [8] M. Liserre, "Passivity based control of single-phase multilevel grid connected active rectifiers", *Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences*, Vol. 54, No. 3, 2006.
- [9] Jean-Jacques Slotine and Weiping Li, "Applied Nonlinear Control", *Prentice Hall*, 1991.
- [10] Vadim I. Utkin, "Sliding Modes in Control and Optimization", *Springer-Verlag*, 1992.
- [11] Vadim Utkin, Juergen Gulder and Ma Shijun, "Sliding Mode Control in Electro-mechanical Systems", *Taylor & Francis*, 1999.
- [12] H. Iman-Eini, J-L. Schanen, Sh. Farhangi, S. Wang, "Design of Cascaded H-Bridge Rectifier for Medium Voltage Applications", *Power Electronics Specialists Conference*, 17-21 June 2007, Page(s):653 – 658.
- [13] H. K. Khalil, "Nonlinear Systems", 2nd ed. Upper Saddle River, NJ, *Prentice-Hall*, 1996.
- [14] S. Baev, Y. Shtessel, H. Biglari, R. Adhami, "Sliding mode control of a unity power factor AC to DC boost converter", *Proceedings of the 46th IEEE Conference on Decision and Control*, New Orleans, LA, USA, Dec. 12-14, 2007
- [15] D. Chevreau and C. Marchand, "Pollution harmonique du reseau:comparaison de deux redresseurs monophasés", *Proceedings of the 9th International Colloquium CEM*, Brest, France, June 8-11, 1998, pp. F11-F16.
- [16] Y. Cheng, C. Qian, M. Crow, S. Pekarek, and S. Atcitty, "A comparison of diode-clamped and cascaded multilevel converters for a STATCOM with energy storage", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1512–1551, Oct. 2006.
- [17] B. Ozpineci, L.M. Tolbert, and J. N. Chiasson, "Harmonic optimization of multilevel converters using genetic algorithms," *IEEE Power Electron. Lett.*, vol. 3, no. 3, pp. 92–95, Sep. 2005.
- [18] Al. Isidori, "Nonlinear Control Systems", *Springer-Verlag*, 1995.
- [19] F.Z. Peng, J-S. Lai, J.W. McKeever, J. Vancoevening, "A multilevel voltage source inverter with separate DC sources for static var generation", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 32, No. 5, Sept/Oct 1996, pp 1130-1138.
- [20] A. Dell' Aquilla, M. Liserre, V. Giuseppe, P. Rotondo, "An energy based control for an n-h-bridges multilevel active rectifier", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 52, No. 3, June 2005.
- [21] C. Cecati, A. Dell'Aquila, M. Liserre, and V.G. Monopoli, "A passivity-based multilevel active rectifier with adaptive compensation for traction applications", *IEEE Trans. on Ind. Appl.* 39, No 5, pp. 1404–1414, (2003).

Nonlinear Induction Motor Control Accounting for Inductance Saturation

Minos Beniakar, Student Member IEEE, Konstantinos Pavlou, Member IEEE, Antonios Kladas, Member IEEE
 Faculty of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens
 9, Iroon Polytehneiou Str., 15780 Athens, Greece
 Tel: (+30)-210-7722233, fax: (+30)-210-7723593
 e-mail: kpavlou@central.ntua.gr

Abstract - The paper analyses the inductance saturation effects of an induction motor in order to be considered in the nonlinear control drive technique. The involved inductances are determined through finite element modeling of the induction machine. The impact of coupled field and circuit approach on the derived parameter variation has also been examined. The methodology is suitable for control techniques concerning inverter fed induction motors.

I. INTRODUCTION

Non linear control techniques appeared to be more attractive than linear in most electric drives due to robustness and dynamic performance.

This paper is based on a finite element field analysis of an induction machine for saturated inductances determination to be considered in a nonlinear control scheme. The numerical methods for a coupled-field circuit approach are reviewed [1-4] and their impact is checked on the calculation of the saturated inductances on the motor operation under transient conditions. These parameters are tabulated in form of look-up tables in order to be introduced in a nonlinear controller and investigate their effects on the drive performance [6-7].

II. METHODOLOGY

The electrical equations per phase for the examined machine can take the form [1]:

$$v = r \cdot i + \frac{d\Phi}{dt} \quad (1)$$

where vectors v , i , Φ and r have widely established meanings. The flux linkage in the winding “d” in (1) can be written under the form:

$$\Psi_d = \sum_x \Psi_{dx} \quad (2)$$

where x represents the different windings in the machine. The flux linkages Ψ_{dx} in (2) can be written as:

$$\Psi_{dx} = f_{dx} \cdot i_x \quad (3)$$

where f_{dx} represents the equivalent saturated inductances.

The values of f_{dx} for phase d, may be expressed as follows:

$$f_{dd}(\theta) = \frac{c \cdot \ell}{\hat{I}_d} \cdot \sum_{k=m_0}^{m_0+N} A_{k_0} \quad (4)$$

where N is the number of phase turns, ℓ is the conductor length in the rotor iron, c is a constant that depends on the number of winding layers and accounts approximately for the end winding, \hat{I}_d the peak value of current in phase “d”, A_{k_0} is the vector potential of the phase turn k for the position θ , and m_0 is the first phase turn in the corresponding slot to the relative position θ . By expanding (4) in Fourier series, we can deduce:

$$f(\theta, v) = \sum_{n=0}^{\infty} \{ g_n(I_q, \tau) \cdot \cos 2n\theta + h_n(I_q, \tau) \cdot \sin 2n\theta \} \quad (5)$$

$0 < \theta < 2\pi$

where the functions g_n and h_n depend on the operating point (I_q is the stator current and τ the rotor reaction). Following the proposed method by [4], the Norton equivalent circuit can be expressed in matrix form as follows :

$$\begin{pmatrix} G_{cc} & G_{cn} \\ G_{nc} & G_{nn} + G_w \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_c \\ u_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{sc} \\ i_{sc} + i'_{sn} \end{pmatrix} \quad (6)$$

where u_c and u_n are internal nodal voltage vector and coupling nodal voltage vector respectively. From (6) i_{sc} and $i_{sc} + i'_{sn}$ are source current vector oriented toward internal nodes and coupling nodes. Furthermore, the conductance sub-matrix G_w and the source current i'_{sn} correspond to the Norton equivalent representation of the windings.

The induction motor model developed is intended for implementation in drives involving voltage source inverters (VSI) controlled by non linear control techniques, such as the ones based on the Sliding Mode (SM) theory [5]. These control techniques exhibit fast dynamic performance and robustness, especially under transient conditions, and motor non-linearities consideration can substantially improve their performance.

III. APPLICATION

Simulation has been performed for an induction motor with the following specifications:

Rotor

- Rotor core outer diameter : 4.585 inches.
- Rotor core net length : 3.0 inches.
- Number of rotor slots : 24.
- Material : Electrical sheet steel.
- Thickness : 0.025 inches.
- Silicon content : 1.0 – 1.3 %.
- Area : 11.9 sq. inches.
- Number of rotor inductors : 560
- Number of turns per single coil : 5
- Rotor resistance at 25⁰ C : 0.46 Ohm

Stator

- Stator inner diameter : 4.631 inches.
- Stator outer diameter : 7.5 inches.
- Width of stator iron : 3.0 inches
- Number of stator slots : 36.
- Material : Electrical sheet steel.
- Thickness : 0.025 inches.
- Silicon content : 1.0 – 1.3 %.
- Winding Scheme : 4 winding groups, 9 coils per group, 18 turns per coil.
- Stator resistance at 25⁰ C : 1.4 Ohm per winding.

The mesh implemented in the FEM model comprises 15000 nodes and is shown in Fig. 1. The respective flux distribution under nominal operating conditions is shown in Fig. 2.

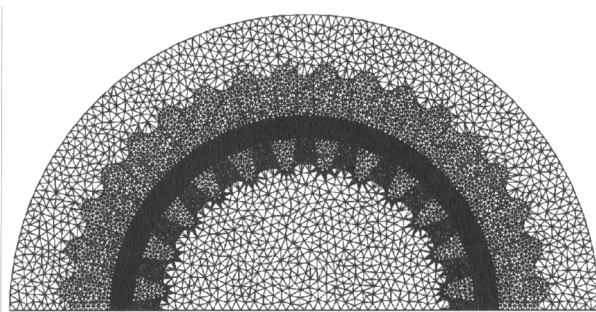


Fig. 1. Mesh used in the FEM model comprising 15000 nodes

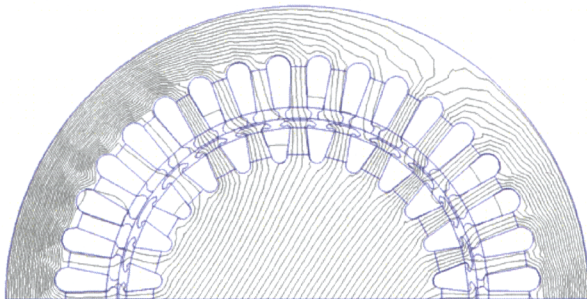


Fig. 2. Flux distribution in the induction motor

The magnetizing inductance calculated for different loading conditions is shown in Fig. 3. The calculated inductance variations with stator current and motor loading, have been appropriately introduced in look-up table forms and considered in the motor drive model.

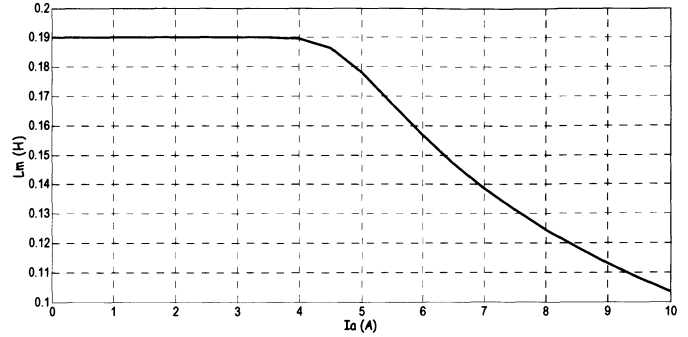


Fig. 3. Magnetizing inductance L_m variation with the motor line input current.

