



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Προβλεπτικός έλεγχος σε συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

του

ΠΑΝΑΓΙΩΤΗ Ε. ΚΑΚΟΣΙΜΟΥ

Επιβλέπων: Αντώνιος Γ. Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, 2013



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
& ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Προβλεπτικός έλεγχος σε συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

του

ΠΑΝΑΓΙΩΤΗ Ε. ΚΑΚΟΣΙΜΟΥ

Επιβλέπων: Αντώνιος Γ. Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 20 / 06 / 2013.

.....
Α. Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σ. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σ. Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ν. Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Κ. Πεκμεστζή
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ε. Διαλυνάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Δ. Λαμπρίδης
Καθηγητής Α.Π.Θ.

Αθήνα, 2013



.....
Παναγιώτης Ε. Κακοσίμος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός & Μηχανικός Υπολογιστών Α.Π.Θ.
Υποψήφιος Διδάκτωρ Ε.Μ.Π.

Η διατριβή υποστηρίχθηκε από υποτροφία από το Ίδρυμα Μποδοσάκη.

Copyright © Παναγιώτης Ε. Κακοσίμος, 2013
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

στην οικογένειά μου

*«Στον καφενείου του βοερού το μέδα μέρος
σκυμμένος στο τραπέζι κάθεται ένας γέρος
με μιαν εφημερίδα μπρος του, χωρίς συντροφιά.*

*Και μες στις άθλιων γηρατειών την καταφρόνεια
σκέπτεται πόσο λίγο χάρηκε τα χρόνια
που είχε δύναμη, και λόγο, κ' ομορφιά.*

*Ξέρει που γέρασε πολύ, το νιώθει, το κοιτάζει.
Κ' εν τούτοις ο καιρός που ήταν νέος μοιάζει
σαν χθες. Τι διάστημα μικρό, τι διάστημα μικρό.*

*Και συλλογιέται η Φρόνηση πώς τον εχέλασε,
και πως την εμπιστευόταν πάντα – τι τρέλα! –
την ψεύτρα που έλεγε “Αύριο. Έχεις πολύ καιρό”»*

Κ. Τ. Καβάφης

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διατριβή με τίτλο «Προβλεπτικός έλεγχος σε συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές» μελετάται η χρήση σύγχρονων ψηφιακών ελεγκτών σε εφαρμογές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (ΑΠΕ) καθώς και η ανάπτυξη νέων διατάξεων μετατροπέων. Συγκεκριμένα, η ανάπτυξη συνδυασμένων ψηφιακών-αναλογικών ελεγκτών σε μετατροπείς από ΣΡ σε ΣΡ και η σχεδίαση της κατάλληλης στρατηγικής ελέγχου για μία νέα τοπολογία πολυεπίπεδου αντιστροφέα τάσης είναι τα κύρια σημεία επιστημονικής συνεισφοράς. Η βασική τεχνική ελέγχου που υιοθετείται είναι αυτή του προβλεπτικού ελεγκτή βασισμένου στο μοντέλο αναπαράστασης του κυκλώματος η οποία προσφέρει σημαντικά συγκριτικά πλεονεκτήματα έναντι των συμβατικών τεχνικών. Αρχικά, διερευνώνται τέσσερα βασικά είδη του προβλεπτικού ελέγχου σε μετατροπείς ΣΡ από τις δύο βασικές κατηγορίες του, τον διακριτό και τον συνεχή, μεριμνώντας για απότομες μεταβολές των αναφορών εισόδων και των εξωτερικών επιδράσεων. Παρουσιάζονται ακόμη συγκριτικά αποτελέσματα με την τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας, μία τεχνική η οποία συνδυάζει εξαιρετική απλότητα, ευρωστία και σταθερή δυναμική συμπεριφορά. Επιπλέον, εξετάζεται η ανάπτυξη μίας νέας τοπολογίας αντιστροφέα τάσης για εφαρμογές ΑΠΕ. Αυτή η τοπολογία είναι ο πολυεπίπεδος αντιστροφέας τάσης αλληλένδετων βαθμίδων πλήρων γεφυρών με σκέλη περιορισμού του ουδετέρου σημείου. Για την τοπολογία αυτή αναπτύσσεται η κατάλληλη στρατηγική ελέγχου βασισμένη στον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο εξασφαλίζοντας ανεξάρτητο έλεγχο των τάσεων των DC ζυγών, εξισορρόπηση της τάσης των πυκνωτών που απαρτίζουν τον κάθε ζυγό ΣΡ, καθώς και δυνατότητα ρύθμισης του συντελεστή ισχύος. Για την ανάδειξη των πλεονεκτημάτων του προτεινόμενου ελεγκτή, αναπτύσσεται μία συμβατική τεχνική με χρήση μόνο αναλογικών ολοκληρωτικών ελεγκτών. Και οι δύο τεχνικές ελέγχου υπόκεινται σε βηματικές μεταβολές ακόμα και υπό συνθήκες ασύμμετρης λειτουργίας δίνοντας έμφαση στο συντελεστή συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος δικτύου. Τα θεωρητικά ευρήματα για τους ελεγκτές που αναπτύσσονται για τους μετατροπείς συνεχούς τάσης, καθώς και ο προβλεπτικός ελεγκτής για τον πολυεπίπεδο αντιστροφέα τάσης επιβεβαιώνονται μέσω της διεξαγωγής πειραμάτων ελέγχοντας την ισχύ εξόδου μίας Φ/Β συστοιχίας.

Λέξεις – κλειδιά: Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (ΑΠΕ), αντιστροφέας περιορισμού ουδετέρου σημείου, διακριτός και συνεχής μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος, πολυεπίπεδοι αντιστροφείς τάσεως, συμβατικοί ελεγκτές σε διατάξεις πολυεπίπεδων αντιστροφέων, τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας, υβριδικός πολυεπίπεδος αντιστροφέας τάσης, Φ/Β διατάξεις, μετατροπείς από ΣΡ σε ΣΡ.

ABSTRACT

In this Ph.D. thesis entitled «Predictive control in power generation from renewable energy sources» the employment of advanced digital controllers applicable to Renewable energy systems is investigated as well as a new multilevel topology is developed. More specifically, the development of combined digital-analog controllers for DC-DC converters and the design of a control strategy for a new multilevel topology are the key points that are considered in depth. Model Predictive Control (MPC) is adopted as the central control technique providing important advantages over conventional control techniques. Firstly, four different MPC types for DC-DC converters are investigated of the two main categories, finite and continuous states (valley, peak and average current controller) concerning abrupt input references and external factors variations. Moreover, a sliding mode control is developed for comparison purposes, a technique which combines simplicity, robustness and stable dynamic behavior. Furthermore, a new multilevel inverter topology is introduced for renewable energy applications; this inverter topology is the cascaded full H-bridges consisting of neutral point clamped legs. A MPC is developed ensuring independent control of DC bus voltages, capacitors' voltage balancing, as well as power factor regulation. The total harmonic content of the grid current is examined in order to comply with the international standards. Highlighting the advantages of the proposed controller of MPC, a conventional controller using proportional integral (PI) compensators is thus investigated. Both controllers are subject to step variations even under asymmetrical conditions. Theoretical findings for both DC-DC converters and multilevel inverter topologies are validated by experiments carried out controlling the output power of a PV system.

Keywords: Renewable energy (RE) sources, neutral point clamped (NPC) converters, finite (FS) and continuous states (CS) model predictive control (MPC), multilevel inverters (MI), conventional controllers, sliding mode control, hybrid multilevel inverter, Photovoltaic (PV) systems, DC-DC converters.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα εργασία με τίτλο «Προβλεπτικός Έλεγχος σε Συστήματα Παραγωγής Ηλεκτρικής Ενέργειας από Ανανεώσιμες Πηγές» εκτελείται στα πλαίσια του μεταπτυχιακού προγράμματος σπουδών της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών του Ε.Μ.Π.. Πρόκειται για μία μελέτη που επικεντρώνει την προσοχή της στις τεχνικές ελέγχου σε διατάξεις μετατροπών που χρησιμοποιούνται κυρίως σε εφαρμογές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας. Βασική επιδίωξη της εργασίας είναι να αναπτύξει τις κατάλληλες τεχνικές ελέγχου οι οποίες θα επιτρέπουν αφενός μεν τη βελτίωση της επίδοσης υπάρχοντων συστημάτων ελέγχου, αφετέρου δε τον έλεγχο καθεαυτό νέων πιο απαιτητικών τοπολογιών μετατροπών. Για την επίτευξη του διττού αυτού στόχου που τέθηκε απαιτείται η χρήση σύγχρονων ψηφιακών τεχνικών ελέγχου επωφελούμενοι των πλεονεκτικών τους χαρακτηριστικών και αίροντας τα όποια μειονεκτήματα των συμβατικών τεχνικών.

Ειδικότερα, η ενσωμάτωση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (ΑΠΕ) σχεδόν σε κάθε τεχνολογικό προϊόν που επικαλείται την εξοικονόμηση ενέργειας και την προστασία του περιβάλλοντος έχει οδηγήσει τις εξελίξεις στον τομέα της ενέργειας σε διαφορετική από την αρχικά διαφαινόμενη πορεία. Το κόστος των συστημάτων ΑΠΕ φθίνει δραματικά, ενώ αντίθετα η απόδοσή τους έχει ξεπεράσει κάθε προσδοκία όπως για παράδειγμα αυτή των Φ/Β συστημάτων. Η ραγδαία αυτή μείωση του κόστους έχει κατευθύνει τα νέα τεχνολογικά επιτεύγματα, είτε αυτά αφορούν κτίρια/υποδομές είτε για παράδειγμα ηλεκτρικά οχήματα, να χρησιμοποιούν ΑΠΕ χωρίς ταυτόχρονα το κόστος τους να είναι αποτρεπτικό για το ευρύ κοινό. Αυτή η νέα πορεία που χαράζεται απαιτεί την αναθεώρηση των ήδη υπάρχοντων συστημάτων ώστε να καμφθούν εμπόδια που θέτονται από τη χρήση παλαιότερων τεχνολογικά συστημάτων.

Πιο συγκεκριμένα, στον έλεγχο Φ/Β συστημάτων, τα οποία μέσα στην προηγούμενη δεκαετία ήταν αντικείμενο διαρκούς έρευνας, το ενδιαφέρον επικεντρώθηκε κυρίως στις τεχνικές ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος, ενώ οι περισσότερες επιστημονικές εργασίες όπως και εμπορικά προϊόντα επικεντρώνονται στη χρήση συμβατικών ελεγκτών. Ωστόσο, με τη χρήση ψηφιακών τεχνικών ελέγχου μπορεί να είναι εφικτή η αντίστροφη προσέγγιση. Δηλαδή, το ενδιαφέρον να επικεντρώνεται στον ελεγκτή καθεαυτό και σαν μέθοδο ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος να χρησιμοποιείται η πιο παραδοσιακή από αυτές. Τα αποτελέσματα από μία τέτοια προσέγγιση, σαφέστατα δεν πρόκειται να αλλάξουν ριζικά τον βαθμό απόδοσης του συστήματος, αλλά μπορεί να είναι μία εναλλακτική λύση στην περίπτωση που η εφαρμογή είναι ιδιαίτερων απαιτήσεων.

Για παράδειγμα σαν υπόθεση εργασίας, ένα μελλοντικό ηλεκτρικό λεωφορείο που κινείται μέσα στην πόλη, έχει ενσωματωμένα στο κελυφός του Φ/Β κύτταρα, τα οποία συνεισφέρουν σημαντικά στα ενεργειακά αποθέματα των μπαταριών του. Η απότομη ή η μερική σκίαση των Φ/Β κυττάρων δεν είναι πλέον κάτι εξωπραγματικό που δεν χρήζει διερεύνησης. Στον αντίποδα αυτού του σεναρίου, είναι το κόστος υλοποίησης ενός πιο απαιτητικού ελεγκτή και το πραγματικό όφελος από τη χρήση του. Εντούτοις, με το συνδυασμό των ψηφιακών και αναλογικών κυκλωμάτων είναι εφικτό ακόμα και σε συμβατικούς μικροεπεξεργαστές που δύνανται να λειτουργήσουν σε αυτονομία να εφαρμοστεί μία κατά τα άλλα πολύ απαιτητική τεχνική ελέγχου χωρίς ιδιαίτερα επιπλέον κόστος. Από τη συνδυασμένη αυτή χρήση προκύπτουν τα οφέλη των αναλογικών τεχνικών αλλά και τα πλεονεκτήματα από την υιοθέτηση άλλων σύγχρονων τεχνικών.

Το παραπάνω σενάριο εργασίας μπορεί να επεκταθεί και σε άλλου τύπου συστήματα ΑΠΕ, όπως και σε διατάξεις μετατροπών που είναι συνδεδεμένοι στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Η χρήση ΑΠΕ από πολυάριθμους διανεμημένους παραγωγούς εγείρει θέματα ποιότητας ισχύος που παλαιότερα ίσως να μην ήταν τόσο επιτακτικά. Τα διεθνή πρότυπα γίνονται ολοένα και πιο αυστηρά στις προδιαγραφές που θέτουν, ενώ οι κατασκευαστές πρέπει να γίνονται περισσότερο εφευρετικοί. Για παράδειγμα, συνήθης τακτική στην περίπτωση παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από δύο ξεχωριστές πηγές είναι η σύνδεσή τους σε κοινό DC ζυγό τάσης και έπειτα η διασύνδεση με το δίκτυο μέσω ενός συμβατικού αντιστροφέα. Όμως, ο συνδυασμός τους σε ένα πολυεπίπεδο αντιστροφέα τάσης μπορεί να οδηγήσει στη μείωση του συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος δικτύου απαιτώντας ένα απλοποιημένο φίλτρο εισόδου. Το πλήθος των διακοπτικών στοιχείων στην περίπτωση αυτή δεν αποτελεί τροχοπέδη, οι τιμές των ημιαγωγικών διακοπών μειώνονται ενώ απαιτείται η χρήση διακοπτικών στοιχείων με μικρότερη

ικανότητα τάσης τα οποία καταπονούνται λιγότερο. Το όφελος από τη χρήση μόνο ενός απλού πηνίου, αντί για ένα απαιτητικό φίλτρο εισόδου είναι επίσης σημαντικό.

Εμπορικοί πολυεπίεδοι αντιστροφείς είναι ήδη διαθέσιμοι. Πολλοί κατασκευαστές για να αντιμετωπίσουν ζητήματα αρμονικής παραμόρφωσης, διαρροών ως προς γη κτλ δεν διστάζουν να χρησιμοποιήσουν ακόμα και πολυεπίεδους αντιστροφείς τάσεως, ενώ πολλές φορές δεν εκμεταλλεύονται πλήρως την παρουσία πιο πολλών διακοπτικών στοιχείων αλλά αρκούνται στη λύση ενός επιμέρους προβλήματος. Φυσικά η χρήση πολυεπίεδων αντιστροφέων είναι πιο απαιτητική αναφορικά με τον έλεγχο που εφαρμόζεται καθώς οι παράμετροι που πρέπει να ληφθούν υπόψη είναι περισσότεροι και συχνά οδηγούν σε πολύπλοκες συναρτήσεις βελτιστοποίησης. Φυσικά, η αντικατάσταση μίας παλαιότερης τεχνολογίας με μία καινούρια είναι μία διαδικασία που απαιτεί χρόνο ώστε να λυθούν στο έπακρο πιθανά αδιερεύνητα προβλήματα.

Η παρούσα διατριβή έχει ως στόχο να προτείνει λύσεις μέσω της ανάπτυξης τεχνικών ελέγχου και νέων διατάξεων μετατροπέων ώστε να διευρυνθεί η χρήση των ΑΠΕ ακόμα και σε περιπτώσεις όπου αυτή καθίσταται αδύνατη. Ως παράδειγμα αναφέρεται η διευκόλυνση της χρήσης των Φ/Β συστημάτων στην περίπτωση εμφάνισης απότομων αλλαγών της ηλιακής ακτινοβολίας από την ενσωμάτωσή τους σε οχήματα εντός αστικών περιοχών. Επιπλέον, τα σημαντικά οφέλη που προκύπτουν από το συνδυασμό δύο πολυεπίεδων αντιστροφέων τάσης αλλά και από τη χρήση ανώτερων τεχνικών ελέγχου έναντι συμβατικών μπορούν να οδηγήσουν στην απλοποίηση των συνιστωσών ενός μετατροπέα ισχύος βελτιώνοντας παράλληλα την ποιότητα της παρεχόμενης ισχύος.

Στο σημείο αυτό αισθάνομαι την ανάγκη να ευχαριστήσω όλους όσους συνέδραμαν ουσιαστικά στην ολοκλήρωση της διατριβής. Ειδικότερα, θέλω να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα Καθηγητή κ. Αντώνιο Κλαδά για την αμέριστη συμπαράσταση και υποστήριξή του, αλλά και τα μέλη της τριμελούς επιτροπής κ. Στέφανο Μανιά και κ. Σταύρο Παπαθανασίου για τις εύστοχες επισημάνσεις τους και τη συνδρομή τους στην ολοκλήρωση της διατριβής. Για την κατασκευή των πρωτοτύπων και των διατάξεων ελέγχου χρησιμοποιήθηκε ο εξοπλισμός του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος, του Τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος. Επιπλέον, πλήθος συναδέλφων και συνεργατών συνέβαλλαν ποικιλοτρόπως στην εκπόνηση της διατριβής καθ' όλη τη διάρκειά της.

Επιθυμώ να ευχαριστήσω σε αυτό το σημείο ιδιαίτερα κάποιους ανθρώπους που η παρουσία τους ήταν καθοριστική για μένα πέραν των στενών ορίων της συνεργασίας. Ο πρώτος από αυτούς είναι ο Νίκος Κιμουλάκης που μου έδωσε ουσιαστική στήριξη όταν η θέλησή μου ήταν μεγάλη αλλά επίσης μεγάλα ήταν και τα εμπόδια που έπρεπε να αντιμετωπίσω. Η καθοδήγησή του μου έδωσε τα εφόδια ώστε να μπορώ και μόνος μου ανεξάρτητα να πετύχω όλες τις προσδοκίες που είχα από τη διατριβή μου. Ευχαριστώ το Μίνω Μπενιακάρ γιατί άνθρωποι που συγκεντρώνουν τα δικά μου χαρακτηριστικά έχουν ανάγκη να βρίσκονται με άτομα που είναι εξωστρεφείς, ευχάριστοι και ειλικρινείς. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω το Ευάγγελο Τσαμπούρη για τη συνεργασία μας κυρίως κατά το δεύτερο χρόνο της διατριβής με την κατασκευή της διάταξης ελέγχου επιδεικνύοντας ιδιαίτερη προσήλωση στο στόχο μας. Η διάταξη αυτή ουσιαστικά κατασκευάστηκε εξ' ολοκλήρου από τους δύο μας, γεμίζοντάς μας με περηφάνια και αυτοπεποίθηση. Φυσικά, και με τους τρεις υπήρξε άγιοη συνεργασία και σε επιστημονικό επίπεδο η οποία οδήγησε σε μεγάλο πλήθος δημοσιευθέντων εργασιών.

Επιπλέον επιθυμώ να εκφράσω τις ευχαριστίες μου για την απρόσκοπτη συνεργασία μας, στους συνάδελφους Διδάκτορες Παναγιώτη Ροβολή, Χάρη Πάτσιο, Κωστή Λάσκαρη, Κώστα Παύλου καθώς και στους Υποψήφιους Διδάκτορες Θανάση Σαρηγιαννίδη, Βασιλή Λάζαρη, Άγγελο Μοσχούδη. Ιδιαίτερες ευχαριστίες εκφράζω στον Παναγιώτη Ζάννη για την ουσιαστική βοήθειά του στην κατασκευή της διάταξης και τη διεξαγωγή πειραμάτων. Σημαντικό μερίδιο στην επίτευξη των στόχων μου, κατέχει και η οικογένεια μου, που με την ευκαιρία της ολοκλήρωσης της παρούσας διδακτορικής διατριβής, την ευχαριστώ θερμά. Επίσης ευχαριστώ τον πατέρα μου που από μικρή ηλικία με είχε εμπλέξει στην πράξη με το αντικείμενο του ηλεκτρολόγου, κάνοντάς με να το αγαπήσω. Τέλος, ευχαριστώ την Αρχοντία για όσα μόνο αυτή γνωρίζει.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφαλαίο 1	19
Εισαγωγή	19
1.1 Μετατροπείς Ισχύος	19
1.1.1 DC – DC μετατροπείς ισχύος	20
1.1.2 DC – AC μετατροπείς ισχύος	21
1.1.2.1 Αντιστροφείς τάσης πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού	23
1.1.2.2 Εν σειρά αντιστροφείς τάσης πολλαπλών επιπέδων (Cascaded H-Bridge)	24
1.2 Συστήματα Παραγωγής Ηλεκτρικής Ενέργειας	25
1.2.1 Μετατροπείς ισχύος στα Φ/Β συστήματα	26
1.3 Τεχνικές Ελέγχου	27
1.3.1 Προβλεπτικός Έλεγχος	28
1.3.1.1 Βασικές αρχές του προβλεπτικού ελέγχου	29
1.3.1.2 Ο προβλεπτικός έλεγχος στα ηλεκτρονικά ισχύος	30
1.4 Κίνητρα και Στόχοι	32
1.5 Δομή της Διατριβής	33
Κεφαλαίο 2	35
Ψηφιακός Έλεγχος DC-DC Μετατροπέων	35
2.1 Προβλεπτικός Έλεγχος	37
2.1.1 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος (FS-MPC)	37
2.1.2 Έλεγχος ρεύματος κοιλάδας (Valley Current Control)	40
2.1.3 Έλεγχος μέσου ρεύματος (Average Current Control)	41
2.1.4 Έλεγχος μεγίστου ρεύματος (Peak Current Control)	43
2.1.5 Επέκταση του προβλεπτικού ελέγχου σε άλλους τύπους DC-DC μετατροπέων	44
2.1.6 Σύνδεση σε ζυγό σταθερής τάσης	45
2.2 Τεχνική Ολισθήσεως επί Επιφανείας (Sliding Mode Control)	47
2.2.1 Βασικές αρχές της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας	47
Κεφαλαίο 3	51
Έλεγχος Φ/Β Διατάξεων μέσω DC-DC Μετατροπέων Μεριμνώντας για Απότομες Μεταβολές της Ηλιακής Ακτινοβολίας	51
3.1 Συνολική Διαμόρφωση του Συστήματος	53
3.2 Ανίχνευση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος	54
3.2.1 Αλγόριθμος εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος	54
3.2.2 Συμβατικός αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής	55
3.2.2.1 Συνάρτηση μεταφοράς	55
3.2.2.2 Γραμμική προσέγγιση	57
3.2.3 Προβλεπτικός ελεγκτής	60
3.2.3.1 Χωρίς πυκνωτή εισόδου με αναφορά το ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης	60
3.2.3.2 Διερεύνηση εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος με αναφορά το ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης 61	
3.2.3.3 Εύρεση σημείου μέγιστης ισχύος με αναφορά την τάση εξόδου της Φ/Β συστοιχίας	64
3.2.4 Εύρεση σημείου μέγιστης ισχύος μέσω της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας	65

Κεφάλαιο 4	71
Έλεγχος Διατάξεων Πολυεπίπεδων Αντιστροφών Τάσης Αλληλένδετων Βαθμίδων	71
4.1	Αντιστροφέας Περιορισμού Ουδετέρου Σημείου 73
4.2	Προβλεπτικός Έλεγχος Η-γεφυρών NPC Αντιστροφών Τάσης..... 74
4.2.1	Ορισμός του προβλήματος του προβλεπτικού ελέγχου..... 76
4.2.2	Προβλεπτικός έλεγχος του ρεύματος δικτύου 76
4.2.3	Βρόχος ελέγχου τάσης..... 79
4.2.4	Διακοπτικοί συνδυασμοί 80
4.2.4.1	Μείωση των διακοπτικών συνδυασμών 81
4.3	Συμβατικός Έλεγχος Αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC Σκέλη..... 81
4.3.1	Βρόχος ελέγχου ρεύματος δικτύου..... 82
4.3.2	Βρόχος ελέγχου του αθροίσματος των τάσεων 83
4.3.3	Βρόχος ελέγχου τάσης..... 84
4.3.4	Προσδιορισμός παραμέτρων 84
4.3.5	Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών..... 85
4.4	Προβλεπτικός Ελεγκτής Αλληλένδετων Συμβατικών Η-γεφυρών 86
4.5	Προβλεπτικός Ελεγκτής Υβριδικού Αντιστροφέα Τάσης..... 87
Κεφάλαιο 5	89
Αντιστροφείς Εν Σειρά Αλληλένδετων Η-γέφυρών σε Φ/Β Συστήματα	89
5.1	Συνολικό Σύστημα Ελέγχου..... 91
5.2	Αλγόριθμος Ανίχνευσης Σημείου Μέγιστης Ισχύος 92
5.3	Υλοποίηση Προβλεπτικού Ελεγκτή..... 92
5.3.1	Προβλεπτικός έλεγχος του ρεύματος δικτύου 92
5.4	Σχολιασμός της Προσέγγισης που Ακολουθείται στην [202]..... 94
5.5	Ανεξάρτητος Έλεγχος Ενεργού & Αέργου Ισχύος 95
5.6	Βρόχος Ελέγχου Συμβατικού Ελεγκτή 96
5.7	Ποιοτικά Αποτελέσματα 97
5.8	Απαλοιφή της Συνιστώσας Διπλάσιας Συχνότητας της Θεμελιώδους της Τάσης του Δικτύου 98
Κεφάλαιο 6	101
Πειραματική Διάταξη Ελέγχου	101
6.1	Κατασκευή Πρότυπης Πειραματικής Διάταξης..... 103
6.1.1	Μονάδα ελέγχου..... 104
6.1.1.1	Ψηφιακός επεξεργαστής σήματος TMS320F2812 105
6.1.1.2	Ανάπτυξη του κώδικα ελέγχου..... 107
6.1.1.3	Μετρητικά ρεύματος/τάσης 108
6.1.1.4	Επεξεργασία των σημάτων μέτρησης 109
6.1.1.5	Φωτο-απομόνωση των παλμών οδήγησης 110
6.1.2	Μονάδα ισχύος..... 110
6.1.2.1	Διακοπτικά στοιχεία..... 111
6.1.2.2	Προσαρμογή ημιαγωγικών διακοπών SEMIX 111
6.1.2.3	Μέσα προστασίας..... 112
6.1.3	Σταθεροποιημένα τροφοδοτικά 112
6.1.4	Προσόψεις..... 114
6.2	Αναβάθμιση Πειραματικής Διάταξης 115
6.2.1	Χαρακτηριστικά κάρτας ελέγχου dSpace1104..... 115

6.2.2	Σχήμα ελέγχου αντιστροφεία τάσης	116
Κεφαλαίο 7.....		119
Πειραματική Επιβεβαίωση.....		119
7.1	Φ/Β Συστοιχία.....	119
7.1.1	Χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας.....	121
7.1.2	Μετρημένη χαρακτηριστική καμπύλη I-V.....	122
7.2	Έλεγχος σε DC DC Μετατροπείς	123
7.2.1	Επίδραση παρασιτικών στοιχείων.....	124
7.2.2	Επιλογή στοιχείων του κυκλώματος.....	125
7.2.3	Συντονισμός λειτουργίας της Φ/Β διάταξης και του μετατροπέα.....	126
7.2.4	Πειραματική διάταξη ελέγχου	127
7.2.5	Ρύθμιση των κερδών των ελεγκτών.....	128
7.2.6	Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	131
7.2.6.1	Σύγκριση P&O και INC αλγόριθμου.....	133
7.2.7	Αποτελέσματα πειράματος	133
7.2.7.1	Συμβατικός και προβλεπτικός ελεγκτής υπό ακραίες μεταβολές ηλιακής ακτινοβολίας.....	137
7.3	Έλεγχος εν Σειρά NPC Αντιστροφέων Τάσης Η-γεφυρών.....	138
7.3.1	Απαιτήσεις των διεθνών προτύπων για τη διασύνδεση Φ/Β στο δίκτυο	138
7.3.2	Εμπορικός αντιστροφεία τάσης ABB PVS300.....	139
7.3.3	Πειραματική διάταξη ελέγχου	140
7.3.4	Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	140
7.3.4.1	Φίλτρο στις τάσεις των DC ζυγών.....	141
7.3.4.2	Προβλεπτικός έλεγχος Η-γεφυρών NPC αντιστροφέων τάσης (CNPC).....	142
7.3.4.3	Συμβατικός έλεγχος αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC σκέλη (CNPC-PI).....	144
7.3.4.4	Προβλεπτικός ελεγκτής αλληλένδετων συμβατικών Η-γεφυρών (C-HB)	146
7.3.4.5	Προβλεπτικός ελεγκτής υβριδικού αντιστροφεία τάσης με NPC σκέλη (C-Hyb).....	147
7.3.4.6	Προβλεπτικός ελεγκτής τριών εν σειρά συνδεδεμένων Η-γεφυρών με NPC σκέλη (C-NPC3)	148
7.3.4.7	Έλεγχος ενεργού και αέργου ισχύος.....	150
7.3.4.8	Ρύθμιση των κερδών των αναλογικών ολοκληρωτικών ελεγκτών.....	151
7.3.4.9	Αρμονική παραμόρφωση – Συμμόρφωση με τα διεθνή πρότυπα.....	154
7.3.4.10	Διερεύνηση των ρευμάτων διαρροής.....	157
7.3.4.11	Επίδραση των παραμέτρων του κυκλώματος.....	158
7.3.5	Αποτελέσματα πειράματος	158
7.3.5.1	Προβλεπτικός ελεγκτής δύο εν σειρά αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC σκέλη	159
7.3.5.2	Ρύθμιση του συντελεστή ισχύος.....	163
7.3.5.3	Αρμονική παραμόρφωση.....	164
7.3.5.4	Περιορισμός της αρμονική παραμόρφωσης του ρεύματος δικτύου	166
Κεφαλαίο 8.....		167
Συμπεράσματα.....		167
8.1	Συμπεράσματα	167
8.2	Σημεία Προαγωγής της Επιστήμης.....	171
8.3	Σημεία για Περαιτέρω Διερεύνηση.....	173
Παραρτήματα		175
Π.1	Πρόσθετες εφαρμογές του προβλεπτικού ελέγχου βασισμένου στο μοντέλο αναπαράστασης του κυκλώματος.....	176

Π.2	Μοντέλα προσομοίωσης στο περιβάλλον Matlab/Simulink για τον DC-DC μετατροπέα	179
Π.3	Μοντέλα προσομοίωσης στο περιβάλλον Matlab/Simulink για τον NPC μετατροπέα	182
Π.4	Τυπωμένες πλακέτες συστήματος ελέγχου	183
Π.5	Περισσότερες πληροφορίες για τη διάταξη ελέγχου	188
Αναφορές		191
Ευρετήριο Σχημάτων		199
Συντομογραφίες		205
Ευρετήριο Συμβόλων		206
Βιογραφικό Σημείωμα		207
Λίστα Δημοσιεύσεων		209
Δημοσιεύσεις		211

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η διεύθυνση των ΑΠΕ στα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας βαίνει συνεχώς αυξανόμενη και ενδυναμώνεται ακόμα περισσότερο από εκθέσεις της Παγκόσμιας Τράπεζας που προειδοποιούν ενάντια στις οξύτερες συνέπειες της κλιματικής αλλαγής [1]. Ο ρυθμός αυτός αναμένεται να αυξηθεί τα επόμενα χρόνια καθώς οι συζητήσεις ανάμεσα στα μέλη του ΟΗΕ αναζωπυρώθηκαν πρόσφατα συμφωνώντας την επέκταση του πρωτοκόλλου του Κιότο πέραν του 2020 [2]. Η έγκυση αυτής της μεγάλης ποσότητας ενέργειας στο δίκτυο από πολλούς διανεμημένους παραγωγούς εγείρει θέματα σχετικά με την ποιότητα της υπηρεσίας παροχής ηλεκτρικής ενέργειας απαιτώντας από τους μετατροπείς ισχύος, που αποτελούν το μέσο διασύνδεσης στο δίκτυο, να συμμορφωθούν με αυστηρότερα πρότυπα. Η αύξηση αυτή της ισχύος, οδηγεί επίσης και στην ανάγκη για υψηλή ικανότητα ισχύος και τάσης που οφείλουν να φέρουν οι μετατροπείς ισχύος.

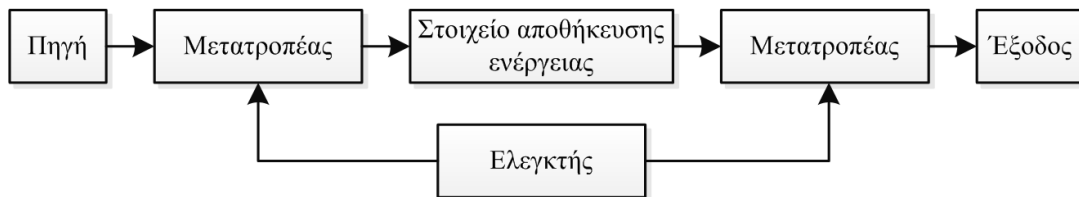
Η τεχνολογία των μετατροπέων βελτιώνεται συνεχώς κυρίως την τελευταία δεκαετία, ωστόσο υπάρχουν πολλές δυνατότητες για περαιτέρω βελτίωση του κόστους, της απόδοσης, της αξιοπιστίας και της επίδοσης τους. Επιπλέον, η γρήγορη ενσωμάτωση των συστημάτων ΑΠΕ σχεδόν σε κάθε τεχνολογικό επίτευγμα που επικαλείται τη συνεισφορά του ως προς το περιβάλλον καταναλώνοντας «καθαρή» ενέργεια, όπως συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, καθιστά τη γρήγορη δυναμική συμπεριφορά και τον ακριβή έλεγχο τους ως μία αναγκαιότητα. Παράλληλα με το αυξανόμενο ενδιαφέρον για τα συστήματα ΑΠΕ, οι δυνατότητες των σημερινών μικροεπεξεργαστών ενθαρρύνουν επίσης την υλοποίηση ψηφιακών τεχνικών ελέγχου στη θέση των αναλογικών ελεγκτών.

Αρχικά, στο παρόν κεφάλαιο, παρουσιάζονται οι βασικοί εκπρόσωποι των DC-DC μετατροπέων αλλά και των αντιστροφών τάσης, με ιδιαίτερη έμφαση στους πολυεπίπεδους αντιστροφείς, καθώς επίσης αναλύεται ο ρόλος τους στα συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας και οι βασικές λειτουργίες που αυτοί εκτελούν. Εξαιτίας της ανάγκης για σχεδίαση νέων τοπολογιών μετατροπέων αναδύει η υποχρέωση της ανάπτυξης και νέων, σύγχρονων τεχνικών ελέγχου όπως ο προβλεπτικός έλεγχος που βρίσκει τα τελευταία χρόνια ιδιαίτερα εύφορο έδαφος στις εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος. Τέλος, αναλύονται τα κίνητρα που οδήγησαν στην εκπόνηση της παρούσας διατριβής καθώς και οι στόχοι που καλείται να φέρει εις πέρας.

1.1 Μετατροπείς Ισχύος

Η χρήση των ηλεκτρονικών ισχύος έχει γίνει πολύ δημοφιλής τις τελευταίες δεκαετίες διότι χρησιμοποιούνται σε ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών συμπεριλαμβανομένου τα συστήματα ηλεκτροκίνησης, τις εφαρμογές μετατροπής της ηλεκτρικής ενέργειας, καθώς και τη διανεμημένη παραγωγή. Ο έλεγχος των ηλεκτρονικών ισχύος αποτέλεσε αντικείμενο ενδελεχούς έρευνας στους κόλπους της επιστημονικής κοινότητας. Ειδικότερα τα τελευταία χρόνια στον τομέα της ανάπτυξης νέων τεχνικών ελέγχου και της βελτίωσης των υπαρχόντων έχουν σημειωθεί σημαντικά επιτεύγματα. Τα ηλεκτρονικά ισχύος είναι μία τεχνολογία η οποία παρεμβάλλεται στη διαδικασία της μετατροπής ηλεκτρικής ενέργειας ανάμεσα στην πηγή ηλεκτρικής ενέργειας και το φορτίο βασισμένη στη συνδυασμένη γνώση των συστημάτων ενέργειας, της ηλεκτρονικής και του ελέγχου. Εξαιτίας της διαφορετικής φύσεως των επιπέδων και

μορφών της τάσεως και της συχνότητας της πηγής ηλεκτρικής ενέργειας, καθώς και των μεταβλητών απαιτήσεων των σύγχρονων εφαρμογών, η παρέμβαση των ηλεκτρονικών ισχύος στη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας είναι απαραίτητη ώστε να εξασφαλιστεί η αποτελεσματική λειτουργία του συνολικού συστήματος. Όπως απεικονίζεται στο Σχ. 1.1, η σύνδεση της πηγής με το εκάστοτε φορτίο απαιτεί την ύπαρξη ενός μετατροπέα και ενός ελεγκτή. Ο μετατροπέας, ως συνολικό σύστημα, αποτελείται από ημιαγωγά στοιχεία υψηλής ικανότητας ισχύος, συσκευές αποθήκευσης ενέργειας και σε κάποιες περιπτώσεις περιλαμβάνονται και μετασχηματιστές τάσεως. Η διαδικασία της μετατροπής της ηλεκτρικής ενέργειας βασίζεται κυρίως στον ελεγκτή, ο οποίος είναι μία ηλεκτρονική συσκευή χαμηλής ισχύος που περιλαμβάνει αναλογικά και ψηφιακά κυκλώματα και είναι υπεύθυνη για το χειρισμό των διακοπτικών στοιχείων σύμφωνα με μία στρατηγική ελέγχου. Η στρατηγική ελέγχου έχει ως απώτερο σκοπό να διατηρήσει την ευστάθεια και την απόκριση του συστήματος σε ικανοποιητικά επίπεδα για τη συγκεκριμένη εφαρμογή.



Σχ. 1.1. Λειτουργικό διάγραμμα ενός επεξεργαστή ισχύος.

Η ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με την ανάπτυξη των ημιαγωγών στοιχείων (χαμηλής ισχύος) τα οποία όμως σε αυτή την περίπτωση χαρακτηρίζονται από ικανότητα φόρτισης σε υψηλή ισχύ. Η ραγδαία ανάπτυξή τους ως προς την ικανότητα φόρτισης, τη βελτιωμένη απόδοση, το κόστος και το μέγεθος, οδήγησε στη μετάβαση από τη χρήση τους μόνο σε μεμονωμένες εφαρμογές σε σύγχρονες και πιο πολύπλοκες απαιτήσεις εφαρμογές. Αυτή η μετάβαση διευκόλυνε την εκτεταμένη χρήση τους σε μία ποικιλία εφαρμογών σε διάφορους τομείς όπως τη βιομηχανία, την αεροπορική τεχνολογία, την πολεμική βιομηχανία, τα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας, τις τηλεπικοινωνίες και τα μέσα μεταφοράς.

Η μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας δύναται να κατηγοριοποιηθεί σε τέσσερις βασικούς τύπους, σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά της εισόδου και της εξόδου του συστήματος:

- DC – DC μετατροπείς
- AC – DC μετατροπείς (ανορθωτές)
- DC – AC μετατροπείς (αντιστροφείς)
- AC – AC μετατροπείς

Για να είναι εφικτή η αποτελεσματικότερη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας και με υψηλότερη πυκνότητα ισχύος, οι σύγχρονες εφαρμογές πολλές φορές απαιτούν το συνδυασμό των παραπάνω μετατροπέων, με τη συνηθέστερη μορφή να είναι αυτή της μετατροπής AC – DC – AC η οποία συναντάται συνήθως σε περιπτώσεις συστημάτων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας και διασύνδεσης στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας καθώς και σε εφαρμογές ελέγχου κινητήρων. Η παρούσα διδακτορική διατριβή έχει ως αντικείμενο τη μελέτη των DC – DC μετατροπέων, καθώς και των DC – AC αντιστροφικών ισχύος, των οποίων οι βασικές κατηγορίες περιγράφονται συνοπτικά στις ακόλουθες δύο υποενότητες.

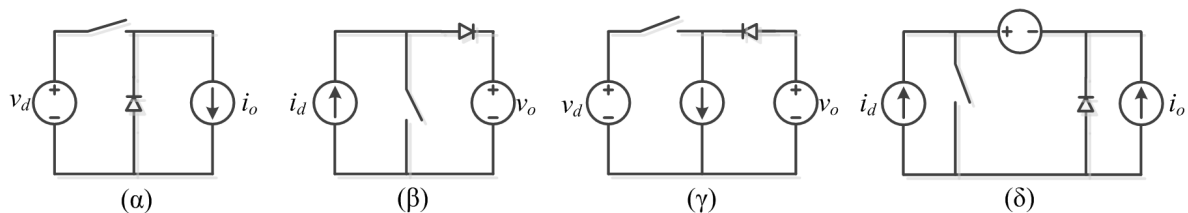
1.1.1 DC – DC μετατροπείς ισχύος

Οι DC - DC μετατροπείς χρησιμοποιούνται ευρέως σε σταθεροποιημένα τροφοδοτικά διακοπτικού τύπου, σε εφαρμογές DC κινητήριων συστημάτων και παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας. Η είσοδος αυτών των μετατροπέων ήταν σύνηθες να είναι σταθερής τιμής τάσεως και να προέρχεται σχεδόν αποκλειστικά από την ανόρθωση της τάσης του δικτύου. Ωστόσο, στις σημερινές εφαρμογές των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας η βασική τους λειτουργία είναι η διατήρηση μίας σταθερής τάσης εξόδου

για μεταβαλλόμενη τιμή της τάσης εισόδου ή η οδήγηση της τάσεως/ρεύματος εισόδου σε κάποια επιθυμητή τιμή. Οι βασικοί εκπρόσωποι των DC – DC μετατροπέων είναι:

- Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης
- Μετατροπέας ανύψωσης τάσης
- Μικτός μετατροπέας
- Μετατροπέας του Cuk
- Μετατροπέας με πλήρη γέφυρα

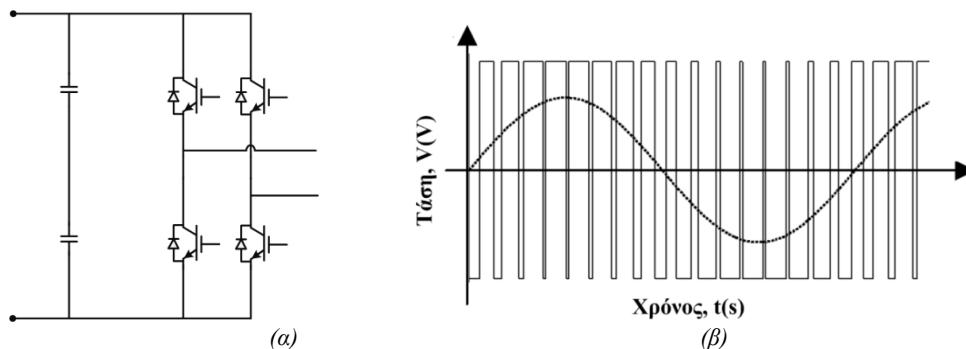
Από αυτούς τους πέντε μετατροπείς οι μετατροπείς υποβιβασμού και ανύψωσης τάσης θεωρούνται ως βασικές τοπολογίες. Τόσο ο μικτός, όσο και ο μετατροπέας του Cuk, είναι αποτέλεσμα συνδυασμών των δύο βασικών τοπολογιών. Αυτή η παρατήρηση είναι σημαντική καθώς δίνει τη δυνατότητα επέκτασης των αποτελεσμάτων που προκύπτουν για τον υπό εξέταση DC – DC μετατροπέα στους υπόλοιπους τύπους μετατροπέων. Στο Σχ. 1.2 απεικονίζονται τα ισοδύναμα κυκλώματα των βασικότερων DC – DC μετατροπέων. Από τα ισοδύναμα κυκλώματα είναι εμφανές ότι στην περίπτωση όπου στην έξοδο του μετατροπέα απαιτείται έλεγχος της τάσης εξόδου, κάτι που συμβαίνει κατά κόρον στην περίπτωση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, ο μετατροπέας ανύψωσης και ο μικτός μετατροπέας είναι οι περισσότερο κατάλληλοι χωρίς να αποκλείονται οι υπόλοιποι μετατροπείς. Όσον αφορά τον μετατροπέα ανύψωσης, η είσοδος του συμπεριφέρεται σαν πηγή ρεύματος κάτι που καταδεικνύει ότι άμεσα μπορεί να ελεγχθεί το ρεύμα εισόδου και δευτερευόντως η τάση της εισόδου. Στην παρούσα εργασία το ενδιαφέρον επικεντρώνεται στον DC μετατροπέα ανύψωσης τάσης, οποίος είναι και αυτός που χρησιμοποιείται ευρέως στις σύγχρονες εφαρμογές και ειδικότερα στις εφαρμογές παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας [3–10], εξαιτίας του χαρακτηριστικού του γνωρίσματος να ανυψώνει την τάση στην έξοδό του.