In order to examine the effects of the saturated inductances on the transient performance of the induction machine the following case has been considered: an abrupt increase of the mechanical torque has been applied in the initially unloaded motor. The simulation results comparing the electromagnetic torque response both by assuming linear magnetizing inductance and by taking into consideration the magnetizing inductance saturation are shown in Fig. 4. In this figure it may be noted that when neglecting saturation effects the transient electromagnetic torque is substantially overestimated.

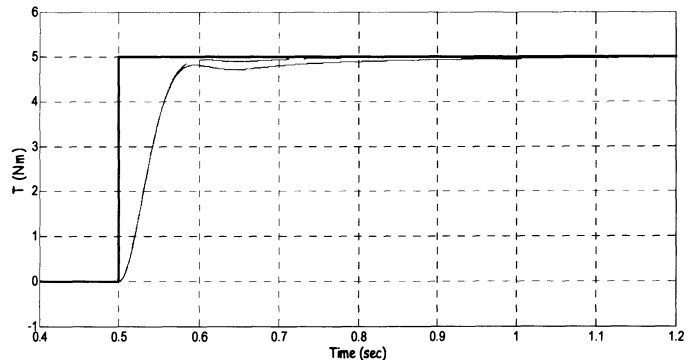


Fig. 4. Electromagnetic torque response versus time in case of abrupt mechanical torque application at $t=0.5$ s.

- : inductance saturation considered
- - - : inductance saturation ignored

Figures 5 and 6 illustrate the transient response of the stator winding current due to the variation of the mechanical torque both by assuming linear magnetizing inductance and by taking into consideration the saturation effects. Figure 5 demonstrates the response of the instantaneous line input current, while Fig. 6 gives the respective RMS value time variation, respectively. These figures illustrate that the saturation effects

cause an important increase in the current value. This increase is more clearly shown in Fig. 7, showing the waveform of the stator current after the motor has reached the final steady state operation.

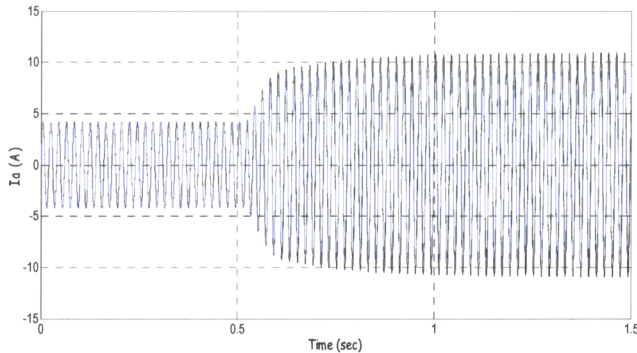


Fig. 5. Stator winding current response versus time in case of abrupt mechanical torque application at $t=0.5$ s.

— : inductance saturation considered
 - - - : inductance saturation ignored

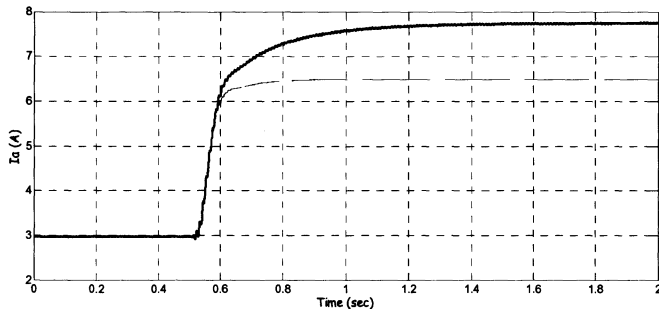


Fig. 6. RMS value of line input stator current response versus time in case of abrupt mechanical torque application at $t=0.5$ s.

— : inductance saturation considered
 - - - : inductance saturation ignored

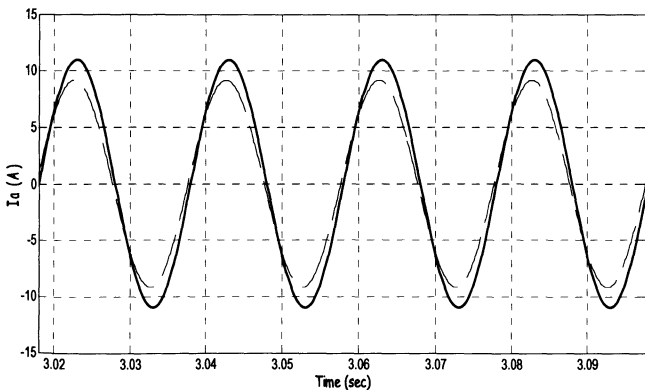


Fig. 7. Final stator winding steady state current versus time.

— : inductance saturation considered
 - - - : inductance saturation ignored

The simulation results comparing the stator winding flux response both by assuming linear magnetizing inductance and by taking into consideration the magnetizing inductance

saturation are shown in Fig. 8. In this figure it may be observed that when neglecting saturation effects the transient stator winding flux is substantially overestimated.

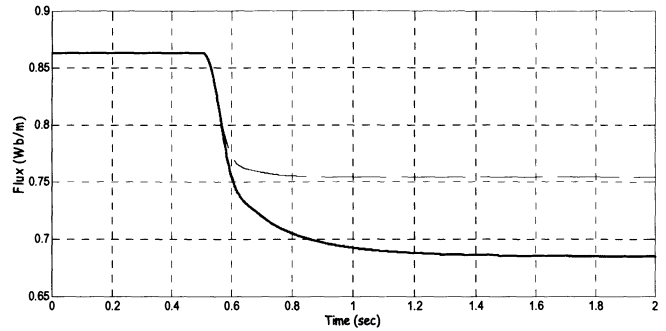


Fig. 8. Stator winding flux response versus time in case of abrupt mechanical torque application at $t=0.5$ s.

— : inductance saturation considered
 - - - : inductance saturation ignored

Fig. 9 gives the stator winding magnetizing inductance variation during the mechanical torque transient compared to the unsaturated value. It is obvious that there is a great change when the saturation effect is considered.

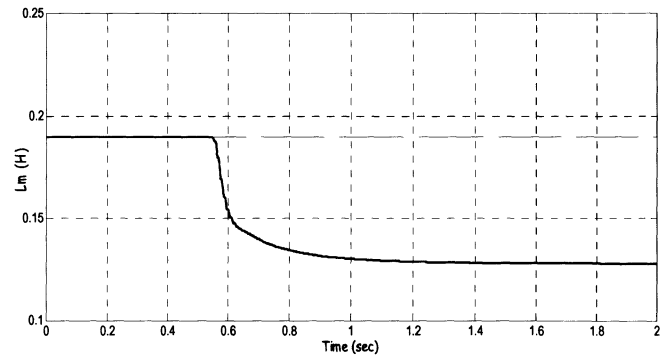


Fig. 9. Stator winding magnetizing inductance time variation in case of abrupt mechanical torque application at $t=0.5$ s.

— : saturation considered
 - - - : unsaturated value

From the above simulation, it was shown that it is important to account for saturation effects in case of substantial torque changes. This has to be taken into consideration in the design and development of voltage source inverters supplying induction motors as the scheme shown in Fig. 10.

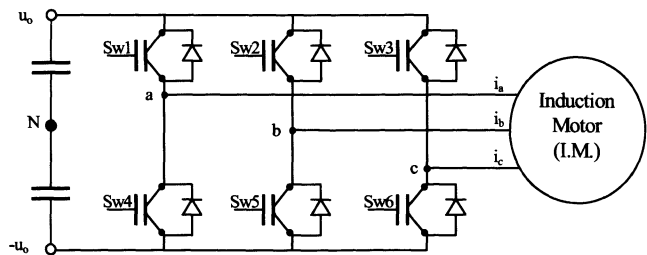


Fig. 10. Topology of the Voltage Source Inverter supplying the Induction Motor.

In particular, such a consideration can provide considerable services when non linear control techniques are adopted, as the one illustrated in Fig. 11, based on Sliding Mode Theory combined with fuzzy logic.

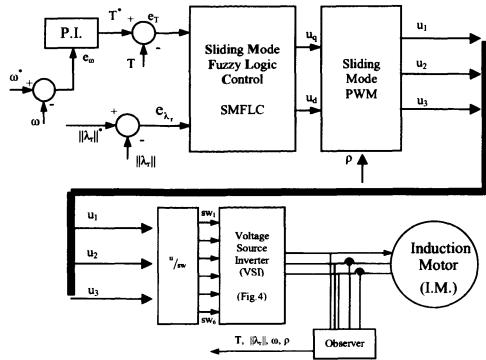


Fig. 11. General structure of a control system based on Sliding Mode Theory combined with fuzzy logic.

IV. CONCLUSIONS

In this paper a methodology for considering magnetizing inductance saturation effects has been developed. Appropriate look-up tables have been introduced enabling accounting of the inductance variation with loading determined through finite element modeling of the induction machine.

The impact of coupled field and circuit approach on the derived parameter variations has also been investigated.

The results obtained from the simulations bring into evidence the significant effects of saturation in the magnetic circuit and illustrate the method suitability for implementation in nonlinear control voltage source induction motor drive systems.

REFERENCES

- [1] Francis Piriou, Adel Razek, *Calculation of Saturated Inductances for Numerical Simulation of Synchronous Machines*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 19, No. 6, November 1983.
- [2] Lech Nowak, Krzysztof Kowalski, *The 3D Coupled Field-Circuit Simulation of Transients in Nonlinear Systems*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, No. 3, May 1996.
- [3] I.A. Tsukerman, A. Konrad, G. Meunier, J.C. Sabonnadiere, *Coupled Field-Circuit Problems: Trends and Accomplishments*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No. 2, March 1993.
- [4] P. Zhou, D. Lin, W.N. Fu, B. Ionescu, Z.J. Cendes, *A General Cosimulation Approach for Coupled Field-Circuit Problems*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, No. 4, April 2006.
- [5] V. I Utkin, *Sliding Modes In Control Optimization*, Springer-Verlag publication, 1981.
- [6] Francis Piriou, Adel Razek, *Coupling of saturated electromagnetic systems to non-linear power electronic devices*, IEEE Transactions on Magnetics, 24(1), pp. 274-277, 1988.
- [7] Francis Piriou, Adel Razek, *Simulation of electromagnetic systems by coupling of magnetic and electric equations*, "Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 31, pp. 189-194, 1989.

A Sliding Mode Control Technique for a Modular Transformerless HVDC Conversion System

K.G. Pavlou*, A.X. Kaletsanos**, S.N Manias

* National Technical University of Athens (NTUA), Athens, Greece

** National Technical University of Athens (NTUA), Athens, Greece

Abstract—This paper presents a non linear control technique, based on the sliding mode theory, for a modular series cascade HVDC conversion topology. The proposed control technique exhibits bidirectional power flow, minimum line input current THD factor, unity input true power factor, minimum ripple at the DC side and robust performance at transient conditions. The above mentioned advantages are equally achieved under variation of DC voltage and load. Moreover such a technique does not require neither phase shift transformers at the grid side, nor input harmonic filters. The feasibility and robustness of the technique introduced is demonstrated by implementation results of a prototype construction concerning load sudden changes and voltage dips.

I. INTRODUCTION

Voltage and current harmonics in power transmission and distribution systems have become a serious problem especially for DC high voltage – high power topologies, consisted of a number of rectification modules. In the past, many research works have been formulated introducing either new power conversion topologies or new control techniques [1]. Some of these methods in order to improve the input power quality of power converter are utilizing hybrid or active harmonic filters [2] while other techniques require input phase shift transformers for each module [1], [3], [4]. Such techniques involve disadvantages tabulated in Table I:

TABLE I.
DISADVANTAGES OF CONVENTIONAL TECHNIQUES

Hybrid and active filters	Phase shift transformers
Increment of switching elements and losses	High cost depending on the demanded level of the DC output voltage
High design requirements on control methodology of active filters depending on the order of harmonic distortion	Limited harmonic elimination ability
Two separated units (active filter, rectifier)	Input harmonic filter requirement
	Lower power density

The present paper introduces and analyzes a modular transformerless HVDC topology enabling to overcome the

mentioned disadvantages. Each module involves a three phase AC/DC boost rectifier controlled by a non linear control system based on the sliding mode theory [5-8]. The power conversion topology has four modules of rectification isolated from the network supply with their DC outputs (1200 V each) connected in series. Thereby a 4.8 kV DC voltage is obtained while critical requirements such as unity input true power factor, sinusoidal input line currents, regenerative capability, minimum ripple at DC output voltage, control robustness to unknown varying load and high dynamic performance are achieved effectively.

II. MODELLING OF THE POWER CONVERTER

A modular transformerless HVDC topology with four modules and an AC/DC boost rectifier in each module are shown in Fig. 1, 2 respectively.

For analysis purposes, input control variables are defined as:

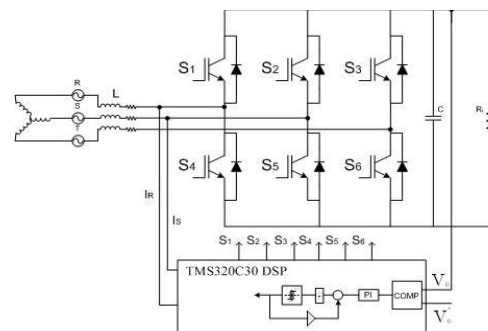


Figure 1. Module topology. Three phase AC/DC boost rectifier

$$\begin{aligned}
 u_1 &= \begin{cases} 1: S_1=1, S_4=0 \\ -1: S_1=0, S_4=1 \end{cases}, & u_2 &= \begin{cases} 1: S_2=1, S_5=0 \\ -1: S_2=0, S_5=1 \end{cases}, \\
 u_3 &= \begin{cases} 1: S_3=1, S_6=0 \\ -1: S_3=0, S_6=1 \end{cases} & & (1)
 \end{aligned}$$

The switched electric circuit of Fig. 2, regarding the (1) has the dynamic model described in (2) [5] and the corresponding model in d-q coordinate frame synchronized with the supply angular frequency ω , considering $V_o=V_{od}$, $V_{oq}=0$ is that described in (3).

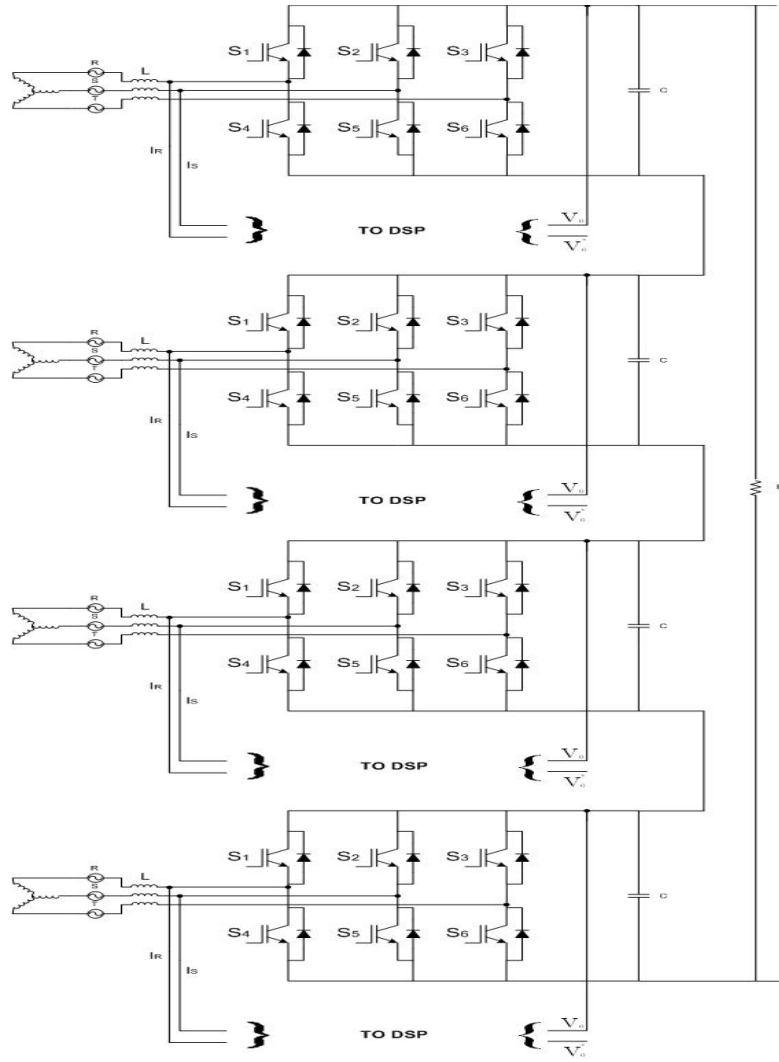


Figure 2. 4.8 kV four module HVDC topology

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_1 &= -\frac{R}{L} \cdot i_1 - \frac{V_0}{6 \cdot L} (2 \cdot u_1 - u_2 - u_3) + \frac{1}{L} V_{s1} \\
 \dot{i}_2 &= -\frac{R}{L} \cdot i_2 - \frac{V_0}{6 \cdot L} (2 \cdot u_2 - u_1 - u_3) + \frac{1}{L} V_{s2} \quad (2) \\
 \dot{i}_3 &= -\frac{R}{L} \cdot i_3 - \frac{V_0}{6 \cdot L} (2 \cdot u_3 - u_1 - u_2) + \frac{1}{L} V_{s3} \\
 \dot{V}_0 &= -\frac{i_L}{C} + \frac{1}{2 \cdot C} (i_1 \cdot u_1 + i_2 \cdot u_2 + i_3 \cdot u_3) \\
 \dot{V}_0 &= -\frac{i_L}{C} + \frac{1}{2 \cdot C} (i_d \cdot u_d + i_q \cdot u_q) \\
 \dot{i}_d &= -\frac{R}{L} i_d + \omega \cdot i_q - \frac{V_0}{2 \cdot L} u_d + \frac{V_{sd}}{L} \\
 \dot{i}_q &= -\frac{R}{L} i_q - \omega \cdot i_d - \frac{V_0}{2 \cdot L} u_q + \frac{V_{sq}}{L} \quad (3)
 \end{aligned}$$

where u_d, u_q are the transformed control variables from the stationary ones u_1, u_2, u_3 .

III. CONTROLLER DESIGN

Based on the idea of two step converters control design, current control in an inner loop and voltage control in an outer loop, the cascaded control structure shown in Fig. 3 for each module, is proposed.

Assuming that the state variables are the DC voltage V_0 and the transformed phase currents i_d, i_q , while the reference variables are V_0^*, i_d^*, i_q^* we may introduce the following definitions [10]:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{i} &= [i_d \quad i_q]^T, \quad \mathbf{u} = [u_d \quad u_q]^T, \\
 \mathbf{V}_s &= [V_{sd} \quad V_{sq}]^T, \quad \mathbf{i}^* = [i_d^* \quad i_q^*]^T, \\
 \mathbf{V}_0 &= [V_{od} \quad V_{oq}]^T = [V_{od} \quad 0]^T \quad (4)
 \end{aligned}$$

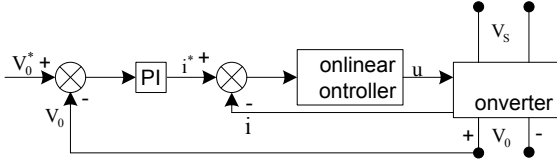


Figure 3 Cascaded control structure

A. Sliding mode current control

The starting point for the sliding mode current control design is in (5) [9]:

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\frac{R}{L}i_d + \omega \cdot i_d - \frac{u_{od}}{2 \cdot L}u_d + \frac{u_{gd}}{L} \\ \dot{i}_q &= -\frac{R}{L}i_q - \omega \cdot i_d - \frac{u_{od}}{2 \cdot L}u_q + \frac{u_{gq}}{L} \end{aligned} \quad (5)$$

With definitions $x_1 = i_d - i_d^*$, $x_2 = i_q - i_q^*$ and substitution in (5) is obtained:

$$\dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + \omega \cdot x_2 - \frac{V_o}{2 \cdot L}u_d + F_1 \quad (6)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{R}{L}x_2 - \omega \cdot x_1 - \frac{V_o}{2 \cdot L}u_q + F_2 \quad (7)$$

where:

$$F_1 = \frac{V_{sd}}{L} + \omega \cdot i_q^* - i_d^* - \frac{R}{L} \cdot i_d^*$$

$$F_2 = \frac{V_{sq}}{L} - \omega \cdot i_d^* - i_q^* - \frac{R}{L} \cdot i_q^*$$