Σχ. 1.2. Ισοδύναμα κυκλώματα των DC – DC μετατροπέων. (α) Υποβιβασμού τάσης. (β) Ανύψωσης τάσης. (γ) Μικτός. (δ) Cuk.

1.1.2 DC – AC μετατροπείς ισχύος

Το βασικό χαρακτηριστικό των DC – AC μετατροπέων είναι η ικανότητα να παράγουν ημιτονοειδείς τάσεις εξόδου ελεγχόμενες ως προς το μέτρο, τη συχνότητα και τη φάση, από μία DC πηγή ισχύος. Στο Σχ. 1.3 απεικονίζεται ένας συμβατικός τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων. Σύμφωνα με τη μορφή της DC πηγής, οι αντιστροφείς μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε δύο βασικούς τύπους: πηγής τάσεως (Voltage Source Inverters – VSI) και πηγής ρεύματος (Current Source Inverters – CSI).



Σχ. 1.3. (α) Ένας συμβατικού τύπου τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων (διπολική διαμόρφωση). (β) Κυματομορφή της τάσης εξόδου ενός VSI αντιστροφέα με διαμόρφωση εύρους παλμών.

Για την παραγωγή της AC κυματομορφής εξόδου από μία DC πηγή ισχύος, τα ημιαγωγά στοιχεία του μετατροπέα ισχύος ανοιγοκλείνουν σύμφωνα με τη στρατηγική ελέγχου βασισμένα σε μία τεχνική

διαμόρφωσης όπως φέροντος σήματος (carrier based), εύρους παλμών (pulse width), διανύσματος χώρου (space vector) κ.α.. Οι παραγόμενες κυματομορφές εξόδου από τον αντιστροφέα ισχύος αποτελούνται από τη σύνθεση διακριτών τιμών τάσης ραγδαία μεταβαλλόμενων όπως απεικονίζεται στο Σχ. 1.3. Παρόλο που η κυματομορφή εξόδου δεν είναι ημιτονοειδής, περιέχει μία θεμελιώδη συνιστώσα η οποία φέρει το επιθυμητό μέτρο και συχνότητα.

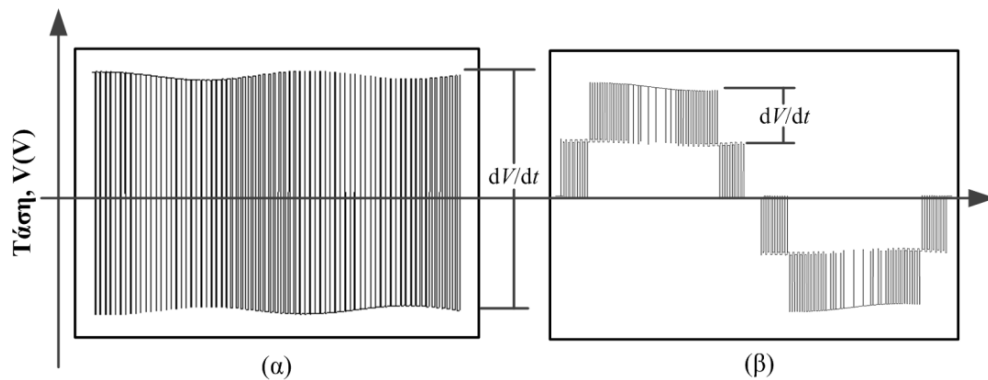
Για την παραγωγή ημιτονοειδών κυματομορφών τάσεως και ρεύματος, τα χαρακτηριστικά του εκάστοτε φορτίου έχουν καθοριστική σημασία. Ένας μετατροπέας πηγής τάσεως παράγει κυματομορφές τάσεως οι οποίες αποτελούνται από τη σύνθεση διακριτών τιμών με υψηλή τιμή ρυθμού dv/dt . Η παραγωγή ημιτονοειδών ρευμάτων προϋποθέτει ότι το φορτίο του μετατροπέα πηγής τάσεως πρέπει να είναι επαγωγικής φύσεως. Χωρητικά φορτία δεν δύναται να χρησιμοποιηθούν με τέτοιου τύπου μετατροπέα εξαιτίας του υψηλού ρυθμού dv/dt και των ανεπιθύμητων αιχμών ρεύματος που εμφανίζονται. Η χρήση των αντιστροφέων ισχύος καλύπτει ένα μεγάλο φάσμα εφαρμογών από χαμηλές και μέσης τάσης εφαρμογές όπως συστήματα οδήγησης κινητήρων, συστήματα αδιάλειπτης παροχής ηλεκτρικής ενέργειας, συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας και διασύνδεσης στο δίκτυο. Σε εφαρμογές υψηλής τάσεως και ισχύος, αντιστροφείς ισχύος χρησιμοποιούνται και για τον έλεγχο της αέργου ισχύος και τη βελτίωση της ευστάθειας του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας. Ωστόσο, ο υψηλός ρυθμός dv/dt στις κυματομορφές εξόδου από ένα αντιστροφέα πηγής τάσεως προκαλεί καταπόνηση των μονώσεων των κινητήρων στα συστήματα οδήγησης και η μη ημιτονοειδής κυματομορφή τάσεως προκαλεί τη έγχυση αρμονικών στο δίκτυο σε περιπτώσεις διασύνδεσης στο δίκτυο. Επιπλέον, εξαιτίας της έλλειψης ημιαγωγών στοιχείων πολύ υψηλής ισχύος, τα διακοπτικά στοιχεία σε ορισμένες εφαρμογές είναι αναγκαίο να τοποθετούνται εν σειρά ώστε να αυξάνεται η αντοχή τους στην υψηλή τάση, ενέργεια η οποία ενέχει κινδύνους για την καταπόνηση τους.

Αποτέλεσμα των προαναφερθέντων είναι η ανάπτυξη τοπολογιών πολυεπίπεδων μετατροπέων ώστε να καμφθούν οι αδυναμίες των μετατροπέων δύο επιπέδων. Οι πολυεπίπεδοι μετατροπέες είναι ικανοί να παράγουν κυματομορφές τάσεως που να αποτελείται από πολλά και μικρότερα βήματα τάσεως. Στο Σχ. 1.4 απεικονίζεται η κυματομορφή τάσεως εξόδου από ένα συμβατικό μετατροπέα πηγής τάσεως δύο επιπέδων και πέντε επιπέδων. Η κυματομορφή της τάσεως εξόδου πέντε επιπέδων αποτελείται από μικρότερα βήματα τάσεως ΔV , το οποίο προκαλεί μικρότερη καταπόνηση τόσο στα στοιχεία του ίδιου του μετατροπέα όσο και στο σύστημα το οποίο τροφοδοτεί. Επιπλέον, παράγοντας την κυματομορφή της τάσεως εξόδου από πολλά μικρότερα επίπεδα τάσεως, η κυματομορφή της τάσης αποκτά μία μορφή που τείνει να μοιάσει περισσότερο στην επιθυμητή ημιτονοειδής τάση βελτιώνοντας συγχρόνως και το συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης. Οι τοπολογίες πολυεπίπεδων αντιστροφέων επιτρέπουν την ελαχιστοποίηση της καταπόνησης των ημιαγωγών στοιχείων καθώς αυξάνονται τα επίπεδα της τάσεως, καθιστώντας ικανή τη χρήση ημιαγωγών στοιχείων χαμηλής ονομαστικής τάσεως σε εφαρμογές υψηλής τάσης και ισχύος.

Παρόλα αυτά, οι πολυεπίπεδοι μετατροπέες εμφανίζουν και σημαντικά μειονεκτήματα όπως μεγαλύτερος αριθμός ημιαγωγών στοιχείων, πολυπλοκότερες στρατηγικές διαμόρφωσης και ελέγχου και δυσκολία στην επίτευξη ίσης φόρτισης των πυκνωτών στο ζυγό DC τάσεως. Το τελευταίο μειονέκτημα αναφέρεται στις τοπολογίες εκείνες όπου χρησιμοποιούνται περισσότεροι του ενός πυκνωτές υπό τον ίδιο ζυγό τάσης. Ωστόσο, υπάρχει σημαντική ερευνητική δραστηριότητα σε διατάξεις πολυεπίπεδων αντιστροφέων καθώς μειώνεται συνεχώς το κόστος των ηλεκτρονικών ισχύος και αναπτύσσονται μικροεπεξεργαστές υψηλότερης υπολογιστικής ισχύος επιτρέποντας τέτοιες πολύπλοκες τοπολογίες να υλοποιηθούν. Τρεις διατάξεις πολυεπίπεδων μετατροπέων χρησιμοποιούνται ευρέως στη βιβλιογραφία και είναι:

- ❑ Πολυεπίπεδος μετατροπέας με διόδους περιορισμού (Diode clamped) [11–18]
- ❑ Πολυεπίπεδος μετατροπέας με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying capacitors) [13], [19–22]
- ❑ Πολυεπίπεδος μετατροπέας αλληλένδετων Η-γεφυρών (Cascaded H-bridge) [19], [21–33]

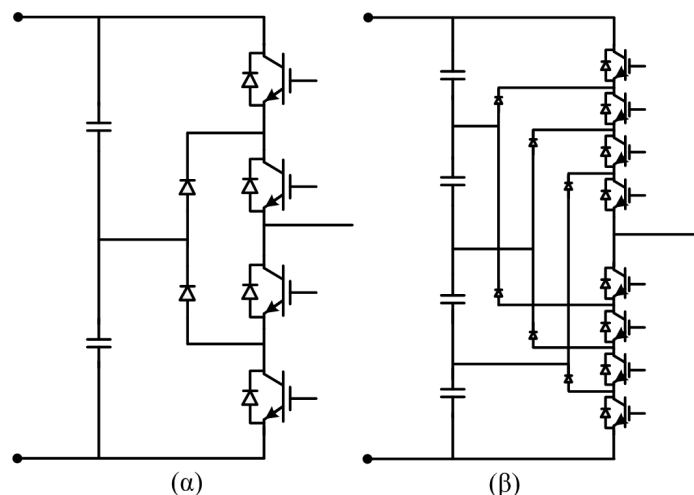
Στην παρούσα εργασία οι πολυεπίπεδοι μετατροπέες με διόδους περιορισμού αποτέλεσαν αντικείμενο έρευνας και γι' αυτό περιγράφονται συνοπτικά στην ακόλουθη υποενότητα.



Σχ. 1.4. Κυματομορφές τάσης εξόδου. (α) Δύο επιπέδων αντιστροφείας πηγής τάσης. (β) Πέντε επιπέδων αντιστροφείας πηγής τάσης.

1.1.2.1 Αντιστροφείς τάσης πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού

Το χαρακτηριστικότερο πλεονέκτημα των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού είναι η ικανότητα να παράγουν τάσεις εξόδου με λιγότερο αρμονικό περιεχόμενο καθώς περιορίζουν συγχρόνως την καταπόνηση των ημιαγωγικών στοιχείων με χρήση διόδων περιορισμού. Οι διόδοι περιορισμού εξασφαλίζουν σταθερή τάση αποκοπής στα άκρα κάθε διακοπτικού στοιχείου ίση με την τιμή της αντίστοιχης επιμέρους τάσης του αντιστροφέα. Όπως απεικονίζεται στο Σχ. 1.5, ένας αντιστροφέας m -επιπέδων με διόδους περιορισμού απαιτεί τη σύνδεση σε σειρά $m-1$ πυκνωτών στο DC ζυγό της τάσης, όπου κάθε πυκνωτής φορτίζεται σε ίσο δυναμικό τάσης. Θεωρώντας ότι η τάση στο DC ζυγό είναι V_{DC} , το επίπεδο της τάσης του κάθε πυκνωτή είναι ίσο με $V_{DC}/2$ για έναν αντιστροφέα τριών επιπέδων τάσης (Neutral Point Clamped - NPC) και με $V_{DC}/4$ για έναν αντιστροφέα πέντε επιπέδων τάσης. Εξαιτίας του τρόπου σύνδεσης των διόδων περιορισμού, η τάση στα άκρα κάθε διακοπτικού στοιχείου περιορίζεται στην τάση ενός πυκνωτή. Αυξάνοντας το επίπεδα τάσης του αντιστροφέα, η τάση στα άκρα κάθε διακοπτικού στοιχείου σε μία διάταξη αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων μπορεί να μειωθεί σημαντικά.



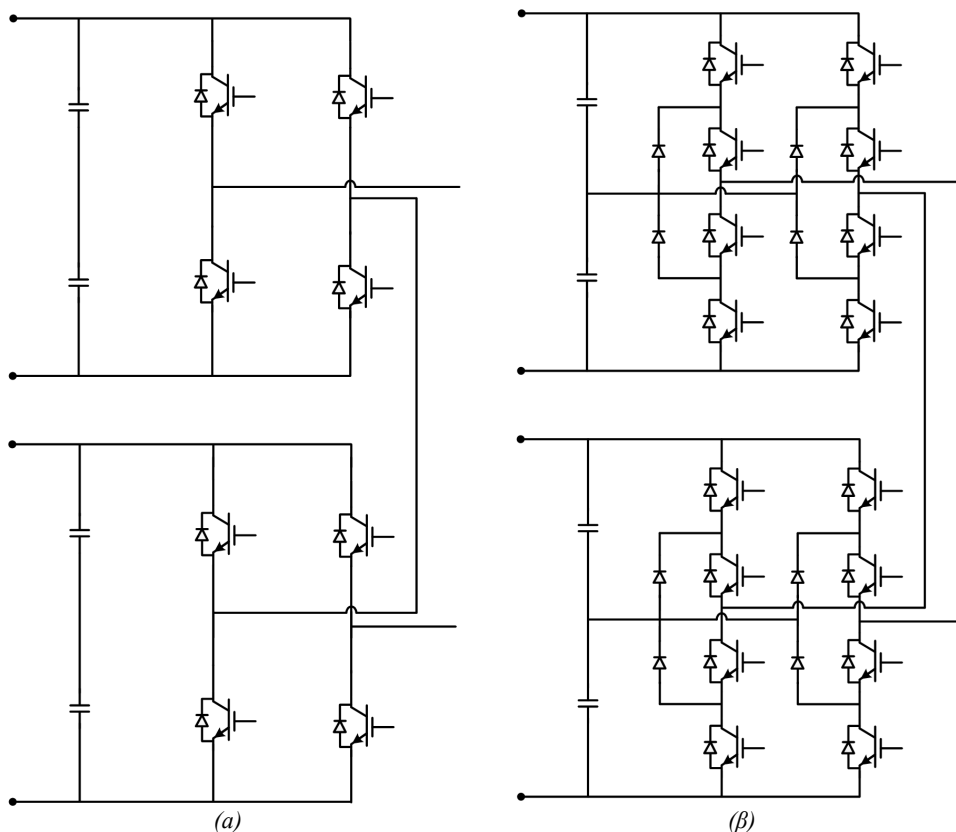
Σχ. 1.5. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού, ένα σκέλος μίας φάσης. (α) Αντιστροφείας τριών επιπέδων τάσης. (β) Αντιστροφείας πέντε επιπέδων τάσης.

Ένας m -επιπέδων αντιστροφέας με διόδους περιορισμού είναι ικανός να παράγει m -επίπεδα στα άκρα εξόδου και $2 \cdot m - 1$ επίπεδα στην πολική τάση, στην περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα. Όπως απεικονίζεται στο Σχ. 1.7 η αύξηση των επιπέδων τάσης επιβάλλει στην τάση εξόδου να έχει περισσότερο ημιτονοειδή μορφή. Αυξάνοντας σημαντικά το πλήθος των επιπέδων δεν απαιτείται συνεπώς η χρήση φίλτρων για τον περιορισμό του συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης. Παρότι ο αντιστροφέας παρουσιάζει μικρό αρμονικό περιεχόμενο και τα ημιαγωγικά στοιχεία καταπονούνται από

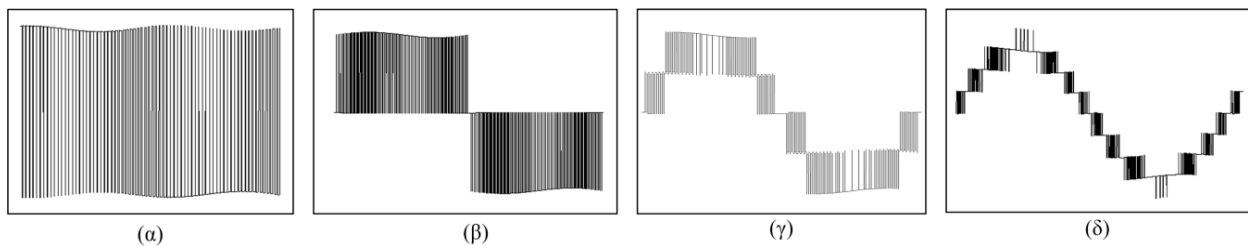
μικρότερη τάση, ο αντιστροφέας με τις διόδους περιορισμού δεν είναι πρακτικός όταν το πλήθος των επιπέδων είναι για παράδειγμα μεγαλύτερο του εννέα. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η ικανότητα αποκοπής των διόδων περιορισμού αυξάνεται ανάλογα με τον αριθμό των επιπέδων τάσης, απαιτώντας τη χρήση περισσότερων εν σειρά διόδων ώστε να εξασφαλιστεί αντοχή σε ανάστροφη τάση. Επίσης, σημαντικό πρόβλημα σε τέτοιους τύπους μετατροπέων είναι η εξασφάλιση ίσων τάσεων φόρτισης των πυκνωτών που απαρτίζουν τον κάθε ζυγό τάσης, κάτι που γίνεται σημαντικά πολύπλοκο όταν αυξάνονται τα επίπεδα τάσης του αντιστροφέα. Γι' αυτό το λόγο σε εφαρμογές που απαιτούν σημαντική πολυπλοκότητα στους υπολογισμούς χρησιμοποιούνται τεχνικές ελέγχου που μπορούν να τη διαχειριστούν αποτελεσματικά και προς όφελος της εφαρμογής.

1.1.2.2 Εν σειρά αντιστροφείς τάσης πολλαπλών επιπέδων (Cascaded H-Bridges)

Από την εν σειρά σύνδεση των H-γεφυρών του Σχ. 1.3 και του Σχ. 1.5 προκύπτει ο αντιστροφέας τάσης του Σχ. 1.6 ο οποίος όπως είναι ευνόητο βελτιώνει σημαντικά το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης εξόδου καθώς αυξάνονται τα επίπεδα της τάσης εξόδου. Ο συνδυασμός των επιπέδων τάσης κάθε μίας πλήρους H-γέφυρας δημιουργεί την παραγωγή μίας τάσης εξόδου με πολλαπλά επίπεδα. Για παράδειγμα, θεωρώντας μία H-γέφυρα αποτελούμενη από NPC σκέλη, η μονοφασική τάση εξόδου αποτελείται από πέντε επίπεδα τάσης όπως αυτή απεικονίζεται στο Σχ. 1.7(γ). Από τον εν σειρά συνδυασμό δύο H-γεφυρών με NPC σκέλη προκύπτει ότι η φασική τάση εξόδου αποτελείται από εννέα επίπεδα τάσης Σχ. 1.7(δ). Δηλαδή ο εν σειρά συνδυασμός m H-γεφυρών με NPC σκέλη οδηγεί στην παραγωγή τάσης με $2 \cdot m - 1$ επίπεδα. Αυτός είναι και ο μόνος τρόπος όπου μπορεί να παραχθεί μία τάση με εννέα επίπεδα με τον ελάχιστο αριθμό διακοπτικών στοιχείων για τον ίδιο αριθμό DC τάσεων εισόδου.



Σχ. 1.6. Εν σειρά αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων. (α) Δύο συμβατικές H-γέφυρες εν σειρά. (β) Δύο H-γέφυρες αποτελούμενες από NPC σκέλη.



Σχ. 1.7. Τάσεις εξόδου αντιστροφών τάσης. (α) Δύο επιπέδων. (β) Τριών επιπέδων. (γ) Πέντε επιπέδων. (δ) Εννέα επιπέδων.¹

Συνοψίζοντας τα βασικότερα πλεονεκτήματα διατάξεων με εν σειρά σύνδεση πολλαπλών Η-γεφυρών προκύπτει ότι:

- Υπάρχει η δυνατότητα παραγωγής τάσης εξόδου πολλαπλών επιπέδων με τον ελάχιστο δυνατό αριθμό διακοπτικών στοιχείων.
- Σημαντικά βελτιωμένο αρμονικό περιεχόμενο στην τάση εξόδου.
- Σύνδεση πολλών ανεξάρτητων DC πηγών τάσεων και ανεξάρτητος έλεγχος της τάσης της κάθε μίας.
- Υψηλή απόδοση αντιστροφέα.

Ακόμη, το βασικό μειονέκτημα των αντιστροφών τάσης πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες Η-γέφυρες είναι ότι απαιτούνται ξεχωριστές DC πηγές τάσεων. Αυτό το μειονέκτημα μετατρέπεται σε πλεονέκτημα όταν η εφαρμογή επιβάλλει την ύπαρξη πολλών ανεξάρτητων DC πηγών τάσεων και την απαίτηση για ξεχωριστό και ανεξάρτητο έλεγχο όπως στα συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, όπου πολλές ίδιας ή διαφορετικής μορφής τάσεως συνδυάζονται για την έγχυση της παραγόμενης ενέργειας στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας.

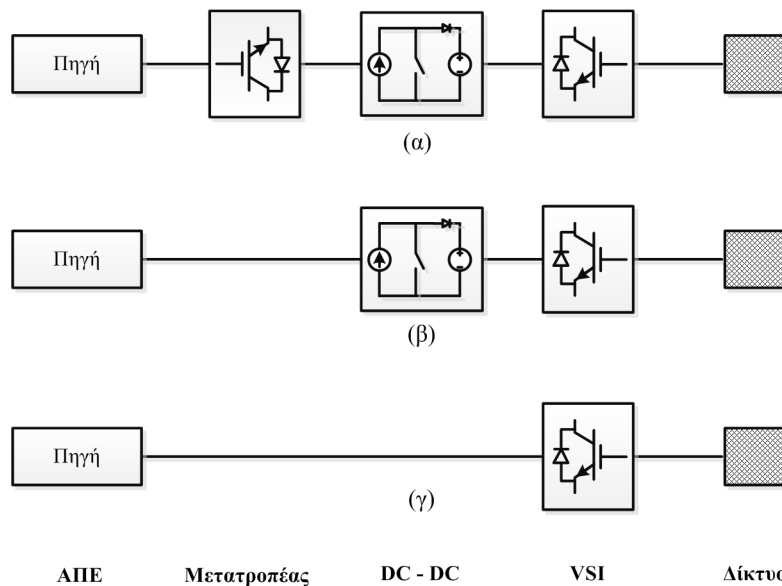
1.2 Συστήματα Παραγωγής Ηλεκτρικής Ενέργειας

Στα συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας είναι απαραίτητη η χρήση μετατροπέων ισχύος για την τροφοδότησή της ηλεκτρικής ενέργειας σε κάποιο φορτίο, στο δίκτυο ή σε κάποιο μέσο αποθήκευσης. Στα περισσότερα εμπορικά συστήματα ΑΠΕ συναντώνται οι τύποι διασύνδεσης που απεικονίζονται συνοπτικά στο Σχ. 1.8. Στις περιπτώσεις διασύνδεσης συστημάτων ανεμογεννητριών (Α/Γ), για παράδειγμα, χρησιμοποιείται αρχικά ένας μετατροπέας ισχύος ως τριφασικός ανορθωτής. Ο DC – DC μετατροπέας που ακολουθεί χρησιμοποιείται ώστε να ελεγχθεί η λειτουργία της Α/Γ και να επιτευχθεί η εκπλήρωση των συνθηκών αποδοτικότερης λειτουργίας. Έπειτα, ένας αντιστροφέας ισχύος χρησιμοποιείται για τη διασύνδεση με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Ωστόσο, στις περισσότερες μορφές ΑΠΕ, όπου η μορφή της τάσεως εισόδου είναι συνεχής, εφαρμόζεται το σύστημα ελέγχου του Σχ. 1.8β και Σχ. 1.8γ. Υπό τη λειτουργία αυτή χρησιμοποιείται ένας DC – DC μετατροπέας ο οποίος καλείται να εξασφαλίσει την αποδοτικότερη λειτουργία της πηγής ΑΠΕ ή τη διατήρηση ενός σταθερού DC ζυγού τάσης. Ο αντιστροφέας ισχύος πραγματοποιεί τη διασύνδεση με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας και/ή τη διατήρηση του σταθερού DC ζυγού τάσης, λειτουργία η οποία εξαρτάται από τη λειτουργία του προηγούμενου σε σειρά μετατροπέα ισχύος. Ωστόσο οι μετατροπείς ισχύος δεν είναι απαραίτητοι μόνο για τη μετατροπή της ισχύος αλλά και για την εξασφάλιση πολλών άλλων ζητημάτων όπως ασφάλεια, αποφυγή του φαινομένου της νησιδοποίησης, ρύθμιση του συντελεστή ισχύος κ.α..

Στην παρούσα διδακτορική διατριβή οι τεχνικές ελέγχου που αναπτύσσονται εφαρμόζονται σε Φ/Β συστήματα, χωρίς αυτό να θίγει την εφαρμογή τους σε κάθε άλλη μορφή ΑΠΕ, διότι άμεσος στόχος είναι

¹ Η διακύμανση στο επίπεδο της DC τάσης οφείλεται στο γεγονός ότι για την παραγωγή των αποτελεσμάτων στην είσοδο χρησιμοποιήθηκε φωτοβολταϊκή γεννήτρια και όχι μία σταθερή DC τάση.

ο έλεγχος των παραμέτρων εισόδου σε ένα σύστημα μετατροπέων ισχύος ανεξάρτητα της μορφής της πηγής εισόδου.



Σχ. 1.8. Σχηματική απεικόνιση τρόπων διασύνδεσης των ΑΠΕ με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας.

1.2.1 Μετατροπείς ισχύος στα Φ/Β συστήματα

Ο ρόλος των ηλεκτρονικών ισχύος στα Φ/Β συστήματα είναι πολύπλευρος και δεν αφορά μόνο τη βασική τους λειτουργία που περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα. Μπορεί να διακριθεί σε τρεις βασικές λειτουργίες όπως την κύρια λειτουργία για τη διασύνδεση με το δίκτυο, τη λειτουργία της εύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος και κάποιες βοηθητικές λειτουργίες:

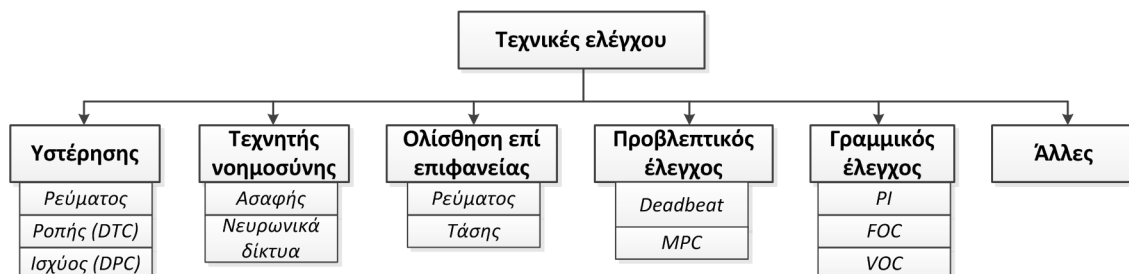
- Βασική λειτουργία – κοινό για κάθε διασυνδεδεμένο αντιστροφέα
 - Έλεγχος του ρεύματος
 - Όρια αρμονικού περιεχομένου
 - Σταθερότητα στις μεταβολές της σύνθετης αντίστασης του δικτύου
 - Διαταραχή των τάσεων δικτύου
 - Έλεγχος της DC τάσης
 - Προσαρμογή στις μεταβολές της τάσης δικτύου
 - Διαταραχή των τάσεων δικτύου
 - Συγχρονισμός με το δίκτυο
 - Μοναδιαίος συντελεστής ισχύος
 - Διαταραχή των τάσεων δικτύου
- Λειτουργία Φ/Β γεννήτριας – κοινό για κάθε μετατροπέα σε Φ/Β συστήματα
 - Εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος
 - Υψηλή απόδοση κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (>99%)
 - Δυναμική παρακολούθηση του σημείου μέγιστης ισχύος
 - Σταθερή λειτουργία υπό συνθήκες χαμηλής ηλιακής ακτινοβολίας
 - Αποφυγή του φαινομένου της νησιδοποίησης (*AI*) (VDE 0126, IEEE 1574)
 - Παρακολούθηση του δικτύου
 - Συγχρονισμός με το δίκτυο
 - Ταχεία ανίχνευση μεταβολής της τάσης/συχνότητας (παθητική *AI*)
 - Παρακολούθηση του συστήματος
 - Διαγνωστικά σφαλμάτων των Φ/Β πλαισίων
 - Ανίχνευση της μερικής σκίασης
- Βοηθητικές λειτουργίες
 - Υποστήριξη του δικτύου

- Τοπικός έλεγχος της τάσης
- Έλεγχος αέργου ισχύος
- Καταστολή αρμονικών

Η βασική λειτουργία είναι απαραίτητη προϋπόθεση για κάθε μετατροπέα ο οποίος διασυνδέεται με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Συνεπώς, η πραγματοποίηση οποιαδήποτε τεχνικής ελέγχου απαιτεί την υλοποίηση όλων αυτών των λειτουργιών. Η δεύτερη κατηγορία λειτουργιών αφορά τη σύνδεση με τις Φ/Β γεννήτριες ισχύος. Στα πλαίσια της πειραματικής επιβεβαίωσης και της ανάπτυξης νέων τεχνικών ελέγχου, δεν είναι απαραίτητη προϋπόθεση η εξασφάλιση της αποφυγής του φαινομένου της νησιδοποίησης, ενώ σημαντικής σημασίας είναι η αποτελεσματική εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος. Οι βοηθητικές λειτουργίες είναι λειτουργίες καθαρά υποστηρικτικού χαρακτήρα και δεν μελετώνται στα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής εκτός από αυτή του ελέγχου της αέργου ισχύος.

1.3 Τεχνικές Ελέγχου

Ποικίλες τεχνικές ελέγχου έχουν προταθεί για τον έλεγχο των ηλεκτρονικών ισχύος και των συστημάτων ηλεκτροκίνησης. Κάποιες από τις βασικές μεθόδους ελέγχου μετατροπέων δίνονται στο Σχ. 1.9. Από αυτές, οι τεχνικές ελέγχου μέσω της υστέρησης και του γραμμικού ελέγχου με χρήση διαμορφωτή εύρους παλμού (PWM – *Pulse Width Modulation*) είναι οι περισσότερο διαδεδομένες στη βιβλιογραφία [34–37]. Ωστόσο με την ανάπτυξη ταχύτερων στην επεξεργασία δεδομένων και μεγαλύτερης υπολογιστικής ισχύος μικροεπεξεργαστών, η υλοποίηση νέων και πολυπλοκότερων σχημάτων ελέγχου είναι δυνατή. Στον Πιν. 1.1 δίνονται κάποια παραδείγματα ψηφιακών πλατφόρμων, καθώς και κάποια βασικά χαρακτηριστικά τους, που χρησιμοποιούνται ευρέως στα συστήματα ελέγχου μετατροπέων ισχύος και ηλεκτροκίνησης.



Σχ. 1.9. Βασικές μέθοδοι ελέγχου μετατροπέων [37].






Κάποιες από αυτές τις σύγχρονες τεχνικές ελέγχου συμπεριλαμβάνουν την τεχνική της ασαφούς λογικής (*fuzzy logic control*) [26], [38–40], την τεχνική ολίσθησης επί επιφανείας (*sliding mode control*) [7], [41–45] και τον προβλεπτικό έλεγχο (*predictive control*) [24], [26], [42], [46–52]. Η τεχνική ελέγχου της ασαφούς λογικής είναι καταλληλότερη για χρήση σε εφαρμογές όπου το ελεγχόμενο σύστημα ή κάποιες από τις εμπλεκόμενες παραμέτρους του είναι άγνωστες. Η τεχνική της ολίσθησης επί επιφανείας παρουσιάζει ευρωστία λαμβάνοντας επίσης υπόψη τη *διακοπτική φύση* των μετατροπέων ισχύος. Άλλες τεχνικές ελέγχου που είναι ιδιαίτερα διαδεδομένες στη βιβλιογραφία περιλαμβάνουν τα νευρωνικά δίκτυα (*neural networks*) [49], [53–57], καθώς και το συνδυασμό κάποιων εκ των προαναφερθέντων τεχνικών ελέγχου.

Ο προβλεπτικός έλεγχος εκ φύσεως παρουσιάζει πολλά και σημαντικά πλεονεκτήματα που τον καθιστούν κατάλληλο για τον έλεγχο των μετατροπέων ισχύος. Η βασική ιδέα της υλοποίησης της τεχνικής ελέγχου είναι εύκολη στη σύλληψή της, μπορεί να βρει εφαρμογή σε ποικίλα σχήματα ελέγχου, πολλαπλοί περιορισμοί και μη γραμμικότητες μπορούν εύκολα να ληφθούν υπόψη, είναι κάποια από τα βασικά πλεονεκτήματά του. Ωστόσο, απαιτείται ένας σημαντικός αριθμός υπολογισμών να εκτελεστεί σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα φτάνοντας ακόμα και τους σημερινούς μικροεπεξεργαστές στο όριο της

υπολογιστικής τους ισχύος. Επιπλέον, η ποιότητα του ελεγκτή εμφανίζει άμεση εξάρτηση από την ακρίβεια του μοντέλου του υπό έλεγχο συστήματος και των διαθέσιμων υπολογιστικών πόρων.

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω και τις απαιτήσεις των σύγχρονων συστημάτων μετατροπών ισχύος και ηλεκτροκίνησης για επίδοση και απόδοση, η ανάπτυξη νέων τεχνικών ελέγχου πρέπει να βασίζεται στην πραγματική φύση αυτού του είδους των συστημάτων. Στις μέρες μας, πρακτικά όλες οι τεχνικές ελέγχου υλοποιούνται σε ψηφιακές πλατφόρμες. Ο σχεδιασμός οποιουδήποτε συστήματος ελέγχου πρέπει να θεωρεί το μοντέλο του συστήματος ώστε να ρυθμίζει τις ελεγχόμενες μεταβλητές, οι οποίες στην περίπτωση των μετατροπών ισχύος και ηλεκτροκίνησης είναι γνωστές. Οι σύγχρονες ψηφιακές πλατφόρμες και μικροεπεξεργαστές μπορούν να υλοποιήσουν τέτοια απαιτητικά σχήματα ελέγχου, κάτι που σε συνδυασμό με τον προβλεπτικό έλεγχο γίνεται απόλυτα εφικτό.

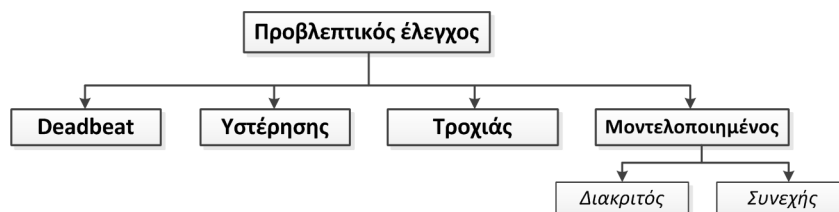
Πιν. 1.1 Παραδείγματα καρτών ψηφιακού ελέγχου [58].

DSP ² TMS320F2812	DSP TMS320C6713	dSpace ³ DS1104	dSpace DS1103	FPGA ⁴ XC3S400
150 MHz Fixed-point 150 MIPS	225 MHz Floating-point 1800 MIPS	350 MHz Floating-point 662 MIPS	150 MHz Floating-point 2500 MIPS	50 MHz Fixed-point -
				

1.3.1 Προβλεπτικός Έλεγχος

Ο προβλεπτικός έλεγχος αποτελείται από ένα μεγάλο εύρος ελεγκτών οι οποίοι έχουν βρει εφαρμογή στα ηλεκτρονικά ισχύος σχετικά πρόσφατα. Η κατηγοριοποίηση που προκύπτει για τις διαφορετικές τεχνικές του προβλεπτικού ελέγχου είναι αυτή που παρουσιάζεται στο Σχ. 1.10 [37]. Το βασικότερο χαρακτηριστικό γνώρισμα του προβλεπτικού ελέγχου είναι η χρήση του μοντέλου του συστήματος για την πρόβλεψη της μελλοντικής συμπεριφοράς των ελεγχόμενων παραμέτρων. Αυτή η πληροφορία χρησιμοποιείται από τον ελεγκτή ώστε να επιλέξει την διακοπτική εκείνη κατάσταση η οποία θα τον οδηγήσει στη βελτιστοποίηση του προκαθορισμένου κριτηρίου.

Το προκαθορισμένο αυτό κριτήριο βελτιστοποίησης στον προβλεπτικό έλεγχο βασισμένο στον έλεγχο υστέρησης (*hysteresis control*) είναι να παραμείνει η ελεγχόμενη μεταβλητή κατάστασης εντός της περιοχής υστέρησης που ορίζουν τα άνω και κάτω όρια, ενώ στον έλεγχο τροχιάς (*trajectory control*) οι ελεγχόμενες μεταβλητές ωθούνται να ακολουθήσουν μία προκαθορισμένη τροχιά. Στον μηδενορυθμικό έλεγχο (*deadbeat control*), η βέλτιστη επιλογή της διακοπτικής κατάστασης είναι αυτή που μηδενίζει το σφάλμα στην επόμενη χρονική στιγμή. Στον προβλεπτικό έλεγχο βασισμένο στο μοντέλο του συστήματος (*MPC*) το κριτήριο επιλογής της διακοπτικής κατάστασης ορίζεται ως μία συνάρτηση κόστους η οποία πρέπει να ελαχιστοποιηθεί.



Σχ. 1.10. Κατηγοριοποίηση των τεχνικών που χρησιμοποιούνται στον προβλεπτικό έλεγχο [37].

² <http://www.ti.com/>

³ <http://www.dspace.com/en/pub/start.cfm>

⁴ <http://www.xilinx.com/products/silicon-devices/fpga/index.htm>

Η διαφορά ανάμεσα στους παραπάνω τύπους ελέγχου είναι ότι στον *deadbeat* έλεγχο και στον συνεχή προβλεπτικό έλεγχο βασισμένο στο μοντέλο του συστήματος (*Continuous States MPC*) χρησιμοποιείται διαμορφωτής εύρους παλμών, ώστε να παραχθούν οι απαιτούμενοι παλμοί οδήγησης του διακόπτη, έχοντας ωστόσο σταθερή διακοπτική συχνότητα. Οι άλλοι τύποι ελέγχου δεν κάνουν χρήση του διαμορφωτή εύρους παλμών, καθώς οι παλμοί παράγονται απευθείας από την ψηφιακή έξοδο του μικροεπεξεργαστή εμφανίζοντας ωστόσο μεταβλητή διακοπτική συχνότητα. Το βασικότερο πλεονέκτημα του προβλεπτικού ελέγχου είναι η ευκολία στον τρόπο υλοποίησης της βασικής ιδέας του ελέγχου. Εξαρτώμενα από τον τύπο του προβλεπτικού ελέγχου, η υλοποίηση σε επίπεδο λογισμικού μπορεί να είναι επίσης εύκολη, όπως για παράδειγμα με τον *deadbeat* έλεγχο και τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο βασισμένο στο μοντέλο του συστήματος (*Finite States MPC*). Ωστόσο, κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες η υλοποίηση του προβλεπτικού ελέγχου μπορεί να είναι αρκετά πολύπλοκη.

Ο Πιν. 1.2 συγκεντρώνει τα βασικά χαρακτηριστικά του προβλεπτικού ελέγχου βασισμένου στο μοντέλο του συστήματος τόσο για το συνεχή όσο και για το διακριτό προβλεπτικό έλεγχο. Η βασική διαφοροποίηση ανάμεσα στα δύο είδη ελέγχου είναι η σταθερή διακοπτική συχνότητα για τον συνεχή, και η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα για τον διακριτό προβλεπτικό έλεγχο και κατά συνέπεια διαφοροποιούνται και στην απαίτηση για χρήση του διαμορφωτή εύρους παλμών, όπως αναφέρθηκε. Αυτό το χαρακτηριστικό του συνεχή μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου τον κάνει να υπερτερεί σημαντικά έναντι του διακριτού, και γι' αυτό κάθε προσπάθεια χρήσης του προβλεπτικού ελέγχου απαιτεί να διερευνηθεί και η δυνατότητα χρήσης του συνεχή προβλεπτικού ελέγχου αποφεύγοντας τις συνέπειες της μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας: δύσκολη υλοποίηση *EMI* φίλτρου, καταπόνηση των ημιαγωγών στοιχείων. Ακόμα, σημαντικό όφελος από τη χρήση του συνεχή προβλεπτικού ελέγχου είναι η μικρότερη υπολογιστική ισχύς που απαιτείται από τον μικροεπεξεργαστή εξαιτίας της συνδυασμένης χρήσης του αναλογικού και ψηφιακού συστήματος. Ωστόσο τα οφέλη από τη χρήση του συνεχή προβλεπτικού ελέγχου, αντισταθμίζονται εν μέρει από την αυξημένη πολυπλοκότητα του μοντέλου του συστήματος.

Πιν. 1.2 Χαρακτηριστικά μεθόδων προβλεπτικού ελέγχου βασισμένου στο μοντέλο του συστήματος.

Συνεχής προβλεπτικός έλεγχος	<ul style="list-style-type: none"> - Χρήση διαμορφωτή εύρους παλμών - Σταθερή διακοπτική συχνότητα - Ενσωμάτωση περιορισμών - Απαίτηση για υψηλή ακρίβεια - Μικρότερη υπολογιστική ισχύς
Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος	<ul style="list-style-type: none"> - Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα - Χαμηλή πολυπλοκότητα - Πρόβλεψη n-μελλοντικών καταστάσεων - Ενσωμάτωση περιορισμών

1.3.1.1 Βασικές αρχές του προβλεπτικού ελέγχου

Ανάμεσα στις ανώτερες τεχνικές ελέγχου, οι οποίες είναι περισσότερο ανεπτυγμένες από ένα τυπικό *PID* ελεγκτή, ο προβλεπτικός έλεγχος που βασίζεται στο μοντέλο του συστήματος είναι μία τεχνική που χρησιμοποιείται επιτυχώς σε βιομηχανικές εφαρμογές [59–61]. Παρότι η βασική ιδέα του προβλεπτικού ελέγχου αναπτύχθηκε τη δεκαετία του 1960 ως εφαρμογή βέλτιστων τεχνικών ελέγχου, η χρήση του στη βιομηχανία άρχισε στο τέλος της δεκαετίας του 1970 [62]. Από τότε, ο προβλεπτικός έλεγχος που βασίζεται στο μοντέλο του συστήματος χρησιμοποιήθηκε ευρύτατα στη χημική βιομηχανία, όπου οι σταθερές χρόνου του υπό έλεγχο συστήματος είναι αρκετά μεγάλες ώστε να υπάρχει ο απαραίτητος χρόνος για την εκτέλεση των υπολογισμών. Κάποιες εφαρμογές του προβλεπτικού ελέγχου στα ηλεκτρονικά ισχύος μπορούν να βρεθούν από τη δεκαετία του 1980 σε συστήματα μεγάλης ισχύος και μικρής διακοπτικής συχνότητας [63]. Η χρήση υψηλότερων τιμών διακοπτικής συχνότητας δεν ήταν δυνατή εκείνη την περίοδο εξαιτίας των απαιτούμενων υπολογισμών του ελέγχου. Ωστόσο με την ανάπτυξη ταχύτερων και μεγαλύτερης υπολογιστικής ισχύς μικροεπεξεργαστών, το ενδιαφέρον επέστρεψε πάλι στον προβλεπτικό έλεγχο την τελευταία δεκαετία. Ο προβλεπτικός έλεγχος περιλαμβάνει

μία μεγάλη ποικιλία τεχνικών ελέγχου, και όχι μόνο μία συγκεκριμένη κατηγορία [59]. Το κοινό χαρακτηριστικό ανάμεσα σε αυτές τις τεχνικές ελέγχου είναι ότι χρησιμοποιούν το μοντέλο του συστήματος ώστε να εκτιμήσουν τη μελλοντική συμπεριφορά των ελεγχόμενων μεταβλητών σε μία συγκεκριμένη χρονική περίοδο και να αποφασίσουν για τις απαιτούμενες ενέργειες ελαχιστοποιώντας τη συνάρτηση κόστους [36], [58–61], [64–76]. Αυτή η λογική στην οποία βασίζεται έχει σημαντικά πλεονεκτήματα:

- ❑ Η βασική ιδέα του ελέγχου μπορεί να είναι καινοτομική και εύκολα κατανοητή.
- ❑ Εφαρμόζεται εύκολα σε μία μεγάλη ποικιλία εφαρμογών.
- ❑ Λαμβάνει υπόψη πολλά κριτήρια ταυτόχρονα.
- ❑ Δεν είναι απαραίτητη η μεσολάβηση ουδέτερων χρονικών διαστημάτων ανάμεσα στις διακοπτικές καταστάσεις.
- ❑ Μπορεί να συμπεριληφθούν μη γραμμικότητες στο μοντέλο.
- ❑ Εύκολη διαχείριση των εκάστοτε περιορισμών.
- ❑ Εύκολη υλοποίηση.
- ❑ Τροποποιείται ανάλογα με τη συγκεκριμένη εφαρμογή.