Considering (6) as a forced motion of state variable x_1 , the control u_d is chosen as: $u_d = u_{dx} + u_{df}$ where the component u_{dx} stabilizes the free oscillation:

$$\dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + \omega \cdot x_2 - \frac{V_o}{2 \cdot L}u_{dx} \quad (8)$$

and the component u_{df} stabilizes the forced oscillation:

$$\dot{x}_1 = -\frac{V_o}{2 \cdot L}u_{df} + F_1 \quad (9)$$

Stabilization in (8), (9) is obtained with conditions:

$$\dot{x}_1 \cdot \left(-\frac{R}{L}x_1 + \omega \cdot x_2 - \frac{V_o}{2 \cdot L}u_{dx} \right) \leq 0 \quad (10)$$

$$\text{and } x_1 \left(-\frac{V_o}{2 \cdot L}u_{df} + F_1 \right) \leq 0 \quad (11)$$

Control $u_{dx} = K_1 \cdot |x_2| \cdot \text{sgn}(x_1)$ is a solution for (10) if only $K_1 \geq \frac{2 \cdot L}{V_o} \cdot \omega$. Control $u_{df} = l_1 \cdot F_{1_{\max}} \cdot \text{sgn}(x_1)$ is a

solution for (11) if only $l_1 \geq \frac{2 \cdot L}{V_o}$. The control obtained for stabilization has the following form:

$$u_d = u_{dx} + u_{df} = (K_1 \cdot |x_2| + l_1 \cdot F_{1_{\max}}) \cdot \text{sgn}(x_1) \quad (12)$$

Similarly in (7), the obtained control law is:

$$u_q = u_{qx} + u_{qf} = (K_2 \cdot |x_1| + l_2 \cdot F_{2_{\max}}) \cdot \text{sgn}(x_2) \quad (13)$$

where: $K_1 = K_2 = K \geq \frac{2 \cdot L}{V_o} \cdot \omega$, $l_1 = l_2 = l \geq \frac{2 \cdot L}{V_o}$ and

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & \text{for } x > 0 \\ -1 & \text{for } x < 0 \end{cases}$$

B. DC Voltage Controller

Analyzing DC voltage controller stability, the current d,q components should be taken as references. Setting $i_d = i_d^*$, $i_q = i_q^*$ the DC voltage dynamics are:

$$\dot{V}_o = -\frac{i_L}{C} + \frac{1}{2 \cdot C} (i_d^* \cdot u_d + i_q^* \cdot u_q) \quad (14)$$

In steady state ($\dot{V}_o = 0$) and considering $R \cdot i_d^* = R \cdot i_q^* \approx 0$ from (5) is obtained:

$$u_d = \frac{2}{V_o} \cdot (V_{sd} + \omega \cdot L \cdot i_q^*), u_q = \frac{2}{V_o} \cdot (V_{sq} - \omega \cdot L \cdot i_d^*) \quad (15)$$

Substituting values u_d , u_q from (15) to (14), the latter takes the following form:

$$\dot{V}_o = -\frac{i_L}{C} + \frac{1}{C \cdot V_o} (i_d^* \cdot V_{sd} + i_q^* \cdot V_{sq}) \quad (16)$$

Power balance for each module can be expressed as: $V_{sd} \cdot i_d^* + V_{sq} \cdot i_q^* = V_o^* \cdot i_L$ (17)

Considering that load current is $i_L = \frac{V_o}{R_L}$ and assuming (17), (16) becomes:

$$\dot{V}_o = -\frac{V_o}{R_L \cdot C} + \frac{1}{C \cdot V_o} \cdot \frac{V_o^* \cdot V_o}{R_L} \text{ or } \dot{\bar{V}}_o = -\frac{\bar{V}_o}{R_L \cdot C} \quad (18)$$

Using the definitions:

$$\bar{V}_o = V_o - V_o^* \text{ or } \dot{\bar{V}}_o = \dot{V}_o - \dot{V}_o^* = \dot{V}_o \quad (19)$$

In (18) is indicated that \bar{V}_o converges asymptotically to zero or $V_o \rightarrow V_o^*$ with time constant $\tau = R_L C$ as the result of fast current convergence and power balance condition. The current phase angle $p^* = \tan^{-1}(i_q^*/i_d^*)$ as another control variable, is used for power factor correction. Substituting $i_q^* = i_d^* \cdot \tan(p^*)$ to (17) is obtained:

$$i_d^* = \frac{V_o^* \cdot i_L}{V_{sd} + V_{sq} \cdot \tan(p^*)}, \quad i_q^* = \frac{V_o^* \cdot i_L \cdot \tan(p^*)}{V_{sq} + V_{sd} \cdot \tan(p^*)}$$

from which: $i_d^* = \|i^*\| \cdot \cos(p^*)$, $i_q^* = \|i^*\| \cdot \sin(p^*)$

where: $\frac{V_o^* \cdot i_L}{V_{sd} + V_{sq} \cdot \tan(p^*)} = \|i^*\| \cdot \cos(p^*)$

The quantity of $\|i^*\|$ should be the value of the output of a PI controller that is controlling the DC voltage deviation $(V - V_o^*)$.

IV. PWM TECHNIQUE

The obtained control law in d,q rotating coordinates is of the form:

$$u_d = (K_1 \cdot |x_2| + l_1 \cdot F_{1max}) \cdot \text{sgn}(x_1) \quad (20)$$

$$u_q = (K_2 \cdot |x_1| + l_2 \cdot F_{2max}) \cdot \text{sgn}(x_2)$$

Transforming from d,q to a,b,c stationary coordinates, the control variables are: u_a, u_b, u_c . The discrete valued control variables u_1, u_2, u_3 are obtained after modulation process of control variable u_a, u_b, u_c . The proposed PWM method is the Sliding Mode PWM (SMPWM) technique [10]. According to this method, three switching

functions are selected: $s_j = \int_0^t (u_i - G \cdot u_j) dt$, $j=1,2,3, i=a,b,c$ (21)

$$\text{Selecting } u_j = \text{sgn}(s_j) = \begin{cases} +1 & \text{if } s_j > 0 \\ -1 & \text{if } s_j < 0 \end{cases}$$

this control law with condition $G \cdot |u_j| > |u_i|$ is forcing the motion on surfaces $s_j = 0$ because the above system solution is $s_j = 0$ and $\dot{s}_j = 0$. After that, the switching result from control variables $u_{1,2,3}$ is equivalent to the result of variables $u_{a,b,c}$. It is proved that the switching frequency of the power converter is dependent on the parameters, gain G and hysteresis variable Δ , so $f_s = f(G, \Delta)$ and may take the form:

$$f_s = \frac{G}{4 \cdot \Delta} - \frac{u_i^{*2}}{4 \cdot \Delta \cdot G} \quad (22)$$

V. EXPERIMENTAL RESULTS

The power topology and the proposed control have been implemented on a four module laboratory prototype construction to verify feasibility. Due to some laboratory equipments and elements limitations it was not possible to implement a greater than 480 V apparatus. However, experimental results which have been predicted in theory, as well as have been verified by simulation.

A digital system based on the TMS320C30 DSP microprocessor has been used to perform the four module HVDC topology. Full parameters details are given to the following Table II

TABLE II.
EXPERIMENTAL PARAMETERS

Element	Description
C	1200 μ F/250V
L	4mH ferrite core
S ₁ – S ₆	G4PH40UD (IGBTs)
Resistive load	100 Ω , 200 Ω
Proportional gain	K _p =0.002
Integral gain	K _i =0.08
Hysteresis	Δ =0.001
Switching frequency	f _s =1200 Hz
Sampling time	T _s =1/10000
Input AC RMS voltage	V _s =23 V
Nominal output DC voltage	V _o =480 V

VI. CONCLUSIONS

In this paper a novel modulation technique for a transformerless HVDC conversion system was presented, analyzed and implemented. From experimental results the proposed control appeared to be very promising due to very good behaviour to distinct transient conditions such as load variation and output voltage reference change. Important issues like robustness, minimum line input current THD factor, almost unity true input power factor have been successfully addressed. (22)

Simulation results:

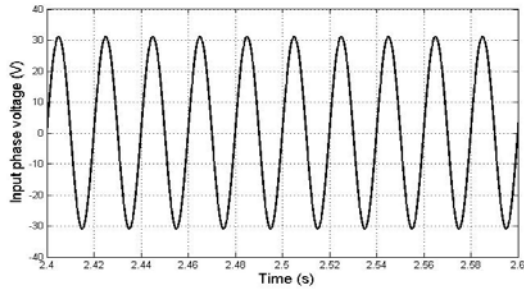


Figure 4 Input phase voltage

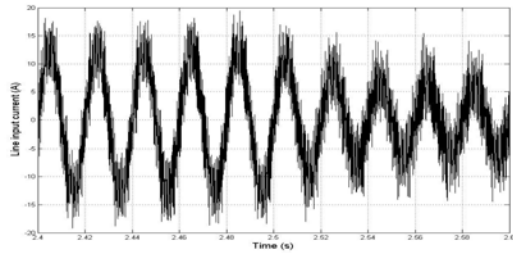


Figure 5 Detail of line input current while load changes from 200Ω to 100Ω at t=2.5s

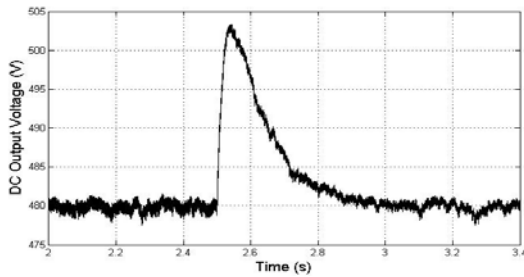


Figure 6 Detail of DC output voltage while load changes from 200Ω to 100Ω at t=2.5s

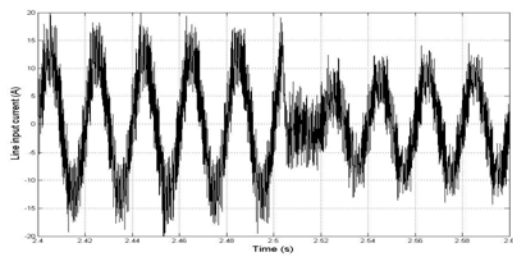


Figure 7 Detail of the line input current while voltage reference changes from 480V to 400V at t=2.5s

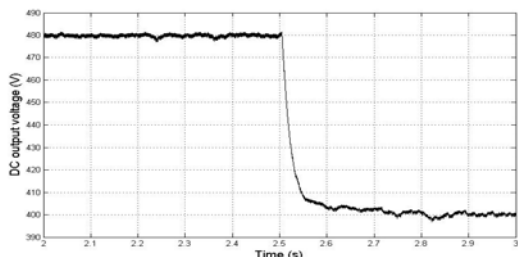


Figure 8 Detail of DC output voltage while voltage reference changes from 480V to 400V at t=2.5 s

Experimental results:

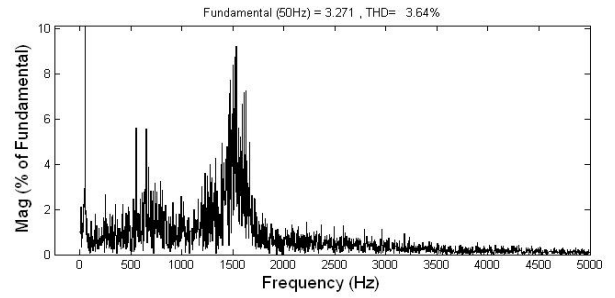


Figure 9 Spectrum analysis of one line input current

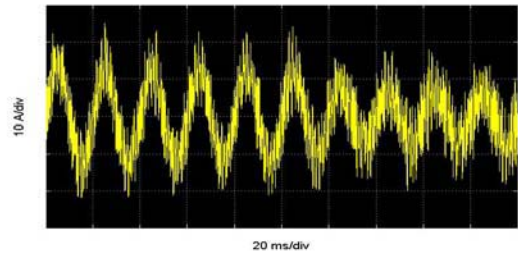


Figure 10 Detail of line input current while load changes from 200Ω to 100Ω at t=2.5s

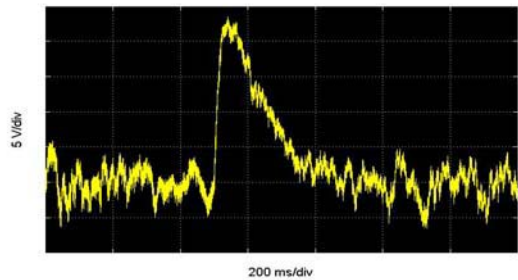


Figure 11 Detail of DC output voltage while load changes from 200Ω to 100Ω at t=2.5s

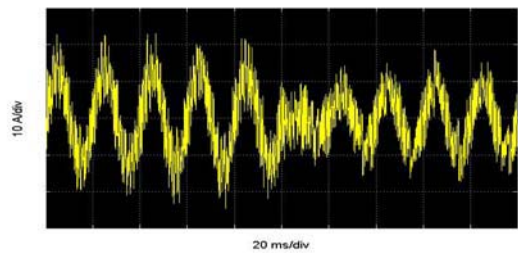


Figure 12 Detail of the line input current while voltage reference changes from 480V to 400V at t=2.5s

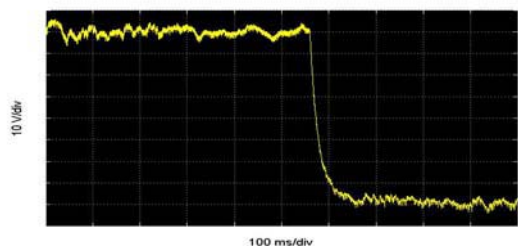


Figure 13 Detail of DC output voltage while voltage reference changes from 480V to 400V at t=2.5 s

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to express their gratitude to P. Zannis(Special Technical Staff of NTUA), I. Stratigopoulos(Halcor S.A.) and D. Petrakis(Halcor S.A.) who have dedicated part of their time to help in the experimental setup.

REFERENCES

- [1] T. Siebert, A. Troedson, S. Edner, "AC to DC Power Conversion Now and in the Future", *PCIC-2001-14*.
- [2] S. Srianthumrong, H. Akagi, "A Medium-Voltage Transformerless AC/DC Power Conversion System Consisting of a Diode Rectifier and a Shunt Hybrid Filter", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.39, No.3, May/June 2003*.
- [3] T. Sawa, T. Kume, K. Hirano, "Power Converting Apparatus and Method Using A Multiple Three Phase PWM Cycloconverter System", *United States Patent [19], Patent Number : 5969966, Date of patent : Oct.19,1999*.
- [4] C. Rech, J.R. Pinheiro, "Line Current Harmonics Reduction in Hybrid Multilevel Converters Using Phase-Shifting Transformers", *PESC2004, Aachen, Germany*
- [5] V.Utkin, J. Gulder, J. Shi, "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems", *Ed Taylor & Francis, 1999*.
- [6] Hassan K. Khalil, "Non linear Systems", *Ed. Prentice Hall, 1996*
- [7] V. Utkin, "Sliding Modes in Control and Optimization", *Ed. Springer-Verlag, 1992*.
- [8] J.J. Slotine, W.Li, "Applied Nonlinear Control", *Ed. Prentice Hall, 1991*.
- [9] P.V. Kokotovic, R.B. O' Malley, P. Sannuti, "Singular Perturbations and Order Reduction in Control Theory", *1976 Automatica, 12, 123-32*.
- [10] A. Sabanovic, N. Sabanovic, K. Ohnishi, "Sliding Mode in Power Converters and Motion Control Systems", *International Journal of Control 1993, 57, 1237-59*.
- [11] K. Pavlou, I. Manolas, A. Kaletsanos, "A new modulation technique for a PWM buck rectifier", *EPE 2007, 2-5 Sept. 2007*.

A new modulation technique for a three phase PWM buck rectifier

Pavlou Konstantinos

NATIONAL TECHNICAL UNIVERSITY OF ATHENS (NTUA)

9, Iroon Polytexneiou Str., Polytechnic University Campus, Zografou 15780

Athens, Greece

Tel.: +30 / 210 – 772.22.33.

Fax: +30 / 210 – 772.35.93.

E-Mail: kpavlou@central.ntua.gr

URL: <http://www.ntua.gr>

Keywords

Matrix Converter, Converter Control, Non-linear Control, Sliding mode control

Abstract

In this paper a novel modulation technique for a three phase buck rectifier is presented and analyzed. The proposed control technique compared to the conventional control techniques exhibits a higher true power factor while providing an equivalent dynamic response. The dynamic performance of the proposed control technique is checked experimentally in a d.c. motor drive system and the results are compared to those of the classical current space vector technique. The experimental validation illustrates that the technique introduced improves significantly the input line current THD factor and achieves a greater power factor with respect to the conventional method even in cases involving important motor torque variations.

Introduction

Three Phase PWM rectifiers are the core of an AC-DC conversion system. The two alternative types of PWM rectifiers regarding the source type (voltage or current) have advantages and disadvantages that have been very well analyzed in [1]. Various research studies propose modern control methods which achieve control of reactive power without load dependence, power factor correction, low switching frequency, good dynamics and steady state accuracy [1],[2],[3],[4],[5]. This paper examines the buck type three phase PWM rectifier. It's topology is shown in figure (1). The analysis focuses mainly on the modeling of the system and the novel proposed modulation control technique. The system's performance is tested in relation to power factor correction, total harmonic distortion and DC power regulation both at the steady state and in transient conditions.

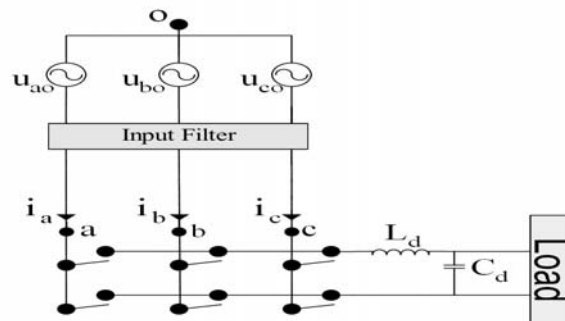


Fig. 1: Power AC-DC Buck Rectifier

The matrix-type topology is the basis for the analysis of Voltage Source Rectifiers. The concepts of the revolving space vector play also a main role in the system analysis and modeling. The designed modulator utilizes the sliding mode control technique and a finite state machine is used to select the suitable switching combinations among the nine permissible ones. The most interesting characteristic

of the proposed scheme is the significantly reduced THD of the input current waveforms. Moreover good dynamic response and power factor correction (PFC) is achieved. The proposed control technique is verified with simulation results. A separately excited DC motor (5HP, 240V, 1750 RPM) is used for experimental confirmation.

Analysis of Matrix-type converter

A simplified topology is shown in figure 2.

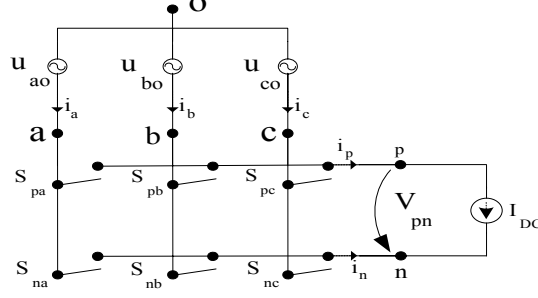


Fig. 2 Voltage Source Rectifier

Each switch has the following operation function:

$$S_{\ell k}(t) = \begin{cases} 1, & \text{switch closed} \\ 0, & \text{switch open} \end{cases}, \text{ where } \ell \in \{p, n\}, k \in \{a, b, c\} \quad (1)$$

Given these six binary elements, the matrix-type converter of figure 2 has $2^6=64$ different possible states. The acceptable switching states are only the ones that:

- i. Do not short-circuit the input phases
- ii. Do not open-circuit the DC output lines

Formally these constraints can be written:

$$S_{\ell a}(t) + S_{\ell b}(t) + S_{\ell c}(t) = 1, \ell \in \{p, n\} \quad (2)$$

These two constraint equations, one for each row of the matrix topology, have the meaning that only one switch must be closed at each row. As a result, there are only nine acceptable switching combinations. Thus, for the row with $\ell = p$, we can formulate the following equation:

$$U_{po} = S_{pa}(t) \cdot u_{ao} + S_{pb}(t) \cdot u_{bo} + S_{pc}(t) \cdot u_{co} \quad (3)$$