Ωστόσο ένα από τα σημαντικότερα μειονεκτήματά του είναι ο μεγάλος αριθμός υπολογισμών που απαιτούνται συγκρινόμενος με τις κλασσικές τεχνικές ελέγχου. Ακόμη, η ποιότητα του μοντέλου επηρεάζει άμεσα την ποιότητα του αποτελέσματος του ελέγχου, καθώς επίσης αν οι παράμετροι του μοντέλου αλλάζουν με την πάροδο του χρόνου, θα πρέπει να ληφθεί υπόψη η εκτίμηση αυτής της μεταβολής εντός του ελέγχου. Τα βασικά βήματα στα οποία βασίζεται ο προβλεπτικός έλεγχος είναι:

- ❑ Η χρήση του μοντέλου του συστήματος για την εκτίμηση των τιμών των ελεγχόμενων μεταβλητών για ένα μελλοντικό χρονικό διάστημα.
- ❑ Η συνάρτηση κόστους με την οποία εκφράζεται η επιθυμητή συμπεριφορά του συστήματος.
- ❑ Η απόφαση για τη διακοπτική κατάσταση ελαχιστοποιώντας τη συνάρτηση κόστους.

Το μοντέλο του συστήματος που χρησιμοποιείται για την εκτίμηση των τιμών των μεταβλητών είναι ένα διακριτό μοντέλο και μπορεί να εκφραστεί ως ακολούθως σαν ένα σύστημα εξισώσεων κατάστασης:

$$\mathbf{x}(t_{k+1}) = A \cdot \mathbf{x}(t_k) + B \cdot \mathbf{u}(t_k) \quad (1.1)$$

$$\mathbf{y}(t_{k+1}) = C \cdot \mathbf{x}(t_k) + D \cdot \mathbf{u}(t_k) \quad (1.2)$$

Πρέπει να οριστεί μία συνάρτηση κόστους η οποία να αναπαριστά την επιθυμητή συμπεριφορά του συστήματος και μπορεί να έχει την ακόλουθη μορφή:

$$J = f(\mathbf{x}(t_k), \mathbf{u}(t_k), \dots, \mathbf{u}(t_{k+N})) \quad (1.3)$$

Ο προβλεπτικός έλεγχος αφορά ένα πρόβλημα ελαχιστοποίησης της συνάρτησης κόστους, J , για μία ορισμένη μελλοντική χρονική περίοδο που υπόκειται ωστόσο στο μοντέλο και στους περιορισμούς του συστήματος. Το αποτέλεσμα είναι μία αλληλουχία από N βέλτιστες διακοπτικές καταστάσεις. Ο ελεγκτής ωστόσο θα πραγματοποιήσει μόνο την πρώτη διακοπτική κατάσταση της αλληλουχίας αυτής, λύνοντας το πρόβλημα επανειλημμένως κάθε χρονική στιγμή, χρησιμοποιώντας τις νέες μετρούμενες τιμές και πραγματοποιώντας το σύνολο των υπολογισμών. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται με τον αγγλικό όρο *receding horizon*.

1.3.1.2 Ο προβλεπτικός έλεγχος στα ηλεκτρονικά ισχύος

Παρότι η θεωρία του προβλεπτικού ελέγχου αναπτύχθηκε τη δεκαετία του 1970, η εφαρμογή του στα ηλεκτρονικά ισχύος και στα συστήματα ηλεκτροκίνησης είναι περισσότερο πρόσφατη εξαιτίας των υψηλών χρόνων δειγματοληψίας που απαιτούνται σε αυτά τα συστήματα. Οι ταχύτατοι μικροεπεξεργαστές οι οποίοι είναι διαθέσιμοι την τελευταία δεκαετία έχουν οδηγήσει στην εύρεση νέων σχημάτων ελέγχου όπως ο προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος στο μοντέλο του συστήματος για τα ηλεκτρονικά ισχύος και τα συστήματα ηλεκτροκίνησης. Όπως ήδη αναφέρθηκε, ο προβλεπτικός έλεγχος περιλαμβάνει μία μεγάλη κατηγορία ελεγκτών και διαφορετικών υλοποιήσεων. Ένας ενδιαφέρον εναλλακτικός τύπος ελέγχου είναι η χρήση του γενικευμένου προβλεπτικού ελέγχου (*GPC – Generalized*

Predictive Control), ο οποίος επιτρέπει να προκύψει η λύση του συστήματος αναλυτικά, όταν το σύστημα είναι γραμμικό και δεν υπάρχουν περιορισμοί, παρέχοντας έναν αυστηρά καθορισμένο κανόνα ελέγχου ο οποίος μπορεί εύκολα να υλοποιηθεί [77], [78]. Αυτό το είδος ελέγχου έχει χρησιμοποιηθεί σε πολλούς μετατροπείς ισχύος [79–81] και συστήματα ηλεκτροκίνησης [82–84].

Προκειμένου να είναι εφικτή η υλοποίηση του προβλεπτικού ελέγχου επί πραγματικού συστήματος, λαμβάνοντας υπόψη τον ελάχιστο διαθέσιμο χρόνο για υπολογισμούς, προτάθηκε στη βιβλιογραφία να μεταφερθεί ο όγκος των υπολογισμών για τη βελτιστοποίηση του προβλήματος σε μη πραγματικό χρόνο ονομάζοντας τη λειτουργία αυτή σαν *explicit MPC*. Το πρόβλημα βελτιστοποίησης λύνεται σε μη πραγματικό χρόνο θεωρώντας το μοντέλο του συστήματος, τους περιορισμούς και τη συνάρτηση κόστους, οδηγώντας σε ένα πίνακα αναφοράς σαν συνάρτηση των τιμών των μεταβλητών του συστήματος. Αυτό το είδος του ελέγχου εφαρμόστηκε σε μετατροπείς ισχύος, όπως DC-DC μετατροπείς και τριφασικούς αντιστροφείς [85], [86] και στον έλεγχο μηχανών μονίμων μαγνητών [87]. Τα περισσότερα σχήματα ελέγχου βασισμένα στον *GPC* και στον *explicit MPC* λαμβάνουν υπόψη τους το μέσο μοντέλο του συστήματος σαν ένα γραμμικό σύστημα χρησιμοποιώντας διαμορφωτή εύρους παλμών. Αυτή η προσέγγιση απλοποιεί τη διαδικασία βελτιστοποίησης και επιτρέπει τον υπολογισμό της συνάρτησης κόστους αποφεύγοντας την ανάγκη για πρόσθετους υπολογισμούς σε πραγματικό χρόνο. Ωστόσο, η απλοποίηση αυτή δεν λαμβάνει υπόψη της τη διακριτή φύση των μετατροπέων ισχύος. Συμπεριλαμβάνοντας τη διακριτή φύση των μετατροπέων ισχύος, είναι πιθανό να απλοποιηθεί η διαδικασία βελτιστοποίησης, επιτρέποντας την υλοποίηση σε πραγματικό χρόνο. Θεωρώντας τον διακριτό αριθμό των διακοπτικών καταστάσεων, και τους ταχύτερους μικροεπεξεργαστές, ο υπολογισμός της κατάλληλης διακοπτικής αλληλουχίας είναι εφικτός. Αυτή η θεώρηση επιτρέπει περισσότερη ευελιξία και απλότητα στο σχήμα ελέγχου. Καθώς οι διακοπτικές καταστάσεις των μετατροπέων ισχύος επιτρέπουν την ύπαρξη διακριτού αριθμού ενεργειών, αυτή η προσέγγιση ονομάζεται στη βιβλιογραφία σαν *finite control set MPC*.

Η συνάρτηση κόστους διαφοροποιείται ανάλογα με τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Η πιο συνηθισμένη συνάρτηση που ορίζεται είναι η μέτρηση του σφάλματος ανάμεσα στην επιθυμητή τιμή για μία μεταβλητή και τις διαφορετικές εκτιμήσεις (προβλέψεις) της ανάλογα με την επιλεχθείσα διακοπτική κατάσταση. Ωστόσο, ένα από τα πλεονεκτήματα των τεχνικών του προβλεπτικού ελέγχου είναι η δυνατότητα της ενσωμάτωσης διαφορετικών μεταβλητών και περιορισμών στη συνάρτηση κόστους. Προκειμένου να είναι δυνατή η σύγκριση ανάμεσα στα διαφορετικά μεγέθη των ελεγχόμενων μεταβλητών, κάθε όρος στη συνάρτηση κόστους πολλαπλασιάζεται με ένα συντελεστή βάρους (*weighting factor*) ο οποίος χρησιμοποιείται για τον καθορισμό της σημαντικότητας της κάθε μεταβλητής. Όταν κατασκευάζεται ένα μοντέλο για την εκτίμηση των παραμέτρων του συστήματος, οι ελεγχόμενες μεταβλητές πρέπει να αποτελέσουν μέρος μίας διακριτής ως προς το χρόνο συνάρτησης. Είναι επίσης σημαντικό να οριστούν μεταβλητές οι οποίες είναι μετρήσιμες και άλλες οι οποίες δεν δύναται να μετρηθούν, επειδή σε κάποιες περιπτώσεις αυτές οι μεταβλητές που δεν μετρούνται πρέπει να εκτιμηθούν.

Το διακριτό μοντέλο του συστήματος μπορεί να προκύψει χρησιμοποιώντας κάποιες τεχνικές διακριτοποίησης. Για συστήματα πρώτου βαθμού είναι δόκιμο χάριν της ευκολίας να προσεγγισθούν οι παράγωγοι χρησιμοποιώντας τη μέθοδο του *Euler*

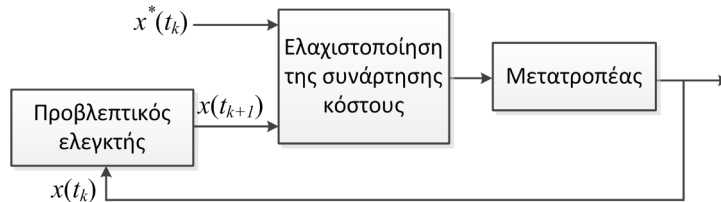
$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(t_{k+1}) - x(t_k)}{T_s} \quad (1.4)$$

όπου T_s είναι ο χρόνος δειγματοληψίας. Ωστόσο, όταν το σύστημα υψηλότερου βαθμού, το μοντέλο που προκύπτει από τη μέθοδο *Euler* δεν είναι ικανοποιητικό επειδή το σφάλμα που προκύπτει είναι σημαντικό. Για αυτά τα συστήματα χρησιμοποιούνται άλλες τεχνικές που δεν εντάσσονται στο αντικείμενο της παρούσης μελέτης.

Όταν υλοποιείται ο προβλεπτικός έλεγχος τα ακόλουθα σημεία πρέπει να ληφθούν υπόψη:

- ❑ Πρόβλεψη της συμπεριφοράς των ελεγχόμενων μεταβλητών για όλες τις διακοπτικές καταστάσεις.
- ❑ Υπολογισμός της συνάρτησης κόστους για κάθε μία διακοπτική κατάσταση.
- ❑ Επιλογή της διακοπτικής κατάστασης εκείνης που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους.

Η υλοποίηση των μοντέλων του προβλεπτικού ελέγχου και γενικά η στρατηγική του προβλεπτικού ελέγχου μπορεί να αντιμετωπίσει ακόμη και προβλήματα που οφείλονται στον τύπο του μικροεπεξεργαστή που χρησιμοποιείται. Όταν η υλοποίηση γίνεται χρησιμοποιώντας ένα *fixed-point* μικροεπεξεργαστή, ειδική φροντίδα πρέπει να ληφθεί υπόψη ώστε να αναπαρασταθούν οι μεταβλητές του συστήματος με τη μέγιστη δυνατή ακρίβεια. Από την άλλη μεριά, όταν η υλοποίηση γίνεται σε *floating-point* μικροεπεξεργαστή, μπορεί να χρησιμοποιηθεί το ίδιο μοντέλο και στην προσομοίωση και στην πραγματική υλοποίηση στο εργαστήριο. Ο αριθμός των υπολογισμών μπορεί να είναι σημαντικός, λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητας του συστήματος, και να περιορίσει τον ελάχιστο δυνατό χρόνο δειγματοληψίας. Για να πραγματοποιηθεί η επιλογή της διακοπτικής κατάστασης η οποία ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους, όλες οι πιθανές διακοπτικές καταστάσεις πρέπει να εξεταστούν και η βέλτιστη να είναι εκείνη που θα εφαρμοστεί στο πραγματικό σύστημα.



Σχ. 1.11. Γενικευμένο σχήμα ελέγχου [58].

Στο Σχ. 1.11 παρουσιάζεται ένα σχήμα ελέγχου για τον προβλεπτικό έλεγχο που εφαρμόζεται στους μετατροπείς ισχύος και στα συστήματα ηλεκτροκίνησης. Σε αυτό το σχήμα οι μετρούμενες μεταβλητές, $x(t_k)$, χρησιμοποιούνται ώστε να προκύψουν οι εκτιμώμενες τιμές των ελεγχόμενων μεταβλητών, $x(t_{k+1})$, για την επόμενη χρονική στιγμή, για κάθε μία μεταβλητή του συστήματος αλλά και διακοπτική κατάσταση. Αυτές οι τιμές χρησιμοποιούνται στη συνάρτηση κόστους και συγκρίνονται με τις επιθυμητές τιμές αναφοράς, $x^*(t_k)$, ώστε να επιλεγεί τελικά η βέλτιστη διακοπτική κατάσταση.

1.4 Κίνητρα και Στόχοι

Η παρούσα διατριβή ασχολείται με τα δύο βασικά συστήματα που απαρτίζουν τους μετατροπείς που χρησιμοποιούνται σε διατάξεις εφαρμογών ΑΠΕ. Αυτά είναι οι DC-DC μετατροπείς και ο DC-AC αντιστροφέας τάσης για τη διασύνδεση με το δίκτυο. Βασικό κίνητρο για τη διερεύνηση αυτών είναι η συνεχώς αυξανόμενη διείσδυση των ΑΠΕ και το ολοένα μειούμενο κόστος τους, όπως αυτό των Φ/Β συστημάτων, που δημιουργεί τις προϋποθέσεις και την ανάγκη της μείωσης του κόστους και των μετατροπέων. Οι μετατροπείς αποκτούν σημαντικό ρόλο στη διασφάλιση της παραγωγής της μέγιστης δυνατής ενέργειας τηρώντας παράλληλα τα διεθνή πρότυπα και γίνονται ένας σημαντικός παράγοντας για την ενσωμάτωση ΑΠΕ σε κάθε εφαρμογή.

Ειδικότερα, η γρήγορη ενσωμάτωση των Φ/Β πλαισίων σχεδόν σε κάθε τεχνολογικό επίτευγμα που επικαλείται τη συνεισφορά του ως προς το περιβάλλον καταναλώνοντας «καθαρή» ενέργεια», όπως συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, καθιστά τη γρήγορη δυναμική συμπεριφορά και τον ακριβή έλεγχο των Φ/Β συστημάτων ως μία αναγκαιότητα. Η συνεισφορά στη βελτίωση της απόδοσης του συνολικού συστήματος είναι αξιοσημείωτη απαιτώντας σημαντικά μικρότερη κατανάλωση συμβατικών πηγών ενέργειας. Η γρήγορη και εύρωστη ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος είναι ουσιαστικής σημασίας στη λειτουργία ενός Φ/Β συστήματος ώστε να δύναται να εκμεταλλευτεί ο ελεγκτής στο έπακρο τη διαθέσιμη ηλιακή ενέργεια. Παράλληλα με το συνεχώς αυξανόμενο ενδιαφέρον για τα Φ/Β συστήματα, τα τεχνολογικά επιτεύγματα στον τομέα των ψηφιακών επεξεργαστών ενθαρρύνουν την υλοποίηση ψηφιακών τεχνικών ελέγχου σε αντίθεση με τις συμβατικές αναλογικές μεθόδους. Ο συνδυασμός των ανιχνευτών του σημείου μέγιστης ισχύος με τις ψηφιακές τεχνικές ελέγχου απαλείφει δυσκολίες στον έλεγχο και οδηγεί στη συνολική βελτίωση της επίδοσης του συστήματος.

Επιπροσθέτως, καθώς η διείσδυση των ΑΠΕ συνεχώς αυξάνεται, οι αυστηρότερες απαιτήσεις των διεθνών προτύπων και η ανάγκη για αύξηση της απόδοσης οδηγεί στην ανάπτυξη νέων καινοτόμων τοπολογιών αντιστροφών και ανώτερων τεχνικών ελέγχου. Χάριν σε αυτήν την προσπάθεια, οι διατάξεις πολυεπίπεδων αντιστροφών έχουν ήδη ενσωματωθεί σε εμπορικά προϊόντα. Πρόσθετες βελτιώσεις στις τεχνικές ελέγχου θα προκύψουν από την εφαρμογή περισσότερο πολύπλοκων τοπολογιών. Σημαντική προσπάθεια έχει αφιερωθεί στις τοπολογίες αλληλένδετων Η-γεφυρών με πολλές αναφορές στη βιβλιογραφία. Βελτιώνοντας ωστόσο τις δυσκολίες που προκύπτουν στην υλοποίηση ελεγκτών για πολύπλοκες τοπολογίες, όπως αυτή των αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC σκέλη, η σημαντικότητα μίας προηγμένης τεχνικής ελέγχου συγκρινόμενη με τις συμβατικές γίνεται αυταπόδεικτη.

Εκτός από την ανάγκη για υψηλότερη απόδοση και ποιότητα ισχύος, που ικανοποιείται έμφυτα από τους πολυεπίπεδους αντιστροφείς, οι εφαρμογές ΑΠΕ απαιτούν επίσης την παροχή ισχύος στο δίκτυο από πολλές ανεξάρτητες πηγές ισχύος, γι' αυτό ένα πρώην μειονέκτημα των πολυεπίπεδων αντιστροφών γίνεται τώρα ένα πλεονέκτημα. Ο ανεξάρτητος έλεγχος των DC τάσεων και η εξισορρόπηση των τάσεων των επιμέρους πυκνωτών, καθώς επίσης η απαίτηση για μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, είναι κάποια από τα σημεία κλειδιά που πρέπει να επιτευχθούν. Ο προβλεπτικός έλεγχος ανακλύπει σε αυτές τις περιπτώσεις ως μία χρήσιμη και πλεονεκτική επιλογή ξεπερνώντας τις δυσκολίες εμπλέκοντας κατάλληλα περιορισμούς στη συνάρτηση κόστους που πρέπει να ελαχιστοποιηθεί.

Επιπλέον, η χρήση των μετατροπέων στα συστήματα ΑΠΕ απαιτεί ιδιαίτερη φροντίδα και μέριμνα που στις κλασσικές εφαρμογές χρησιμοποίησής τους δεν ήταν αναγκαία. Για παράδειγμα, οι Φ/Β διατάξεις εμφανίζουν υψηλή παράσιτη χωρητικότητα ως προς τη γη (συνήθως μερικές εκατοντάδες nF ανά kW ισχύος). Το γεγονός αυτό απαιτεί τροποποιήσεις στις τοπολογίες ώστε να περιοριστεί το ρεύμα διαρροής. Αυτός είναι ένας ουσιαστικός παράγοντας που καθιστά αναγκαία την ανάπτυξη νέων τοπολογιών. Οι συνήθεις εμπορικοί μετατροπείς εμφανίζουν τάση απομόνωσης της τάξεως των 1000 V. Γι' αυτό το λόγο για τους υψηλότερης ισχύος αντιστροφείς το ρεύμα είναι αρκετά μεγάλο. Για την ικανοποίηση των προτύπων που αφορούν την αρμονική παραμόρφωση κρίνεται αναγκαία η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας με ότι αυτό συνεπάγεται (αυξημένες απώλειες, αυξημένο κόστος διακοπών, αυξημένα συστήματα ψύξης κτλ).

Οι βασικοί στόχοι της διατριβής βασισμένοι στα κίνητρα που αναφέρονται είναι οι ακόλουθοι:

- Η σχεδίαση μίας νέας τοπολογίας πολυεπίπεδου αντιστροφέα τάσης ικανοποιώντας τις νέες ανάγκες που ανακλύπτουν στα συστήματα ΑΠΕ.
- Ο ανεξάρτητος έλεγχος των διαφορετικών βαθμίδων των πολυεπίπεδων αντιστροφών με αλληλένδετες βαθμίδες.
- Η ρύθμιση του συντελεστή ισχύος και η μείωση του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος δικτύου.
- Η γρήγορη απόκριση των DC-DC μετατροπών σε εξωτερικές επιδράσεις ή απότομες μεταβολές των αναφορών εισόδου.
- Η συνδυασμένη εφαρμογή αναλογικού και ψηφιακού ελέγχου σε συμβατικούς μικροεπεξεργαστές.

1.5 Δομή της Διατριβής

Το κείμενο της διατριβής περιλαμβάνει συνολικά οχτώ κεφάλαια στα οποία διευθετούνται και προσεγγίζονται οι στόχοι που τέθηκαν. Αρχικά, το *πρώτο κεφάλαιο* αποτελεί την εισαγωγή της διατριβής όπου εξηγούνται τα ερευνητικά κίνητρα και σκιαγραφούνται οι βασικοί στόχοι. Γίνεται συνοπτική περιγραφή των συστημάτων που απαρτίζουν ένα σύστημα ΑΠΕ καθώς επίσης προβάλλεται η ανάγκη για αλλαγή στις παρούσες τοπολογίες αλλά και τεχνικές ελέγχου που παραδοσιακά χρησιμοποιούνται.

Το *δεύτερο κεφάλαιο* ασχολείται με τον ψηφιακό έλεγχο σε DC-DC μετατροπείς. Ο συνδυασμός της χρήσης ψηφιακού και αναλογικού ελέγχου επιτρέπει την αξιοποίηση συμβατικών μικροεπεξεργαστών ακόμα και σε απαιτητικές τεχνικές ελέγχου ως προς τους υπολογιστικούς πόρους. Στην παρούσα διατριβή επιλέγεται γι' αυτό το λόγο ένας συμβατικός μικροεπεξεργαστής που δύναται να λειτουργήσει και αυτόνομα υπό τη χρήση *fixed point* λογικής. Αναλύεται η τεχνική του συνεχή και διακριτού προβλεπτικού ελεγκτή καθώς και αυτή της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας.

Η χρήση ενός γρήγορου ελεγκτή δεν επηρεάζεται από τους περιορισμούς που τίθενται από τις ενσωματωμένες τεχνικές όπως αυτές για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος σε συστήματα Φ/Β διατάξεων, και επιτρέπει τη συνδυασμένη εφαρμογή των πιο απλοποιημένων τεχνικών ακόμα και σε απαιτητικές εφαρμογές. Γι' αυτό το λόγο, στο *τρίτο κεφάλαιο* διερευνάται η ενσωμάτωση των ψηφιακών τεχνικών σε ένα σύστημα ελέγχου Φ/Β διάταξης. Αναπτύσσεται το σχήμα ελέγχου του προβλεπτικού ελεγκτή που δύναται να αποκριθεί με ακρίβεια ακόμα και στην περίπτωση ακραίων μεταβατικών φαινομένων και διερευνώνται εναλλακτικές στρατηγικές ελέγχου περιορισμού της χρήσης αναλογικών – ολοκληρωτικών ελεγκτών.

Στο *τέταρτο κεφάλαιο* διερευνάται η χρήση μία νέας τοπολογίας πολυεπίπεδου αντιστροφέα τάσης. Προτείνεται ο πολυεπίπεδος αντιστροφέα τάσης αλληλένδετων βαθμίδων πλήρων γεφυρών με σκέλη περιορισμού ουδετέρου σημείου και αναπτύσσεται ο κατάλληλος προβλεπτικός ελεγκτής για τη ρύθμιση του ρεύματος δικτύου αλλά και για τον ανεξάρτητο έλεγχο των DC τάσεων των βαθμίδων. Για λόγους σύγκρισης, αναπτύσσεται και ένα σχήμα ελέγχου μέσω αναλογικών - ολοκληρωτικών ελεγκτών υιοθετώντας την προσέγγιση της στρατηγικής του ελέγχου των συμβατικών Η-γεφυρών.

Στο *πέμπτο κεφάλαιο* εξετάζεται η χρησιμοποίηση των ευρημάτων του προηγούμενου κεφαλαίου σε εφαρμογές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας. Θέματα που διερευνώνται είναι η ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος σε Φ/Β διατάξεις, η ρύθμιση του συντελεστή ισχύος, η εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών του κάθε ζυγού, καθώς και επίσης λαμβάνεται μέριμνα για την απαλοιφή της συνιστώσας διπλάσιας συχνότητας που εμφανίζεται στην τάση των DC ζυγών.

Για την πειραματική επιβεβαίωση της θεωρητικής ανάλυσης που προηγείται αναπτύσσεται μία πρότυπη πειραματική διάταξη γενικού σκοπού στο *έκτο κεφάλαιο*. Πρόκειται για μία διάταξη ελέγχου που περιλαμβάνει δύο πλήρεις τριφασικές γέφυρες σε back-to-back σύνδεση. Στο κεφάλαιο αυτό αναλύεται τόσο η μονάδα ελέγχου με την παρουσίαση της σχεδίασης των επιμέρους συστημάτων (ψηφιακός επεξεργαστής, βελτίωση της κατάστασης του σήματος, παλμοί οδήγησης, όσο και η μονάδα ισχύος με την ανάλυση των μέσων προστασίας. Τέλος, ακολουθεί μία συνοπτική περιγραφή των σημείων διαπαφής με το χρήστη.

Στο *έβδομο κεφάλαιο* παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των μοντέλων αναπαράστασης αλλά των πειραμάτων που διεξάγονται για την πειραματική επιβεβαίωση των θεωρητικών ευρημάτων, καθώς επίσης αναλύονται τα βασικά χαρακτηριστικά της Φ/Β συστοιχίας που χρησιμοποιείται. Το ενδιαφέρον όσον αφορά τους DC-DC μετατροπείς επικεντρώνεται στην ταχύτητα απόκρισής τους σε ακραίες μεταβολές ηλιοφάνειας, ενώ για τις διατάξεις των πολυεπίπεδων στην επίτευξη του ανεξάρτητου ελέγχου των DC τάσεων και τη συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου.

Το *όγδοο κεφάλαιο* περιλαμβάνει τα βασικά συμπεράσματα της διατριβής, συνοψίζονται οι στόχοι που επιτυγχάνονται και τα βασικά ευρήματα που οδηγούν στην προαγωγή της επιστήμης. Τέλος, περιγράφονται κάποια ζητήματα που χρήζουν διερεύνησης για μελλοντική έρευνα.

ΨΗΦΙΑΚΟΣ ΈΛΕΓΧΟΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ

Ο αναλογικός έλεγχος του ρεύματος εφαρμόζεται σε ένα μεγάλο εύρος συστημάτων, και σχεδόν κατά αποκλειστικότητα σε DC-DC μετατροπείς. Η πάγια τακτική σε αυτούς τους μετατροπείς είναι η σύγκριση του ρεύματος κοιλιάδας ή αιχμής με το σήμα αναφοράς. Ο έλεγχος του ρεύματος αιχμής επιτρέπει την ταχεία προστασία από ρεύματα σφαλμάτων, ενώ ο έλεγχος του ρεύματος κοιλιάδας επιτρέπει την οριακή λειτουργία ανάμεσα στη συνεχή και ασυνεχή κατάσταση. Επιπλέον, ο έλεγχος του μέσου ρεύματος επιτρέπει τη λειτουργία υπό σταθερή διακοπτική συχνότητα και περιορισμένη αρμονική παραμόρφωση. Ο ψηφιακός έλεγχος προσφέρει συγκριτικά πλεονεκτήματα όπως χαμηλή ευαισθησία στη μεταβολή των τιμών των παραμέτρων του κυκλώματος και τη δυνατότητα της βελτίωσης της επίδοσης χρησιμοποιώντας περισσότερο εξελιγμένες τεχνικές ελέγχου [76], [88].

Στον αναλογικό έλεγχο του ρεύματος, το ρεύμα του πηνίου παρακολουθείται συνεχώς και οι παλμοί ελέγχου των ημιαγωγικών στοιχείων παράγονται από τη σύγκριση του σήματος αναφοράς με το σήμα ελέγχου το οποίο είναι ανάλογο της μετρημένης τιμής του ρεύματος. Εξαιτίας ότι το ρεύμα του πηνίου έχει μία ραγδαία μεταβαλλόμενη κυματομορφή σε συχνότητες της τάξεως των kHz ή MHz, η υλοποίηση ενός αναλογικού ελεγκτή μέσω μίας ψηφιακής πλατφόρμας ή επεξεργαστή δεν είναι εύκολη διαδικασία. Η ανάγκη για γρήγορη μετατροπή του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό μέσω A/D μετατροπέα ώστε να είναι διαθέσιμα πολλαπλά δείγματα του ρεύματος ανά διακοπτική περίοδο, καθώς και η ανάγκη για μεγάλη υπολογιστική ισχύ, αυξάνουν δυσανάλογα τις απαιτήσεις από τον ψηφιακό επεξεργαστή.

Οι ψηφιακοί επεξεργαστές (DSPs) συνήθως συνδυάζουν αναλογικά και ψηφιακά κυκλώματα. Διαθέτουν εκτός από την ψηφιακή μονάδα επεξεργασίας ξεχωριστά κυκλώματα που πραγματοποιούν αναλογικές διεργασίες όπως διαμορφωτές εύρους παλμών (PWMs), A/D μετατροπείς κτλ. Η δειγματοληψία και η επεξεργασία προκαλούν σημαντική καθυστέρηση η οποία μπορεί να επιβαρύνει τη συνολική επίδοση του ελεγκτή, ειδικά σε συστήματα που απαιτούνται υψηλές συχνότητες λειτουργίας. Ο προβλεπτικός έλεγχος μπορεί σε αυτήν την περίπτωση να φανεί σημαντικά χρήσιμος. Σε μία διακοπτική περίοδο, οι μετρήσεις των σημάτων, όπως των ρευμάτων ή των τάσεων, χρησιμοποιούνται στις εξισώσεις κατάστασης του συστήματος ώστε να υπολογισθεί είτε η κατάσταση του διακοπτικού στοιχείου είτε η διάρκεια αγωγής του κατά την επόμενη διακοπτική περίοδο, η οποία τείνει να μηδενίσει την απόκλιση από το επιθυμητό ρεύμα ή τάση.

Στον παρόν κεφάλαιο και στις επόμενες ενότητες αναλύονται πέντε ψηφιακές τεχνικές ελέγχου. Αρχικά, αναπτύσσεται ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος, *FS-MPC*, ο οποίος διακρίνεται για την γρήγορη απόκρισή του, αλλά και για την μεταβλητή διακοπτική συχνότητα που αυτός διαμορφώνει. Εξαιτίας της μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας, εναλλακτικές τεχνικές ελέγχου εξετάζονται χρησιμοποιώντας διαμορφωτή εύρους παλμών μειώνοντας με αυτόν τον τρόπο και την ανάγκη για αυξημένη υπολογιστική ισχύ, εκτός της επίτευξης της σταθερής διακοπτικής συχνότητας που αποτελεί σημαντικό πλεονέκτημα όταν απευθύνεται η χρήση σε εμπορικούς μετατροπείς. Επιπλέον, παρουσιάζεται ένας ελεγκτής που βασίζεται στην τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας, μία τεχνική η οποία όταν εφαρμόζεται κατάλληλα μπορεί να είναι σημαντικά αποδοτικότερη από άλλες παρόμοιου

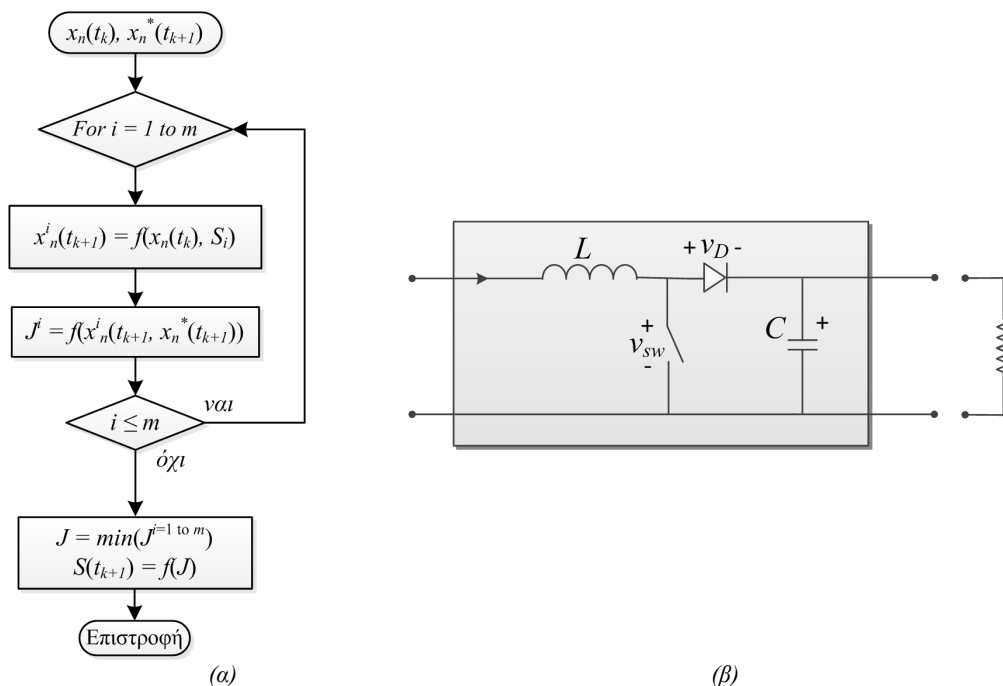
τύπου. Ωστόσο, η χρήση της απαιτεί μέριμνα όσον αφορά τη μεταβλητή διακοπτική συχνότητα που τελικά επιτυγχάνεται καθώς και τη διερεύνηση θεμάτων αστάθειας.

2.1 Προβλεπτικός Έλεγχος

Ο προβλεπτικό έλεγχος διακρίνεται σε δύο βασικές κατηγορίες. Η μία αφορά τον μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο, όπου γίνεται χρήση των διακριτών εξισώσεων κατάστασης του συστήματος, ενώ η δεύτερη κατηγορία εμπλέκει τη σχετική διάρκεια αγωγής υπό σταθερή διακοπτική συχνότητα. Στην τελευταία περίπτωση, χαρακτηριστικές για την επίδοσή τους μέθοδοι ελέγχου είναι ο έλεγχος του ρεύματος κοιλάδας (Valley), αιχμής (Peak) καθώς και του μέσου ρεύματος (Average). Μέσω αυτών των τεχνικών ελέγχου είναι δυνατή η εκμετάλλευση των δυνατοτήτων ακόμα και συμβατικών καρτών ελέγχου.

2.1.1 Διακριτός προβλεπτικός έλεγχος (FS-MPC)

Η βασική ιδέα του προβλεπτικού ελέγχου βασίζεται στο γεγονός της πρόβλεψης της μελλοντικής συμπεριφοράς των ελεγχόμενων μεταβλητών χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις κατάστασης του υπό εξέταση συστήματος. Το κριτήριο που καθορίζει την απόφαση της επόμενης διακοπτικής κατάστασης εκφράζεται σαν μία συνάρτηση κόστους που πρέπει να ελαχιστοποιηθεί. Στο Σχ. 2.1 απεικονίζεται το διάγραμμα ροής της βασικής ιδέας της τεχνικής του προβλεπτικού ελέγχου. Στην αρχή της χρονικής στιγμής της δειγματοληψίας, t_k , οι τιμές των ελεγχόμενων μεταβλητών κατάστασης, x , και η είσοδος αναφοράς, x^* , διαμορφώνονται ως είσοδοι στον ελεγκτή. Η μεταβλητή m συμβολίζει το συνολικό αριθμό των διακοπτικών καταστάσεων του ημιαγωγού στοιχείου ή το συνολικό αριθμό των επιτρεπτών τιμών για τη σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle). Κατά τη διάρκεια μίας περιόδου δειγματοληψίας, υπολογίζονται οι διακριτές τιμές της συνάρτησης κόστους, J , και ακολούθως επιλέγεται αυτή η διακοπτική κατάσταση, S , που την ελαχιστοποιεί.



Σχ. 2.1. Διάγραμμα ροής του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου.

Για την υλοποίηση του FS-MPC απαιτείται η ακριβής γνώση των παραμέτρων του DC-DC μετατροπέα, και στην παρούσα ανάλυση του DC-DC μετατροπέα ανύψωσης. Η μελλοντική κατάσταση του ρεύματος πηνίου τη χρονική στιγμή t_{k+1} μπορεί να υπολογισθεί σαν συνάρτηση της τιμής του ρεύματος του πηνίου την προηγούμενη χρονική στιγμή t_k και όλων των πιθανών διακοπτικών καταστάσεων για τη μελλοντική χρονική στιγμή, $u(t_{k+1})$. Οι εξισώσεις κατάστασης λαμβάνοντας υπόψη την κατάσταση αγωγής του διακόπτη, προκύπτουν ως ακολούθως.

Όταν το ημιαγωγικό στοιχείο θεωρείται ότι δεν άγει, η λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης μπορεί να περιγραφεί από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \cdot v_i(t) - \frac{1}{L} \cdot v_o(t), \quad (2.1)$$

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_L(t) - \frac{1}{R \cdot C} \cdot v_o(t). \quad (2.2)$$

Ενώ όταν το ημιαγωγικό στοιχείο θεωρείται ότι άγει τότε αυτές διαμορφώνονται ως εξής:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \cdot v_i(t), \quad (2.3)$$

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot v_o(t), \quad (2.4)$$

όπου το i_L συμβολίζει το ρεύμα του πηνίου, ενώ τα v_o και v_i συμβολίζουν την τάση εισόδου και την τάση εξόδου του μετατροπέα, αντίστοιχα. Το σύστημα εξισώσεων κατάστασης που προκύπτει από τις παραπάνω εξισώσεις λαμβάνει την ακόλουθη μορφή:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_o(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{u'(t_{k+1})}{L} \\ \frac{u'(t_{k+1})}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i(t). \quad (2.5)$$

Οι διακριτές εξισώσεις κατάστασης που προκύπτουν από τη διακριτοποίηση των εξισώσεων (2.1) - (2.4) κατά το θεώρημα *Euler*, θεωρώντας το χρόνο δειγματοληψίας του συστήματος ως T_s , είναι οι ακόλουθες (2.6) - (2.9) αντίστοιχα:

$$i_L[t_{k+1}] = i_L(t_k) + \frac{T_s}{L} \cdot v_i(t_k) \quad (2.6)$$

$$v_o[t_{k+1}] = \frac{T_s}{C} \cdot i_L(t_k) + \left(1 - \frac{T_s}{R \cdot C}\right) \cdot v_o(t_k), \quad (2.7)$$

$$i_L[t_{k+1}] = i_L(t_k) + \frac{T_s}{L} \cdot (v_i(t_k) - v_o(t_k)), \quad (2.8)$$

$$v_o[t_{k+1}] = \left(1 - \frac{T_s}{R \cdot C}\right) \cdot v_o(t_k). \quad (2.9)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (2.6) - (2.9) και εμπλέκοντας την κατάσταση του διακόπτη, αυτές μπορούν να γραφούν στην ακόλουθη μορφή:

$$i_L[t_{k+1}] = i_L(t_k) + \frac{T_s}{L} \cdot (v_i(t_k) - u'(t_{k+1}) \cdot v_o(t_k)) \quad (2.10)$$

$$v_o[t_{k+1}] = (u'(t_{k+1}) \cdot \frac{T_s}{C} \cdot i_L(t_k) + \left(1 - \frac{T_s}{R \cdot C}\right) \cdot v_o(t_k)), \quad (2.11)$$

όπου ο συμβολισμός $u' = 1 - u$ υιοθετείται για τη διακοπτική κατάσταση, με το u να ισούται με τη μονάδα όταν ο διακόπτης είναι κλειστός και με το μηδέν όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός. Ακόμη, όταν η χρονική στιγμή t_k είναι εντός αγκυλών υποδηλώνεται ότι η τιμή της συγκεκριμένης παραμέτρου εκτιμάται για τη συγκεκριμένη χρονική στιγμή, ενώ η χρήση παρενθέσεων υποδηλώνει ότι η τιμή της μετράται τη συγκεκριμένη χρονική στιγμή. Οι εξισώσεις (2.10) και (2.11) μπορούν να πάρουν την ακόλουθη μορφή συστήματος εξισώσεων κατάστασης:

$$\begin{bmatrix} i_L[t_{k+1}] \\ v_o[t_{k+1}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -u'(t_{k+1}) \cdot \frac{T_s}{L} \\ u'(t_{k+1}) \cdot \frac{T_s}{C} & 1 - \frac{T_s}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t_k) \\ v_o(t_k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i(t_k). \quad (2.12)$$

Στην εξίσωση (2.10) μπορούν ακόμη να ενσωματωθούν η επίδραση της παρασιτικής αντίστασης του πηνίου, R_L , καθώς και η πτώση τάσης πάνω στη δίοδο, V_D , και στο ημιαγωγικό στοιχείο, V_{SW} , όταν αυτά άγουν αυξάνοντας σημαντικά την ακρίβεια του μοντέλου, καθώς και τις αποφάσεις που καλείται ο ελεγκτής να πάρει ακολούθως.

$$i_L[t_{k+1}] = \begin{cases} i_L(t_k) + \frac{T_s}{L} \cdot (v_i(t_k) - R_L \cdot i_L(t_k) - V_D - v_o(t_k)) & u = 1 \\ i_L(t_k) + \frac{T_s}{L} \cdot (v_i(t_k) - R_L \cdot i_L(t_k) - V_{SW}) & u = 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

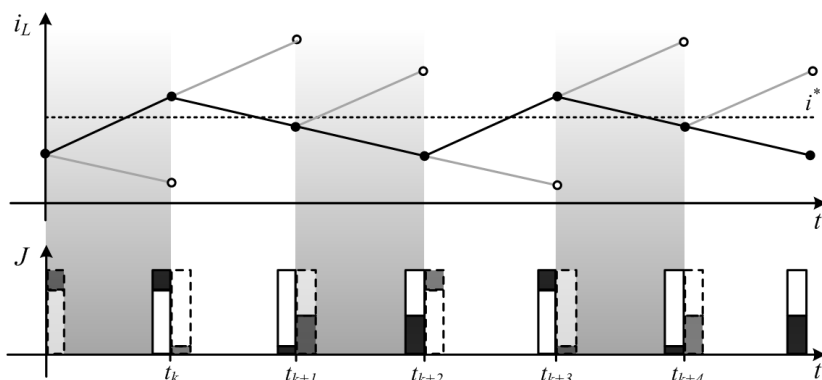
Η συμπεριφορά των ελεγχόμενων παραμέτρων i_L και v_o μπορεί να εκτιμηθεί για την επόμενη χρονική στιγμή, t_{k+1} , ώστε ο ελεγκτής να αποφασίσει για τη μελλοντική διακοπτική κατάσταση. Ο προβλεπτικός ελεγκτής δέχεται ως εισόδους το ρεύμα του πηνίου, i_L , την τάση του πυκνωτή εξόδου, v_o , και την τάση εισόδου, v_i , εκτιμώντας τις τιμές των ελεγχόμενων μεταβλητών για την κάθε διακριτή διακοπτική κατάσταση όπως απεικονίζεται στο διάγραμμα ροής του Σχ. 2.1. Ο καθορισμός της συνάρτησης κόστους είναι σημαντικός παράγοντας στη συμπεριφορά του *FS-MPC* περιορίζοντας την απόκλιση του ρεύματος του πηνίου από το επιθυμητό ρεύμα αναφοράς. Η συνάρτηση κόστους λαμβάνει συνεπώς την ακόλουθη μορφή:

$$J = |i_L[t_{k+1}] - i^*|. \quad (2.14)$$

Στο Σχ. 2.2 απεικονίζεται σχηματικά η διαδικασία λειτουργίας του *FS-MPC*. Τη χρονική στιγμή t_k ο ελεγκτής πρέπει να επιλέξει τη βέλτιστη διακοπτική κατάσταση στη βάση της ελαχιστοποίησης της συνάρτησης κόστους. Η έντονη μαύρη γραμμή στο Σχ. 2.2 αντιστοιχεί στις τελικά πραγματοποιηθείσες ενέργειες, ενώ οι κύκλοι με γκρι χρώμα αντιστοιχούν σε επιλογές που τελικά δεν επιλέχθηκαν επειδή δεν πληρούνται τα κριτήρια της συνάρτησης κόστους. Αυτή η τεχνική συνήθως επεκτείνεται σε περισσότερα του ενός βήματος πρόβλεψης (*receding horizon*) αυξάνοντας την ευρωστία του συστήματος, καθώς επίσης και την υπολογιστική ισχύ που πρέπει να αποδώσει ο μικροεπεξεργαστής.

Σε ειδικότερα συστήματα όπως στις Φ/Β διατάξεις η επέκταση του προβλεπτικού ελέγχου σε περισσότερα του ενός βήματα δεν είναι άμεσα εφικτή. Η εκτίμηση του ρεύματος πηνίου για τη χρονική στιγμή t_{k+2} αντιμετωπίζει τη δυσκολία της γνώσης της τάσης εξόδου του Φ/Β συστήματος για την προηγούμενη χρονική στιγμή, t_{k+1} . Για να είναι εφικτή η εκτίμηση του ρεύματος πηνίου για τη χρονική στιγμή t_{k+2} θα πρέπει να συνδυαστεί με πίνακες αναφοράς ή την ακριβή γνώση του μοντέλου του Φ/Β συστήματος ώστε να μπορεί να υπάρχει εκτίμηση της τάσης $v_i(t_{k+1})$ από τη εκτίμηση του ρεύματος $i_L(t_{k+1})$ με απώτερο σκοπό την πρόβλεψη της τιμής του ρεύματος $i_L(t_{k+2})$ που όπως φαίνεται από την εξίσωση (2.15) εξαρτάται από την τιμή της τάσης εισόδου την αμέσως προηγούμενη χρονική στιγμή [50].

$$i_L[t_{k+2}] = i_L(t_{k+1}) + \frac{T_s}{L} \cdot (v_i(t_{k+1}) - u'(t_{k+2}) \cdot v_o(t_{k+1})) \quad (2.15)$$



Σχ. 2.2. Σχηματικό διάγραμμα του τρόπου λειτουργίας του *FS-MPC*. Η μαύρη γραμμή αντιστοιχεί στις τελικά πραγματοποιηθείσες ενέργειες.

2.1.2 Έλεγχος ρεύματος κοιλάδας (Valley Current Control)

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις κατάστασης του διακριτού προβλεπτικού ελέγχου βασισμένου στο μοντέλο του συστήματος και αντικαθιστώντας τη μελλοντική διακοπτική κατάσταση με τη σχετική διάρκεια αγωγής (D , *duty cycle*) διαμορφώνεται η βασική εξίσωση του ελέγχου ρεύματος κοιλάδας (VCC , *Valley Current Control*). Η εκτίμηση της σχετικής διάρκειας αγωγής για τη χρονική στιγμή t_{k+1} προκύπτει λύνοντας την εξίσωση (2.10) ως προς τη διακοπτική κατάσταση [76]:

$$d'[t_k] = \frac{1}{v_o(t_{k-1})} \cdot \left[(i_L(t_{k-1}) - i_L^*(t_k)) \cdot \frac{L}{T_s} + v_i(t_{k-1}) \right], \quad (2.16)$$

όπου ο συμβολισμός $d' = 1 - d$ υιοθετείται για το συμβολισμό της σχετικής διάρκειας αγωγής. Η στιγμιαία διάρκεια αγωγής συμβολίζεται με το γράμμα d , ενώ η μέση διάρκεια αγωγής με το γράμμα D . Από την εξίσωση (2.16) εξάγεται το συμπέρασμα ότι το ρεύμα κοιλάδας του πηνίου θα ακολουθεί το ρεύμα αναφοράς i^* . Επεκτείνοντας την εξίσωση (2.10) για δύο χρονικές περιόδους δειγματοληψίας προκύπτει ότι:

$$i_L[t_k] = i_L(t_{k-1}) + \frac{T_s}{L} \cdot (v_i(t_{k-1}) - d'(t_k) \cdot v_o(t_{k-1})), \quad (2.17)$$

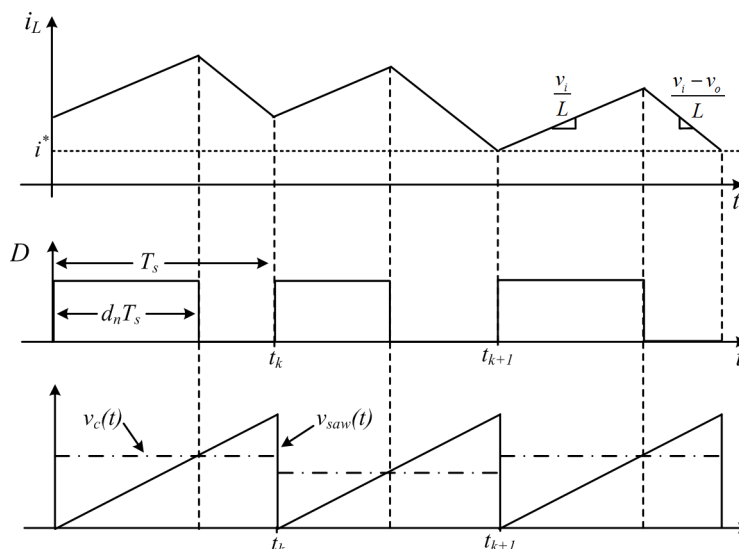
$$i_L[t_{k+1}] = i_L(t_k) + \frac{T_s}{L} \cdot (v_i(t_k) - d'(t_{k+1}) \cdot v_o(t_k)), \quad (2.18)$$

$$i_L[t_{k+1}] = i_L(t_{k-1}) + \frac{T_s}{L} \cdot (2 \cdot v_i(t_k) - d'(t_k) \cdot v_o(t_k) - d'(t_{k+1}) \cdot v_o(t_k)). \quad (2.19)$$

Λύνοντας την εξίσωση (2.19) για την εκτιμώμενη σχετική διάρκεια αγωγής προκύπτει ότι ισούται με την εξίσωση (2.20).

$$d[t_{k+1}] = 2 - d(t_k) - \frac{1}{v_o(t_{k-1})} \cdot \left[(i_L(t_k) - i_L^*(t_{k+1})) \cdot \frac{L}{T_s} + 2 \cdot v_i(t_k) \right]. \quad (2.20)$$

Η αναμενόμενη συμπεριφορά του ρεύματος πηνίου χρησιμοποιώντας την τεχνική του ρεύματος κοιλάδας κάτω από διαμόρφωση τύπου *trailing edge* απεικονίζεται στο Σχ. 2.3. Πρέπει να σημειωθεί ότι η επέκταση της εκτίμησης της σχετικής διάρκειας αγωγής για δύο διακοπτικούς κύκλους λειτουργίας δεν είναι απαραίτητη να υιοθετηθεί ώστε ο έλεγχος του συστήματος να είναι αποδοτικός και ακριβής. Η συνολική λειτουργία του ελέγχου όμως ωφελείται από πιθανές απλοποιήσεις στους απαραίτητους υπολογισμούς ειδικότερα σε συμβατικού τύπου μικροεπεξεργαστές χωρίς να επηρεάζεται σημαντικά η σταθερότητα του ελέγχου.

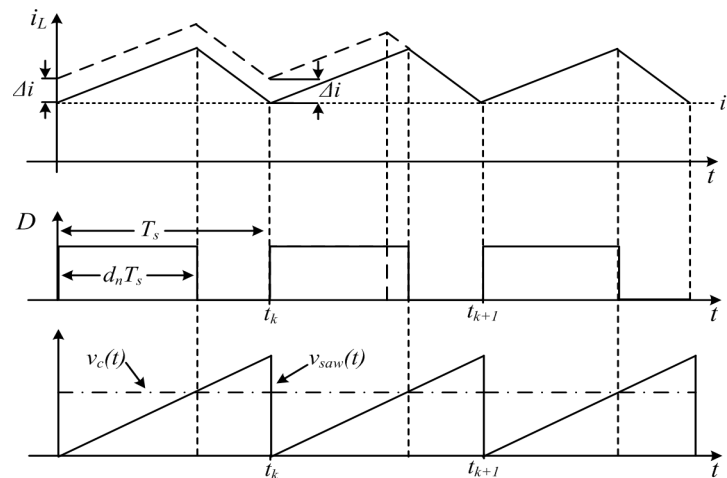


Σχ. 2.3. Κυματομορφή ρεύματος πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης υπό έλεγχο ελαχίστου ρεύματος (ρεύματος κοιλάδας).

Παρ' όλα αυτά, η τεχνική ελέγχου ρεύματος κοιλάδας αντιμετωπίζει ένα σημαντικό μειονέκτημα. Το ρεύμα αναφοράς, i^* , το οποίο ουσιαστικά αποτελεί το ελάχιστο ρεύμα πηνίου, διαφέρει σημαντικά από την μέση τιμή αυτού. Η υψηλή διακύμανση στο ρεύμα πηνίου μπορεί να προκαλέσει σημαντική απόκλιση από το επιθυμητό ρεύμα που επιβάλλεται ως ρεύμα αναφοράς, γι' αυτό μία υψηλότερη τιμή επαγωγής στον μετατροπέα ανύψωσης μπορεί να συνεισφέρει σημαντικά προς την εξάλειψη αυτής της απόκλισης. Επιπλέον, πρέπει να σημειωθεί ότι η παρασιτική αντίσταση του πηνίου δεν εμπλέκεται στην εξίσωση (2.16), αποτελώντας ένα παράγοντα υπερεκτίμησης του ρεύματος πηνίου εντός του ελεγκτή. Εξαλείφοντας την απόκλιση του ρεύματος πηνίου εντός του ελεγκτή από το επιθυμητό ρεύμα αναφοράς, θα πρέπει να ληφθεί υπόψη η διακύμανση του ρεύματος πηνίου η οποία καθορίζεται από την τιμή της επαγωγής και τη διακοπτική συχνότητα:

$$\Delta i_L = \frac{\Delta i_{L,pp}}{2} = \frac{v_i \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_s} \quad (2.21)$$

Θέματα σταθερότητας προκύπτουν για τον προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος κοιλάδας με χρήση της *trailing edge* διαμόρφωσης και μπορεί να ερμηνευτούν με αναφορά τις κυματομορφές του Σχ. 2.4 [76]. Η συνεχόμενη γραμμή υποδηλώνει την κυματομορφή του ρεύματος πηνίου υπό τη μόνιμη συνθήκη λειτουργίας, ενώ η διακεκομμένη γραμμή απεικονίζει το ρεύμα με διαταραχή Δi στην αρχή της διακοπτικής περιόδου τη χρονική στιγμή t_{k-1} . Επειδή τα αποτελέσματα της χρήσης μίας τιμής για τη σχετική διάρκεια αγωγής μπορούν να παρατηρηθούν στον επόμενο διακοπτικό κύκλο λειτουργίας, η διαταραχή αυτή εμφανίζεται στην αρχή του επόμενου κύκλου. Υπολογίζοντας τη σχετική διάρκεια αγωγής με βάση την εξίσωση (2.20), το ρεύμα του πηνίου αποκτά την επιθυμητή τιμή στο τέλος του κύκλου αυτού. Προκύπτει δηλαδή από τα προαναφερθέντα ότι ο έλεγχος ρεύματος κοιλάδας είναι σταθερός κατά τη διάρκεια λειτουργίας του και υπό οποιεσδήποτε συνθήκες λειτουργίας.



Σχ. 2.4. Κυματομορφή ρεύματος πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης υπό έλεγχο ελαχίστου ρεύματος με εμφάνιση διαταραχής την αρχική χρονική στιγμή, t_{k-1} .

2.1.3 Έλεγχος μέσου ρεύματος (Average Current Control)

Σε πολλές εφαρμογές ο έλεγχος του μέσου ρεύματος προτιμάται συγκρινόμενος με τον έλεγχο ρεύματος κοιλάδας ή μεγίστου. Στον προβλεπτικό έλεγχο μέσου ρεύματος, η εκτίμησης της τιμής της σχετικής διάρκειας αγωγής υπολογίζεται έτσι ώστε το μέσο ρεύμα του πηνίου, $\langle i[t_{k+1}] \rangle$ να ακολουθεί το επιθυμητό ρεύμα αναφοράς. Το μέσο ρεύμα πηνίου υπολογίζεται ως ακολούθως:

$$\langle i_L[t] \rangle = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_k}^{t_{k+1}} i_L(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_{t_k}^{t_k + d(t_k) \cdot T_s} i_L(t) \cdot dt + \int_{t_k + d(t_k) \cdot T_s}^{t_{k+1}} i_L(t) \cdot dt \right] \quad (2.22)$$

Ολοκληρώνοντας τις πράξεις της εξίσωσης (2.22) προκύπτει ότι το μέσο ρεύμα πηνίου υπολογίζεται θεωρώντας το ρεύμα κοιλάδας και την τιμή για τη σχετική διάρκεια αγωγής ως εξής

$$\langle i_L[t_{k+1}] \rangle = i_L(t_k) + \frac{T_s \cdot v_i}{2 \cdot L} - \frac{d'^2[t_{k+1}] \cdot T_s \cdot v_o}{2 \cdot L}. \quad (2.23)$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.23) και υποθέτοντας ότι οι κυματομορφές του ρεύματος πηνίου στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και με την ύπαρξη διαταραχής είναι αυτές στο Σχ. 2.5, η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να υπολογισθεί ως ακολούθως:

$$\langle i_L[t_{k+1}] \rangle = I_o + \Delta i + \frac{T_s \cdot v_i}{2 \cdot L} - \frac{d'^2[t_{k+1}] \cdot T_s \cdot v_o}{2 \cdot L}. \quad (2.24)$$

Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ισχύει ότι

$$\langle i_L[t_{k+1}] \rangle = I_o + \frac{T_s \cdot v_i}{2 \cdot L} - \frac{D'^2 \cdot T_s \cdot v_o}{2 \cdot L}. \quad (2.25)$$

Αφαιρώντας την εξίσωση (2.25) από την εξίσωση (2.24) προκύπτει ότι η διαταραχή του ρεύματος πηνίου είναι ίση με

$$\Delta i_L = (d'^2[t_{k+1}] - D'^2) \cdot \frac{T_s \cdot v_i}{2 \cdot L}. \quad (2.26)$$

Αν οριστεί ότι

$$\Delta d = d'[t_{k+1}] - D', \quad (2.27)$$

η εξίσωση (2.26) μπορεί να απλοποιηθεί στην ακόλουθη μορφή

$$\Delta i_L = (Dd^2 + \Delta d \cdot 2 \cdot D'^2) \cdot \frac{T_s \cdot v_i}{2 \cdot L}. \quad (2.28)$$

Αγνοώντας το δεύτερο όρο προκύπτει ότι

$$\Delta i_L \approx \Delta d \cdot 2 \cdot D'^2 \cdot \frac{T_s \cdot v_i}{2 \cdot L}. \quad (2.29)$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.29), η τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής ενσωματώνοντας τη διακύμανση του ρεύματος και τις τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας είναι ίση με

$$d'[t_{k+1}] = D' + \frac{\Delta i_L \cdot L}{D' \cdot T_s \cdot v_o}. \quad (2.30)$$

Το ρεύμα του πηνίου τη χρονική στιγμή t_{k+1} προκύπτει ότι είναι

$$i_L(t_{k+1}) = I_o + \Delta i - d'[t_k] \cdot \frac{T_s \cdot v_C}{L} = I_o - \frac{D}{1-D} \cdot \Delta i_L. \quad (2.31)$$

Τέλος, η διαταραχή του ρεύματος πηνίου τη χρονική στιγμή t_{k+1} μπορεί να υπολογισθεί ως εξής

$$\Delta i_L(t_{k+1}) = -\frac{D}{1-D} \cdot \Delta i_L \quad (2.32)$$

Από την εξίσωση (2.32) προκύπτει και πάλι το συμπέρασμα ότι ο έλεγχος μέσου ρεύματος αντιμετωπίζει θέματα αστάθειας όταν η τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής είναι μεγαλύτερη του 50%. Μία άλλη προσέγγιση του ελέγχου μέσου ρεύματος θα μπορούσε να είναι η ακόλουθη. Λύνοντας την εξίσωση (2.23) ως προς την εκτίμηση της σχετικής διάρκειας αγωγής προκύπτει ότι

$$d[t_{k+1}] = 1 - \sqrt{A}, \quad (2.33)$$

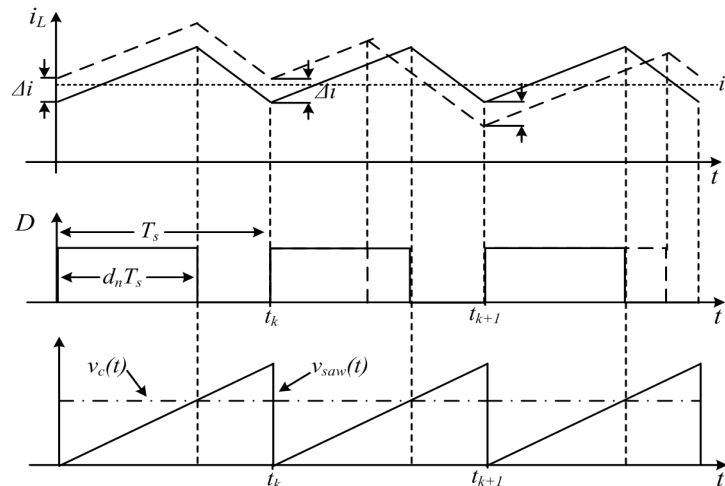
όπου ο όρος A ισούται με

$$A = \frac{2 \cdot L}{T_s \cdot v_o(t_k)} \cdot (i_L(t_k) - \langle i_L(t_{k+1}) \rangle) + \frac{v_i(t_k)}{v_o(t_k)}. \quad (2.34)$$

Η εξίσωση (2.33) έχει πραγματικές λύσεις όταν ο όρος A είναι μεγαλύτερος από το μηδέν. Από αυτόν τον περιορισμό προκύπτει ότι το μέσο ρεύμα θα πρέπει να πληροί την παρακάτω συνθήκη

$$\langle i_L(t_{k+1}) \rangle < \frac{T_s}{2 \cdot L} \cdot v_i(t_k) + i_L(t_k). \quad (2.35)$$

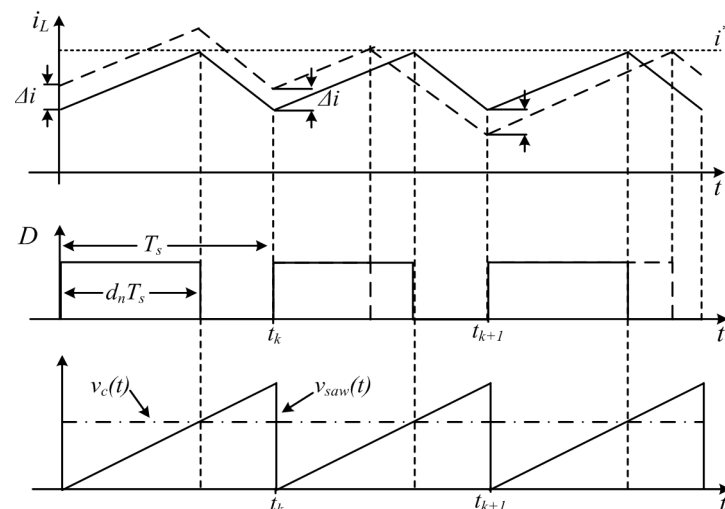
Στην ανάλυση που προηγήθηκε δεν λήφθηκαν υπόψη τα παρασιτικά στοιχεία στον μετατροπέα ανύψωσης. Το σημαντικότερο από αυτά είναι η παρασιτική αντίσταση του πηνίου, η οποία μπορεί να οδηγήσει την εκτίμηση του μέσου ρεύματος σε εσφαλμένη τιμή.



Σχ. 2.5. Κυματομορφή ρεύματος πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης υπό έλεγχο μέσου ρεύματος.

2.1.4 Έλεγχος μεγίστου ρεύματος (Peak Current Control)

Ο έλεγχος μεγίστου ρεύματος, ο οποίος εκτός των άλλων πλεονεκτημάτων χαρακτηρίζεται και από την προστασία που παρέχει ελέγχοντας συνεχώς την τιμή του μέγιστου ρεύματος, είναι ο πιο διαδεδομένος τύπος ελέγχου στις αναλογικές υλοποιήσεις για τους DC-DC μετατροπείς. Στο Σχ. 2.6 απεικονίζονται οι κυματομορφές του ρεύματος πηνίου όπου η συνεχόμενη γραμμή αντιστοιχεί στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, ενώ η διακεκομμένη γραμμή αντιστοιχεί στο ρεύμα που έχει υποστεί μία διαταραχή Δi στην αρχή της διακοπτικής περιόδου τη χρονική στιγμή t_{k-1} . Σε αυτήν την περίπτωση, ο στόχος του ελέγχου είναι το μέγιστο ρεύμα του πηνίου να ακολουθεί το ρεύμα αναφοράς. Από το Σχ. 2.6 είναι εμφανές ότι η τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής υπολογίζεται έτσι ώστε το ρεύμα του πηνίου τη χρονική στιγμή ανάμεσα στην t_k και t_{k+1} να πλησιάσει την τιμή του ρεύματος αναφοράς.



Σχ. 2.6. Κυματομορφή ρεύματος πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης υπό έλεγχο μέγιστου ρεύματος.

Για τον μετατροπέα ανύψωσης στην κατάσταση συνεχούς αγωγής, η σχετική διάρκεια αγωγής για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, D , και το μέγιστο ρεύμα, \hat{I} , δίνονται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$D = 1 - \frac{v_i}{v_o} \quad (2.36)$$

και

$$\hat{I} = I_o + \frac{v_i \cdot D \cdot T_s}{L}, \quad (2.37)$$

όπου το I_o είναι το ρεύμα κοιλάδας της μόνιμης κατάστασης λειτουργίας.

Όπως απεικονίζεται στο Σχ. 2.6, υποθέτοντας ότι εμφανίζεται μία διαταραχή Δi στο ρεύμα του πηνίου στη χρονική στιγμή t_{k-1} . Η διαταραχή αυτή θα εμφανιστεί και τη χρονική στιγμή t_k . Λαμβάνοντας υπόψη τη διαταραχή αυτή, η τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής μπορεί να εκτιμηθεί χρησιμοποιώντας την ακόλουθη εξίσωση:

$$i_L[t_{k+1}] = I_o + \Delta i_L + \frac{v_i \cdot d[t_{k+1}] \cdot T_s}{L}. \quad (2.38)$$

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (2.36) και (2.37), η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να αποκτήσει την ακόλουθη μορφή:

$$d[t_{k+1}] = D - \frac{\Delta i_L \cdot L}{v_i \cdot T_s}. \quad (2.39)$$

Από τη χρήση της εξίσωσης (2.39) για τη σχετική διάρκεια αγωγής, το ρεύμα πηνίου στο τέλος του διακοπτικού κύκλου θα ισούται με:

$$\begin{aligned} i_L[t_{k+1}] &= I_o + \Delta i_L + \frac{v_i \cdot T_s}{L} + \frac{v_o \cdot d[t_{k+1}] \cdot T_s}{L} - \frac{v_o \cdot T_s}{L} \\ &= I_o + \Delta i_L + \Delta i_L \cdot \frac{v_o}{v_i} \\ &= I_o - \frac{D}{1-D} \cdot \Delta i_L \end{aligned} \quad (2.40)$$

Με δεδομένη την εξίσωση (2.40) υπολογίζεται η διαταραχή στο τέλος του διακοπτικού κύκλου τη χρονική στιγμή t_{k+1} ως εξής

$$\Delta i_L[t_{k+1}] = i_L[t_{k+1}] - I_o = -\frac{D}{1-D} \cdot \Delta i_L. \quad (2.41)$$

Η εξίσωση (2.41) υποδηλώνει ότι διαταραχές θα εξακολουθούν να συμβαίνουν κατά τη διάρκεια λειτουργίας όταν η σχετική διάρκεια αγωγής είναι μεγαλύτερη από 50%.

2.1.5 Επέκταση του προβλεπτικού ελέγχου σε άλλους τύπους DC-DC μετατροπέων

Οι βασικές αρχές του προβλεπτικού ελέγχου μπορούν εύκολα να επεκταθούν και σε άλλους τύπους μετατροπέων πέραν του μετατροπέα ανύψωσης όπως στον μετατροπέα υποβιβασμού (*buck converter*) και στον μικτό μετατροπέα (*buck-boost converter*). Στο Σχ. 2.7 απεικονίζεται η γενική μορφή του ρεύματος πηνίου υπό τη συνεχή λειτουργία και τη χρήση της *trailing edge* διαμόρφωσης. Στο μεσοδιάστημα όπου το ημιαγωγικό στοιχείο άγει, το ρεύμα του πηνίου αυξάνεται με κλίση ίση με m_1 , και έπειτα μειώνεται με κλίση ίση με $-m_2$, όταν το ημιαγωγικό στοιχείο δεν άγει. Για τους βασικούς τύπους DC-DC μετατροπέων, οι αντίστοιχες κλίσεις δίνονται στον Πιν. 2.1.

Πιν. 2.1 Διαφορετικές κλίσεις της κυματομορφής του ρεύματος πηνίου στους βασικούς τύπους DC-DC μετατροπέων.

Μετατροπέας υποβιβασμού (Buck Converter)	$m_1 = \frac{v_i - v_o}{L}$	$-m_2 = -\frac{v_o}{L}$
Μετατροπέας ανύψωσης (Boost Converter)	$m_1 = \frac{v_i}{L}$	$-m_2 = \frac{v_i - v_o}{L}$
Μικτός μετατροπέας (Buck-boost Converter)	$m_1 = \frac{v_i}{L}$	$-m_2 = -\frac{v_o}{L}$

Η βασική εξίσωση για την εκτίμηση της σχετικής διάρκειας αγωγής μπορεί να εκφραστεί σαν συνάρτηση των κλίσεων m_1 , m_2 , τη διακοπτική περίοδο, και τη σχετική διάρκεια αγωγής των προηγούμενων κύκλων λειτουργίας ως εξής:

$$d[t_{k+1}] = -d[t_k] - \frac{1}{(m_1 + m_2) \cdot T_s} \cdot [i_L[t_k] - i^*] + 2 \cdot \frac{m_2}{m_1 + m_2} \quad (2.42)$$

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις του Πιν. 2.1 προκύπτει για τον μετατροπέα υποβιβασμού

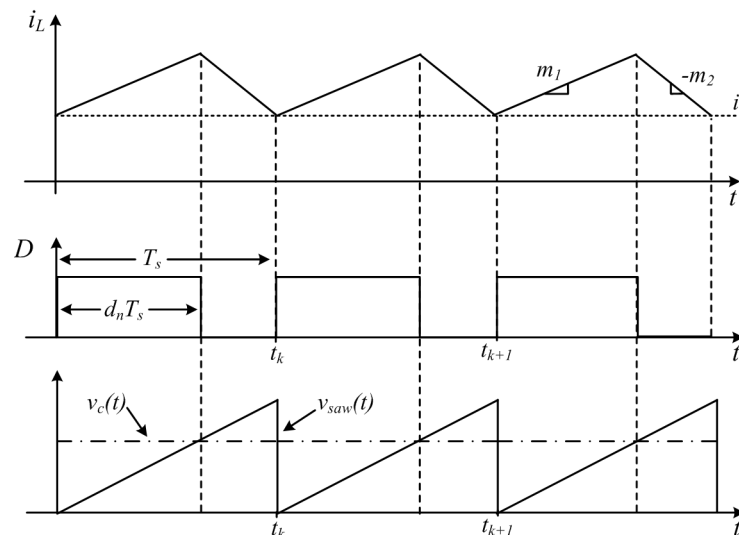
$$d[t_{k+1}] = -d[t_k] - \frac{L}{v_{PV} \cdot T_s} \cdot [i_L[t_k] - i^*] + 2 \cdot \frac{v_o}{v_i} \quad (2.43)$$

και για τον μικτό μετατροπέα

$$d[t_{k+1}] = -d[t_k] - \frac{L}{(v_i + v_o) \cdot T_s} \cdot [i_L[t_k] - i^*] + 2 \cdot \frac{v_o}{v_o + v_i} \quad (2.44)$$

Η εξίσωση ευστάθειας, όμοια με τις εξισώσεις (2.32) και (2.41), μπορεί να αποκτήσει την ακόλουθη γενική μορφή

$$\Delta i(t_{k+1}) = -\frac{m_1}{m_2} \cdot \Delta i \quad (2.45)$$



Σχ. 2.7. Γενικευμένη κυματομορφή ρεύματος πηνίου υπό έλεγχο ελαχίστου ρεύματος.

2.1.6 Σύνδεση σε ζυγό σταθερής τάσης

Στις υποενότητες 2.1.1 - 2.1.5 εξετάζεται η περίπτωση που ο DC-DC μετατροπέας είναι συνδεδεμένος σε μία ωμική αντίσταση στην έξοδό του. Ο λόγος αυτής της παραδοχής αυξάνει την πολυπλοκότητα και τις απαιτήσεις από τον ελεγκτή καθώς το ωμικό φορτίο δεν παρουσιάζει κανενός είδους αδράνεια στις μεταβολές που τυχόν συμβαίνουν. Στην περίπτωση που ο DC-DC μετατροπέας είναι συνδεδεμένος στον

DC ζυγό ενός αντιστροφέα τάσης, η βασική μέριμνα που λαμβάνεται υπόψη είναι για την αρμονική διπλάσιας συχνότητας της τάσης του δικτύου που εμφανίζεται στην τάση του ζυγού. Υποθέτοντας ότι ο μετατροπέας είναι συνδεδεμένος στην έξοδο του στα άκρα μίας συστοιχίας μπαταριών ή στο DC μέρος ενός αντιστροφέα τάσης, το σύστημα εξισώσεων (2.5) διαμορφώνεται στην εξής μία εξίσωση για το διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό ελεγκτή

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{u'(t_{k+1})}{L} \cdot v_o + \frac{1}{L} \cdot v_i(t), \quad (2.46)$$

ενώ για το προβλεπτικό ελεγκτή ρεύματος κοιλάδας προκύπτει ότι είναι

$$d'[t_k] = \frac{1}{v_o} \cdot \left[(i_L(t_{k-1}) - i_L^*(t_k)) \cdot \frac{L}{T_s} + v_i(t_{k-1}) \right]. \quad (2.47)$$

Από τις εξισώσεις (2.46) και (2.47) είναι εμφανές ότι η τάση στην έξοδο του μετατροπέα δεν επηρεάζει τη λειτουργία του ελεγκτή, και συνεπώς δεν αναμένεται να διαφοροποιηθεί η συμπεριφορά του ελεγκτή στην περίπτωση σταθερής τάσης στην έξοδο του. Ο λόγος που δεν χρησιμοποιήθηκε η εκδοχή της σταθερής τάσης εξόδου αλλά αυτή της ωμικής αντίστασης είναι διττός, αφενός μεν διότι η περίπτωση του ωμικού φορτίου είναι περισσότερο απαιτητική και αφετέρου διότι δεν υπήρχε η κατάλληλη εργαστηριακή υποδομή, δηλαδή μία πηγή τάσεως κατάλληλου επιπέδου που να έχει τη δυνατότητα απορρόφησης ισχύος.

Ωστόσο, στην περίπτωση της σταθερής τάσης στην έξοδο του μετατροπέα, θα μπορούσε να υιοθετηθεί η χρήση της σχέσης

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{1-D} \Rightarrow D = 1 - \frac{v_i}{v_o}. \quad (2.48)$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.48) και δεδομένης της γνωστής τάσης στην έξοδο του μετατροπέα και της επιθυμητής τάσης στην είσοδο, υπάρχει η δυνατότητα απευθείας υπολογισμού της σχετικής διάρκειας αγωγής. Ωστόσο, εξαιτίας της επίδρασης των παρασιτικών στοιχείων, όπως της αντίστασης του πηνίου και των τάσεων αγωγής της διόδου και του ημιαγωγικού διακόπτη δεν μπορεί να εφαρμοστεί σε ένα πραγματικό σύστημα. Αμελώντας την τάση αγωγιμότητας του διακόπτη και λαμβάνοντας υπόψη την πτώση τάσης στη δίοδο ως μία ισοδύναμη αντίσταση, προκύπτει η ακόλουθη εξίσωση

$$D^2 + \underbrace{\left(\frac{R_D}{R} - \frac{v_i}{v_o} \right)}_b \cdot D + \underbrace{\frac{R_L}{R}}_c = 0 \Rightarrow D_{1,2} = 1 + \frac{b \pm \sqrt{b^2 - 4 \cdot a \cdot c}}{2 \cdot a}. \quad (2.49)$$

Η εξίσωση (2.49) είναι αυξημένης πολυπλοκότητας ώστε να μπορεί να λυθεί από τον μικροεπεξεργαστή σε κάθε διακοπτική περίοδο. Αρχικά πρέπει να ληφθούν υπόψη όλες οι περιπτώσεις ώστε οι λύσεις για τη σχετική διάρκεια αγωγής να είναι πραγματικές και επίσης μέριμνα για το ποια από τις δύο λύσεις επιλέγεται, στην περίπτωση που και οι δύο προκύπτουσες λύσεις είναι πραγματικές. Ακόμη, όπως φαίνεται από την (2.49) υπάρχει εξάρτηση από το φορτίο, ως αντίσταση ή ως ρεύμα φορτίου, κάτι που στις έως τώρα αναλύσεις δεν υπήρχε. Το σύστημα του ελέγχου ήταν ανεξάρτητο του φορτίου που έπρεπε να εξυπηρετηθεί στην εκάστοτε περίπτωση, κάτι που είναι επιθυμητό μειώνοντας τις ελεγχόμενες ή μετρούμενες παραμέτρους.

2.2 Τεχνική Ολισθήσεως επί Επιφανείας (Sliding Mode Control)

Η τεχνική της ολισθήσεως επί επιφανείας είναι ένα είδος ελέγχου μη γραμμικού ελεγκτή ο οποίος χρησιμοποιείται κυρίως για τον έλεγχο συστημάτων των οποίων η δομή διαφοροποιείται συνεχώς [89–94]. Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματά του είναι η σταθερότητα του ελέγχου και η ευρωστία ενάντια στις αβεβαιότητες των παραμέτρων και των ελεγχόμενων μεταβλητών του συστήματος [91]. Επιπλέον, είναι ένα είδος ελεγκτή που προσφέρει μεγάλη ευελιξία και γι' αυτό είναι εύκολο να υλοποιηθεί συγκρινόμενος με άλλους τύπους ελεγκτών. Αυτές οι ιδιότητές του τον καθιστούν κατάλληλο για χρήση κυρίως σε μη γραμμικά συστήματα. Αυτοί είναι κάποιοι λόγοι οι οποίοι αιτιολογούν τη χρήση του σε ποικίλες βιομηχανικές και μη εφαρμογές όπως σε συστήματα ηλεκτροκίνησης κτλ [92], [95–99].

Οι DC-DC μετατροπείς εξαιτίας της συνεχώς μεταβαλλόμενης δομής τους, λόγω της αλλαγής κατάστασης των ημιαγωγών στοιχείων, μπορούν να αποτελέσουν πεδίο εφαρμογής της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας. Επειδή ο σχεδιασμός των συμβατικών μετατροπέων ισχύος με διαμόρφωση εύρους παλμών βασίζεται σε συστήματα που παρουσιάζουν μικρές μεταβολές, το ελεγχόμενο σύστημα μπορεί να λειτουργήσει ικανοποιητικά μόνο υπό συγκεκριμένες συνθήκες [100] και συχνά αποτυγχάνει να αποκριθεί όταν συμβαίνουν μεγάλες μεταβολές στις παραμέτρους και στις μεταβλητές του συστήματος [101–104]. Αντικαθιστώντας τους γραμμικούς ελεγκτές που χρησιμοποιούν διαμόρφωση εύρους παλμών με την τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας, μπορεί να επιτευχθεί καλύτερη ρύθμιση για ένα μεγάλο εύρος λειτουργίας. Αυτή η διαφοροποίηση αύξησε το ενδιαφέρον προς την τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας στους DC-DC μετατροπείς τα τελευταία χρόνια [89], [90], [92–161].

Ωστόσο, παρότι η τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας είναι ένα ενδιαφέρον αντικείμενο μελέτης για την ερευνητική κοινότητα, ακόμα δεν εφαρμόζεται σε μεγάλη έκταση σε πρακτικές εφαρμογές DC-DC μετατροπέων και υπάρχουν αρκετοί λόγοι που το αιτιολογούν [162].

- ❑ Αντίθετα με τους ελεγκτές με διαμόρφωση εύρους παλμών, οι ελεγκτές με χρήση της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας δεν υπάρχει σε μορφή ενσωματωμένου κυκλώματος για χρήση σε ηλεκτρονικά ισχύος.
- ❑ Δεν υπάρχει κάποια στρατηγική και κανόνας υλοποίησης της τεχνικής αυτής, γεγονός που την καθιστά δύσκολη στην εφαρμογή της.
- ❑ Η εγγενής υψηλή/μεταβλητή διακοπτική συχνότητα προκαλεί μεγάλες απώλειες ισχύος, ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση, δυσκολία στο σχεδιασμό φίλτρου *EMI* και καταπόνηση των ημιαγωγών στοιχείων.
- ❑ Δεν υπάρχει απτή απόδειξη των πλεονεκτημάτων της τεχνικής καθώς οι πρακτικές εφαρμογές που τη χρησιμοποιούν είναι ελάχιστες.

Οι παραπάνω λόγοι αιτιολογούν γιατί η τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας στους DC-DC μετατροπείς έχει μόνο θεωρητικό και ερευνητικό ενδιαφέρον και λιγότερο πρακτικό σε βιομηχανικές εφαρμογές. Ειδικότερα, καθώς το θεωρητικό υπόβαθρο της τεχνικής είναι λιγότερο ώριμο, πρέπει να δοθεί μεγαλύτερη έμφαση προς αυτή την κατεύθυνση επωφελούμενοι των πλεονεκτημάτων της.

2.2.1 Βασικές αρχές της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας

Η βασική αρχή του ελέγχου είναι η χρήση μία επιφανείας ολισθήσεως ως ένα μονοπάτι αναφοράς έτσι ώστε η τροχιά των ελεγχόμενων μεταβλητών να ακολουθήσει αυτή την επιθυμητή διαδρομή. Θεωρητικά, αυτή η βασική αρχή μπορεί να επιτευχθεί με την απόλυτη ικανοποίηση συγκεκριμένων συνθηκών όπως τη συνθήκη στόχου (*hitting condition*), τη συνθήκη ύπαρξης (*existence condition*), τη συνθήκη σταθερότητας (*stability condition*) και τη συνθήκη όπου το σύστημα λειτουργεί υπό μη σταθερή διακοπτική συχνότητα. Αυτό που εξάγεται σαν συμπέρασμα είναι ένας εξιδανικευμένος ελεγκτής, όπου

καμία εξωτερική επίδραση ή αβεβαιότητα του συστήματος μπορεί να επιδράσει στην ιδανική συμπεριφορά του ελεγκτή και να συγκλίνει σε μηδενικό σφάλμα με πολύ γρήγορη απόκριση [162].

Συνεπώς, ο σχεδιασμός μίας επιφάνειας ολισθήσεως η οποία θα κατευθύνει τις ελεγχόμενες μεταβλητές προς το σημείο ισορροπίας μέσω μίας τροχιάς αποτελεί το βασικό στόχο της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφάνειας. Στην περίπτωση ενός DC-DC μετατροπέα με ένα διακοπτικό στοιχείο πρέπει να υιοθετηθεί ένας κανόνας ελέγχου ο οποίος να εμπλέκει τη διακοπτική συνάρτηση όπως ακολούθως

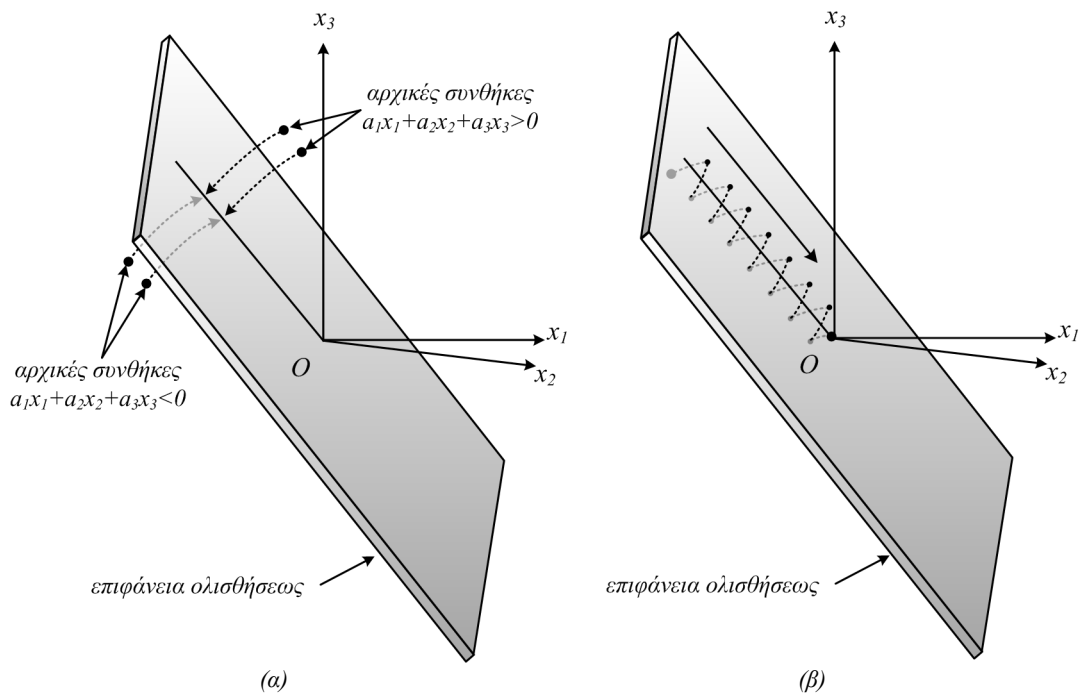
$$u = \frac{1}{2} \cdot (1 + \text{sign}(S)), \quad (2.50)$$

$$\text{sign}(S) = \begin{cases} -1, & \text{αν } S < 0 \rightarrow u = 0 \\ 1, & \text{αν } S > 0 \rightarrow u = 1 \end{cases}, \quad (2.51)$$

όπου u είναι η κατάσταση του ημιαγωγικού στοιχείου και S είναι η στιγμιαία τιμή της τροχιάς των μεταβλητών κατάστασης, η οποία όταν αναφέρεται στο χώρο περιγράφεται ως εξής

$$S = a_1 \cdot x_1 + a_2 \cdot x_2 + a_3 \cdot x_3 \quad (2.52)$$

όπου a_1 , a_2 και a_3 αναπαριστούν τις παραμέτρους ελέγχου, συνήθως αναφερόμενες ως συντελεστές ολισθήσεως, και x_1 , x_2 και x_3 υποδηλώνουν τις επιθυμητές τιμές των ελεγχόμενων μεταβλητών. Επιβάλλοντας $S = 0$, μία επιφάνεια ολισθήσεως σχηματίζεται όπως απεικονίζεται στο Σχ. 2.8. Σε μία σύντομη περιγραφή προκύπτει ότι η τεχνική της ολισθήσεως επί επιφάνειας διακρίνεται σε δύο φάσεις. Στην πρώτη φάση ανεξάρτητα από το σημείο εκκίνησης, ο ελεγκτής προσπαθεί να οδηγήσει τις μεταβλητές κατάστασης να συγκλίνουν προς στην επιφάνεια ολισθήσεως (Σχ. 2.8α). Αυτό επιτυγχάνεται κατά τη διάρκεια ικανοποίησης της συνθήκης στόχου (*hitting condition*). Όταν η τροχιά είναι κοντά στην επιφάνεια ολισθήσεως, θεωρείται ότι το σύστημα βρίσκεται υπό τον έλεγχο της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφάνειας ολοκληρώνοντας τη δεύτερη φάση της διαδικασίας του ελέγχου. Ο ελεγκτής θα πραγματοποιήσει ένα σύνολο διακοπτικών ενεργειών ώστε η τροχιά των μεταβλητών κατάστασης να βρίσκεται κοντά στην περιοχή της επιφάνειας ολισθήσεως οδηγώντας το σύστημα ταυτοχρόνως προς την κατεύθυνση της αρχής των αξόνων, O (Σχ. 2.8β) [90].



Σχ. 2.8. Ορισμός της επιφάνειας ολισθήσεως και των αρχικών συνθηκών [162]. (α) Προσέγγιση της επιφάνειας ολισθήσεως δυσανάλογα με τις αρχικές συνθήκες. (β) Προσέγγιση της τροχιάς κοντά σε μία περιοχή της επιφάνειας ολισθήσεως συγκλίνοντας στην αρχή των αξόνων, O .