For the column with $k=a$, we have also that:

$$i_a = S_{pa} \cdot i_p + S_{na} \cdot i_n \quad (4)$$

Therefore for the whole array we can write correspondingly:

$$\begin{bmatrix} u_{po} \\ u_{no} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{pa} & S_{pb} & S_{pc} \\ S_{na} & S_{nb} & S_{nc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{pa} & S_{na} \\ S_{pb} & S_{nb} \\ S_{pc} & S_{nc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} \quad (5)$$

Assuming the following definitions:

$$i_p = -i_n = i_{DC}, \quad U_{DC} = U_{po} - U_{no}, \quad (6)$$

$$S_k^{\Delta} = S_{pk} - S_{nk}, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (7)$$

the equations in (5) can be rewritten as follows:

$$U_{DC} = \sum_k (S_k \cdot u_k) \quad i_k = S_k \cdot i_{DC} \quad (8)$$

Considering the constraints of equation (2), we can write:

$$\sum_k S_{pk} = 1, \quad \sum_k S_{nk} = 1 \quad (9)$$

$$\sum_k S_k = 0 \quad (10)$$

Given that $S_{\ell k} \in \{0,1\}$, from equation (7) we can notice that $S_k \in \{-1,0,1\}$. Considering $k_1, k_2, k_3 \in \{a, b, c\}$ and $k_1 \neq k_2 \neq k_3$, equation (10) is formed:

$$S_{k1} + S_{k2} + S_{k3} = 0 \quad (11)$$

$$\text{where: } S_{k1}, S_{k2}, S_{k3} \in \{-1,0,1\} \quad (12)$$

There are two solutions for the system of equations (11), (12):

$$\text{Solution I: } S_{k1} = S_{k2} = S_{k3} = 0 \quad (13)$$

$$\text{Solution II: } S_{k1} = 1, S_{k2} = -1, S_{k3} = 0 \quad (14)$$

Based on equations (7), (9) the first solution is equivalent to:

$$S_{pk1} = S_{nk1} = 1, S_{pk2} = S_{nk2} = 0, S_{pk3} = S_{nk3} = 0 \quad (15)$$

The second solution is correspondingly equivalent to:

$$\begin{aligned} S_{k1} = 1 &\Rightarrow \left(S_{pk1} = 1, \text{ and } S_{nk1} = 0 \right) \\ S_{k2} = -1 &\Rightarrow \left(S_{pk2} = 0, \text{ and } S_{nk2} = 1 \right) \\ S_{k3} = 0 &\Rightarrow \left(S_{pk3} = 0, \text{ and } S_{nk3} = 0 \right) \end{aligned} \quad (16)$$

By defining:

$$\left(S_{pk1} = 1 \right) \hat{=} k_1 \quad \text{and} \quad \left(S_{nk1} = 1 \right) \hat{=} k_1' \quad (17)$$

$$\text{equation (15) is equivalent to: } \left(k_1 k_1' \right) \quad (18)$$

$$\text{and equation (16) is equivalent to: } \left(k_1 k_2' \right) \quad (19)$$

The switching combinations that result from equation (18) are:

$$(aa') \hat{=} \left(S_{pa} = S_{na} = 1 \right), (bb') \hat{=} \left(S_{pb} = S_{nb} = 1 \right), (cc') \hat{=} \left(S_{pc} = S_{nc} = 1 \right) \quad (20)$$

Likewise the switching combinations that result from equation (19) are:

$$(ab') \hat{=} \left(S_a = 1, S_b = -1 \right) \hat{=} \left(S_{pa} = 1, S_{nb} = 1 \right)$$

$$(ac') \hat{=} \left(S_a = 1, S_c = -1 \right) \hat{=} \left(S_{pa} = 1, S_{nc} = 1 \right)$$

$$(bc') \hat{=} \left(S_b = 1, S_c = -1 \right) \hat{=} \left(S_{pb} = 1, S_{nc} = 1 \right)$$

$$(ba') \hat{=} (S_b = 1, S_a = -1) \hat{=} (S_{pb} = 1, S_{na} = 1) \quad (21)$$

$$(ca') \hat{=} (S_c = 1, S_a = -1) \hat{=} (S_{pc} = 1, S_{na} = 1)$$

$$(cb') \hat{=} (S_c = 1, S_b = -1) \hat{=} (S_{pc} = 1, S_{nb} = 1)$$

In general, a space vector is a revolving vector in the complex plane. According to the current space vector theory the three phase current waveforms at the mains side can be modeled as follows:

$$\dot{i}_{abc} \hat{=} \frac{2}{3} \left[\dot{i}_a(t) + \vec{a} \cdot \dot{i}_b(t) + \vec{a}^2 \cdot \dot{i}_c(t) \right] = |\dot{i}_{abc}| \cdot e^{j\Phi_i(t)} \quad (22)$$

where :

$$\dot{i}_a + \dot{i}_b + \dot{i}_c = \sum_k \dot{i}_k = \left(\sum_k S_k \right) \cdot i_{DC} = 0 \quad (23)$$

$$|\dot{i}_{abc}| = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_{DC} \quad (24)$$

$$\Phi_i = \tan^{-1} \left(\frac{\dot{i}_b - \dot{i}_c}{\sqrt{3}\dot{i}_a} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{S_b - S_c}{\sqrt{3}S_a} \right) \quad (25)$$

From equation (22) the inverse relations for the three phase input line currents are written as:

$$i_a = |\dot{i}_{abc}| \cdot \cos \phi_i, \quad i_b = |\dot{i}_{abc}| \cdot \cos(\phi_i - 120^\circ), \quad i_c = |\dot{i}_{abc}| \cdot \cos(\phi_i + 120^\circ) \quad (26)$$

From the above analysis we can conclude that the three switching combinations of equation (20), i.e. $\alpha\alpha'$, bb' , cc' , are zero space vectors, while the six vectors of equation (21) are active space vectors, stationary in the complex plane, as indicated in figure (3).

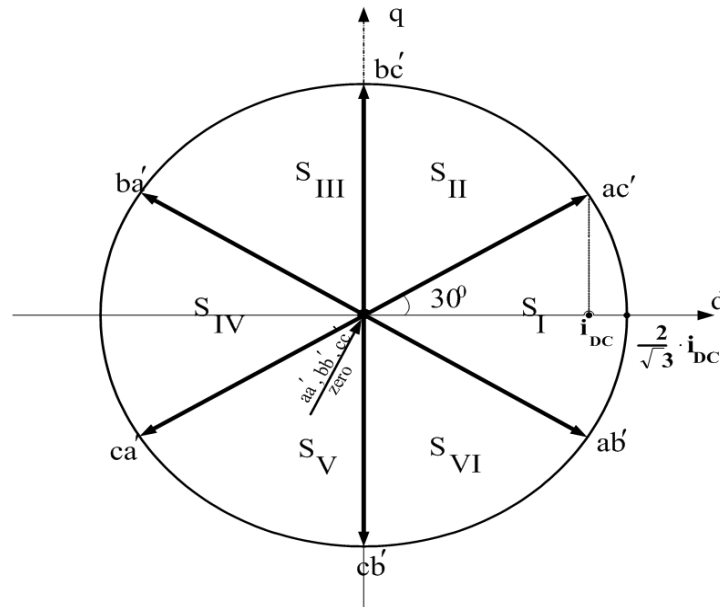


Fig. 3: Current Space Vector

The mains voltage space vector is defined as:

$$\vec{U}_{abc} = V_m \cdot e^{j\Phi_U(t)} \quad \text{where} \quad \Phi_U(t) = \omega_i \cdot t + \vartheta_U(t) \quad (27)$$

Our target is to obtain an input current space vector:

$$\vec{i}_{abc} = \frac{2}{\sqrt{3}} i_{DC} \cdot e^{j\Phi_i(t)} \quad \text{with} \quad \Phi_i(t) = \omega_i \cdot t \quad (28)$$

So according to the inverse relations in equation (26) the input phase current references must be:

$$i_k^* = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_{DC} \cdot \cos \phi_{ik} \quad \text{where} : \quad \phi_{ik} = \begin{cases} \phi_i & \text{for } k = a \\ (\phi_i - 120^\circ) & \text{for } k = b \\ (\phi_i + 120^\circ) & \text{for } k = c \end{cases} \quad (29)$$

The actual phase currents are evaluated by:

$$i_k = S_k \cdot i_{dc} \quad , \quad k \in \{a, b, c\} \quad , \quad S_k \in \{-1, 0, 1\} \quad (30)$$

Proposed control technique

The actual input line current waveform $i_k(t)$ should have a fundamental frequency component equal to the reference value given in (29): $i_{k_f}(t) = i_k^*(t)$. The proposed control and modulation technique is based on the block diagram in figure (4):

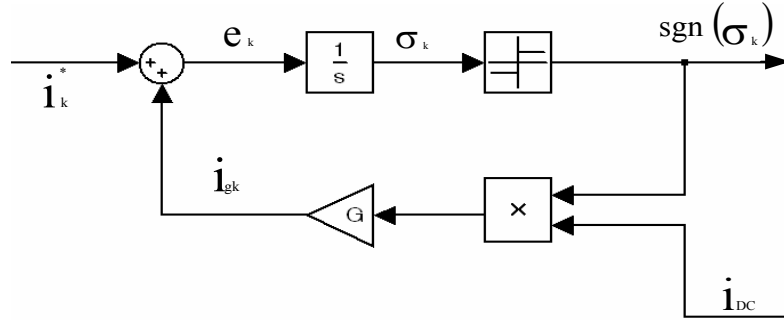


Fig. 4 : Block diagram of Sliding Mode Control

This control is a modification of the sliding mode approach to Sigma-Delta modulation [6]. According to the sliding mode control theory [7], [8], a sliding surface described as :

$$\sigma_k = \int_0^t e_k dt = \int_0^t (i_k^* - i_{gk}) dt \quad (31)$$

is attractive in state space and the system motion is forced to slide on $\sigma_k = 0$ if the following condition is satisfied:

$$\dot{\sigma}_k \cdot \text{sgn}(\sigma_k) < -n \quad , \quad \text{sgn}(\sigma_k) \in \{-1, 1\} \quad \text{with } k \in \{a, b, c\} \quad (32)$$

and n is a very small positive number. From figure (4) we can see that the variables satisfy the following relations:

$$\dot{\sigma}_k = i_k^* - i_{gk}, \quad i_{gk} = G \cdot i_{DC} \cdot \text{sgn}(\sigma_k) \quad (33)$$

$$\dot{\sigma}_k \cdot \text{sgn}(\sigma_k) = i_k^* \cdot \text{sgn}(\sigma_k) - G \cdot i_{DC} \quad (34)$$