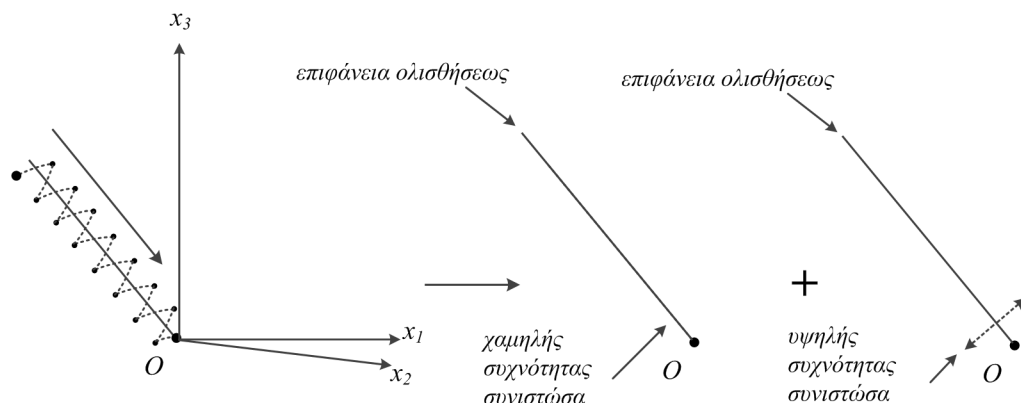
Μία χαρακτηριστική ιδιότητα της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας είναι η δυνατότητα να παρέχει στο σύστημα σταθερή δυναμική συμπεριφορά κατά τη διάρκεια λειτουργίας. Η δυναμική συμπεριφορά μπορεί να προκύψει εξισώνοντας την εξίσωση (2.52) με το μηδέν, π.χ.

$$\frac{d^2 x_1}{dt^2} + \frac{a_1}{a_2} \cdot \frac{dx_1}{dt} + \frac{a_3}{a_2} \cdot x_1 = 0, \quad (2.53)$$

όταν ένα σύστημα δευτέρου βαθμού λειτουργεί υπό ονομαστική αντίσταση φορτίου $R(t)$. Ωστόσο, στην περίπτωση όπου το φορτίο αποκλίνει από την ονομαστική τιμή του, η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος αλλάζει σύμφωνα με την ακόλουθη εξίσωση

$$\frac{d^2 x_1}{dt^2} + \left(\frac{a_1}{a_2} + \frac{1}{r(t) \cdot C} - \frac{1}{R(t) \cdot C} \right) \cdot \frac{dx_1}{dt} + \frac{a_3}{a_2} \cdot x_1 = 0 \quad (2.54)$$

όπου $r(t) \neq R(t)$ είναι η στιγμιαία τιμή της αντίστασης φορτίου. Είναι πιθανόν να επιλεγθεί $a_1/a_2 \gg 1/r \cdot C$ ώστε να διατηρηθεί μία σταθερή δυναμική συμπεριφορά κατά τη διάρκεια όλων των φάσεων λειτουργίας της τεχνικής. Αυτή η ιδιότητα ισχύει μόνο κατά τη φάση της προσέγγισης της επιφάνειας ολισθήσεως και όχι κατά τη λειτουργία εντός της περιοχής κοντά της επιφάνειας, όπου εμφανίζεται διαφορετική δυναμική συμπεριφορά. Ακόμη, πρέπει να τονιστεί ότι η φάση προσεγγίσεως της επιφάνειας διαρκεί σημαντικά λιγότερο από τη δεύτερη φάση. Συνεπώς καθορίζοντας τη δυναμική συμπεριφορά με βάση τη δεύτερη φάση λειτουργίας επιτυγχάνεται μία σταθερή δυναμική συμπεριφορά. Αυτό δεν μπορεί να επιτευχθεί φυσικά σε ένα σύστημα με γραμμικό ελεγκτή και διαμορφωτή εύρους παλμών, όπου η δυναμική συμπεριφορά καθορίζεται για την ονομαστική λειτουργία, και όταν αυτή διαφοροποιηθεί, π.χ. επειδή άλλαξε το φορτίο του μετατροπέα, εμφανίζονται ταλαντώσεις στη λειτουργία του συστήματος.



Σχ. 2.9. Ανάλυση της λειτουργίας της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας στις δύο διαφορετικές συνιστώσες.

Ιδανικά, η επίτευξη της βέλτιστης λειτουργίας της τεχνικής ολισθήσεως μπορεί να πραγματοποιηθεί αν το σύστημα λειτουργεί υπό μεταβλητή διακοπτική συχνότητα έτσι ώστε οι ελεγχόμενες μεταβλητές να ακολουθούν ακριβώς την τροχιά αναφοράς πετυχαίνοντας την επιθυμητή δυναμική συμπεριφορά και μόνιμη κατάσταση λειτουργίας [89]. Η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα, ωστόσο, αποτελεί τροχοπέδη στην εφαρμογή της τεχνικής αυτής στους DC-DC μετατροπείς. Αυτό οφείλεται ότι σε υψηλή διακοπτική συχνότητα αυξάνονται οι απώλειες λόγω διακοπτικής συχνότητας, οι απώλειες στο πηνίο και στον πυρήνα του μετασχηματιστή, και ο ηλεκτρομαγνητικός θόρυβος (*EMI*). Γι' αυτό το λόγο, για να εφαρμοστεί η τεχνική της ολισθήσεως στους DC-DC μετατροπείς πρέπει η διακοπτική συχνότητα να διατηρηθεί εντός κάποιων ορίων. Διαφορετικές μέθοδοι (υστέρησης, σταθερής διακοπτικής συχνότητας, σταθερής συχνότητας δειγματοληψίας, περιορισμένης μέγιστης συχνότητας) προτείνονται για να περιορίσουν τη διακοπτική συχνότητα ή και να τη διατηρήσουν σταθερή [129]. Ωστόσο, δεν υπάρχουν γενικευμένα κριτήρια σχεδιασμού που να βρίσκουν εφαρμογή σε διαφορετικά συστήματα. Παρ' όλα αυτά, η λειτουργία της τεχνικής ολισθήσεως υπό περιορισμένη διακοπτική συχνότητα μετατρέπει τον ελεγκτή σε ένα είδος ελεγκτή που λειτουργεί προσεγγιστικά σαν τεχνική ολισθήσεως. Το αποτέλεσμα αυτών των τροποποιήσεων είναι η μείωση της ευρωστίας του ελέγχου.

ΈΛΕΓΧΟΣ Φ/Β ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΜΕΣΩ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕΡΙΜΝΩΝΤΑΣ ΓΙΑ ΑΠΟΤΟΜΕΣ ΜΕΤΑΒΟΛΕΣ ΤΗΣ ΗΛΙΑΚΗΣ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ

Η γρήγορη και εύρωστη ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος (MPP – Maximum Power Point) είναι ουσιαστικής σημασίας στη λειτουργία ενός Φ/Β συστήματος ώστε να δύναται να εκμεταλλευτεί ο ελεγκτής στο έπακρο τη διαθέσιμη ηλιακή ενέργεια. Η λειτουργία της Φ/Β διάταξης στο «γόνατο» της χαρακτηριστικής καμπύλης τάσεως-ρεύματος, $I-V$, αποτέλεσε αντικείμενο ενδελεχούς μελέτης εντός της ερευνητικής κοινότητας καταλήγοντας σε σημαντικά ευρήματα. Η γρήγορη ενσωμάτωση των Φ/Β πλαισίων σχεδόν σε κάθε τεχνολογικό επίτευγμα που επικαλείται τη συνεισφορά του ως προς το περιβάλλον καταναλώνοντας «καθαρή» ενέργεια», όπως τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, καθιστά τη γρήγορη δυναμική συμπεριφορά και τον ακριβή έλεγχο των Φ/Β συστημάτων ως μία αναγκαιότητα. Η συνεισφορά στη βελτίωση της απόδοσης του συνολικού συστήματος είναι αξιοσημείωτη απαιτώντας σημαντικά λιγότερη κατανάλωση συμβατικών πηγών ενέργειας. Παράλληλα με το συνεχώς αυξανόμενο ενδιαφέρον για τα Φ/Β συστήματα, τα τεχνολογικά επιτεύγματα στον τομέα των ψηφιακών επεξεργασιών ενθαρρύνουν την υλοποίηση ψηφιακών τεχνικών ελέγχου σε αντίθεση με τις συμβατικές αναλογικές μεθόδους. Ο συνδυασμός των ανιχνευτών του σημείου μέγιστης ισχύος με τις ψηφιακές τεχνικές ελέγχου απαλείφει δυσκολίες στον έλεγχο και οδηγεί στη συνολική βελτίωση της επίδοσης του συστήματος.

Ειδικότερα, η ανάγκη για γρήγορη και ακριβή παρακολούθηση του σημείου μέγιστης ισχύος ακόμα και στην περίπτωση που συμβαίνουν απότομες μεταβολές στην ηλιακή ακτινοβολία οδήγησε στην ανάπτυξη πολλών μεθόδων και τεχνικών [163–167]. Οι διαδεδομένοι αλγόριθμοι της διαταραχής και παρατήρησης (P&O – Perturb & Observe), και της αυξητικής αγωγιμότητας (INC – Incremental Conductance), διερευνήθηκαν εκτενώς την τελευταία δεκαετία. Προσεγγίσεις με χρήση της ασαφούς λογικής [168], γενετικοί αλγόριθμοι, χρήση της τεχνικής της μεταβλητής επαγωγής [169] και χαοτικές αναζητήσεις [170] είναι κάποιες από τις πιο πρόσφατες μεθόδους που αποτελούν σημαντικό επίτευγμα κυρίως εξαιτίας της ικανότητάς τους να λειτουργούν ικανοποιητικά ακόμα και υπό συνθήκες μερικής σκίασης [171]. Παρόλα αυτά, ο αλγόριθμος P&O, χαρακτηριζόμενος για την απλότητά και αποτελεσματικότητά του, προτιμάται σε πολλά εμπορικά προϊόντα γι' αυτό έχει γίνει αντικείμενο πολλαπλών τροποποιήσεων και επεκτάσεων [172], [173].

Επιπλέον, εξαιτίας του γεγονότος ότι η τάση στα Φ/Β συστήματα εμφανίζει μη γραμμική εξάρτηση από το επίπεδο της ηλιακής ακτινοβολίας, καθώς επίσης επειδή η χαρακτηριστική καμπύλη της ισχύος ως

προς το ρεύμα μεταβάλλεται απότομα στο σημείο μέγιστης ισχύος, η πλειοψηφία των προαναφερθέντων τεχνικών εύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος υλοποιούνται με αναφορά την τάση [174]. Ωστόσο, η γραμμική εξάρτηση του ρεύματος της Φ/Β συστοιχίας ως προς τις μεταβολές της ηλιακής ακτινοβολίας μπορεί να αποδειχθεί ευεργετική στην ανίχνευση απότομων μεταβολών στην ηλιακή ακτινοβολία. Για να είναι εφικτή η υλοποίηση ενός αλγόριθμου ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος με αναφορά το ρεύμα [43], [163], [175], πρέπει να ληφθεί μέριμνα για την περίπτωση απότομων πτώσεων της ηλιακής ακτινοβολίας [176], ώστε να αποφευχθεί να λειτουργήσει το σύστημα στην κατάσταση βραχυκύκλωσης [50]. Αναντίστοιχα με τους ανιχνευτές που χρησιμοποιούν ως αναφορά την τάση, λίγες είναι οι αναφορές στη βιβλιογραφία για ανιχνευτές που κάνουν χρήση την αναφορά του ρεύματος.

Αναλογιζόμενοι τις δυσκολίες που ανακύπτουν από την υλοποίηση ενός ανιχνευτή με αναφορά το ρεύμα, ένας γρήγορος ελεγκτής πρέπει να υιοθετηθεί ώστε να ξεπεραστούν οι τυχόν δυσκολίες. Τέτοιες τεχνικές είναι οι ψηφιακές τεχνικές ελέγχου όπως ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος του ρεύματος [5], [37], [177]. Στη βιβλιογραφία υπάρχει ένας σημαντικός αριθμός δημοσιεύσεων σχετικά με τον ψηφιακό έλεγχο του ρεύματος [37], και παρουσιάζονται επίσης αρκετές τεχνικές με σταθερή ή μεταβλητή διακοπτική συχνότητα [76], [178]. Οι πιο σημαντικές τεχνικές από αυτές περιγράφηκαν αναλυτικότερα στο Κεφάλαιο 2 επικεντρώνοντας στη χρησιμοποίησή τους σε εφαρμογές DC-DC μετατροπών.

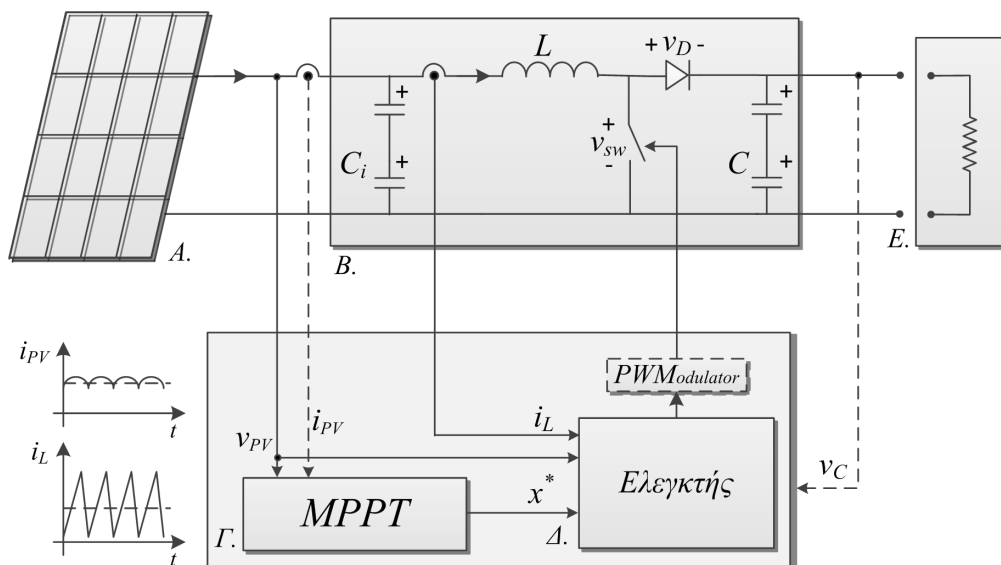
Στο παρόν κεφάλαιο υλοποιείται ένας ανιχνευτής σημείου μέγιστης ισχύος για μία Φ/Β διάταξη επιστρατεύοντας ένα προβλεπτικό ελεγκτή ρεύματος. Βασική μέριμνα στην ανάλυση που ακολουθεί είναι η χρήση της εξαγόμενης τεχνικής ελέγχου σε συστήματα συμβατικών μικροεπεξεργαστών καταναλώνοντας σημαντικά μειωμένους υπολογιστικούς πόρους. Δύο ελεγκτές ρεύματος από αυτούς που εξετάστηκαν (FS-MPC, VCC), τροποποιημένοι κατάλληλα ενσωματώνονται σε ένα σύστημα εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος με αναφορά την τάση ή το ρεύμα, ώστε να επιλεγθεί ο καταλληλότερος για αυτού του είδους τις εφαρμογές. Ερευνάται επίσης η περίπτωση της αναφοράς του ρεύματος έτσι ώστε να προκύψει ένα σύστημα ελέγχου χωρίς την παρουσία αναλογικού-ολοκληρωτικού ελέγχου. Για να καταστεί αυτό εφικτό τροποποιείται ο αλγόριθμος P&O δίνοντας τη δυνατότητα στον ανιχνευτή να αντιδράσει γρήγορα ακόμα και στην περίπτωση απότομης πτώσης της ηλιοφάνειας. Ωστόσο, η υλοποίηση ενός ψηφιακού ελέγχου σε Φ/Β συστήματα με προσανατολισμό τάσης συνεπάγεται σημαντικά πλεονεκτήματα όσον αφορά την ταχύτητα απόκρισης και την ακρίβεια [50], [179], [180].

3.1 Συνολική Διαμόρφωση του Συστήματος

Η μέθοδος που ακολουθείται βασίζεται στη ρύθμιση του επιπέδου του ρεύματος εξόδου της Φ/Β διάταξης, καθώς επίσης και στην ικανοποίηση όλων εκείνων των συνθηκών ώστε να λειτουργεί υπό τις συνθήκες μέγιστης αποδιδόμενης ισχύος στο φορτίο. Το βασικό σχήμα της στρατηγικής του ελέγχου απεικονίζεται στο Σχ. 3.1 και περιλαμβάνει τα ακόλουθα επιμέρους συστήματα:

- Α. Το/η Φ/Β πλαίσιο/διάταξη.
- Β. Το μετατροπέα ανύψωσης.
- Γ. Τον ανιχνευτή του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT).
- Δ. Τον ελεγκτή.
- Ε. Το φορτίο.

Η μέτρηση της τάσης εξόδου του Φ/Β πλαισίου, v_{PV} , και του ρεύματος, i_{PV} , διαμορφώνονται ως είσοδοι στον ανιχνευτή του σημείου μέγιστης ισχύος και στον ελεγκτή. Η αναφορά εξόδου από τον ανιχνευτή, x^* , και η τάση εξόδου του μετατροπέα, v_C , αποτελούν επίσης είσοδοι στον ψηφιακό ελεγκτή έτσι ώστε να αποκτήσει επαρκείς πληροφορίες σε μία περίοδο δειγματοληψίας για να χειριστεί τον ημιαγωγικό διακόπτη. Στην περίπτωση ενός συστήματος διασυνδεδεμένου στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας μέσω ενός αντιστροφέα τάσης, η τάση εξόδου στα άκρα του μετατροπέα δεν εξαρτάται από τη λειτουργία του DC-DC μετατροπέα μειώνοντας με αυτόν τον τρόπο τις άγνωστες παραμέτρους του συστήματος και διευκολύνοντας την υλοποίηση του ελέγχου. Παρόλα αυτά στη διερεύνηση που πραγματοποιείται, ένα ωμικό φορτίο είναι συνδεδεμένο στα άκρα του DC-DC μετατροπέα.



Σχ. 3.1. Σχηματική αναπαράσταση του συνολικού συστήματος.

Επιπλέον, οι πυκνωτές που τοποθετούνται στα άκρα του Φ/Β συστήματος καθυστερούν τη μεταβολή της τάσης του συστήματος φιλτράροντας τις συνιστώσες της διακοπτικής συχνότητας, έτσι ώστε το ρεύμα του Φ/Β πλαισίου να μπορεί να ληφθεί ως το μέσο ρεύμα της τιμής του πηνίου. Η ύπαρξη των πυκνωτών εισόδου και εξόδου ενθαρρύνουν τη θεώρηση ότι οι τάσεις στην είσοδο και έξοδο είναι περίπου σταθερές κατά το χρονικό διάστημα που ο ελεγκτής καλείται να αποφασίσει τη διακοπτική κατάσταση για την επόμενη χρονική στιγμή. Αυτή η θεώρηση παύει να ισχύει όταν ο ανιχνευτής λειτουργεί. Ωστόσο, η απουσία των πυκνωτών στην είσοδο αναμένεται να προσδώσει στο σύστημα το χαρακτηριστικό της γρήγορης απόκρισης, εξαιτίας του γεγονότος ότι οι μεταβολές του ρεύματος του πηνίου οδηγούν ταυτόχρονα σε μεταβολές στην τάση εξόδου του Φ/Β πλαισίου. Κάτω από αυτή τη συνθήκη, ο ανιχνευτής μπορεί να ακολουθήσει γρήγορα την κατάλληλη κατεύθυνση στην χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης ώστε να προσεγγίσει το σημείο μέγιστης ισχύος.

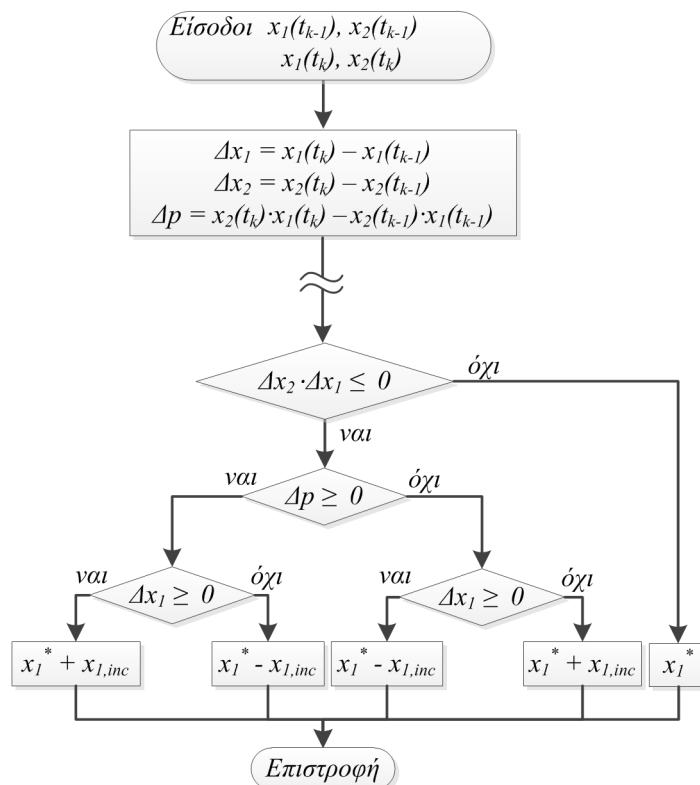
Η επίδραση της διακύμανσης του ρεύματος του πηνίου απευθείας στην ισχύ εξόδου της Φ/Β διάταξης δεν θεωρείται ως η καταλληλότερη τεχνική απαιτώντας αρκετά υψηλές τιμές επαγωγής [50]. Επιπλέον, η χρήση του διαμορφωτή εύρους παλμών, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 3.1, εξαρτάται από το σχήμα ελέγχου που σε κάθε περίπτωση εφαρμόζεται. Ειδικότερα, η τεχνική της ελέγχου του ρεύματος κοιλάδας απαιτεί τη χρήση διαμορφωτή με *trailing edge* διαμόρφωση, ενώ ο διακριτός προβλεπτικός έλεγχος χρησιμοποιεί μόνο την ψηφιακή έξοδο της μονάδος του μικροεπεξεργαστή.

3.2 Ανίχνευση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος

Στην ενότητα αυτή αναλύονται τα σχήματα ελέγχου για τις τρεις βασικές κατηγορίες ελεγκτών που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Αρχικά, για λόγους πληρότητας της διερεύνησης, αναλύεται το σχήμα ελέγχου ενός συμβατικού ελεγκτή με χρήση μόνο αναλογικών-ολοκληρωτικών ελεγκτών. Σε επόμενο στάδιο αναλύονται τα σχήματα ελέγχου τόσο για τις διάφορες παραλλαγές του προβλεπτικού ελέγχου όσο και για την τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας.

3.2.1 Αλγόριθμος εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος

Ο περισσότερο διαδεδομένος ανιχνευτής του σημείου μέγιστη ισχύος είναι αυτός της διατάραξης & παρατήρησης, P&O. Χαρακτηριζόμενος από απλότητα και αποτελεσματικότητα προτιμάται σε πολλά εμπορικά προϊόντα. Τα βασικά μειονεκτήματά του απέναντι στις πιο σύγχρονες μεθόδους είναι ότι στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, η αναφορά εξόδου μεταβάλλεται διαρκώς ανάμεσα σε γειτονικές τιμές και ότι κάτω από απότομες μεταβολές δεν δύναται να παρακολουθήσει με ακρίβεια το σημείο μέγιστης ισχύος. Στο Σχ. 3.2 απεικονίζεται το δομικό διάγραμμα του P&O αλγόριθμου όπου οι μεταβλητές x_1 και x_2 υποδηλώνουν το ρεύμα ή την τάση της Φ/Β διάταξης αντίστοιχα, για τον προσανατολισμό τάσης, και αντίστροφα για τον προσανατολισμό ρεύματος.

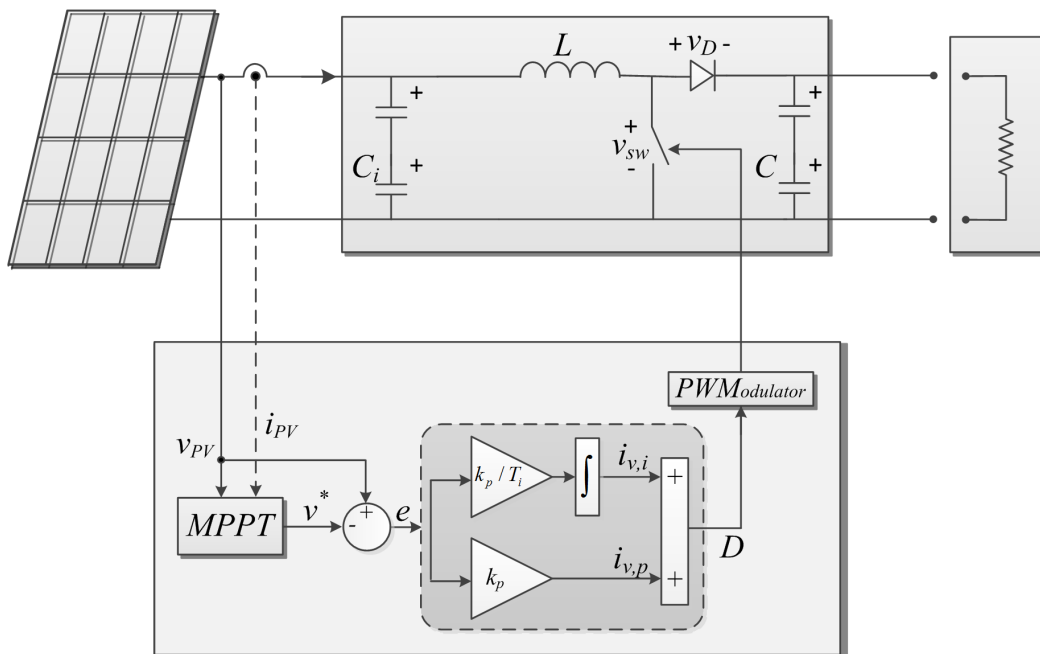


Σχ. 3.2. Δομικό διάγραμμα του αλγόριθμου P&O. (x_1 : v_{PV} , x_2 : i_{PV} (προσανατολισμός τάσης), x_1 : i_{PV} , x_2 : v_{PV} (προσανατολισμός ρεύματος))

Η συνθήκη $\Delta x_2 \cdot \Delta x_1 \leq 0$ εξασφαλίζει ότι μέσω του αλγόριθμου ανίχνευσης δεν λαμβάνονται υπόψη τιμές μετρήσεων που είναι επηρεασμένες από θόρυβο, θέτοντας σε αυτήν την περίπτωση την τιμή της αναφοράς της προηγούμενης χρονικής στιγμής. Η παραπάνω συνθήκη ισχύει διότι η χαρακτηριστική καμπύλη $I-V$ ενός Φ/Β πλαισίου είναι φθίνουσα. Η προσθήκη αυτής της συνθήκης είναι σημαντική όταν ένα σύστημα λειτουργεί σε συγκρίσιμες ταχύτητες ανάμεσα στη δειγματοληψία και τη διακοπτική περίοδο.

3.2.2 Συμβατικός αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής

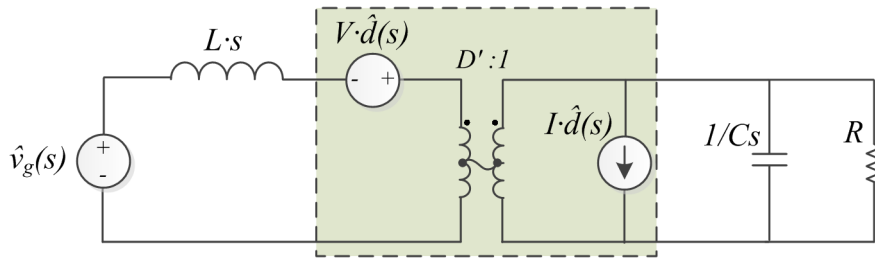
Στο Σχ. 3.3 αναπαρίσταται σχηματικά η τεχνική του συμβατικού αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή με αναφορά την τάση εισόδου. Από τον ανιχνευτή του σημείου μέγιστης ισχύος λαμβάνεται ως έξοδος η τάση αναφοράς, η οποία συγκρίνεται με την τρέχουσα τιμή της τάσης της Φ/Β διάταξης. Το σφάλμα τάσης οδηγείται σε έναν αναλογικό-ολοκληρωτικό ελεγκτή. Η έξοδος του ελεγκτή, που ουσιαστικά αποτελεί τη σχετική διάρκεια αγωγής του ημιαγωγικού στοιχείου, διαμορφώνεται ως είσοδος σε ένα διαμορφωτή εύρους παλμών με στόχο την παραγωγή των παλμών οδήγησης.



Σχ. 3.3. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής του αναλογικού-ολοκληρωτικού ελέγχου με αναφορά την τάση εισόδου.

3.2.2.1 Συνάρτηση μεταφοράς

Το ισοδύναμο κύκλωμα μικρών ac μεταβολών του DC μετατροπέα ανύψωσης υπό συνεχή λειτουργία απεικονίζεται στο Σχ. 3.4. Το κύκλωμα αυτό είναι απαραίτητο για τη γραμμικοποίηση των συναρτήσεων καθώς οι περισσότερες από τις τεχνικές ανάλυσης ac κυκλωμάτων, όπως ο μετασχηματισμός *Laplace* και άλλες τεχνικές στο πεδίο της συχνότητας, δεν μπορούν να αξιοποιηθούν σε μη γραμμικά συστήματα. Οι εξισώσεις που προκύπτουν είναι μη γραμμικές καθώς περιλαμβάνουν τον πολλαπλασιασμό με χρονομεταβλητές παραμέτρους. Το μοντέλο του μετατροπέα ανύψωσης περιλαμβάνει ένα μετασχηματιστή με σπείρες ανάλογες του λόγου μετασχηματισμού του μετατροπέα. Η χρησιμότητα αυτού του κυκλωματικού διαγράμματος είναι για την εύρεση των συναρτήσεων μεταφοράς του μετατροπέα, τις αντιδράσεις εισόδου και εξόδου, τις μεταβολές του ρεύματος του πηνίου [88].



Σχ. 3.4. Κυκλωματικό διάγραμμα μικρών ac μεταβολών του μετατροπέα ανύψωσης υπό σταθερή τάση στην είσοδο.

Η συνάρτηση μεταφοράς που συνδέει την έξοδο του μετατροπέα και την τάση εισόδου σε σχήμα ανοικτού βρόχου, δίνεται από τη γενικευμένη εξίσωση

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_d(s)} = G_{g0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \left(\frac{s^2}{\omega_o^2}\right)^2}, \quad (3.1)$$

ενώ η συνάρτηση μεταφοράς της τάσης εξόδου ως προς τη σχετική διάρκεια αγωγής δίνεται από την ακόλουθη γενικευμένη συνάρτηση

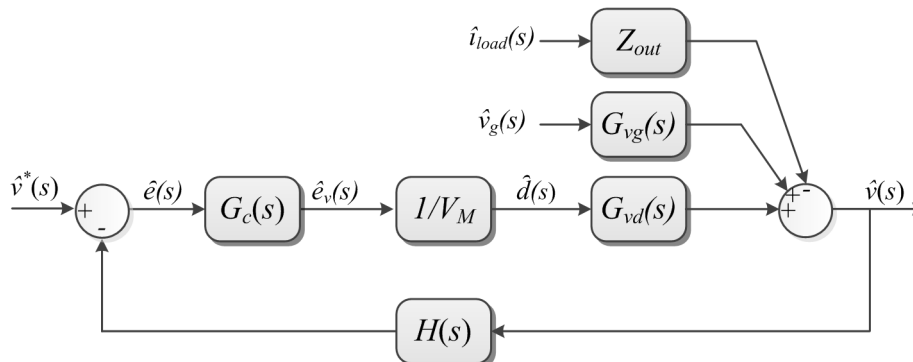
$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} = G_{d0} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \left(\frac{s^2}{\omega_o^2}\right)^2}. \quad (3.2)$$

Ο μετατροπέας ανύψωσης χαρακτηρίζεται από τη συνάρτηση μεταφοράς G_{vd} που περιλαμβάνει δύο πόλους στο δεξί ημιπίεδο, ενώ η συνάρτηση μεταφοράς G_{vg} περιλαμβάνει επίσης δύο πόλους και κανένα μηδενικό. Ο Πιν. 3.1 συνοψίζει τις τιμές των παραμέτρων των σχέσεων υπολογισμού των συναρτήσεων μεταφοράς για τον μετατροπέα ανύψωσης.

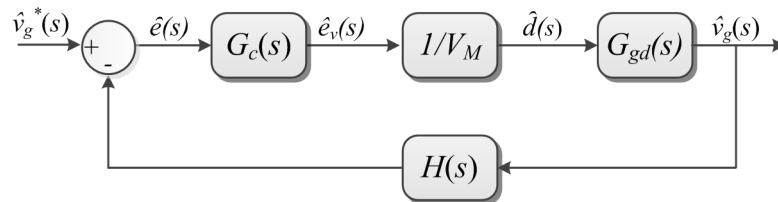
Πιν. 3.1 Σχέσεις υπολογισμού των συναρτήσεων μεταφοράς $G_{vg}(s)$ και $G_{vd}(s)$ μέσω των εξισώσεων (3.1) και (3.2).

G_{g0}	G_{d0}	ω_o	Q	ω_z
$\frac{1}{D'}$	$\frac{V}{D'}$	$\frac{D'}{\sqrt{L \cdot C}}$	$D' \cdot R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{D'^2 \cdot R}{L}$

Στο Σχ. 3.5 απεικονίζεται το δομικό διάγραμμα ελέγχου της τάσης εξόδου στον μετατροπέα ανύψωσης, ενώ στο Σχ. 3.6 το δομικό διάγραμμα ελέγχου της τάσης εισόδου. Η συνήθης χρησιμότητα ενός μετατροπέα ανύψωσης στις συμβατικές εφαρμογές DC-DC μετατροπέων είναι η παροχή μίας σταθεροποιημένης τάσης εξόδου και γι' αυτό και στη βιβλιογραφία δίνεται μεγαλύτερη έμφαση στον έλεγχο της τάσης εξόδου.



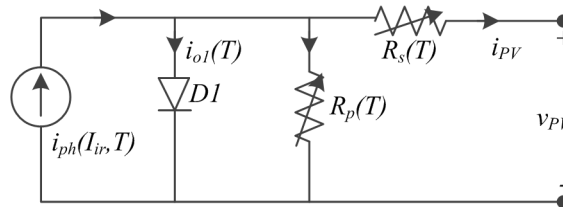
Σχ. 3.5. Δομικό διάγραμμα ελέγχου τάσης εξόδου σε DC-DC μετατροπέα ανύψωσης.



Σχ. 3.6. Δομικό διάγραμμα ελέγχου τάσης εισόδου σε DC-DC μετατροπέα ανόμωσης.

3.2.2.2 Γραμμική προσέγγιση

Ο σχεδιασμός του ελεγκτή για τη ρύθμιση της τάσης του Φ/Β πλαισίου παρουσιάζει αρκετές δυσκολίες, κυρίως λόγω των μη γραμμικών και χρονικά εξαρτώμενων χαρακτηριστικών που εμφανίζουν τόσο τα Φ/Β πλαίσια, όσο και οι μετατροπείς ισχύος. Το μη γραμμικό σύστημα γραμμικοποιείται σε ένα σημείο λειτουργίας, και το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος που εξάγεται χρησιμοποιείται για την σχεδίαση της συνάρτησης μεταφοράς ανοιχτού και κλειστού βρόχου. Στα Φ/Β συστήματα, ο λόγος της τάσης του Φ/Β κυττάρου προς το ρεύμα που το διαπερνά δεν είναι σταθερός και μπορεί να προσομοιωθεί από μία αντίσταση που μεταβάλλεται με την τάση ή το ρεύμα. Επιπλέον, ο λόγος της μεταβολής της τάσης του Φ/Β κυττάρου ως προς τη μεταβολή στο ρεύμα του, γνωστός ως δυναμική αντίσταση, λαμβάνει αρνητικές τιμές λόγω της μορφής της χαρακτηριστικής καμπύλης $I-V$. Παρ' όλα αυτά, η στατική αντίσταση του στοιχείου ορίζεται ως θετική [181–184].



Σχ. 3.7. Ισοδύναμο κύκλωμα ενός Φ/Β κυττάρου.

Στο Σχ. 3.7 απεικονίζεται το ισοδύναμο κύκλωμα ενός Φ/Β κυττάρου. Η σχέση που συνδέει το ρεύμα με την τάση εξόδου του εκφράζεται ως εξής

$$i_{PV} = i_{ph} - i_{o1} \cdot \left(e^{\frac{v_{PV} + i_{PV} \cdot R_s}{a_1 \cdot v_t}} - 1 \right) - \frac{v_{PV} + i_{PV} \cdot R_s}{R_p} \quad (3.3)$$

όπου i_{ph} είναι το ρεύμα που παράγεται εξαιτίας της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας (*photovoltaic current*)

i_o είναι το ρεύμα κορεσμού της διόδου D (*saturation current*)

R_s, R_p είναι η εν σειρά και εν παραλλήλω αντίσταση αντίστοιχα

a είναι η σταθερά ποιότητας της διόδου (*quality factor*)

v_t είναι η θερμοκή τάση ($= k \cdot T / q$) (*thermal voltage*)

v_{PV}, i_{PV} είναι η τάση ακροδεκτών και το ρεύμα του Φ/Β πλαισίου

Θεωρώντας ότι η παράλληλη αντίσταση είναι σημαντικά μεγάλη, μπορεί να θεωρηθεί ως ανοικτοκύκλωμα και συνεπώς η εξίσωση (3.3) απλοποιείται στην ακόλουθη εξίσωση

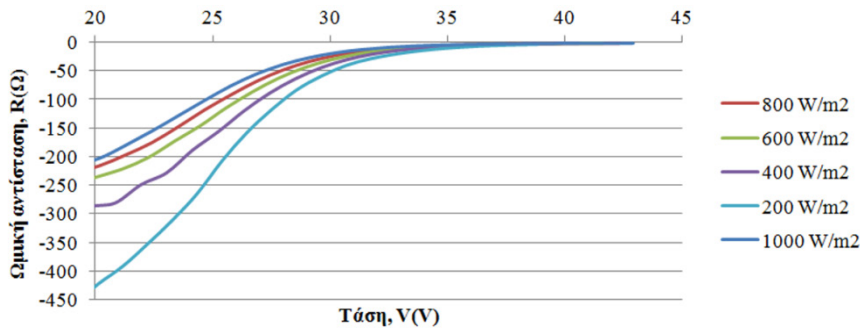
$$i_{PV} = i_{ph} - i_{o1} \cdot \left(e^{\frac{v_{PV} + i_{PV} \cdot R_s}{a_1 \cdot v_t}} - 1 \right). \quad (3.4)$$

Διαφορίζοντας την εξίσωση (3.4) ως προς την τάση προκύπτει η δυναμική αντίσταση, r_{PV} , ως εξής

$$r_{PV} = \frac{di_{PV}}{dv_{PV}} = \frac{-a_1 \cdot v_t - i_{o1} \cdot R_s \cdot e^{\frac{v_{PV} + R_s \cdot i_{PV}}{a_1 \cdot v_t}}}{i_{o1} \cdot e^{\frac{v_{PV} + R_s \cdot i_{PV}}{a_1 \cdot v_t}}}. \quad (3.5)$$

Η δυναμική αντίσταση προσεγγίζεται αριθμητικά από την εξίσωση (3.6) όπου οι συμβολισμοί \hat{v}_{PV} , \hat{i}_{PV} υποδηλώνουν μία μικρή μεταβολή στην τάση και το ρεύμα του Φ/Β πλαισίου, αντίστοιχα. Η μεταβολή της δυναμικής αντίστασης απεικονίζεται στο Σχ. 3.8 για διαφορετικά επίπεδα της ηλιακής ακτινοβολίας [173], [185].

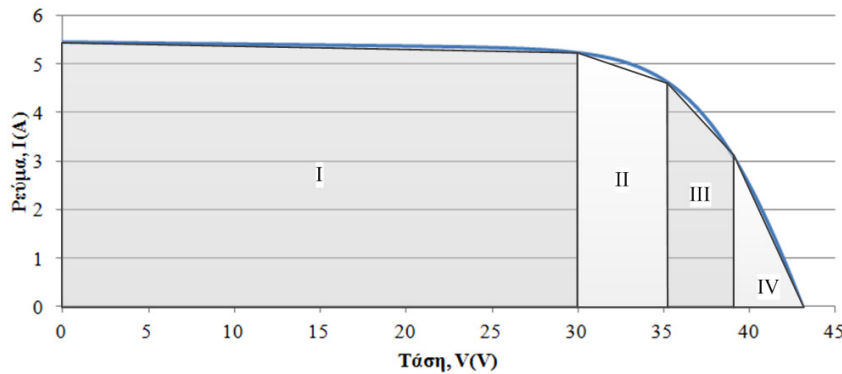
$$r_{PV} \approx \frac{\hat{v}_{PV}}{\hat{i}_{PV}} = \frac{\partial v_{PV}}{\partial i_{PV}} \quad (3.6)$$



Σχ. 3.8. Μεταβολή της δυναμικής αντίστασης για το Φ/Β πλαίσιο Sharp NE-Q5E3E.

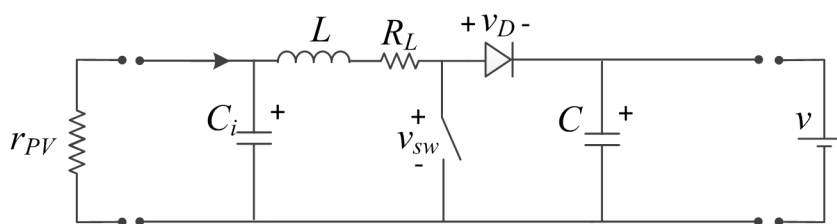
Για την απλοποίηση της ανάλυσης, θεωρούμε μία τμηματικά γραμμική προσέγγιση της χαρακτηριστικής $I-V$ καμπύλης του Φ/Β πλαισίου, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 3.9. Ανάλογα με την κλίση της, η οποία είναι ανάλογη της δυναμικής αντίστασης, η καμπύλη $I-V$ χωρίζεται σε τέσσερις διακριτές περιοχές:

- I. Πηγής ρεύματος, η οποία χαρακτηρίζεται από μεγάλη δυναμική αντίσταση κατά απόλυτη τιμή.
- II. Ισχύος I.
- III. Ισχύος II.
- IV. Πηγής τάσεως, όπου η απόλυτη τιμή της δυναμικής αντίστασης είναι μικρή.



Σχ. 3.9. Περιοχές λειτουργίας.

Στο Σχ. 3.10 παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος του υπό εξέταση συστήματος. Για την απλοποίηση του μοντέλου, στην έξοδο του μετατροπέα θεωρούμε ένα συσσωρευτή ο οποίος υποδηλώνει τον DC ζυγό τάσης του συστήματος, η τάση του οποίου διατηρείται σχετικά σταθερή. Θεωρώντας ότι ο μετατροπέας ισχύος βρίσκεται σε λειτουργία συνεχούς αγωγής, η ανάλυση του κυκλώματος του Σχ. 3.10 δίνει τις εξισώσεις κατάστασης του μοντέλου ασθενούς σήματος:



Σχ. 3.10. Ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος (μικρών ac μεταβολών).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{PV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_i} & \frac{1}{r_{PV} \cdot C_i} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{PV} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v-v_D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \hat{d} \quad (3.7)$$

$$\hat{y} = [0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{PV} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

όπου με \hat{d} συμβολίζεται μία μικρή μεταβολή στη σχετική διάρκεια αγωγής, \hat{v}_{PV} είναι μία μικρή μεταβολή στην τάση εξόδου του Φ/Β πλαισίου, ενώ με \hat{i}_L και \hat{i}_{PV} συμβολίζονται οι μικρές μεταβολές του ρεύματος του πηνίου και του πλαισίου, αντίστοιχα. Η δυναμική αντίσταση παρουσιάζεται ως r_{PV} στην (3.7) καθώς είναι μία παράμετρος που εξαρτάται από την κατάσταση λειτουργίας του συστήματος. Από τις εξισώσεις (3.7) και (3.8) προκύπτει ότι το σύστημα μπορεί να παρασταθεί σύμφωνα με το μετασχηματισμό Laplace από τη συνάρτηση μεταφοράς δευτέρας τάξης $G_{dvpv}(s)$ για μία μικρή αύξηση στην τάση \hat{v}_{PV} και μία μικρή αύξηση στο σήμα ελέγχου \hat{d} . Η συνάρτηση μεταφοράς $G_{dvpv}(s)$ δίνεται στην εξίσωση (3.9), όπου ω_n είναι η φυσική συχνότητα, K το σταθερό κέρδος, και ξ ο συντελεστής απόσβεσης [185].

$$G_{dvpv} = \frac{K}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (3.9)$$

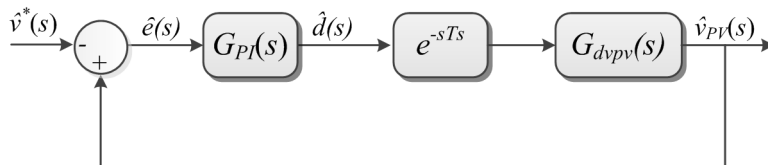
$$K = -\frac{v}{L \cdot C_i} \quad (3.10)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{-r_{PV} + R_L}{-r_{PV} \cdot L \cdot C_i}} \quad (3.11)$$

$$\xi = -\frac{-r_{PV} \cdot R_L \cdot C_i + L}{2 \cdot r_{PV} \cdot L \cdot C_i \cdot \omega_n} \quad (3.12)$$

Σύμφωνα με τη δημοσίευση [185], οι διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας επηρεάζουν ελαφρώς το σταθερό κέρδος K και τη φυσική συχνότητα ω_n . Ωστόσο, επηρεάζουν σημαντικά το συντελεστή απόσβεσης ξ . Το σύστημα ανοιχτού βρόχου παρουσιάζει αρκετά καλή συμπεριφορά απόσβεσης όταν λειτουργεί στην περιοχή πηγής τάσης, ενώ καθώς απομακρύνεται από αυτήν, ο συντελεστής απόσβεσης μειώνεται. Μόλις το σημείο λειτουργίας περάσει στην περιοχή πηγής ρεύματος, το σύστημα μετατρέπεται σε ελαφρώς αποσβεννύμενο, γεγονός που καθιστά τον έλεγχό του δύσκολο.

Για τη βελτίωση της συμπεριφοράς του συστήματος, εισάγεται ένας αναλογικό-ολοκληρωτικός αντισταθμιστής, η σχεδίαση του οποίου χρειάζεται να λαμβάνει υπ' όψιν και τις τέσσερις περιοχές λειτουργίας και να πραγματοποιηθεί με βάση τη χειρότερη περίπτωση, ώστε να εξασφαλιστεί η ευστάθεια του συστήματος. Σύμφωνα με το Σχ. 3.3, αλλά και το δομικό διάγραμμα του κλειστού βρόχου του Σχ. 3.11, προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόχου του συστήματος. Η επιλογή των κερδών k_P και k_I του αντισταθμιστή PI μπορεί να πραγματοποιηθεί. Για την επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων χρησιμοποιείται η τεχνική της διαταραχής & γραμμικοποίησης.



Σχ. 3.11. Δομικό διάγραμμα ελέγχου.

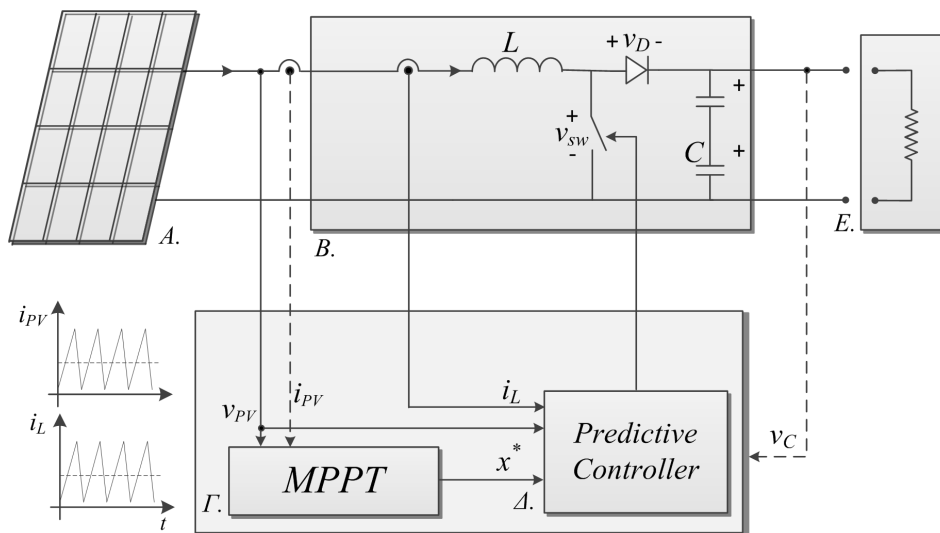
$$G_{CL}(s) = \frac{G_{PI}(s) \cdot G_{dvpv}(s)}{G_{PI}(s) \cdot G_{dvpv}(s) - 1} = \frac{K \cdot (k_P \cdot s + k_I)}{s^3 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s^2 - (K \cdot k_P - \omega_n^2) \cdot s - K \cdot k_I} \quad (3.13)$$

3.2.3 Προβλεπτικός ελεγκτής

Σε αυτήν την υποενότητα, για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος γίνεται χρήση των προβλεπτικών ελεγκτών που αναπτύσσονται στο Κεφάλαιο 2 όσον αφορά την παραγωγή του ρεύματος / τάσης αναφοράς καθώς και το βρόχο ελέγχου του συστήματος. Διερευνώνται τρία διαφορετικά σχήματα ελέγχου με στόχο να προκύψει το καταλληλότερο για αυτού του είδους τις εφαρμογές. Αρχικά αναλύεται ένα σχήμα ελέγχου όπου στην είσοδο της Φ/Β διάταξης δεν χρησιμοποιείται πυκνωτής, δευτερευόντως παρουσιάζεται ένα σχήμα ελέγχου με αναφορά το ρεύμα της Φ/Β διάταξης και τέλος, αναπτύσσεται η στρατηγική του ελέγχου με προσανατολισμό τάσης. Όπως είναι αναμενόμενο, σε κάθε μία από αυτές τις περιπτώσεις χρησιμοποιείται και ο κατάλληλος ανιχνευτής του σημείου μέγιστης ισχύος ο οποίος στην έξοδό του θα πρέπει να μπορεί να δώσει την κατάλληλη αναφορά ανάλογα με τον προσανατολισμό που υιοθετείται.

3.2.3.1 Χωρίς πυκνωτή εισόδου με αναφορά το ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης

Στο Σχ. 3.12 παρουσιάζεται σχηματικά ο βρόχος ελέγχου του προβλεπτικού ελεγκτή χωρίς την ύπαρξη πυκνωτή εισόδου και με αναφορά εξόδου από τον ανιχνευτή το ρεύμα της Φ/Β διάταξης [50], [174], [186]. Οι πυκνωτές που τοποθετούνται στα άκρα της Φ/Β διάταξης καθυστερούν τη μεταβολή της τάσης φιλτράροντας τις συνιστώσες της διακοπτικής συχνότητας, έτσι ώστε το ρεύμα της Φ/Β διάταξης να μπορεί να ληφθεί υπόψη ως το μέσο ρεύμα της Φ/Β διάταξης. Οι πυκνωτές εισόδου ενθαρρύνουν τη θεώρηση ότι η τάση στην είσοδο του μετατροπέα είναι σταθερή κατά τη διάρκεια που ο μετατροπέας καλείται να αποφασίσει για τη διακοπτική κατάσταση της επόμενης χρονικής στιγμής. Μία πιθανή απουσία των πυκνωτών εισόδου προσδίδει στο σύστημα το χαρακτηριστικό της γρήγορης απόκρισης, εξαιτίας του γεγονότος ότι οι μεταβολές στο ρεύμα του πηνίου οδηγούν ταυτόχρονα σε μεταβολές στην τάση της Φ/Β διάταξης. Με αυτόν τον τρόπο ο ανιχνευτής μπορεί να αποφασίσει άμεσα την κατάλληλη κατεύθυνση στη χαρακτηριστική καμπύλη $I-V$.

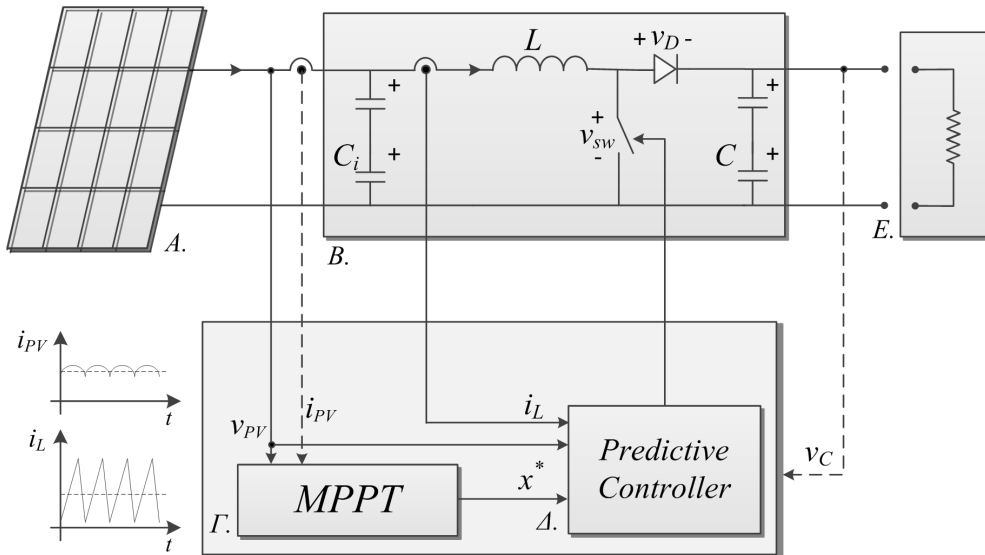


Σχ. 3.12. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής του προβλεπτικού ελέγχου χωρίς την ύπαρξη πυκνωτή εισόδου με αναφορά το ρεύμα εισόδου.

Ωστόσο, σε αυτήν την περίπτωση, ισχύς εξόδου της Φ/Β διάταξης επηρεάζεται από τις διακυμάνσεις στο ρεύμα και την τάση, με συνέπεια αυξημένες απώλειες ισχύος. Για να είναι εφικτή μία τέτοια προσέγγιση, απαιτείται η χρήση πολύ μεγάλης τιμής επαγωγής ή αυξημένη διακοπτική συχνότητα ώστε να περιοριστεί η διακύμανση στο ρεύμα του πηνίου [50].

3.2.3.2 Διερεύνηση εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος με αναφορά το ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης

Στην περίπτωση όπου ένας γρήγορος ελεγκτής υιοθετείται με ικανότητα ικανοποίησης πολλαπλών κριτηρίων όπως ο προβλεπτικός ελεγκτής, η υλοποίηση ενός συστήματος ελέγχου με προσανατολισμό ρεύματος θα πρέπει να διερευνηθεί. Σε αυτήν την περίπτωση, δεν είναι απαραίτητη η προσθήκη ενός αναλογικού - ολοκληρωτικού ελεγκτή ώστε να μετατραπεί το σφάλμα τάσης σε σφάλμα ρεύματος όπως κατά κόρον συμβαίνει στη βιβλιογραφία. Πρέπει να σημειωθεί ότι αυτή η υποενότητα αποτελεί μία διερεύνηση σχετικά με τη δυνατότητα της υλοποίησης αυτής.

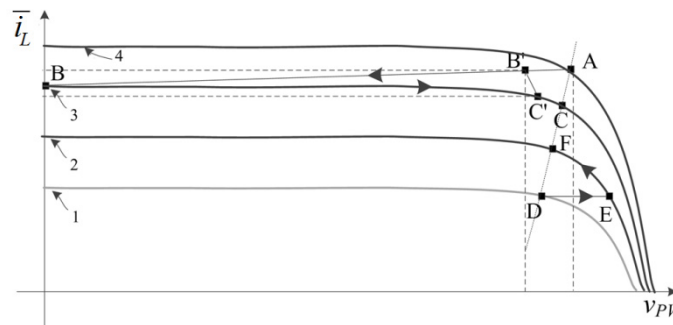


Σχ. 3.13. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής του προβλεπτικού ελέγχου χρησιμοποιώντας πυκνωτή εισόδου με αναφορά το ρεύμα εισόδου.

Για να είναι αυτή η προσέγγιση εφικτή να υλοποιηθεί, ο αλγόριθμος P&O υποβάλλεται σε δύο βασικές τροποποιήσεις. Αρχικά, τροποποιείται ώστε στην έξοδό του να δίνει ως αναφορά το ρεύμα και όχι την τάση όπως συνηθίζεται, και δευτερευόντως θέτονται περιορισμοί στην τάση και το ρεύμα. Οι τροποποιήσεις αυτές καθιστούν το σύστημα ικανό να ανταπεξέλθει στην περίπτωση που συμβεί απότομη πτώση της ηλιοφάνειας, ακόμα και αν πρόκειται για χρήση του προσανατολισμού ρεύματος αναφοράς. Όταν ο μετατροπέας λειτουργεί υπό ένα συγκεκριμένο ρεύμα αναφοράς και ξαφνικά συμβεί μία απότομη πτώση της ηλιοφάνειας, τότε αυτός θα ωθεί τη Φ/Β διάταξη να λειτουργεί στην κατάσταση βραχυκύκλωσης, μέχρις ότου ο ανιχνευτής αλλάξει την αναφορά που του επιβάλλει, και συνεπώς το σύστημα να οδηγηθεί σε σφάλμα.

Στο Σχ. 3.14 απεικονίζεται μία κατάσταση όπου ένα Φ/Β σύστημα λειτουργεί στο σημείο A (καμπύλη 4). Όταν συμβεί μία απότομη πτώση στην ηλιοφάνεια (καμπύλη 3), το ρεύμα αναφοράς που δέχεται ο ελεγκτής παραμένει σταθερό, μέχρι τη στιγμή που ο ανιχνευτής αλλάξει την αναφορά που επιβάλλει. Αυτό συμβαίνει επειδή ο ελεγκτής και ο ανιχνευτής λειτουργούν σε διαφορετικές χρονικές περιόδους. Έπειτα το σύστημα, ανιχνεύει και πάλι το νέο σημείο μέγιστης ισχύος στο σημείο C. Η μέριμνα για την περίπτωση απότομων πτώσεων στην ηλιακή ακτινοβολία πρέπει να ληφθεί υπόψη στην περίπτωση του προσανατολισμού ρεύματος, γι' αυτό το λόγο εισάγονται περιορισμοί τάσεως και ρεύματος στον αλγόριθμο του ελεγκτή όπως στο Σχ. 3.15, και έπειτα στον αλγόριθμο του ανιχνευτή, καθώς ο ελεγκτής είναι αρκετά πιο γρήγορος. Ο περιορισμός της τάσης σχετίζεται με την κλίση της τάσης εξόδου της Φ/Β συστοιχίας (k_{vPV}) και με το επίπεδό της (k_v), ενώ ο περιορισμός του ρεύματος σχετίζεται με τις μεταβολές του ρεύματος της συστοιχίας (k_{iPV}). Πρέπει να σημειωθεί ότι το ρεύμα της συστοιχίας στο Σχ. 3.14 δεν είναι το πραγματικό ρεύμα του Φ/Β συστήματος, αλλά η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου. Στην περίπτωση που συμβεί μία απότομη μεταβολή στην ηλιακή ακτινοβολία, η τάση της Φ/Β συστοιχίας τείνει να μηδενιστεί ακαριαία, ενώ το ρεύμα αποκτά την τιμή του ρεύματος βραχυκύκλωσης της καμπύλης για τη νέα ηλιακή ακτινοβολία. Για να μπορέσει ο ελεγκτής να αντιδράσει σε ένα τέτοιο

ενδεχόμενο πρέπει να παρακολουθεί συνεχώς την τάση και το ρεύμα, και όταν συμβεί κάποια μεταβολή, να αλλάξει το ρεύμα αναφοράς άμεσα και να το θέσει κοντά στη νέα αναφορά χρησιμοποιώντας το συντελεστή k_i .



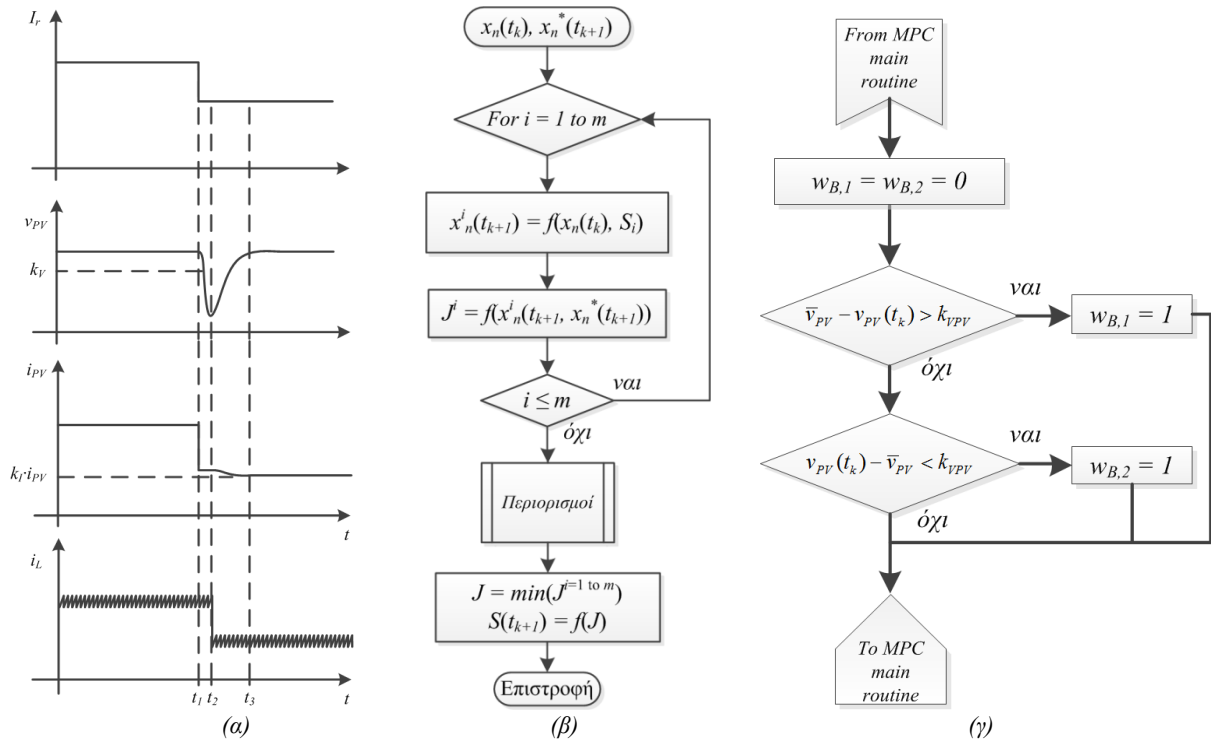
Σχ. 3.14. Αναμενόμενη συμπεριφορά του συστήματος υποκείμενο σε απότομη μεταβολή της ηλιοφάνειας.

Ο συντελεστής k_i για το ρεύμα αναφοράς προσδιορίζεται κοντά στο 0.9 [ανά μονάδα] του ρεύμα βραχυκύκλωσης για τη νέα ηλιακή ακτινοβολία στο σημείο B, θεωρώντας ότι η ανίχνευση της μεταβολής της ηλιακής ακτινοβολίας πραγματοποιείται στο σημείο B', το νέο σημείο λειτουργίας είναι το σημείο C'. Η τιμή αυτής της παραμέτρου προκύπτει από το γεγονός ότι το ρεύμα της Φ/B διάταξης αποκτά άμεσα την τιμή του ρεύματος βραχυκύκλωσης. Ο συντελεστής k_v [V] είναι ένας περιορισμός τάσης, κάτω από την οποία το σύστημα δεν πρέπει ποτέ να λειτουργήσει. Μία τυπική τιμή μπορεί να είναι κοντά στο 70% της τάση ανοικτού κυκλώματος στις τυπικές συνθήκες λειτουργίας. Ο συντελεστής $k_{v,PV}$ [V/s] εξαρτάται από την επιθυμητή τιμή της μεταβολής που πρέπει να ανιχνευτεί. Μία πολλή μικρή τιμή ίσως οδηγήσει σε ανεπιθύμητες ταλαντώσεις, ενώ μία μεγάλη τιμή μπορεί να επηρεάσει την ευαισθησία του συστήματος. Η τιμή του συντελεστή αυτού μπορεί να προσδιοριστεί μέσω δοκιμών ή μέσω ενός μοντέλου προσομοίωσης. Η διαταραχή που προκαλείται από τον αλγόριθμο ανίχνευσης θα πρέπει να ληφθεί υπόψη, έτσι ώστε ο ελεγκτής να μην μπερδεύεται κατά τη διάρκεια της κανονικής λειτουργίας. Οι συντελεστές $k_{v,PV}$ και k_v συνεισφέρουν συμπληρωματικά στη λειτουργία του συστήματος, ενώ οι συντελεστές k_i και $k_{i,PV}$ είναι ουσιώδους σημασίας. Τέλος, μετά από μία απότομη αύξηση της ηλιακής ακτινοβολίας το σύστημα μπορεί να λειτουργήσει κανονικά προσεγγίζοντας το σημείο E και έπειτα ανιχνεύει το σημείο μέγιστης ισχύος.

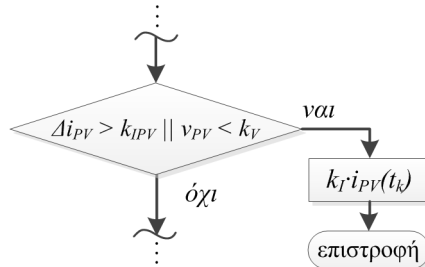
Στο Σχ. 3.15 απεικονίζεται η λειτουργία του συστήματος για την περιγραφή που προηγήθηκε όπου τη χρονική στιγμή t_l συμβαίνει μία βηματική πτώση στην ηλιακή ακτινοβολία. Την ίδια στιγμή το ρεύμα της Φ/B διάταξης είναι ισοδύναμο με το ρεύμα βραχυκύκλωσης. Η τάση του πυκνωτή εισόδου μειώνεται σταδιακά ενώ το ρεύμα του πηνίου συνεχίζει να παραμένει στα ίδια επίπεδα εκφορτίζοντας τον πυκνωτή. Ο επαναπροσδιορισμός του ρεύματος αναφοράς μπορεί να βοηθήσει το σύστημα να ανταποκριθεί ορθά. Επειδή ο ελεγκτής ανιχνεύει τη μεταβολή της ηλιακής ακτινοβολίας παρακολουθώντας το ρεύμα και την τάση της συστοιχίας, ο αλγόριθμος ανίχνευσης απαιτείται επίσης να επαναπροσδιορίσει το ρεύμα αναφοράς για την επόμενη περίοδο, γι' αυτό το σύστημα του Σχ. 3.16 προστίθεται στον αλγόριθμο ανίχνευσης του Σχ. 3.2. Ωστόσο, επειδή υπάρχει ένα χρονικό χάσμα ανάμεσα στον ελεγκτή και στον αλγόριθμο ανίχνευσης εξαιτίας των διαφορετικών περιόδων λειτουργίας, πρέπει να ληφθεί η κατάλληλη μέριμνα.

Στο Σχ. 3.15β προστίθεται η υπορουτίνα του Σχ. 3.15γ η οποία αντικαθιστά το δομικό των περιορισμών. Σύμφωνα με αυτήν την προσθήκη, όταν μία απότομη μεταβολή στη τάση της Φ/B συστοιχίας γίνεται αντιληπτή, ο έλεγχος του ρεύματος γίνεται έλεγχος τάσης βασισμένος σε ένα συντελεστή βάρους $w_{B,n}$. Η παράμετρος v_{PV} υποδηλώνει τη μέση τάση της Φ/B διάταξης υπολογισμένη για ένα αρκετά μεγάλο χρονικό διάστημα κατά την κανονική λειτουργία. Είναι ωστόσο προφανές ότι η μεταβολή της τάσης εισόδου χαρακτηρίζεται από μία σταθερά χρόνου εξαρτώμενη άμεσα από την τιμή της χωρητικότητας εισόδου, γι' αυτό αναμένεται η τάση εισόδου να μεταβληθεί σημαντικά όπως απεικονίζεται στο Σχ. 3.17. Η συνεχόμενη γραμμή στο σχήμα αντιστοιχεί στη συνεισφορά της προστιθέμενης ρουτίνας, ενώ η διακεκομμένη αναφέρεται στη λειτουργία του Σχ. 3.15α.

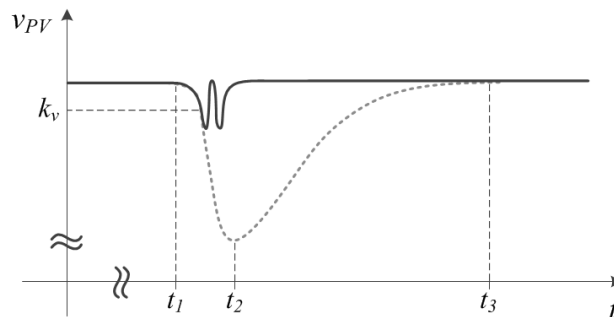
$$J = |i_L [t_{k+1}] - i^*| + w_{B,n} \cdot |\bar{v}_{PV} - v_{PV}(t_k)| \quad (3.13)$$



Σχ. 3.15. (α) Επαναπροσδιορισμός του σημείου μέγιστης ισχύος με βάση το ρεύμα της Φ/Β διάταξης έπειτα από απότομη πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας. (β) Τροποποιημένος αλγόριθμος του προβλεπτικού ελεγκτή. (γ) Υπορουτίνα της βασικής διαδικασίας του προβλεπτικού ελέγχου λαμβάνοντας υπόψη ανεπιθύμητες μεταβολές στην τάση.



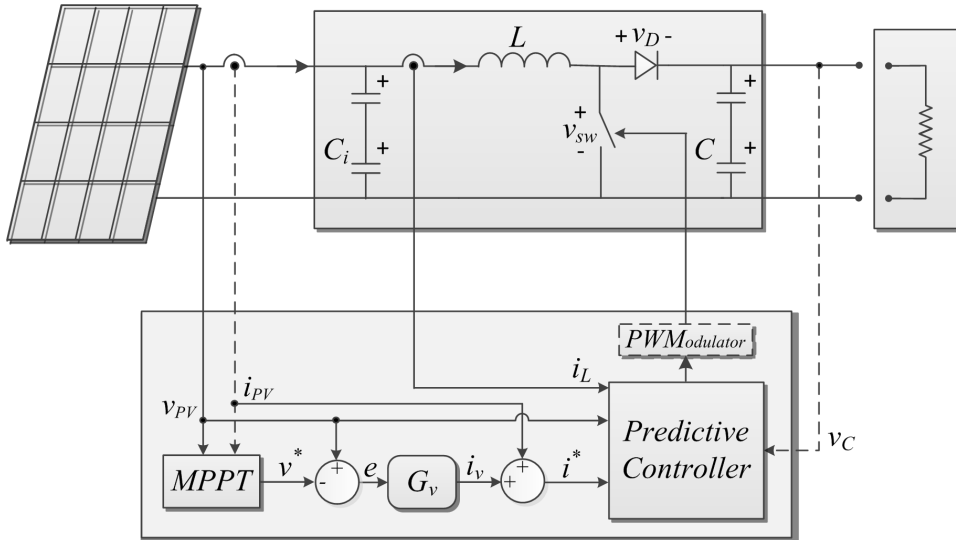
Σχ. 3.16. Επαναπροσδιορισμός του ρεύματος αναφοράς με βάση την τάση και το ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης εντός της διαδικασίας του MPPT.



Σχ. 3.17. Συνεισφορά της υπορουτίνας του Σχ. 3.15γ στη διαδικασία του ελέγχου.

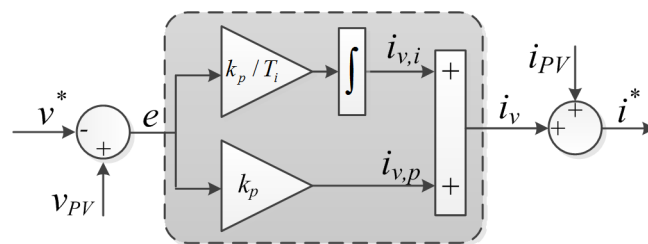
3.2.3.3 Εύρεση σημείου μέγιστης ισχύος με αναφορά την τάση εξόδου της Φ/Β συστοιχίας

Η περισσότερη διαδεδομένη προσέγγιση στη βιβλιογραφία είναι αυτή που περιλαμβάνει τη χρήση ενός αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή συνδυασμένου με έναν ανιχνευτή με προσανατολισμό τάσης. Από τη διερεύνηση της προηγούμενης υποενοότητας έγινε σαφές ότι ο προσανατολισμός ρεύματος ενέχει σημαντικές δυσκολίες. Ακόμα, και υπό αυτές τις συνθήκες, η συμβατική προσέγγιση θα μπορούσε να επωφεληθεί από τα πλεονεκτήματα του προβλεπτικού ελέγχου που χαρακτηρίζεται από δυναμική απόκριση και ακρίβεια. Το σχήμα ελέγχου που απεικονίζεται στο Σχ. 3.18 υιοθετείται ώστε να μπορεί να ενσωματωθεί ο προβλεπτικός ελεγκτής με τον αναλογικό-ολοκληρωτικό ελεγκτή και τον ανιχνευτή με προσανατολισμό τάσης.



Σχ. 3.18. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής του προβλεπτικού ελέγχου με αναφορά την τάση εισόδου.

Το δομικό διάγραμμα G_v του Σχ. 3.19 είναι ένας τυπικός αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής. Λαμβάνοντας υπόψη τη συνάρτηση μεταφοράς $G_v(s)$ που δίνεται από την εξίσωση (3.14) και τον ορισμό για το σφάλμα τάσης, $E_v(s)$, η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόχου, $T(s)$, του συστήματος μπορεί να εκφραστεί όπως στην εξίσωση (3.18).



Σχ. 3.19. Αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής.

$$G_v(s) = k_p \cdot s + k_p \cdot \frac{k_i}{T} = \frac{k_p \cdot s + k_i'}{s} \quad (3.14)$$

Το σφάλμα τάσης, $E_v(s)$, ορίζεται από τη εξίσωση (3.15). Όπως διαπιστώνεται από το σχήμα ελέγχου του Σχ. 3.18 διαφοροποιείται ο ορισμός του σφάλματος τάσης εξαιτίας του αρνητικού πρόσημου που προκύπτει λόγω της λειτουργίας του μετατροπέα ως μετατροπέα ανύψωσης.

$$E_v(s) = V^*(s) - V_{PV}(s) \quad (3.15)$$

$$V_{PV}(s) = E(s) \cdot \underbrace{G_i(s) \cdot G_v(s)}_{G(s)} \rightarrow E(s) = \frac{V_{PV}(s)}{G(s)} \quad (3.16)$$

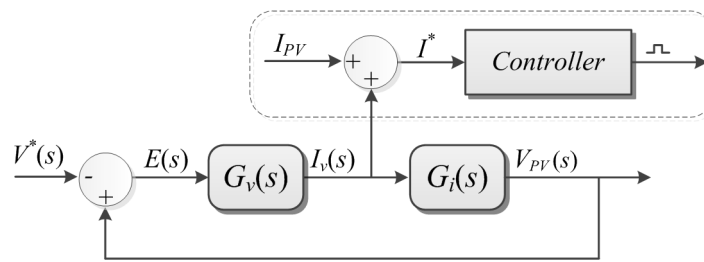
Η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος του πυκνωτή εισόδου, C_i , δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$V^*(s) = V_{PV}(s) \cdot \frac{1+G(s)}{G(s)} \quad (3.17)$$

$$T(s) = \frac{V_{PV}(s)}{V^*(s)} = \frac{G_i(s) \cdot G_v(s)}{1 - G_i(s) \cdot G_v(s)} = \frac{k_p \cdot s + k'_i}{C_i \cdot s^2 + k_p \cdot s + k'_i} \quad (3.18)$$

όπου η συνάρτηση μεταφοράς, $G_i(s)$, δίνεται ως ακολούθως. Η ύπαρξη της συνάρτησης αυτής είναι υποχρεωτική ώστε να μεταφραστεί το σφάλμα ρεύματος σε μέγεθος τάσης. Στο Σχ. 3.20 απεικονίζεται ο βρόχος ελέγχου, όπου το ρεύμα σφάλματος συγκρινόμενο με το ρεύμα πυκνωτή οδηγεί στη δημιουργία των παλμών ελέγχου του ημιαγωγού στοιχείου.

$$G_i(s) = \frac{V_{PV}(s)}{I_{C_i}(s)} = \frac{1}{C_i \cdot s} \quad (3.19)$$



Σχ. 3.20. Βρόχος ελέγχου ρεύματος πυκνωτή.

Από την εξίσωση (3.20) και τη συνάρτηση μεταφοράς της εξίσωσης (3.18) προκύπτουν τα κέρδη του αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή:

$$s^2 + \frac{k_p}{C_i} \cdot s + \frac{k'_i}{C_i} \equiv s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \frac{k'_i}{C_i} + \omega_n^2 \quad (3.20)$$

$$k_p = 2 \cdot C_i \cdot \zeta \cdot \omega_n \quad (3.21)$$

$$k'_i = k_p \cdot \frac{k_i}{T} = C_i \cdot \omega_n^2 \quad (3.22)$$

όπου ζ είναι ο συντελεστής απόσβεσης χρησιμοποιώντας τον ορισμό της ισοδύναμης σταθεράς χρόνου της εξίσωσης (3.23).

$$\tau = \frac{1}{\zeta \cdot \omega_n} \quad (3.23)$$

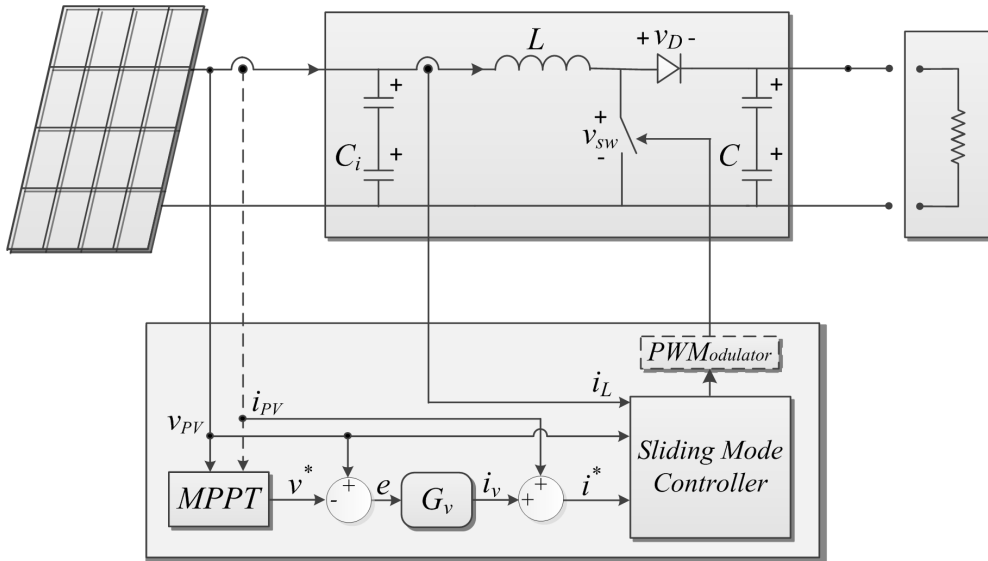
Λαμβάνοντας υπόψη την παρασιτική αντίσταση του πυκνωτή εισόδου, τότε στη συνάρτηση μεταφοράς προστίθεται ένα μηδενικό υψηλής συχνότητας στο $-1/C_i/R_{C_i}$. Η λεπτομερής συνάρτηση μεταφοράς που περιλαμβάνει την παρασιτική αντίσταση είναι της ακόλουθης μορφής

$$T(s) = \frac{k_p \cdot C_i \cdot R_{C_i} \cdot s^2 + (k_p + k_i \cdot C_i \cdot R_{C_i}) \cdot s + k'_i}{(C_i + k_p \cdot C_i \cdot R_{C_i}) \cdot s^2 + (k_p + k_i \cdot C_i \cdot R_{C_i}) \cdot s + k'_i} \quad (3.24)$$

3.2.4 Εύρεση σημείου μέγιστης ισχύος μέσω της τεχνικής ολίσθησης επί επιφανείας

Στο Σχ. 3.21 απεικονίζεται μία πιθανή στρατηγική ελέγχου βασισμένη στη μέτρηση του ρεύματος πηνίου του DC-DC μετατροπέα ρυθμίζοντας με αυτόν τον τρόπο το ρεύμα της Φ/B διάταξης [43]. Ο ρόλος της ύπαρξης του πυκνωτή εισόδου, C_i , όπως ήδη αναφέρθηκε είναι η απορρόφηση της

διακύμανσης του ρεύματος του πηνίου, έτσι ώστε ο έλεγχος ρεύματος ουσιαστικά να αφορά το μέσο ρεύμα πηνίου που είναι ίσο με το ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης [44], [88], [91], [162], [163], [173], [187–193].



Σχ. 3.21. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής ολίσθησης επί επιφανείας με αναφορά την τάση εισόδου.

Εφαρμόζοντας το νόμο ρευμάτων του *Kirchhoff* στο κύκλωμα του σχήματος στον κόμβο εισόδου του μετατροπέα ανύψωσης που εμπλέκονται η Φ/Β διάταξη, ο πυκνωτής εισόδου (C_i) και το πηνίο (L) του μετατροπέα ανύψωσης προκύπτει ότι:

$$i_{PV} = i_{C_i} + i_L \quad (3.25)$$

Ο ελεγκτής ρεύματος δίνει το ρεύμα αναφοράς i^* ως εξής:

$$i^* = i_{PV} + i_v \quad (3.26)$$

όπου το i_{PV} είναι το μετρημένο ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης και i_v είναι το ρεύμα εξόδου της συνάρτησης μεταφοράς G_v , όπως απεικονίζεται στο Σχ. 3.22. Από την εξίσωση (3.26) είναι εμφανές ότι ο αυτός ο τρόπος ελέγχου συνεισφέρει στην άμεση ανίχνευση μεταβολών στην ηλιακή ακτινοβολία. Σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας το ρεύμα σφάλματος, i_v , είναι μηδενικό υποδεικνύοντας ότι το ρεύμα αναφοράς, i^* , ισούται με το ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης, i_{PV} . Σύμφωνα με την κλασική θεωρία του ελέγχου ρεύματος στους DC-DC μετατροπείς, το σήμα ελέγχου του ημιαγωγού στοιχείου είναι συνάρτηση του σήματος σφάλματος, $e = i^* - i_L$, έτσι ώστε το ρεύμα του πηνίου, i_L , να προσεγγίσει την τιμή του ρεύματος αναφοράς, i^* . Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (3.25) και (3.26), η ακόλουθη απλοποίηση είναι πιθανή:

$$i^* = i_{C_i} + i_L + i_v \quad (3.27)$$

$$e = i_{C_i} + i_L + i_v - i_L \quad (3.28)$$

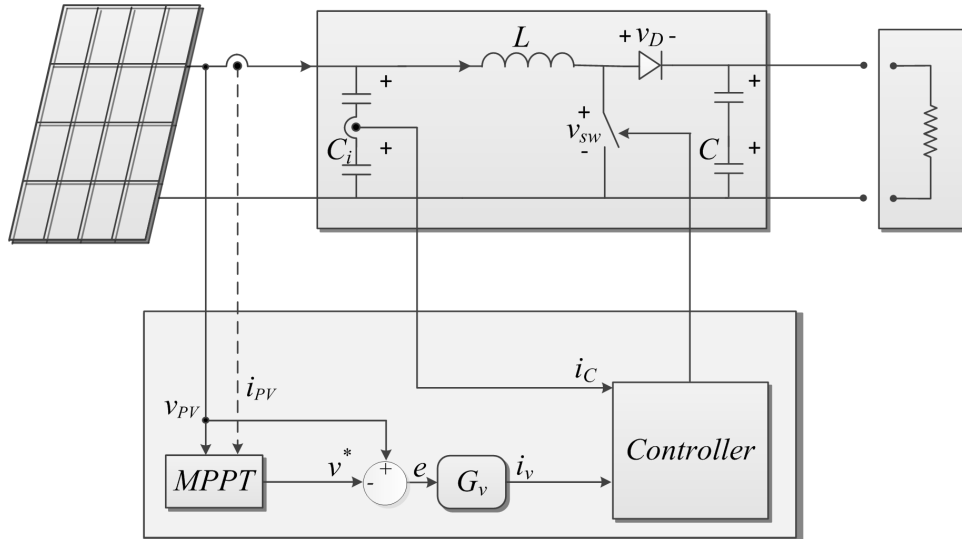
$$e = i_{C_i} + i_v \quad (3.29)$$

όπου ο στόχος του ελέγχου είναι $i^* = i_L$ οδηγώντας το σφάλμα να μηδενιστεί, έτσι ώστε

$$i_{C_i} = -i_v \quad (3.30)$$

και η συνθήκη για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας οδηγεί στο συμπέρασμα $i_{C_i} = 0$. Η απλοποίηση του στόχου του ελέγχου οδηγεί και στην απλοποίηση της ίδιας της διάταξης ελέγχου από το Σχ. 3.21 στο Σχ. 3.22 με το βρόχο ρεύματος να στοχεύει στη ρύθμιση του ρεύματος πυκνωτή εισόδου, i_{C_i} . Η απλοποίηση αυτή είναι σημαντική επειδή η πρακτική υλοποίηση του σχήματος ελέγχου του Σχ. 3.21 απαιτεί δύο μετρητικά ρεύματος για το ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης, i_{PV} , και το ρεύμα του πηνίου, i_L . Σε αντίθεση με το σχήμα ελέγχου του Σχ. 3.22, το σήμα οδήγησης του ημιαγωγικού στοιχείου εξαρτάται μόνο άμεσα

από τη μέτρηση του ρεύματος πυκνωτή εισόδου, i_{C_i} . Συνεπώς χρειάζεται μόνο ένα μετρητικό υψηλού εύρους ζώνης για τη μέτρηση του ρεύματος πηνίου και ένα χαμηλού εύρους ζώνης για τη μέτρηση του ρεύματος εξόδου της Φ/Β διάταξης. Επιπρόσθετα, η μέτρηση του ρεύματος του πυκνωτή εισόδου είναι ευκολότερη από ότι η μέτρηση του ρεύματος πηνίου, το οποίο εμφανίζει DC συνιστώσα. Άλλο πλεονέκτημα του σχήματος ελέγχου του Σχ. 3.22 είναι ότι απαιτεί ευκολότερη ανάλυση από αυτή του σχήματος ελέγχου του Σχ. 3.21 [43], [173].



Σχ. 3.22. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής ολίσθησης επί επιφανείας με αναφορά την τάση εισόδου βασισμένη στο ρεύμα πυκνωτή εισόδου, i_{C_i} .