If $G \cdot i_{DC} > |i_k^*|$ then $\dot{\sigma}_k \cdot \text{sgn}(\sigma_k) < -n$. The condition (32) is satisfied and the sliding motion is characterized in the ideal case by the dynamics:

$$\dot{\sigma}_k = \sigma_k = 0 \quad (35)$$

The ideal case exists when:

$$i_{gk}(t) = G \cdot i_{DC} \cdot \text{sgn}(\sigma_k) = i_k^* \quad (36)$$

However, in real sliding conditions the signal $i_{gk}(t)$ is equivalent to the reference i_k^* , only in

average. The output $\text{sgn}(\sigma_k) \in \{-1,1\}$ with $k \in \{a,b,c\}$ is available for switching purposes. For each k-leg of the bridge the switching variable must be $S_k \in \{-1,0,1\}$, $k \in \{a,b,c\}$, in accordance with the permissible switching combinations of our topology. We need a transformation of 3-legs two-valued variables, i.e. $\text{sgn}(\sigma_k)$, to 2-legs three-valued variables S_k , since both switches of the third leg should be always at open state. The first step is the definition:

$$L_k = \frac{1}{2} [1 + \text{sgn}(\sigma_k)], \quad L_k \in \{0,1\} \quad (37)$$

The second step is to select the switching combination:

$$\text{Either : } (k_1 k_2') \Rightarrow S_{k_1} = -S_{k_2} = 1, \quad k_1, k_2 \in \{a,b,c\}, \quad k_1 \neq k_2 \quad (38)$$

$$\text{Or : } (k_1 k_1') \Rightarrow S_{k_1} = 0 \Rightarrow S_{pk_1} = S_{nk_1} = 1, \quad k_1 \in \{a,b,c\} \quad (39)$$

This selection is related with the active sector. In fig.(3), the six active vectors form six sectors in the complex plane. At any time instant, the angular position of the input current reference space vector can be known. Thus given the current space vector the active sector can be defined. The switching selection domain is a set with three elements.

$$D_1 = \left\{ (k_1 k_2'), (k_1 k_3'), (k_1 k_1') \right\} \quad \text{for Sectors I, III, V} \quad (40)$$

or:

$$D_2 = \left\{ (k_2 k_1'), (k_3 k_1'), (k_1 k_1') \right\} \quad \text{for Sectors II, IV, VI} \quad (41)$$

For both domains D_1, D_2 , the first two elements are active vectors and the third is a zero vector.

The first element, called Active 1, is the initial selection (initial state) of each sector. A description of the states of k_1, k_2, k_3 for sector I may be approached by the following shift right register (SRR1) in figure (5).

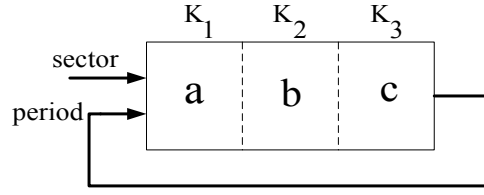


Fig. 5: Shift right register (SRR1) for current vector selection triggered by active sector

For each Sector the following variables are calculated:

$$L_{k1}, L_{k2}, L_{k3} \in \{0,1\} \quad (42)$$

With the following definitions:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 = L_{k1} \cdot \bar{L}_{k2} \\ L_2 = L_{k1} \cdot \bar{L}_{k3} \end{array} \right\} \text{ for sectors I, III, V and } D \equiv D_1 \quad (43)$$

and:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 = L_{k2} \cdot \bar{L}_{k1} \\ L_2 = L_{k3} \cdot \bar{L}_{k1} \end{array} \right\} \text{ for sectors II, IV, VI and } D \equiv D_2 \quad (44)$$

we can form the digital variable:

$$L = L_1 L_2 \in \{00,01,10,11\} \quad (45)$$

The next step is the design of a three state machine for each sector which is shown in figure (6)

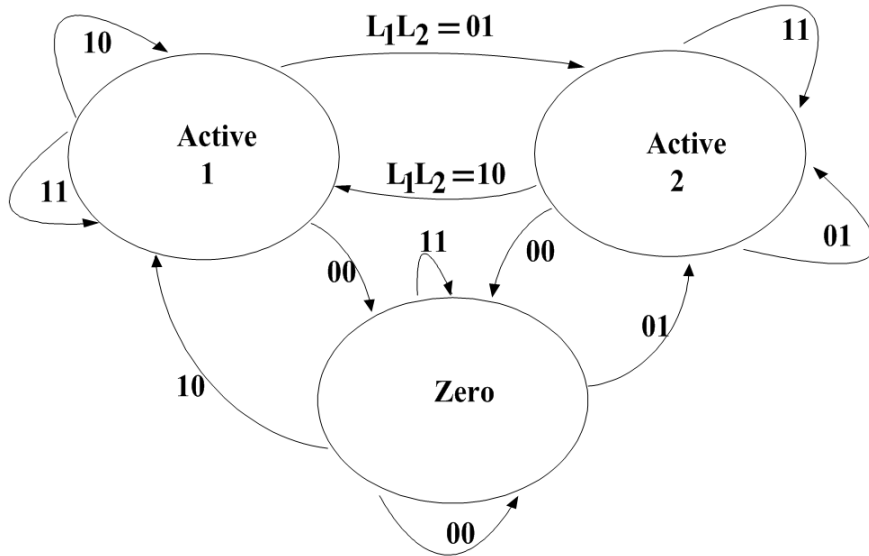


Fig. 6: Three State Machine

A general view of the switching procedure is indicated at the table I

Table I: Modulation strategy

Sector	I	II	III	IV	V	VI
Angular position ϕ_1	$-30^0 \leq \phi_1 < 30^0$	$30^0 \leq \phi_1 < 90^0$	$90^0 \leq \phi_1 < 150^0$	$150^0 \leq \phi_1 < 210^0$	$210^0 \leq \phi_1 < 270^0$	$270^0 \leq \phi_1 < 330^0$
Active Vector	$(ab') \rightarrow (ac')$	$(ac') \rightarrow (bc')$	$(bc') \rightarrow (ba')$	$(ba') \rightarrow (ca')$	$(ca') \rightarrow (cb')$	$(cb') \rightarrow (ab')$
Zero Vector	(aa')	(cc')	(bb')	(aa')	(cc')	(bb')
k_1	$k_1 = a$	$k_1 = c$	$k_1 = b$	$k_1 = a$	$k_1 = c$	$k_1 = b$
k_2	$k_2 = b$	$k_2 = a$	$k_2 = c$	$k_2 = b$	$k_2 = a$	$k_2 = c$
k_3	$k_3 = c$	$k_3 = b$	$k_3 = a$	$k_3 = c$	$k_3 = b$	$k_3 = a$
L_1	$L_1 = L_a \cdot \overline{L_b}$	$L_1 = L_a \cdot \overline{L_c}$	$L_1 = L_b \cdot \overline{L_c}$	$L_1 = L_b \cdot \overline{L_a}$	$L_1 = L_c \cdot \overline{L_a}$	$L_1 = L_c \cdot \overline{L_b}$
L_2	$L_2 = L_a \cdot \overline{L_c}$	$L_2 = L_b \cdot \overline{L_c}$	$L_2 = L_b \cdot \overline{L_a}$	$L_2 = L_c \cdot \overline{L_a}$	$L_2 = L_c \cdot \overline{L_b}$	$L_2 = L_a \cdot \overline{L_b}$
Initial State Vector	(ab')	(ac')	(bc')	(ba')	(ca')	(cb')

Simulation results

The effectiveness of the proposed control technique for a buck rectifier is examined first by computer simulation and secondly by a prototype construction in our laboratory. The block diagram of fig. (4) is the basis for the computer model processed in Matlab. The prototype controller is also implemented in Matlab and contacts with the real world in real time via the NI-6025E (National Instruments) I/O card. Figures (17),(18),(19),(20) show the experimental results. The system parameters are as follows:

3-phase line to line voltage: 380 V ,

Line frequency: 50Hz, Input filter: 6th order multistage passive filter

Switching frequency of the proposed technique : $f_s=3.5$ kHz (variable)

DC bus inductance $L_d=100$ mH

PWM feedback gain: $G=2.185$

Separately excited DC motor: 3.7kW, 240V, 1750RPM, field:300V

Sampling frequency: 10kHz

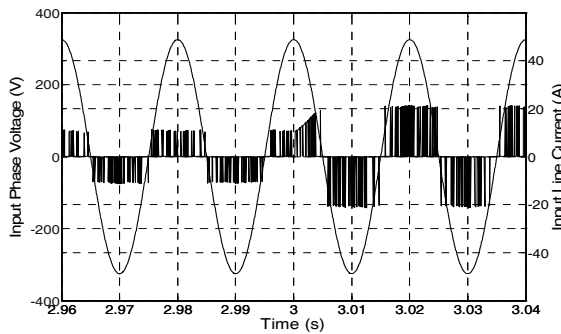


Fig.7 Simulation waveforms of the input phase voltage and input line current using the proposed control technique

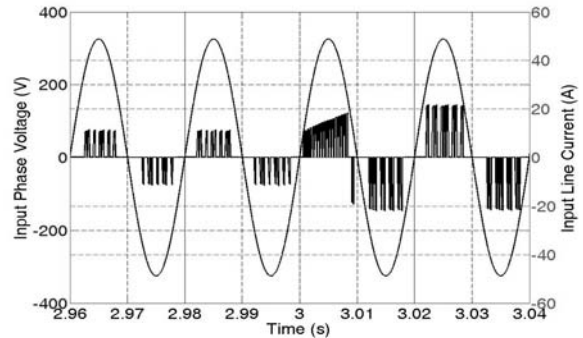


Fig.8 Simulation waveforms of the input phase voltage and input line current using the SVM control technique

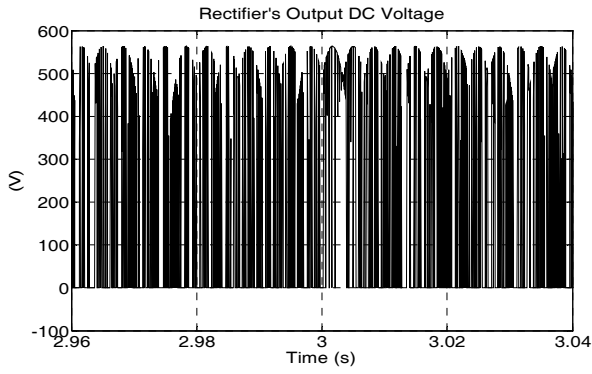


Fig. 9. Simulation waveform of the dc output voltage using the proposed control technique

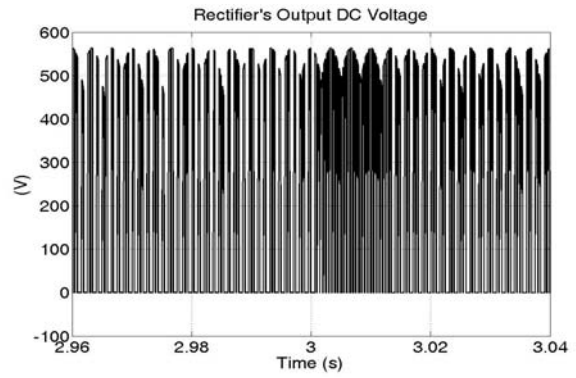


Fig.10 Simulation waveform of the dc output voltage using the SVM control technique

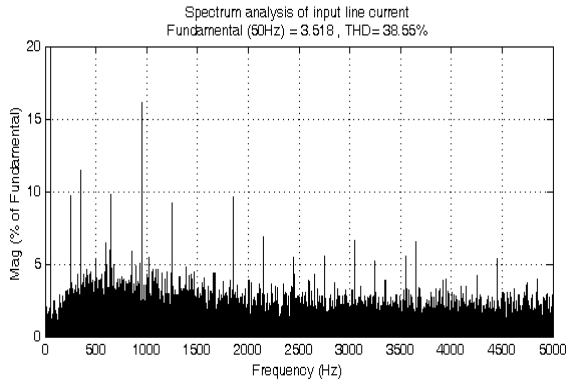


Fig.11 Simulation waveform of spectrum analysis of the line input current using the proposed control technique

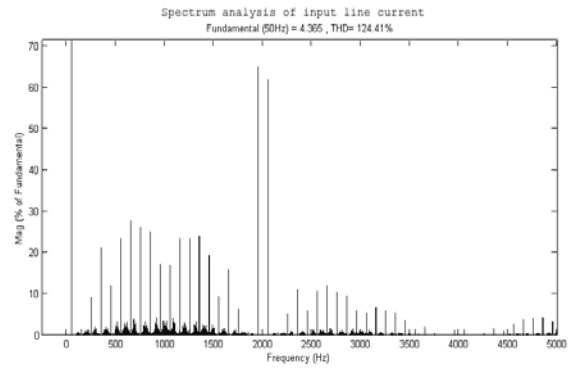


Fig.12. Simulation waveform of spectrum analysis of the line input current using the SVM control technique

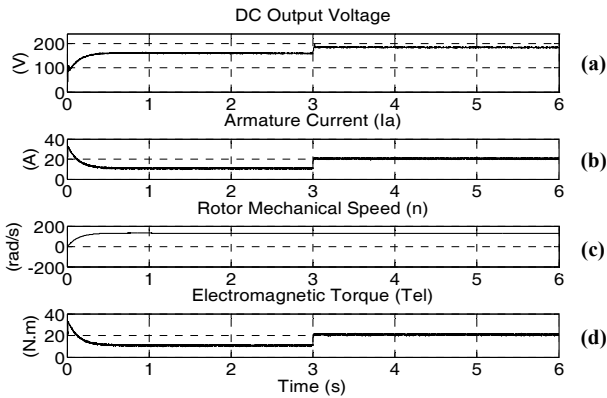


Fig.13 Simulation waveforms using the proposed control technique.

- (a) DC output voltage, (b) Armature current (I_a)
- (c) Rotor mechanical speed (n),
- (d) Electromagnetic torque (T_{el})

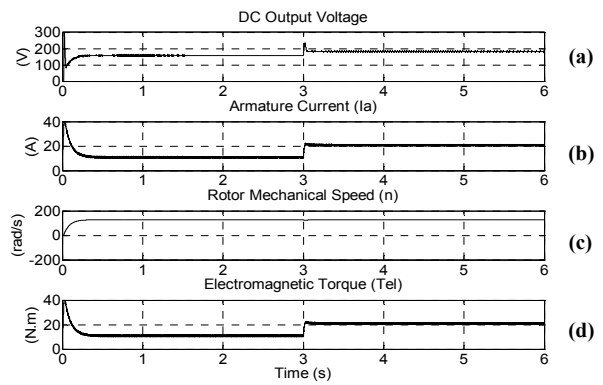


Fig.14 Simulation waveforms using the SVM control technique.

- (a) DC output voltage, (b) Armature current (I_a)
- (c) Rotor mechanical speed (n),
- (d) Electromagnetic torque (T_{el})

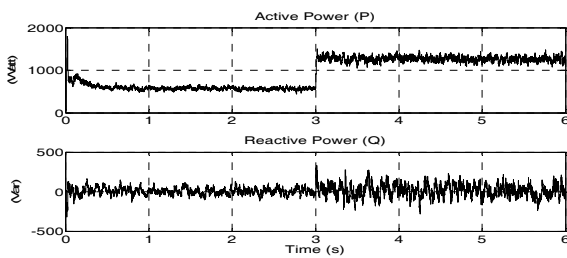


Fig.15 Simulation waveforms of the active and reactive power using the proposed control technique

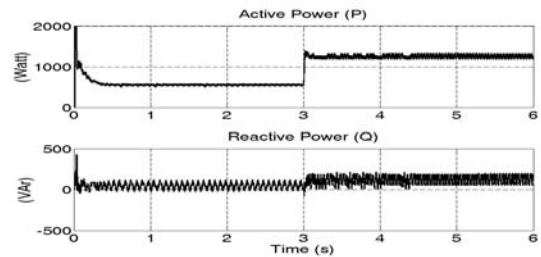


Fig.16 Simulation waveforms of the active and reactive power using the SVM control technique

Experimental results

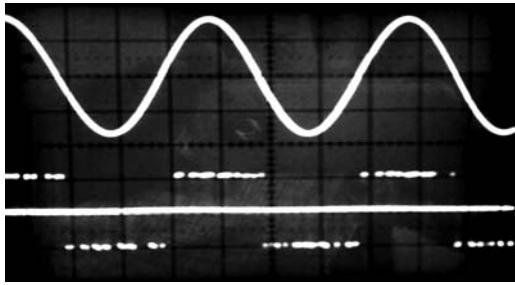


Fig.17 Experimental measurement of input phase voltage and line input current unfiltered using the proposed control technique

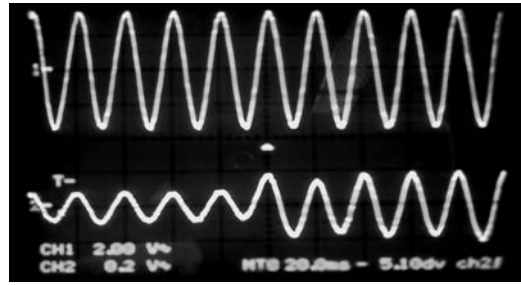


Fig.18 Experimental measurement of input phase voltage and line input current filtered using the proposed control technique

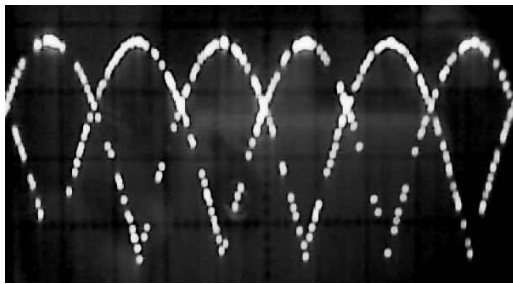


Fig.19 Experimental measurement of d.c. output voltage using the proposed control technique

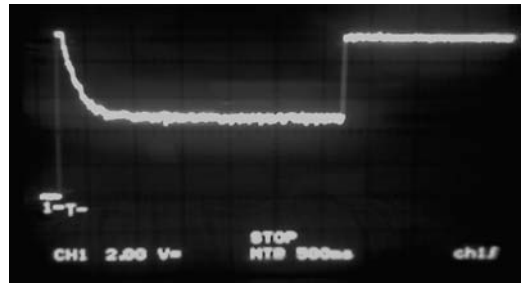


Fig.20 Experimental measurement of the motor's armature current using the proposed control technique

Conclusion

In this paper a novel control technique for a buck rectifier topology is proposed and compared to the classical current space vector PWM technique. This technique achieves a significant reduction of the current THD factor and an improved correction of the system true power factor. Moreover the system dynamic performance remains unaltered even in cases of important load variations. The theoretical analysis is confirmed through extensive computer simulations and validated in a d.c. drive system experimental setup. The proposed method is very promising for improving the input power quality in buck type rectifier topologies.

References

- [1] Nishida Y., Kondoh T., Ishikawa M., Yasui K.: Three-Phase PWM-Current-Source Type PFC Rectifier, PCC-Osaka 2002
- [2] Klone A., Fuchs W. F.: Optimal state feedback control of a vector controlled current source rectifier, EPE 2001
- [3] Espinoza R. J., Joos G.: State Variable Decoupling and Power Flow Control in PWM Current-Source Rectifiers, IEEE transactions on industrial electronics, Vol 45, no 1, February 1998
- [4] Doval-Gandoy J., Penalver M. C.: Dynamic and steady state analysis of a three phase buck rectifier, IEEE transactions on power electronics, Vol 15, no 6, November 2000
- [5] Wang K., Borojevich D., Lee C. F.: Charge control of three phase buck PWM rectifiers, APEC 2000, Vol 2, pp 824-831, February 2000
- [6] Plekhanov S., Shkolnikov I., Shtessel Y.B.: High order sigma - delta modulator design via sliding mode control, American control conference 2003, Vol 1, pp 897 - 902, June 2003
- [7] Slotine J. J., Li W.: Applied nonlinear control, Prentice Hall 1991
- [8] Utkin V., Gulder J., Shi J.: Sliding mode control in electromechanical systems, Ed Taylor & Francis, 1999