Η συνάρτηση Ψ , η οποία καθορίζει τη διακοπτική κατάσταση του ημιαγωγού στοιχείου, προκύπτει από την (3.30) ότι είναι:

$$\Psi = -i_{C_i} - i_v \quad (3.31)$$

Το ρεύμα σφάλματος i_v στο σχήμα ελέγχου του Σχ. 3.22 δίνεται από τη συνάρτηση $G_v(s)$. Ο ορισμός της επιφάνειας ολίσθησης, Ψ , όπως δίνεται στην εξίσωση (3.31) υποδηλώνει ότι κατά τη διάρκεια της ολίσθησης επί της επιφανείας, το ρεύμα του πυκνωτή εισόδου αλλάζει ώστε να παρακολουθεί τις μεταβολές στην ηλιακή ακτινοβολία. Επειδή η επιφάνεια ολίσθησης, Ψ , δεν εξαρτάται από το μοντέλο της Φ/Β διάταξης υπάρχει η βεβαιότητα ότι θα παρακολουθείται σωστά το σημείο μέγιστης ισχύος της τελευταίας. Δύο συνθήκες πρέπει να πληρούνται ώστε να λειτουργεί ορθά η τεχνική ολίσθησης επί επιφανείας [162]:

$$\Psi = 0 \quad (3.32)$$

$$\frac{d\Psi}{dt} = 0 \quad (3.33)$$

Από την εξίσωση (3.32) και χρησιμοποιώντας την εξίσωση του ρεύματος του πυκνωτή εισόδου

$$i_{C_i} = C_i \cdot \frac{dv_{PV}}{dt} \quad (3.34)$$

προκύπτει η ακόλουθη συνθήκη

$$\frac{dv_{PV}}{dt} = -\frac{i_v}{C_i} \quad (3.35)$$

Κατά τη διάρκεια της λειτουργίας της τεχνικής ελέγχου, η εξίσωση (3.35) δίνει τη σχέση ανάμεσα στην τάση εισόδου, v_{PV} , και το ρεύμα αναφοράς, i_v^* , έτσι ώστε να μπορεί να σχεδιαστεί το σύστημα του αναλογικού-ολοκληρωτικού ελέγχου της τάσης. Από τη δεύτερη εξίσωση (3.33), και από τη θεώρηση ότι $i_{C_i} = i_{PV} - i_L$, προκύπτει ότι:

$$\frac{d\Psi}{dt} = \frac{di_L}{dt} - \frac{di_{PV}}{dt} - \frac{di_v}{dt} = 0 \quad (3.36)$$

Αγνοώντας την εν σειρά και εν παραλλήλω αντίσταση του μοντέλου της Φ/Β διάταξης, ορίζοντας δηλαδή $R_s = 0$ και $R_{sh} = \infty$, το ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης μπορεί να πάρει την ακόλουθη μορφή:

$$i_{PV} = i_{SC} - I_{ir} \cdot e^{a \cdot v_{PV}} \quad (3.37)$$

όπου v_{PV} είναι η τάση εξόδου της Φ/Β διάταξης, I_{ir} και a είναι παράμετροι που εξαρτώνται από τα συγκεκριμένα Φ/Β πλαίσια, i_{SC} είναι το ρεύμα βραχυκυκλώσεως για μία δεδομένη τιμή ηλιακής ακτινοβολίας και είναι περίπου ανάλογο της. Στην πραγματικότητα, το ρεύμα βραχυκυκλώσεως στη συγκεκριμένη τιμή θερμοκρασίας και ακτινοβολίας μπορεί να εκφραστεί ως συνάρτηση των τιμών των παραμέτρων κάτω από τις STC συνθήκες λειτουργίας και από την τιμή a_L , η οποία εκφράζει την εξάρτηση του ρεύματος βραχυκυκλώσεως από τη θερμοκρασία [187]:

$$i_{SC} = i_{SC,STC} \cdot \frac{S}{S_{STC}} \cdot (1 + a_L \cdot (T_{PV} - T_{PV,STC})) \quad (3.38)$$

Από την ανάλυση της εξίσωσης (3.36) χρησιμοποιώντας την εξίσωση (3.37) προκύπτει ότι:

$$\frac{di_{PV}}{dt} = -G \cdot \frac{dv_{PV}}{dt} + \frac{di_{SC}}{dt} \quad (3.39)$$

$$G = a \cdot I_{ir} \cdot e^{a \cdot v_{PV}} \quad (3.40)$$

Σαν αποτέλεσμα, η συνθήκη λειτουργίας της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας που δίνεται από την εξίσωση (3.36) μπορεί να γραφεί στην ακόλουθη μορφή

$$\frac{di_L}{dt} + G \cdot \frac{dv_{PV}}{dt} - \frac{di_{SC}}{dt} - \frac{di_v}{dt} = 0 \quad (3.41)$$

Επιπλέον, από την λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης προκύπτει η παρακάτω εξίσωση

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{PV}}{L} - \frac{v_C \cdot (1-u)}{L} \quad (3.42)$$

Επειδή απαιτείται να πληρείται η συνθήκη $\Psi = 0$, λαμβάνοντας υπόψη τις εξισώσεις (3.25) και (3.30), αν $\Psi < 0$, ή $i_{Ci} > -i_v$, τότε το ρεύμα του πηνίου, i_L , πρέπει να αυξηθεί ώστε να μειωθεί το ρεύμα του πυκνωτή εισόδου, i_{Ci} , έτσι από την εξίσωση (3.42) προκύπτει ότι ο διακόπτης θα πρέπει να άγει. Από την άλλη πλευρά, αν $\Psi > 0$, ή $i_{Ci} < -i_v$, τότε το ρεύμα του πηνίου, i_L , πρέπει να μειωθεί ώστε να αυξηθεί το ρεύμα του πυκνωτή εισόδου, i_{Ci} , και ο διακόπτης να πάψει να άγει. Τελικά προκύπτει ότι αν $\Psi < 0$ ο διακόπτης πρέπει να άγει, ενώ αν $\Psi > 0$ ο διακόπτης δεν πρέπει να άγει [91]. Για να λειτουργήσει σωστά η τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας οι προαναφερόμενες συνθήκες πρέπει να ισχύουν, καθώς επίσης θα πρέπει η μέση τιμή του σήματος ελέγχου του διακόπτη, \bar{u} , να ικανοποιεί τη συνθήκη $0 < \bar{u} < 1$. Από τις εξισώσεις (3.35) - (3.42) η ακόλουθη εξίσωση για την παραγωγή του σήματος ελέγχου προκύπτει:

$$\frac{v_{PV}}{L} - \frac{v_C \cdot (1-\bar{u})}{L} + G \cdot \frac{dv_{PV}}{dt} - \frac{di_{SC}}{dt} - \frac{di_v}{dt} = 0 \quad (3.43)$$

Από τις εξισώσεις (3.31) και (3.36) εξάγεται το συμπέρασμα ότι το σημείο ισορροπίας της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας ορίζεται από τις δύο εξισώσεις $i_{PV} = i_L$ και $i_v = 0$. Από την εξίσωση (3.43) προκύπτει για το σημείο ισορροπίας ότι ισχύει $dv_{PV}/dt = 0$, ενώ οι συνθήκες που πρέπει να πληρούνται στη βάση των τιμών της μέγιστης κλίσης για το i_v και την ηλιακή ακτινοβολία είναι το di_v/dt και $dS/dt = (1/k) \cdot di_{SC}/dt$, επιβεβαιώνοντας τη λειτουργία της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας χρησιμοποιώντας την αρχή της επαλληλίας. Το τελευταίο χρησιμοποιείται υποθέτοντας ότι οι δύο μεταβολές, του i_v και του S , δεν συμβαίνουν ταυτοχρόνως. Συνεπώς, τα όρια λειτουργίας που θα προκύψουν από την ανάλυση που έπεται είναι τα μέγιστα επιτρεπτά για συγκεκριμένη μεταβολή της ηλιακής ακτινοβολίας και του σήματος αναφοράς. Γι' αυτό το λόγο, αντικαθιστώντας την $di_v/dt = 0$ στην

εξίσωση (3.43), το αποτέλεσμα των μεταβολών του i_{SC} επιβάλλει την ισχύ της $0 < \bar{u} < 1$ οδηγώντας στην παρακάτω ανίσωση:

$$0 < \frac{v_{PV} - L \cdot \frac{di_{SC}}{dt}}{v_C} < 1 \quad (3.44)$$

έτσι οι δύο επόμενες ανισώσεις οι οποίες βεβαιώνουν τη λειτουργία της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας στον μετατροπέα ισχύουν

$$v_{PV} - L \cdot \frac{di_{SC}}{dt} > 0 \quad (3.45)$$

$$v_{PV} - L \cdot \frac{di_{SC}}{dt} < v_C \quad (3.46)$$

Τέλος, ο περιορισμός που πρέπει να ικανοποιηθεί όσον αφορά την κλίση του i_{SC} ώστε να συνεχίσει να λειτουργεί σωστά η τεχνική της ολισθήσεως επί επιφανείας είναι:

$$\frac{v_{PV} - v_C}{L} < \frac{di_{SC}}{dt} < \frac{v_{PV}}{L} \quad (3.47)$$

Το δομικό διάγραμμα G_v του Σχ. 3.22 είναι ένας τυπικός αναλογικός - ολοκληρωτικός ελεγκτής. Λαμβάνοντας υπόψη τη συνάρτηση μεταφοράς $G_v(s)$ που γίνεται από την εξίσωση (3.48) και τον ορισμό για το σφάλμα τάσης, $E_v(s)$, η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόχου, $T(s)$, του συστήματος μπορεί να εκφραστεί όπως στην εξίσωση (3.52).

$$G_v(s) = k_p \cdot s + k_p \cdot \frac{k_i}{T} = \frac{k_p \cdot s + k_i'}{s} \quad (3.48)$$

Το σφάλμα τάσης, $E_v(s)$, ορίζεται από τη εξίσωση (3.49). Όπως διαπιστώνεται από το σχήμα ελέγχου του Σχ. 3.22 διαφοροποιείται ο ορισμός του σφάλματος τάσης εξαιτίας του αρνητικού πρόσημου που προκύπτει λόγω της λειτουργίας του μετατροπέα ως μετατροπέα ανύψωσης.

$$E_v(s) = V^*(s) - V_{PV}(s) \quad (3.49)$$

$$V_{PV}(s) = E(s) \cdot \underbrace{G_i(s) \cdot G_v(s)}_{G(s)} \rightarrow E(s) = \frac{V_{PV}(s)}{G(s)} \quad (3.50)$$

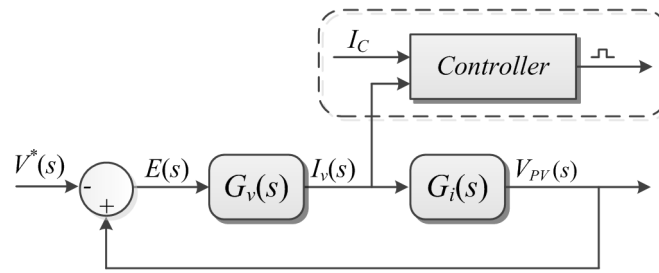
Η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος του πυκνωτή εισόδου, C_i , δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$V^*(s) = V_{PV}(s) \cdot \frac{1 + G(s)}{G(s)} \quad (3.51)$$

$$T(s) = \frac{V_{PV}(s)}{V^*(s)} = \frac{G_i(s) \cdot G_v(s)}{1 - G_i(s) \cdot G_v(s)} = \frac{k_p \cdot s + k_i'}{C_i \cdot s^2 + k_p \cdot s + k_i'} \quad (3.52)$$

όπου η συνάρτηση μεταφοράς, $G_i(s)$, δίνεται ως ακολούθως. Η ύπαρξη της συνάρτησης αυτής είναι υποχρεωτική ώστε να μεταφραστεί το σφάλμα ρεύματος σε μέγεθος τάσης. Στο Σχ. 3.23 απεικονίζεται ο βρόχος ελέγχου, όπου το ρεύμα σφάλματος συγκρινόμενο με το ρεύμα πυκνωτή οδηγεί στη δημιουργία των παλμών ελέγχου του ημιαγωγού στοιχείου.

$$G_i(s) = \frac{V_{PV}(s)}{I_{C_i}(s)} = \frac{1}{C_i \cdot s} \quad (3.53)$$



Σχ. 3.23. Βρόχος ελέγχου ρεύματος πυκνωτή.

Από την εξίσωση (3.54) και τη συνάρτηση μεταφοράς της εξίσωσης (3.52) προκύπτουν τα κέρδη του αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή:

$$s^2 + \frac{k_p}{C_i} \cdot s + \frac{k'_i}{C_i} \equiv s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \frac{k'_i}{C_i} + \omega_n^2 \quad (3.54)$$

$$k_p = 2 \cdot C_i \cdot \zeta \cdot \omega_n \quad (3.55)$$

$$k'_i = k_p \cdot \frac{k_i}{T} = C_i \cdot \omega_n^2 \quad (3.56)$$

όπου ζ είναι ο συντελεστής απόσβεσης χρησιμοποιώντας τον ορισμό της ισοδύναμης σταθεράς χρόνου της εξίσωσης (3.57)

$$\tau = \frac{1}{\zeta \cdot \omega_n} \quad (3.57)$$

ΈΛΕΓΧΟΣ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΠΟΛΥΕΠΙΠΕΔΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΤΑΣΗΣ ΑΛΛΗΛΕΝΔΕΤΩΝ ΒΑΘΜΙΔΩΝ

Οι *Neutral Point Clamped* αντιστροφείς τριών επιπέδων χρησιμοποιούνται ευρέως στη βιομηχανία σε εφαρμογές υψηλής ισχύος, στους μετατροπείς μέσης τάσης και στα συστήματα ηλεκτροκίνησης. Ζητήματα απωλειών ισχύος εξαιτίας της μεταγωγής των διακοπών και της ποιότητας του ρεύματος ανακύπτουν σε υψηλές τάξεις ισχύος. Η εξισορρόπηση του ουδέτερου σημείου σε αυτήν την τοπολογία είναι ένα άλλο σημαντικό θέμα που μελετήθηκε ιδιαίτερα τα τελευταία χρόνια. Ανάμεσα στις περισσότερες τεχνικές ελέγχου για αυτού του είδους των μετατροπέων στη βιβλιογραφία, συγκαταλέγονται μη γραμμικές τεχνικές, όπως ο έλεγχος υστέρησης, αλλά και γραμμικές μέθοδοι, όπως η χρήση PI ελεγκτών με χρήση διαμορφωτή εύρους παλμών. Το γενικευμένο σχήμα ελέγχου που παρουσιάστηκε στην αρχική ενότητα εφαρμόζεται και στην περίπτωση των NPC αντιστροφέων τάσης. Η συμπεριφορά του συστήματος προβλέπεται για κάθε πιθανή διακοπτική κατάσταση. Η διακοπτική εκείνη κατάσταση που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους για την επόμενη χρονική στιγμή είναι αυτή που τελικά επιλέγεται. Οι NPC αντιστροφείς τάσης παρουσιάζουν ένα μεγάλο αριθμό διακοπτικών καταστάσεων, συγκρινόμενοι με τον δύο επιπέδων αντιστροφέα τάσης όπως είναι φυσικό, εξαιτίας του μεγαλύτερου αριθμού διακοπτικών καταστάσεων.

Ωστόσο, η αύξηση της ισχύος σχεδόν σε όλες τις εφαρμογές, οι αυστηρότερες προδιαγραφές και η απαίτηση για καλύτερη απόδοση έχει οδηγήσει την επιστημονική κοινότητα προς την κατεύθυνση των αλληλένδετων βαθμίδων πολυεπίπεδων αντιστροφέων. Ο εν σειρά συνδυασμός πολυεπίπεδων αντιστροφέων προσφέρει αντοχή σε ακόμη μεγαλύτερα επίπεδα τάσης, ισχύος, βελτιωμένη απόδοση και ποιότητα. Σε εφαρμογές ΑΠΕ οι πολυεπίπεδοι αντιστροφείς αλληλένδετων βαθμίδων αποτελούν την καλύτερη δυνατή επιλογή λόγω της ύπαρξης πολλών ανεξάρτητων DC πηγών τάσης. Για παράδειγμα, στις διατάξεις των Φ/Β συστημάτων υπάρχει ακόμη η απαίτηση για έλεγχο της κάθε πηγή τάσης ξεχωριστά ώστε να επιτευχθεί η εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος. Η ιδιαιτερότητα αυτή κάνει τον έλεγχο ακόμα πιο δύσκολο καθώς οι ήδη αυξημένες απαιτήσεις που περιγράφηκαν στην προηγούμενη παράγραφο επιβαρύνονται από την απαίτηση ανεξάρτητου ελέγχου των DC πηγών τάσης καθώς και της εξισορρόπησης των τάσεων των πυκνωτών.

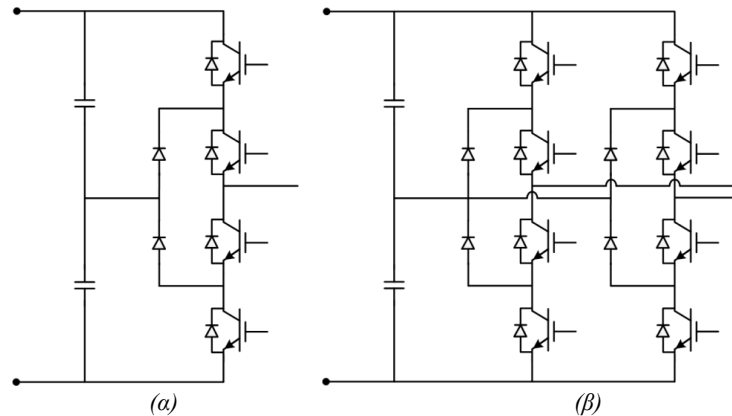
Στον παρόν κεφάλαιο περιγράφεται αρχικά ο NPC αντιστροφέας τάσης ενός σκέλους και μία Η-γέφυρα με NPC σκέλη, έπειτα αναλύεται η λειτουργία και ο έλεγχος του NPC αντιστροφέα τάσης δύο αλληλένδετων βαθμίδων Η-γεφυρών χρησιμοποιώντας την τεχνική του προβλεπτικού ελέγχου. Σε επόμενο βήμα, ο προτεινόμενος αυτός συνδυασμός του προβλεπτικού ελεγκτή και της τοπολογίας του αντιστροφέα συγκρίνεται με την κλασική τοπολογία της Η-γέφυρας αλληλένδετων βαθμίδων, καθώς επίσης εφαρμόζεται και μία συμβατική τεχνική ελέγχου βασισμένη μόνο σε αναλογικούς-

ολοκληρωτικούς ελεγκτές. Τέλος, αναπτύσσεται ένας προβλεπτικός ελεγκτής για μία υβριδική τοπολογία που αποτελείται από μία συμβατική Η-γέφυρα και από μία Η-γέφυρα με NPC σκέλη.

4.1 Αντιστροφέας Περιορισμού Ουδετέρου Σημείου

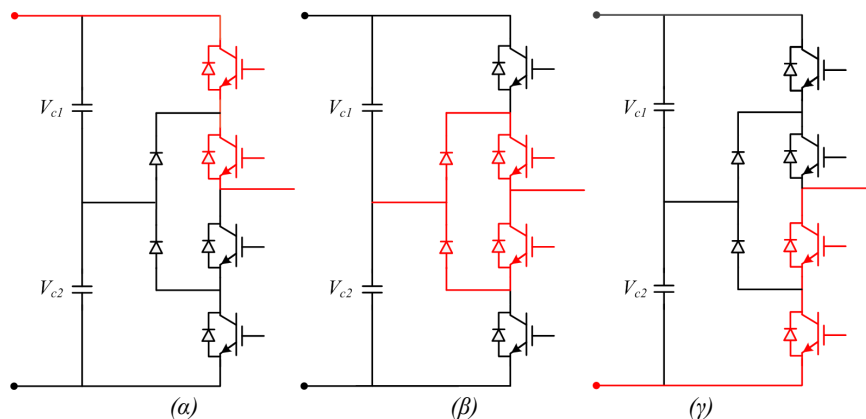
Το κύκλωμα ενός NPC αντιστροφέα τάσης ενός σκέλους και μίας Η-γέφυρας απεικονίζονται στο Σχ. 4.1. Ένα ξεχωριστό σκέλος αποτελείται από $2 \cdot (m-1)$ διακοπτικά στοιχεία, $m-1$ πυκνωτές στο ζυγό DC τάσης οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι σε κοινό κόμβο μαζί με $m-1$ διόδους παράκαμψης, όπου m είναι τα επίπεδα της τάσης εξόδου. Οι διόδους περιορισμού περιορίζουν την τάση στα άκρα των ημιαγωγικών διακοπών στο μισό της τιμής της τάσης του DC ζυγού που είναι η τάση των στα άκρα των πυκνωτών εισόδου. Τη στιγμή που άγουν δύο διακοπτικά στοιχεία, τα υπόλοιπα δύο διακοπτικά στοιχεία του σκέλους που δεν άγουν δέχονται ολόκληρη την τάση του DC ζυγού όπως απεικονίζεται στο πρώτο σχήμα του Σχ. 4.2.

Λόγω της ύπαρξης δύο ημιαγωγικών στοιχείων η τάση αυτή μοιράζεται υπό ιδανικές συνθήκες και είναι ίση με το μισό της DC τάσης εισόδου. Η ύπαρξη των δύο διόδων περιορισμού ανά σκέλος εξασφαλίζει ότι η τάση αποκοπής των ημιαγωγικών στοιχείων δεν θα ξεπεράσει ποτέ αυτό το επίπεδο τάσης, καθώς όταν αυτό συμβεί, η διάδος περιορισμού άγει και περιορίζει την τάση στην τιμή της τάσης του πυκνωτή. Το ουδέτερο σημείο πρέπει να βρίσκεται συνεχώς σε μηδενικό δυναμικό, καθώς κάθε μετατόπισή του οδηγεί στην αλλαγή των επιπέδων της τάσης εξόδου και μπορεί να την παραμορφώσει σημαντικά, καθώς επίσης τα ημιαγωγικά στοιχεία δέχονται αυξημένη τάση στα άκρα τους.



Σχ. 4.1. NPC αντιστροφέας τάσης. (α) Ένα σκέλος – 3 επίπεδα τάσης. (β) Η-γέφυρα – 5 επίπεδα τάσης.

Ο συνδυασμός του ενός σκέλους NPC σε μία Η-γέφυρα όπως είναι αναμενόμενο δημιουργεί πέντε επίπεδα στη τάση εξόδου ανάμεσα στα δύο σκέλη όπως διαπιστώνεται και στο Σχ. 4.3. Η δημιουργία των πέντε επιπέδων τάσης γίνεται με τον πιο αποτελεσματικό τρόπο καθώς κάθε άλλος συνδυασμός σκελών του συμβατικού αντιστροφέα τάσης θα απαιτούσε περισσότερα διακοπτικά στοιχεία (μη συμπεριλαμβάνοντας τις διόδους περιορισμού).



Σχ. 4.2. Αντιστροφέας τάσης NPC τριών επιπέδων τάσης στις τρεις φάσεις λειτουργίας του.

Οι συνδυασμοί των διακοπτικών καταστάσεων περιγράφονται στον Πιν. 4.1. Σε κάθε NPC σκέλος υπάρχει δυνατότητα τριών δυνατών συνδυασμών από τους οποίους προκύπτουν και τα τρία δυνατά επίπεδα τάσης ($v_{dc}/2$, 0 , $-v_{dc}/2$) όπως αυτά απεικονίζονται στα Σχ. 4.3α και β.

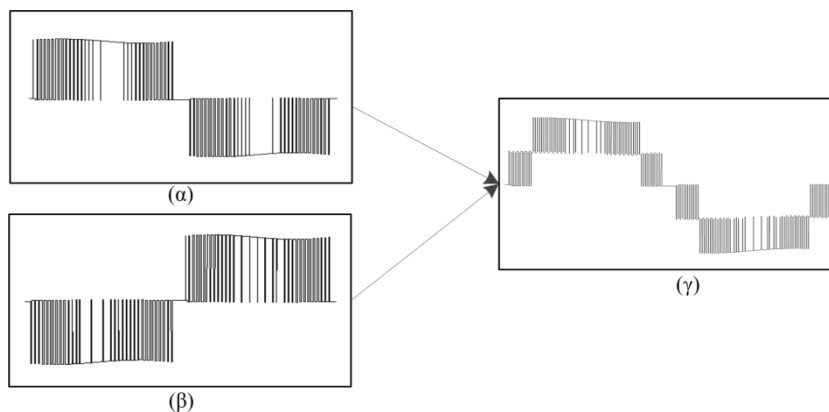
Πιν. 4.1 Κατάσταση διακοπών και επίπεδα τάσης εξόδου για ένα σκέλος NPC αντιστροφέα τάσης.

T_{A1}	$S_{1,1a}$	$S_{1,2a}$	$S_{1,3a}$	$S_{1,4a}$	v_{ao1}
+	1	1	0	0	$v_{dc1}/2 = v_{c1,1}$
0	0	1	1	0	0
-	0	0	1	1	$-v_{dc1}/2 = v_{c1,2}$

Σε μία Η-γέφυρα αντιστροφέα τάσης με δύο NPC σκέλη οι συνδυασμοί των διακοπών που προκύπτουν είναι εννέα ($= 2^3$). Από το συνδυασμό των διακοπών αναμένεται στην τάση εξόδου να εμφανιστούν και τα επίπεδα τάσης εκείνα που προκύπτουν από το άθροισμα και τη διαφορά των τάσεων των δύο πυκνωτών. Όλοι οι πιθανοί διακοπτικοί συνδυασμοί καθώς και το επίπεδο της τάσης με το οποίο ισούται η μονοφασική τάση εξόδου, v_{ab} , της Η-γέφυρας συγκεντρώνονται στον Πιν. 4.2. Τα πέντε επίπεδα της τάσης εξόδου όπως αυτά τελικά διαμορφώνονται από το συνδυασμό των δύο επιμέρους μονοφασικών τάσεων απεικονίζονται στο Σχ. 4.3.

Πιν. 4.2 Διακοπτικοί συνδυασμοί και επίπεδα τάσης εξόδου για έναν NPC αντιστροφέα τάσης.

#	T_A	T_B	v_{ao}	v_{bo}	v_{ab}
1	1	1	v_{c1}	v_{c1}	0
2	1	0	v_{c1}	0	v_{c1}
3	1	-1	v_{c1}	$-v_{c2}$	$v_{c1} + v_{c2}$
4	0	1	0	v_{c1}	$-v_{c1}$
5	0	0	0	0	0
6	0	-1	0	$-v_{c2}$	v_{c2}
7	-1	1	$-v_{c2}$	v_{c1}	$-v_{c1} - v_{c2}$
8	-1	0	$-v_{c2}$	0	$-v_{c2}$
9	-1	-1	$-v_{c2}$	$-v_{c2}$	0

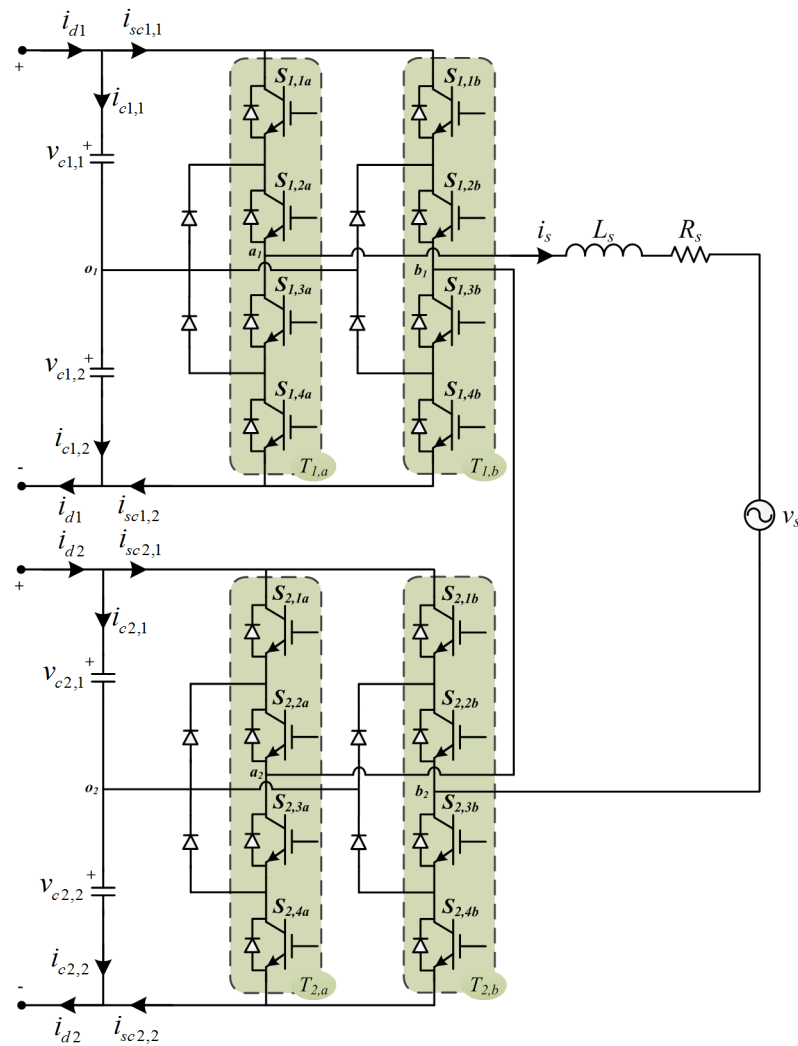


Σχ. 4.3. Δύο σκέλη NPC σε Η-γέφυρα. (α), (β) Κυματομορφές τάσεων ανάμεσα στο ένα σκέλος και στο ουδέτερο σημείο. (γ) Κυματομορφή τάσης ανάμεσα στα δύο σκέλη.

4.2 Προβλεπτικός Έλεγχος Η-γεφυρών NPC Αντιστροφέων Τάσης

Το κύκλωμα ισχύος δύο εν σειρά συνδεδεμένων Η-γεφυρών με NPC σκέλη απεικονίζεται στο Σχ. 4.4. Το σύστημα αποτελείται από δύο βαθμίδες, τους DC πυκνωτές εισόδου, τις δύο Η-γέφυρες με NPC σκέλη, το επαγωγικό φίλτρο και το δίκτυο διασύνδεσης. Στο σύστημα τους σχήματος δεν υπάρχει

απομόνωση των DC βαθμίδων η οποία είναι ωστόσο αναγκαία από συγκεκριμένα διεθνή πρότυπα (NEC 690). Ωστόσο, αν απαιτείται, μπορεί να προστεθεί ένας χαμηλής συχνότητας μετασχηματιστής στην AC είσοδο ή ένας υψηλής συχνότητας μετασχηματιστής στον DC μετατροπέα. Το φίλτρο του δικτύου αναπαρίσταται από μία επαγωγή, L_s , και μία αντίσταση, R_s , προσομοιώνοντας και τις απώλειες ισχύος στην επαγωγή και εισάγεται για να αυξήσει την ακρίβεια του μοντέλου πρόβλεψης. Συνήθως, σε τέτοιου είδους διασυνδεδεμένες τοπολογίες είναι σύνηθες να χρησιμοποιείται ένα LCL φίλτρο για τον περιορισμό της συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος, το οποίο δεν είναι απαραίτητο υπό την παρούσα τεχνική έλεγχου και τοπολογία.

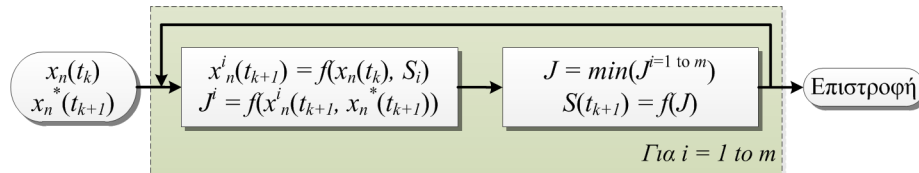


Σχ. 4.4. Εν σειρά συνδυασμός δύο NPC αντιστροφών τάσης Η-γεφυρών.

Το σύστημα του σχήματος θα μπορούσε να αποτελείται από τον εν σειρά συνδυασμό n Η-γεφυρών, στο οποίο για λόγους απλότητας παρουσιάζονται μόνο δύο βαθμίδες. Κάθε Η-γέφυρα αποτελείται από οχτώ διακοπτικά στοιχεία και η κατάστασή τους ορίζεται από τα δυαδικά σήματα S . Η δυαδική κατάσταση “0” αναπαριστά την κατάσταση όπου ο διακόπτης δεν άγει, ενώ η δυαδική κατάσταση “1” αναπαριστά την κατάσταση αγωγής. Σε κάθε NPC σκέλος υπάρχει η δυνατότητα παραγωγής τριών επιπέδων τάσης με αναφορά το ουδέτερο σημείο o . Ο συνδυασμός των διακοπτικών καταστάσεων περιγράφεται στον Πιν. 4.1. Σε κάθε NPC σκέλος υπάρχει δυνατότητα τριών δυνατών συνδυασμών από τους οποίους προκύπτουν και τα τρία δυνατά επίπεδα τάσης ($v_{dc}/2$, 0 , $-v_{dc}/2$). Επειδή κάθε σκέλος παράγει τρία επίπεδα τάσης, μία μονοφασική Η-γέφυρα με NPC σκέλη οδηγεί στην παραγωγή τάσεως πέντε επιπέδων, ενώ ο συνδυασμός δύο εν σειρά Η-γεφυρών με NPC σκέλη οδηγεί στη δημιουργία εννέα επιπέδων τάσης στην τάση εξόδου της γέφυρας.

4.2.1 Ορισμός του προβλήματος του προβλεπτικού ελέγχου

Ο προβλεπτικός έλεγχος διακριτών καταστάσεων στους μετατροπείς ισχύος χρησιμοποιεί τη διακριτή φύση των διακοπτικών καταστάσεων του μετατροπέα ισχύος. Ένα διακριτό δυναμικό μοντέλο πρέπει να καθοριστεί που να εμπλέκει τις καταστάσεις των διακοπών με τις υπό έλεγχο μεταβλητές. Αυτό το μοντέλο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για κάθε δυνατή διακοπτική κατάσταση ενσωματώνοντας τις παραμέτρους του συστήματος και τις μετρούμενες τιμές της καθεαυτής χρονικής στιγμής, προβλέποντας τη μελλοντική κατάσταση των μεταβλητών κατάστασης. Αυτή η διαδικασία μπορεί να ακολουθηθεί για περισσότερους του ενός ορίζοντα, ενώ στη βιβλιογραφία συνήθως χρησιμοποιούνται τα δύο βήματα ορίζοντα πρόβλεψης.



Σχ. 4.5. Αρχή λειτουργίας του FS-MPC.

Όταν όλες οι δυνατές προβλέψεις με τους αντίστοιχους συνδυασμούς έχουν πραγματοποιηθεί, χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της αυθαίρετης συνάρτησης κόστους η οποία σχεδιάζεται με αυτόν τον τρόπο ώστε να οδηγεί στη βέλτιστη επιθυμητή διακοπτική κατάσταση. Η διακοπτική εκείνη κατάσταση που οδηγεί στο ελάχιστο δυνατό κόστος, πετυχαίνοντας δηλαδή τον στόχο του ελεγκτή, είναι αυτή που χρησιμοποιείται για την οδήγηση των διακοπών του μετατροπέα. Στην παρούσα εργασία, παρουσιάζονται δύο στρατηγικές ελέγχου, ενώ η μία από τις δύο τελικά υιοθετείται. Και στις δύο τεχνικές χρησιμοποιούνται PI αντισταθμιστές ενώ η διαφοροποίησή τους έγκειται ότι στην μεν πρώτη γίνεται χρήση ενός PI ελεγκτή για τον υπολογισμό του σφάλματος τάσης, ενώ στη δεύτερη χρησιμοποιείται ένας PI ελεγκτής για κάθε μία Η-γέφυρα. Τα δύο αυτά σχήματα ελέγχου αναλύονται στο Κεφάλαιο 5.

4.2.2 Προβλεπτικός έλεγχος του ρεύματος δικτύου

Απομονώνοντας μόνο το ένα σκέλος της Η-γέφυρας με τα NPC σκέλη του Σχ. 4.4, $T_{1,a}$, οι διακόπτες ελέγχονται με τέτοιο τρόπο ώστε μόνο δύο από του τέσσερις διακόπτες να άγουν ταυτόχρονα [194]. Για παράδειγμα, όταν οι διακόπτες $S_{1,1a}$ και $S_{1,2a}$ άγουν ταυτόχρονα η τάση $v_{c1,1}$ εφαρμόζεται στα άκρα a_1o_1 , όταν άγουν οι διακόπτες $S_{1,2a}$ και $S_{1,3a}$ τότε το δυναμικό του ουδετέρου σημείου εφαρμόζεται, ενώ όταν άγουν οι διακόπτες $S_{1,3a}$ και $S_{1,4a}$ η τάση $v_{c1,2}$ εμφανίζεται στα προαναφερθέντα άκρα. Ορίζοντας ως S την κατάσταση του διακόπτη, η οποία ισούται με μηδέν όταν ο διακόπτης δεν άγει και μονάδα όταν ο διακόπτης άγει. Η παράμετρος T κυβερνάται από τον ακόλουθο κανόνα:

$$\begin{aligned} \text{if } T_n = 1 &\rightarrow S_{n,1} = 1, S_{n,2} = 1 \\ \text{if } T_n = 0 &\rightarrow S_{n,2} = 1, S_{n,3} = 1 \\ \text{if } T_n = -1 &\rightarrow S_{n,3} = 1, S_{n,4} = 1 \end{aligned} \quad (4.1)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τη συνολική Η-γέφυρα με NPC σκέλη τότε ο συνολικός αριθμός συνδυασμών αναμένεται να είναι ίσος με 9 ($= 3^{2 \cdot n}$), ενώ η συνολική τάση θα αποτελείται από 5 ($= 4 \cdot n + 1$) διακριτά επίπεδα, όπου το n συμβολίζει τον αριθμό των εν σειρά γεφυρών ή των διακριτών DC πηγών. Ειδικότερα, επικεντρώνοντας στη μαθηματική προσέγγιση του ελεγκτή, ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός ελεγκτής βασίζεται στις εξισώσεις κατάστασης του συστήματος, γι' αυτό χρησιμοποιείται η διακριτή εξίσωση που περιγράφει το ρεύμα δικτύου

$$i_s[t_{k+1}] = \left(1 - \frac{T_s}{L_s} \cdot R_s\right) \cdot i_s(t_k) + \frac{T_s}{L_s} \cdot (v_{ab}[t_{k+1}] - v_s(t_k)) \quad (4.2)$$

Όταν η παράμετρος του χρόνου βρίσκεται εντός αγκύλων δηλώνει ότι πρόκειται για προβλεπόμενες τιμές, ενώ οι τιμές που προκύπτουν από δειγματοληψία είναι εντός παρενθέσεων. Η εξίσωση (4.2) είναι το αποτέλεσμα της διακριτοποίησης της εξίσωσης των τάσεων (4.3) που κυβερνά το φίλτρο εισόδου ανάμεσα στον αντιστροφέα και το δίκτυο εφαρμόζοντας το θεώρημα Euler και θεωρώντας ως χρόνο δειγματοληψίας το T_s . Το προβλεπόμενο ρεύμα του δικτύου, $i_s[t_{k+1}]$, εξαρτάται από την παρούσα τιμή της τάσης του δικτύου, $v_s(t_k)$, και του ρεύματος, $i_s(t_k)$, την τάση εξόδου του αντιστροφέα, $v_{ab}[t_{k+1}]$, καθώς επίσης και τις πραγματικές τιμές των παραμέτρων του συστήματος όπως του πηνίου, L_s , και της παρασιτικής αντίστασης, R_s ,

$$v_{ab} = L_s \cdot \frac{di_s}{dt} + R_s \cdot i_s + v_s \quad (4.3)$$

Στην εξίσωση (4.2) μόνο η τάση v_{ab} δεν μετράται απευθείας, αλλά είναι αποτέλεσμα υπολογισμών. Υπολογίζοντας τη συνολική τάση v_{albn} ανάμεσα στους ακροδέκτες των n εν σειρά συνδεδεμένων γεφυρών, υπάρχει η ανάγκη να οριστεί αυτή σε τέτοια μορφή ώστε να εμπλέκει τις διακοπτικές καταστάσεις όπως στην εξίσωση (4.4),

$$v_{ab}[t_{k+1}] = \sum_n^{1,2} \left[\frac{T_{n,a} - T_{n,b}}{2} \cdot v_{cn,tot}^+ + \frac{(T_{n,a})^2 - (T_{n,b})^2}{2} \cdot v_{cn,tot}^- \right], \quad (4.4)$$

όπου οι όροι $v_{cn,tot}^+$ και $v_{cn,tot}^-$ προκύπτουν από το άθροισμα και τη διαφορά των όρων των τάσεων των πυκνωτών που απαρτίζουν τον κάθε DC ζυγό τάσης

$$v_{cn,tot}^+ = v_{cn,1}(t_k) + v_{cn,2}(t_k), \quad (4.5)$$

$$v_{cn,tot}^- = v_{cn,1}(t_k) - v_{cn,2}(t_k). \quad (4.6)$$

Χρησιμοποιώντας το θεώρημα διακριτοποίησης κατά Euler στην τάση των πυκνωτών που υπολογίζεται από την εξίσωση Kirchhoff (4.7) στα άκρα κάθε πυκνωτή και λύνοντας ως προς $v_{cn,j}$ προκύπτει ότι:

$$i_{dn}(t) = C \cdot \frac{dv_{cn,j}(t)}{dt} + i_{scn,j}(t) \quad (4.7)$$

$$v_{cn,j}[t_{k+1}] = v_{cn,j}(t_k) + \frac{T_s}{C} \cdot (i_d(t_k) - i_{scn,j}(t_k)) \quad (4.8)$$

Η εξίσωση (4.8) εμπλέκει το ρεύμα εξόδου των DC πηγών, $i_{dn}(t_k)$, καθώς επίσης και το ρεύμα που εισέρχεται ή εξέρχεται της γέφυρας, $i_{scn,j}(t_k)$. Το τελευταίο ρεύμα μπορεί να υπολογιστεί εκφράζοντας το ρεύμα εισόδου ως συνάρτηση των διακοπτικών καταστάσεων και του ρεύματος δικτύου, αποφεύγοντας με αυτόν τον τρόπο επιπρόσθετα μετρητικά όργανα. Το ρεύμα που εισέρχεται διαφέρει από το ρεύμα που εξέρχεται εξαιτίας της κοινής σύνδεσης στο σημείο o και την κατεύθυνση των ρευμάτων. Ωστόσο, και τα δύο ρεύματα μπορούν να υπολογισθούν ως ακολούθως

$$i_{scn,1}(t_k) = \left(T_{n,a} \cdot \frac{T_{n,a} + 1}{2} - T_{n,b} \cdot \frac{T_{n,b} + 1}{2} \right) \cdot i_s(t_k), \quad (4.9)$$

$$i_{scn,2}(t_k) = \left(-T_{n,a} \cdot \frac{T_{n,a} - 1}{2} + T_{n,b} \cdot \frac{T_{n,b} - 1}{2} \right) \cdot i_s(t_k). \quad (4.10)$$

Από την ανάλυση που προηγήθηκε προκύπτει η αναγκαιότητα της εξασφάλισης της τάσης ισορροπίας ανάμεσα στους δύο εν σειρά συνδεδεμένους πυκνωτές που απαρτίζουν τον DC ζυγό. Σε αυτήν την περίπτωση η χρονική διάρκεια όπου το κάθε σκέλος συνδέεται ως προς το ουδέτερο σημείο μπορεί να προσαρμοστεί έτσι ώστε το μέσο ρεύμα στο ουδέτερο σημείο να είναι ίσο με το μηδέν. Αυτή είναι μία βασική επιδίωξη στους NPC μετατροπείς, επειδή μία πιθανή μεταβολή στην τάση των πυκνωτών μπορεί

να προκαλέσει ολίσθηση στην τάση του ουδετέρου σημείου με άμεση συνέπεια στα επίπεδα της τάσης εξόδου αλλά και στην τάση καταπόνησης των ημιαγωγικών στοιχείων.

Στη συνάρτηση κόστους, J , το ρεύμα δικτύου και οι τάσεις των DC πηγών πρέπει να ληφθούν υπόψη ώστε να ακολουθηθούν οι επιθυμητές τιμές των αναφορών. Ωστόσο, στους NPC μετατροπείς ο ελεγκτής απαιτείται να λάβει υπόψη του και την εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως. Το τετραγωνικό σφάλμα του ρεύματος δικτύου και της DC τάσης εισόδου εισάγονται στη συνάρτηση κόστους όπως φαίνεται στην εξίσωση (4.11)

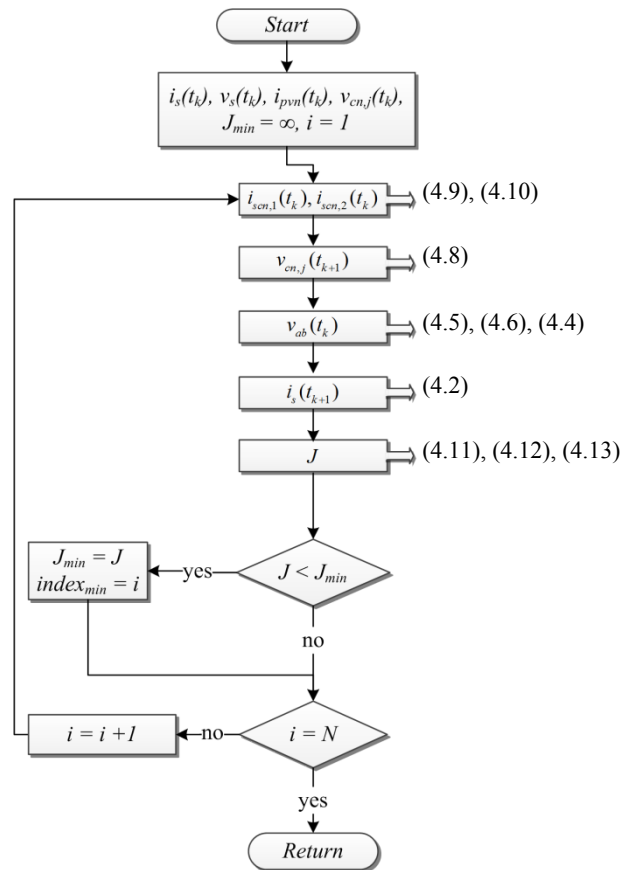
$$J = \lambda_{amp} \cdot (i_s[t_{k+1}] - i_s^*(t_k))^2 + \sum_{n,j}^{n=2} \left[\lambda_{vol} \cdot \left(\frac{v_{dn}^*(t_k)}{2} - v_{cn,j}[t_{k+1}] \right)^2 \right], \quad (4.11)$$

όπου το ρεύμα $i_s^*(t_k)$ και η τάση $v_{dn}^*(t_k)$ είναι το επιθυμητό ρεύμα και οι τάσεις των DC πηγών, αντίστοιχα. Για την κανονικοποίηση των σφαλμάτων που εμπλέκονται στην εξίσωση (4.11) και εκφράζονται σε διαφορετικές τιμές μονάδος, οι λ σταθερές χρησιμοποιούνται ως συντελεστές βάρους ρυθμίζοντας αντίστοιχα τη συνάρτηση κόστους.

$$\lambda_{amp} = \frac{1}{\hat{i}_{s,nom}} \quad (4.12)$$

$$\lambda_{vol} = \frac{1}{v_{d,nom}} \quad (4.13)$$

Τελικά, ανάμεσα σε όλους τους πιθανούς διακοπτικούς συνδυασμούς ο ένας ο οποίος βρίσκεται από τον ελεγκτή ότι συναντά τις συγκεκριμένες προδιαγραφές ελαχιστοποιώντας τη συνάρτηση κόστους επιλέγεται. Το διάγραμμα ροής και τα βήματα υπολογισμού της τεχνικής του ελέγχου απεικονίζονται στο Σχ. 4.6, πραγματοποιώντας i επαναλήψεις για τους N διακοπτικούς συνδυασμούς.



Σχ. 4.6. Λογικό διάγραμμα λειτουργίας του προβλεπτικού ελέγχου.

4.2.3 Βρόχος ελέγχου τάσης

Για τον ανεξάρτητο έλεγχο των επιπέδων των DC τάσεων αλλά και τη διατήρηση μοναδιαίου συντελεστή ισχύος κατά την έγχυση ισχύος στο δίκτυο απαιτούνται δύο αναλογικοί-ολοκληρωτικοί ελεγκτές, ένας για κάθε μία διακριτή βαθμίδα. Ο πρώτος PI ελεγκτής ελέγχει το άθροισμα των τάσεων των DC ζυγών, ενώ ο δεύτερος, αλλά και κάθε επόμενος ελέγχει την DC τάση εισόδου της συγκεκριμένης βαθμίδας. Για τον έλεγχο του αθροίσματος των τάσεων v_{d1} και v_{d2} χρησιμοποιούνται οι ακόλουθες εξισώσεις:

$$S_1 \cdot i_s = i_{d1} - C_1 \cdot \frac{dv_{d1}}{dt} \quad (4.14)$$

$$S_2 \cdot i_s = i_{d2} - C_2 \cdot \frac{dv_{d2}}{dt} \quad (4.15)$$

όπου το ρεύμα που εισέρχεται στην κάθε βαθμίδα ισούται με το γινόμενο του σήματος διαμόρφωσης, S , επί του ρεύματος εισόδου κατ' αντιστοιχία με τη μέθοδο που ακολουθήθηκε και στην ανάλυση του προβλεπτικού ελεγκτή. Αθροίζοντας τις εξισώσεις (4.14) και (4.15) προκύπτει η εξίσωση (4.16).

$$S_1 \cdot i_s + S_2 \cdot i_s = i_{d1} - C_1 \cdot \frac{dv_{d1}}{dt} + i_{d2} - C_2 \cdot \frac{dv_{d2}}{dt} \quad (4.16)$$

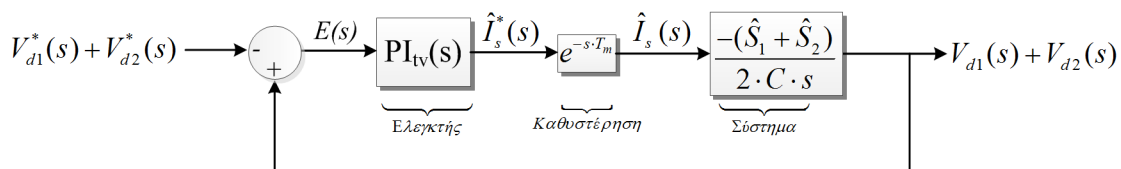
Θεωρώντας τις μέγιστες τιμές στη θέση των ενεργών και λαμβάνοντας υπόψη μόνο τη DC συνιστώσα των όρων του αριστερού μέλους, η εξίσωση (4.16) διαμορφώνεται ως εξής:

$$\frac{(\hat{S}_1 + \hat{S}_2) \cdot \hat{i}_s}{2} = i_{d1} - C_1 \cdot \frac{dv_{d1}}{dt} + i_{d2} - C_2 \cdot \frac{dv_{d2}}{dt} \quad (4.17)$$

Τα ρεύματα των DC πηγών λαμβάνονται ως διαταραχές και η συνάρτηση μεταφοράς του βρόχου ελέγχου του αθροίσματος των DC τάσεων προκύπτει ότι είναι:

$$\frac{V_{d1}(s) + V_{d2}(s)}{\hat{I}_s(s)} = -\frac{\hat{S}_1 + \hat{S}_2}{2 \cdot C \cdot s} \quad (4.18)$$

όπου η συνολική χωρητικότητα της κάθε βαθμίδας θεωρείται ίση με C . Στο Σχ. 4.7 απεικονίζεται ο βρόχος ελέγχου του αθροίσματος των τάσεων των DC πηγών. Για λόγους απλοποίησης και χωρίς να επηρεάζεται η ακρίβεια της ανάλυσης, ο βρόχος του ρεύματος εισόδου προσεγγίζεται από μία ισοδύναμη καθυστέρηση όπου $m = \tau/T_s$. Η σταθερά χρόνου του βρόχου του ρεύματος, τ , προσεγγίζεται ως το $1/4$ του χρόνου αποκατάστασης, t_{ss} . Η εξίσωση (4.19) περιγράφει τη συνάρτηση μεταφοράς του βρόχου ελέγχου της συνολικής τάσης ως άθροισμα όλων των επιμέρους τάσεων.



Σχ. 4.7. Βρόχος ελέγχου του αθροίσματος των DC τάσεων.

$$\begin{aligned} H_v(s) &= \frac{Y(s)}{V_{d1}^*(s) + V_{d2}^*(s)} = \\ &= \frac{-\left(\hat{S}_1 + \hat{S}_2\right) \cdot k_p^{iv} \cdot s - \left(\hat{S}_1 + \hat{S}_2\right) \cdot k_p^{iv} \cdot k_i^{iv} \cdot T_s}{2 \cdot C \cdot T_s \cdot m \cdot s^3 + 2 \cdot C \cdot s^2 + \left(\hat{S}_1 + \hat{S}_2\right) \cdot k_p^{iv} \cdot s + \left(\hat{S}_1 + \hat{S}_2\right) \cdot k_p^{iv} \cdot k_i^{iv} \cdot T_s} \end{aligned} \quad (4.19)$$

4.2.4 Διακοπτικοί συνδυασμοί

Στον Πιν. 4.3 απεικονίζονται όλοι οι δυνατοί διακοπτικοί συνδυασμοί και τα επίπεδα τάσης δύο εν σειρά συνδεδεμένων Η-γεφυρών με NPC σκέλη. Ο αριθμός των συνολικών διακοπτικών συνδυασμών είναι 81. Ωστόσο, πρέπει να σημειωθεί ότι κάποια από τα επίπεδα τάσης επιτυγχάνονται υπό διαφορετικούς συνδυασμούς.

Πιν. 4.3. Διακοπτικοί συνδυασμοί και επίπεδα τάσης εξόδου για έναν NPC αντιστροφέα τάσης δύο αλληλένδετων βαθμίδων.

#	T_{A1}	T_{B1}	T_{A2}	T_{B2}		#	T_{A1}	T_{B1}	T_{A2}	T_{B2}	
1	1	1	1	1	0	42	-1	0	0	0	$-V_{c12}$
2	0	1	1	1	$-V_{c11}$	43	1	-1	0	0	$V_{c11} + V_{c12}$
3	-1	1	1	1	$-V_{c11} - V_{c12}$	44	0	-1	0	0	V_{c12}
4	1	0	1	1	V_{c11}	45	-1	-1	0	0	0
5	0	0	1	1	0	46	1	1	-1	0	$-V_{c22}$
6	-1	0	1	1	$-V_{c12}$	47	0	1	-1	0	$-V_{c11} - V_{c22}$
7	1	-1	1	1	$V_{c11} + V_{c12}$	48	-1	1	-1	0	$-V_{c11} - V_{c12} - V_{c22}$
8	0	-1	1	1	V_{c12}	49	1	0	-1	0	$V_{c11} - V_{c22}$
9	-1	-1	1	1	0	50	0	0	-1	0	$-V_{c22}$
10	1	1	0	1	$-V_{c21}$	51	-1	0	-1	0	$-V_{c12} - V_{c22}$
11	0	1	0	1	$-V_{c11} - V_{c21}$	52	1	-1	-1	0	$V_{c11} + V_{c12} - V_{c22}$
12	-1	1	0	1	$-V_{c11} - V_{c12} - V_{c21}$	53	0	-1	-1	0	$V_{c12} - V_{c22}$
13	1	0	0	1	$V_{c11} - V_{c21}$	54	-1	-1	-1	0	$-V_{c22}$
14	0	0	0	1	$-V_{c21}$	55	1	1	1	-1	$V_{c21} + V_{c22}$
15	-1	0	0	1	$-V_{c12} - V_{c21}$	56	0	1	1	-1	$V_{c21} - V_{c11} + V_{c22}$
16	1	-1	0	1	$V_{c11} + V_{c12} - V_{c21}$	57	-1	1	1	-1	$V_{c21} - V_{c12} - V_{c11} + V_{c22}$
17	0	-1	0	1	$V_{c12} - V_{c21}$	58	1	0	1	-1	$V_{c11} + V_{c21} + V_{c22}$
18	-1	-1	0	1	$-V_{c21}$	59	0	0	1	-1	$V_{c21} + V_{c22}$
19	1	1	-1	1	$-V_{c21} - V_{c22}$	60	-1	0	1	-1	$V_{c21} - V_{c12} + V_{c22}$
20	0	1	-1	1	$-V_{c11} - V_{c21} - V_{c22}$	61	1	-1	1	-1	$V_{c11} + V_{c12} + V_{c21} + V_{c22}$
21	-1	1	-1	1	$-V_{c11} - V_{c12} - V_{c21} - V_{c22}$	62	0	-1	1	-1	$V_{c12} + V_{c21} + V_{c22}$
22	1	0	-1	1	$V_{c11} - V_{c21} - V_{c22}$	63	-1	-1	1	-1	$V_{c21} + V_{c22}$
23	0	0	-1	1	$-V_{c21} - V_{c22}$	64	1	1	0	-1	V_{c22}
24	-1	0	-1	1	$-V_{c12} - V_{c21} - V_{c22}$	65	0	1	0	-1	$V_{c22} - V_{c11}$
25	1	-1	-1	1	$V_{c11} + V_{c12} - V_{c21} - V_{c22}$	66	-1	1	0	-1	$V_{c22} - V_{c12} - V_{c11}$
26	0	-1	-1	1	$V_{c12} - V_{c21} - V_{c22}$	67	1	0	0	-1	$V_{c11} + V_{c22}$
27	-1	-1	-1	1	$-V_{c21} - V_{c22}$	68	0	0	0	-1	V_{c22}
28	1	1	1	0	V_{c21}	69	-1	0	0	-1	$V_{c22} - V_{c12}$
29	0	1	1	0	$V_{c21} - V_{c11}$	70	1	-1	0	-1	$V_{c11} + V_{c12} + V_{c22}$
30	-1	1	1	0	$V_{c21} - V_{c12} - V_{c11}$	71	0	-1	0	-1	$V_{c12} + V_{c22}$
31	1	0	1	0	$V_{c11} + V_{c21}$	72	-1	-1	0	-1	V_{c22}
32	0	0	1	0	V_{c21}	73	1	1	-1	-1	0
33	-1	0	1	0	$V_{c21} - V_{c12}$	74	0	1	-1	-1	$-V_{c11}$
34	1	-1	1	0	$V_{c11} + V_{c12} + V_{c21}$	75	-1	1	-1	-1	$-V_{c11} - V_{c12}$
35	0	-1	1	0	$V_{c12} + V_{c21}$	76	1	0	-1	-1	V_{c11}
36	-1	-1	1	0	V_{c21}	77	0	0	-1	-1	0
37	1	1	0	0	0	78	-1	0	-1	-1	$-V_{c12}$
38	0	1	0	0	$-V_{c11}$	79	1	-1	-1	-1	$V_{c11} + V_{c12}$
39	-1	1	0	0	$-V_{c11} - V_{c12}$	80	0	-1	-1	-1	V_{c12}
40	1	0	0	0	V_{c11}	81	-1	-1	-1	-1	0
41	0	0	0	0	0						

Στη βιβλιογραφία ακολουθείται πολλές φορές η τεχνική της αφαίρεσης αυτών των περιττών διακοπτικών συνδυασμών, όπως συνηθίζεται να αποκαλούνται, με στόχο να μειωθεί η υπολογιστική ισχύς που απαιτείται από το μικροεπεξεργαστή. Σε μία τέτοια πολύπλοκη τοπολογία αντιστροφέα, δεν είναι μία διαδικασία που μπορεί να ακολουθηθεί χωρίς να έχει προηγηθεί η κατάλληλη επεξεργασία. Σε μία συμβατική Η-γέφυρα, όπου ο DC ζυγός απαρτίζεται από ένα πυκνωτή, δεν απαιτείται επίσης μέριμνα για τις επιμέρους τάσεις των πυκνωτών όπως συμβαίνει στην υπό εξέταση τοπολογία.

4.2.4.1 Μείωση των διακοπτικών συνδυασμών

Η μείωση των υπό εξέταση διακοπτικών συνδυασμών είναι σημαντική καθώς μπορεί να οδηγήσει σε περαιτέρω μείωση του υπολογιστικού χρόνου με αποτέλεσμα την επίτευξη είτε μικρότερου χρόνου δειγματοληψίας, είτε περισσότερων βρόχων ελέγχου εντός του υφιστάμενου ελεγκτή. Για την εύρεση αυτών των περιττών διακοπτικών συνδυασμών μπορεί να θεωρηθεί ως παράδειγμα το επίπεδο τάσης V_{c11} το οποίο δύναται να προκύψει από τους ακόλουθους διακοπτικούς συνδυασμούς 0111, 0100 και 01(-1)(-1). Από αυτούς ο πρώτος συνδυασμός 01 είναι αυτός που εξασφαλίζει το επίπεδο τάσης, ενώ οι υπόλοιποι συνδυασμοί δεν επηρεάζουν τη λειτουργία της τοπολογίας και τα επίπεδα της τάσης εξόδου. Συνεπώς υπάρχει η δυνατότητα της αφαίρεσης αυτών των συνδυασμών διότι δεν συμμετέχουν στη συνάρτηση ελαχιστοποίησης όπως αυτή ορίζεται. Επίσης, οι συνδυασμοί εκείνοι που πρέπει να αφαιρεθούν είναι και αυτοί που εφαρμόζουν το μηδενικό επίπεδο στην έξοδο του αντιστροφέα τάσης.

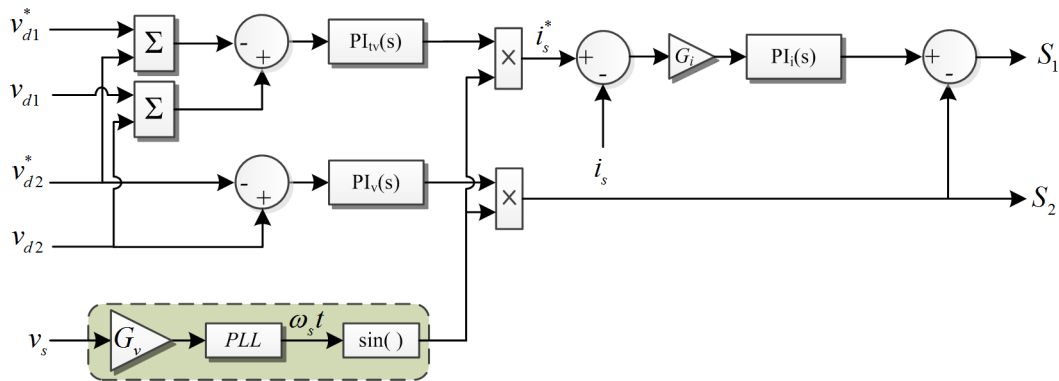
Όλοι οι συνδυασμοί που αφαιρούνται είναι αυτοί που σημειώνονται με σκούρο χρώμα στον Πιν. 4.3. Με γκρι σημειώνονται εκείνοι που εφαρμόζουν το μηδενικό επίπεδο στην τάση εξόδου, ενώ με μπλε οι υπόλοιποι συνδυασμοί που επαναλαμβάνονται. Οι διακοπτικοί συνδυασμοί που τελικά απαιτείται να εξετάζονται σε κάθε κύκλο λειτουργίας είναι 49, από τους συνολικά 81, μειώνοντας αισθητά το χρόνο και το υπολογιστικό κόστος για την πλατφόρμα ελέγχου. Συνέπεια της αφαίρεσης των συνδυασμών αυτών είναι η δυνατότητα της χρήσης του ίδιου χρόνου δειγματοληψίας και σε επίπεδο πειράματος, ενώ μπορούν παράλληλα να ενσωματωθούν οι ρουτίνες της ρύθμισης του συντελεστή ισχύος.

4.3 Συμβατικός Έλεγχος Αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC Σκέλη

Η στρατηγική του ελέγχου βασίζεται στο κλασσικό σχήμα για τον έλεγχο μίας πλήρους μονοφασικής Η-γέφυρας συνδεδεμένης στο δίκτυο. Η επέκταση της χρήσης του στην περίπτωση των αλληλένδετων βαθμίδων απαιτεί το σχήμα ελέγχου να δύναται να ελέγξει ανεξάρτητα τις διακριτές DC τάσεις διευρύνοντας την εφαρμογή του στον έλεγχο περισσότερων πολύπλοκων συστημάτων. Ο έλεγχος μέσω συμβατικού ελεγκτή ενέχει δυσκολίες εμφανίζοντας κυρίως θέματα αστάθειας. Ο στόχος ενός τέτοιου ελεγκτή είναι διττός καθώς πρέπει να εξασφαλίζεται ο ανεξάρτητος έλεγχος του επιπέδου των DC τάσεων των n – αλληλένδετων γεφυρών και να τροφοδοτείται η ισχύς στο δίκτυο επιτυγχάνοντας μοναδιαίο συντελεστή, όταν πρόκειται για τοπολογία αντιστροφέα. Φυσικό επακόλουθο είναι να αυξάνεται περισσότερο η πολυπλοκότητα του συστήματος όταν στη θέση της κλασσικής Η-γέφυρας υιοθετηθεί μία Η-γέφυρα που απαρτίζεται από σκέλη αντιστροφέα περιορισμού ουδετέρου σημείου. Εκτός από τις δύο προαναφερθείσες προϋποθέσεις υπάρχει και η απαίτηση της εξασφάλισης της ισομερούς κατανομής της τάσης στα άκρα των πυκνωτών που αποτελούν το DC ζυγό κάθε γέφυρας.

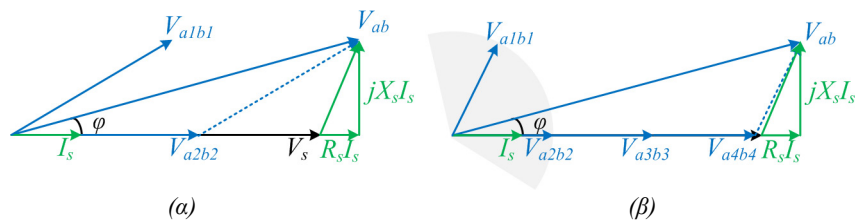
Το σχήμα ελέγχου του συμβατικού ελεγκτή που υιοθετήθηκε απεικονίζεται στο Σχ. 4.8 για την περίπτωση δύο DC πηγών εισόδου [29], [33]. Περιλαμβάνει $n + 1$ βρόχους από τους οποίους οι n χρησιμοποιούνται για να εξασφαλίσουν το επίπεδο της DC τάσης των πυκνωτών στον κάθε ξεχωριστό ζυγό και ο εναπομείναντας βρόχος είναι απαραίτητος για την παραγωγή του ημιτονοειδούς ρεύματος AC ώστε αυτό να απορροφάται από το δίκτυο με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Όπως απεικονίζεται στο σχήμα, το άθροισμα των DC τάσεων των ζυγών ελέγχεται μέσω ενός αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή ο οποίος διαμορφώνει το μέτρο του ρεύματος δικτύου, \hat{i}_s . Πολλαπλασιασμένη αυτή η τιμή με ένα κανονικοποιημένο σήμα συγχρονισμένο με την τάση του δικτύου παράγει το επιθυμητό ρεύμα αναφοράς του δικτύου, i_s^* . Το κανονικοποιημένο σήμα παράγεται μέσω ενός βρόχου κλειδωμένης φάσης (Phase Locked Loop – PLL).

Το άθροισμα του συνόλου των σημάτων διαμόρφωσης, S , προέρχεται κατά αυτόν τον τρόπο από τον αναλογικό-ολοκληρωτικό ελεγκτή, PI_i . Ο έλεγχος των τάσεων $v_{d2} \dots v_{dn}$ πραγματοποιείται μέσω των υπόλοιπων αναλογικών-ολοκληρωτικών ελεγκτών PI_v , υπολογίζοντας τη διακοπτική συνάρτηση για κάθε μία DC πηγή εισόδου. Το σήμα διαμόρφωσης αυτών των βρόχων είναι απόλυτα συμφασικό με την τάση εισόδου εξαιτίας του τρόπου παραγωγής του όπως αυτός απεικονίζεται. Ο τρόπος αυτός του ελέγχου επιτρέπει δηλαδή είτε τον έλεγχο του μέτρου και της φάσης της τάσης της πρώτης βαθμίδας είτε τον έλεγχο μόνο του μέτρου των υπόλοιπων n -βαθμίδων.



Σχ. 4.8. Σχήμα ελέγχου συμβατικού ελεγκτή.

Συνεπώς τίθενται περιορισμοί όσον αφορά τον έλεγχο του συντελεστή ισχύος καθώς αυτός φαίνεται να επηρεάζεται από την επιλογή της τιμής της επαγωγής του φίλτρου του δικτύου και την πολυπλοκότητα της τοπολογίας αναφορικά με το πλήθος των βαθμίδων. Στο Σχ. 4.9 απεικονίζονται τα διανυσματικά διαγράμματα λειτουργίας για την περίπτωση δύο και τεσσάρων αλληλένδετων βαθμίδων. Σε κάθε μία από αυτές τις περιπτώσεις απαιτείται τουλάχιστον το μέτρο της τάσης εξόδου της πρώτης βαθμίδας να είναι μεγαλύτερο από το μέτρο της τάσης στα άκρα του φίλτρου. Στην περίπτωση όπου περισσότερες βαθμίδες είναι συνδεδεμένες εν σειρά, όπως στο Σχ. 4.9β τότε υπάρχει ο κίνδυνος να μην είναι εφικτή η επίτευξη του στόχου του μοναδιαίου συντελεστή ισχύος. Η αδυναμία για μοναδιαίο συντελεστή ισχύος ανακύπτει επίσης και στην περίπτωση όπου χρησιμοποιείται μεγαλύτερης τιμής επαγωγή για το φίλτρο εισόδου.



Σχ. 4.9. Διανυσματικό διάγραμμα λειτουργίας για δύο(α) και τέσσερις (β) αλληλένδετες βαθμίδες.

4.3.1 Βρόχος ελέγχου ρεύματος δικτύου

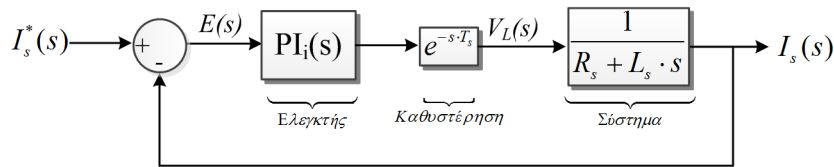
Για το σχεδιασμό του βρόχου ελέγχου του ρεύματος δικτύου απαιτείται η χρήση της εξίσωσης της τάσης στα άκρα του φίλτρου εισόδου, η οποία είναι η ακόλουθη:

$$v_L = R_s + L_s \cdot \frac{di_s}{dt} \quad (4.20)$$

Χρησιμοποιώντας το μετασχηματισμό Laplace στην (4.20) προκύπτει ότι η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου είναι η εξίσωση (4.21) θεωρώντας ως είσοδο την τάση και έξοδο το ρεύμα του. Στο Σχ. 4.10 απεικονίζεται το σχήμα ελέγχου του ρεύματος εισόδου. Το σφάλμα που προκύπτει από το ρεύμα αναφοράς και το μετρούμενο ρεύμα εισόδου οδηγείται σε έναν αναλογικό-ολοκληρωτικό ελεγκτή. Ανάμεσα από τον ελεγκτή και τη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος μεσολαβεί η συνάρτηση μεταφοράς e^{-sT_s} , η οποία χρησιμοποιείται ώστε να ληφθούν υπόψη απλοποιήσεις και αναντιστοιχίες από

το πραγματικό σύστημα, καθώς και η καθυστέρηση που οφείλεται στο χρόνο που διαρκούν οι υπολογισμοί. Επιπλέον, στο βρόχο του Σχ. 4.10 η τάση του δικτύου, v_s , δεν λαμβάνεται υπόψη καθώς είναι ένα αργά μεταβαλλόμενο μέγεθος.

$$\frac{I_s(s)}{V_L(s)} = \frac{1}{R_s + L_s \cdot s} \quad (4.21)$$



Σχ. 4.10. Βρόχος ελέγχου του ρεύματος εισόδου.

Η συνάρτηση μεταφοράς του βρόχου του ρεύματος εισόδου δίνεται από την εξίσωση (4.22) θεωρώντας ότι η είσοδος και η έξοδος του συστήματος είναι το επιθυμητό ρεύμα αναφοράς και η πραγματική μέτρησή του, αντίστοιχα. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι στην βιβλιογραφία [29] προτείνεται σε αυτόν τον ελεγκτή να χρησιμοποιηθεί μόνο αναλογικός ελεγκτής, ωστόσο κρίθηκε αναγκαίο για την ευστάθεια και την απόκριση του συστήματος ο συνδυασμός και με ολοκληρωτικό ελεγκτή.

$$H_i(s) = \frac{Y(s)}{I_s^*(s)} = \frac{k_p^i \cdot s + k_p^i \cdot k_i^i \cdot T_s}{1.5 \cdot T_s \cdot L_s \cdot s^3 + (1.5 \cdot T_s \cdot R_s + L_s) \cdot s^2 + (R_s + k_p^i) \cdot s + k_p^i \cdot k_i^i \cdot T_s} \quad (4.22)$$

4.3.2 Βρόχος ελέγχου του αθροίσματος των τάσεων

Για τον ανεξάρτητο έλεγχο των επιπέδων των DC τάσεων αλλά και τη διατήρηση μοναδιαίου συντελεστή ισχύος κατά την έγχυση ισχύος στο δίκτυο απαιτούνται δύο αναλογικοί-ολοκληρωτικοί ελεγκτές, ένας για κάθε μία διακριτή βαθμίδα. Ο πρώτος PI ελεγκτής ελέγχει το άθροισμα των τάσεων των DC ζυγών, ενώ ο δεύτερος, αλλά και κάθε επόμενος ελέγχει την DC τάση εισόδου της συγκεκριμένης βαθμίδας. Για τον έλεγχο του αθροίσματος των τάσεων v_{d1} και v_{d2} χρησιμοποιούνται οι ακόλουθες εξισώσεις:

$$S_1 \cdot i_s = i_{d1} - C_1 \cdot \frac{dv_{d1}}{dt} \quad (4.23)$$

$$S_2 \cdot i_s = i_{d2} - C_2 \cdot \frac{dv_{d2}}{dt} \quad (4.24)$$

όπου το ρεύμα που εισέρχεται στην κάθε βαθμίδα ισούται με το γινόμενο του σήματος διαμόρφωσης, S , επί του ρεύματος εισόδου κατ' αντιστοιχία με τη μέθοδο που ακολουθήθηκε και στην ανάλυση του προβλεπτικού ελεγκτή. Αθροίζοντας τις εξισώσεις (4.23) και (4.24) προκύπτει η εξίσωση (4.25).

$$S_1 \cdot i_s + S_2 \cdot i_s = i_{d1} - C_1 \cdot \frac{dv_{d1}}{dt} + i_{d2} - C_2 \cdot \frac{dv_{d2}}{dt} \quad (4.25)$$

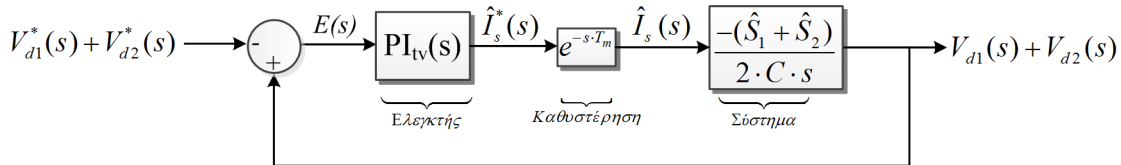
Θεωρώντας τις μέγιστες τιμές στη θέση των ενεργών και λαμβάνοντας υπόψη μόνο τη DC συνιστώσα των όρων του αριστερού μέλους, η εξίσωση (4.25) διαμορφώνεται ως εξής:

$$\frac{(\hat{S}_1 + \hat{S}_2) \cdot \hat{i}_s}{2} = i_{d1} - C_1 \cdot \frac{dv_{d1}}{dt} + i_{d2} - C_2 \cdot \frac{dv_{d2}}{dt} \quad (4.26)$$

Τα ρεύματα των DC πηγών λαμβάνονται ως διαταραχές και η συνάρτηση μεταφοράς του βρόχου ελέγχου του αθροίσματος των DC τάσεων προκύπτει ότι είναι:

$$\frac{V_{d1}(s) + V_{d2}(s)}{\hat{I}_s(s)} = -\frac{\hat{S}_1 + \hat{S}_2}{2 \cdot C \cdot s}, \quad (4.27)$$

όπου η συνολική χωρητικότητα της κάθε βαθμίδας θεωρείται ίση με C. Στο Σχ. 4.11 απεικονίζεται ο βρόχος ελέγχου του αθροίσματος των τάσεων των DC πηγών. Για λόγους απλοποίησης και χωρίς να επηρεάζεται η ακρίβεια της ανάλυσης, ο βρόχος του ρεύματος εισόδου προσεγγίζεται από μία ισοδύναμη καθυστέρηση όπου $m = \tau/T_s$. Η σταθερά χρόνου του βρόχου του ρεύματος, τ , προσεγγίζεται ως το $1/4$ του χρόνου αποκατάστασης, t_{ss} . Η εξίσωση (4.28) περιγράφει τη συνάρτηση μεταφοράς του βρόχου ελέγχου της συνολικής τάσης ως άθροισμα όλων των επιμέρους τάσεων.



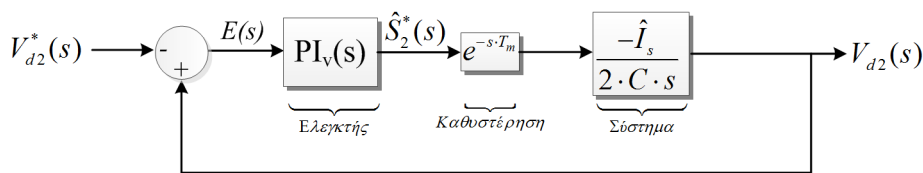
Σχ. 4.11. Βρόχος ελέγχου του αθροίσματος των DC τάσεων.

$$\begin{aligned} H_{tv}(s) &= \frac{Y(s)}{V_{d1}^*(s) + V_{d2}^*(s)} = \\ &= \frac{-\left(\hat{S}_1 + \hat{S}_2\right) \cdot k_p^{tv} \cdot s - \left(\hat{S}_1 + \hat{S}_2\right) \cdot k_p^{tv} \cdot k_i^{tv} \cdot T_s}{2 \cdot C \cdot T_s \cdot m \cdot s^3 + 2 \cdot C \cdot s^2 + \left(\hat{S}_1 + \hat{S}_2\right) \cdot k_p^{tv} \cdot s + \left(\hat{S}_1 + \hat{S}_2\right) \cdot k_p^{tv} \cdot k_i^{tv} \cdot T_s} \end{aligned} \quad (4.28)$$

4.3.3 Βρόχος ελέγχου τάσης

Αντίστοιχα με τον τρόπο προσδιορισμού του βρόχου ελέγχου της συνολικής τάσης, υπολογίζεται και ο βρόχος ελέγχου των επιμέρους τάσεων όπως αυτός απεικονίζεται στο Σχ. 4.12. Η εξίσωση (4.29) αποτελεί τη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος, η οποία ουσιαστικά περιγράφει τη μεταβατική συμπεριφορά του πυκνωτή όταν μεταβάλλεται η τάση στα άκρα του.

$$\frac{V_{d2}(s)}{\hat{S}_2(s)} = -\frac{\hat{I}_s}{2 \cdot C \cdot s} \quad (4.29)$$



Σχ. 4.12. Βρόχος ελέγχου τάσης.

Η συνάρτηση μεταφοράς του βρόχου ελέγχου της τάσης δίνεται από την εξίσωση (4.30).

$$H_v(s) = \frac{Y(s)}{V_{d2}^*(s)} = \frac{-\hat{I}_s \cdot k_p^v \cdot (s + k_i^v \cdot T_s)}{2 \cdot C \cdot T_s \cdot m \cdot s^3 + 2 \cdot C \cdot s^2 + \hat{I}_s \cdot k_p^v \cdot s + \hat{I}_s \cdot k_p^v \cdot k_i^v \cdot T_s} \quad (4.30)$$

4.3.4 Προσδιορισμός παραμέτρων

Στην ανάλυση που προηγήθηκε από την εξίσωση (4.20) ως (4.30), εμπλέκονται ο όρος του μέγιστου ρεύματος δικτύου, \hat{I}_s , καθώς και όρος του αθροίσματος των μέγιστων τιμών των σημάτων διαμόρφωσης. Για τον προσδιορισμό τους χρησιμοποιείται το ισοζύγιο ισχύος. Η ισχύς εισόδου, P_i , δίνεται από την

εξίσωση (4.31) λαμβάνοντας υπόψη μόνο τις απώλειες στην παρασιτική αντίσταση του φίλτρου εισόδου, ενώ η ισχύς εξόδου, P_o , υπολογίζεται από την (4.32).

$$P_i = i_{d1} \cdot v_{d1} + i_{d2} \cdot v_{d2} - \frac{1}{2} \cdot R_s \cdot \hat{i}_s^2 \quad (4.31)$$

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \hat{v}_s \cdot \hat{i}_s \quad (4.32)$$

Χρησιμοποιώντας το ισοζύγιο ισχύος προκύπτει ότι:

$$P_i = P_o \Rightarrow 2 \cdot i_d \cdot v_d - \frac{1}{2} \cdot R_s \cdot \hat{i}_s^2 = \frac{1}{2} \cdot \hat{v}_s \cdot \hat{i}_s \quad (4.33)$$

Λύνοντας ως προς το ρεύμα υπολογίζεται ότι αυτό δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$\hat{i}_s = -\frac{\hat{v}_s}{2 \cdot R_s} + \sqrt{\frac{\hat{v}_s^2}{4 \cdot R_s^2} + \frac{4 \cdot i_d \cdot v_d}{R_s}} \quad (4.34)$$

Για τον υπολογισμό του αθροίσματος των μέγιστων τιμών των σημάτων διαμόρφωσης επιστρατεύεται το διανυσματικό διάγραμμα του Σχ. 4.9. Λαμβάνοντας υπόψη τα μέτρα των διανυσμάτων προκύπτει ότι

$$(\hat{v}_{a1b1} + \hat{v}_{a2b2})^2 = (\hat{v}_s + \hat{i}_s \cdot R_s)^2 + (\omega \cdot L \cdot \hat{i}_s)^2 \quad (4.35)$$

Θεωρώντας τις τάσεις των DC πηγών ίσες, η εξίσωση (4.35) διαμορφώνεται ως εξής

$$v_{d1} = v_{d2} = v_d \Rightarrow (\hat{S}_1 + \hat{S}_2)^2 \cdot v_c^2 = (\hat{v}_s + \hat{i}_s \cdot R_s)^2 + (\omega \cdot L \cdot \hat{i}_s)^2 \quad (4.36)$$

Λύνοντας ως προς τον όρο $\hat{S}_1 + \hat{S}_2$ μπορεί να υπολογισθεί η τιμή του που είναι απαραίτητη για τον προσδιορισμό των συναρτήσεων μεταφοράς.

$$\hat{S}_1 + \hat{S}_2 = \sqrt{\frac{(\hat{v}_s + \hat{i}_s \cdot R_s)^2 + (\omega \cdot L \cdot \hat{i}_s)^2}{v_d^2}} \quad (4.37)$$

4.3.5 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών

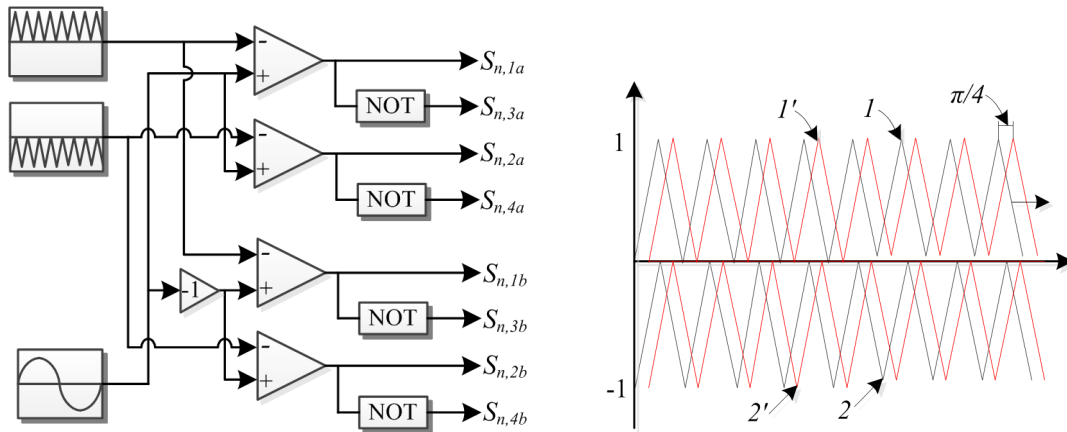
Η χρήση των αλληλένδετων βαθμίδων απαιτεί πιο πολύπλοκες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών εξαιτίας της μορφής της τοπολογίας. Από την υιοθέτηση σκελών παράκαμψης ουδετέρου σημείου αυξάνεται ακόμη περισσότερο η πολυπλοκότητα της τεχνικής διαμόρφωσης που πρέπει να χρησιμοποιηθεί ώστε να εξασφαλίζεται και η ισομερής κατανομή των τάσεων των πυκνωτών που απαρτίζουν τον DC ζυγό της κάθε βαθμίδας. Εξαιτίας της λεπτομερούς ανάλυσης που έχει προηγηθεί στη βιβλιογραφία [194] σε αυτό το πεδίο, σε αυτήν την ενότητα, κάποιες από τις πιο βασικές τεχνικές διαμόρφωσης αναλύονται επιγραμματικά ώστε να επιλεγεί η πιο κατάλληλη υπό τον όρο της μείωσης του αρμονικού περιεχομένου της τάσης εξόδου.

Τα οφέλη από τη μείωση του αρμονικού περιεχομένου είναι πάντα περισσότερα όταν χρησιμοποιείται ένα τριγωνικό φέρον σήμα (*double-edge triangular carrier*) όπως αυτό απεικονίζεται στο Σχ. 4.13. Τρεις είναι οι βασικές εναλλακτικές τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών που χρησιμοποιούνται ευρέως:

- Εναλλακτικής φάσης αντίθετης διάταξης (Alternative Phase Opposition Disposition – APOD)
- Αντίθετης διάταξης (Phase Opposition Disposition – POD)
- Κάθετη διάταξης (Phase Disposition – PD)

Επειδή η τεχνική της κάθετης διάταξης, PD, συνεπάγεται το χαμηλότερο συντελεστή διαμόρφωσης THD, ειδικά στην περίπτωση των τριφασικών αντιστροφών, επιλέγεται ως η πιο κατάλληλη τεχνική διαμόρφωσης και για τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Η τεχνική αυτή διαμόρφωσης απεικονίζεται στο Σχ.

4.13 θεωρώντας μόνο μία βαθμίδα με τα δύο τριγωνικά φέροντα σήματα να βρίσκονται σε φάση. Η ημιτονοειδής αναφορά για κάθε σκέλος της Η-γέφυρας είναι ολισθαίνει κατά 180 μοίρες πετυχαίνοντας την τάση των 5 επιπέδων στην έξοδο του αντιστροφέα. Όσον αφορά την τεχνική διαμόρφωσης για τον δεύτερο αντιστροφέα εν σειρά, ο καταλληλότερος τρόπος διαμόρφωσης επιτυγχάνεται με την ολίσθηση της φάσης κάθε τριγωνικού φέροντος σήματος κατά $0.5 \cdot \pi \cdot (n-1) / n$ όπου n είναι το πλήθος των βαθμίδων. Στην περίπτωση των δύο εν σειρά συνδεδεμένων βαθμίδων η βέλτιστη ολίσθηση της φάσης είναι $\pi/4$.



Σχ. 4.13. Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών.

4.4 Προβλεπτικός Ελεγκτής Αλληλένδετων Συμβατικών Η-γεφυρών

Στη βιβλιογραφία η πιο διαδεδομένη τοπολογία είναι αυτή των αλληλένδετων συμβατικών Η-γεφυρών. Όπως είναι αναμενόμενο, ο προβλεπτικός ελεγκτής γι' αυτήν την τοπολογία θα είναι η απλοποιημένη εκδοχή αυτού που αναπτύχθηκε στην ενότητα 4.2, καθώς είναι μικρότερος ο αριθμός των διακοπτικών στοιχείων και επίσης ο DC ζυγός απαρτίζεται μόνο από ένα χωρητικό στοιχείο. Η κατάσταση των διακοπών σε αυτήν την περίπτωση περιγράφεται από την ακόλουθη εξίσωση κατ' αντιστοιχία με την τοπολογία NPC αντιστροφέων τάσης:

$$\begin{aligned} \text{if } T_n = 1 &\rightarrow S_{n,1} = 1, S_{n,2} = 0 \\ \text{if } T_n = 0 &\rightarrow S_{n,1} = 0, S_{n,2} = 1 \end{aligned} \quad (4.38)$$

Η συνολική τάση εξόδου στα άκρα του αντιστροφέα τάσης έχει την ακόλουθη μορφή συναρτήσεως των διακοπτικών συνδυασμών και της τάσης των πυκνωτών εισόδου:

$$v_{ab}[t_{k+1}] = \sum_n^{1,2} [(T_{n,a} - T_{n,b}) \cdot v_{cn}] \quad (4.39)$$

Η πρόβλεψη της τάσης του καθενός πυκνωτή για την επόμενη χρονική στιγμή δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση

$$v_{cn}[t_{k+1}] = v_{cn}(t_k) + \frac{T_s}{C} \cdot (i_d(t_k) - i_{scn}(t_k)), \quad (4.40)$$

όπου το ρεύμα που εισέρχεται ή εξέρχεται από την Η-γέφυρα υπολογίζεται ως ακολούθως

$$i_{scn}(t_k) = (T_{n,a} - T_{n,b}) \cdot i_s(t_k) \quad (4.41)$$

Πρέπει να σημειωθεί επίσης ότι το ρεύμα που εισέρχεται ή εξέρχεται από την Η-γέφυρα είναι το ίδιο σε κάθε περίπτωση διότι δεν υπάρχει το σημείου ουδέτερου δυναμικού που υπήρχε στην έως τώρα διερεύνηση.

4.5 Προβλεπτικός Ελεγκτής Υβριδικού Αντιστροφέα Τάσης

Στην αγορά των εμπορικών αντιστροφέων τάσης οι περισσότεροι αντιστροφείς τάσης λειτουργούν σε διακοπτικές συχνότητες μεγαλύτερες των 5 kHz [195]. Επιπλέον, για παράδειγμα, οι διατάξεις των Φ/Β πλαισίων εμφανίζουν υψηλές παράσιτες χωρητικότητες ως προς γη (μερικές εκατοντάδες nF ανά kW ισχύος). Αυτό απαιτεί τροποποιήσεις στην τοπολογία του κυκλώματος ώστε να αποφεύγονται ρεύματα διαρροής ως προς γης σε υψηλές συχνότητες και οδηγεί στην ανάπτυξη νέων τοπολογιών διαφορετικών από αυτές που συνηθίζεται να χρησιμοποιούνται. Οι μετατροπείς ισχύος που χρησιμοποιούνται σε διατάξεις Φ/Β εμφανίζουν μία τάση απομόνωσης της τάξεως των 1000 V, και συνεπώς για συστήματα μεγάλης ισχύος, απαιτούνται μεγαλύτερα ρεύματα.

Για να είναι εφικτό να ικανοποιηθούν οι προδιαγραφές των προτύπων, η υψηλή διακοπτική συχνότητα δεν μπορεί να αποφευχθεί. Η υψηλή διακοπτική συχνότητα προκαλεί αυξημένες απώλειες, υψηλή ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση, αυξημένο κόστος ημιαγωγικών στοιχείων κ.α. Η υιοθέτηση μία δομής πολυεπίπεδου αντιστροφέα τάσης μπορεί να αυξήσει τα επίπεδα της τάσης εξόδου χωρίς να απαιτείται δραματική αύξηση του αριθμού των διακοπών. Μία τέτοια τοπολογία είναι αυτή που συνδυάζει δύο εν σειρά βαθμίδες, μία με συμβατική Η-γέφυρα και μία με NPC σκέλη. Και σε αυτήν την περίπτωση, είναι δυνατή η υλοποίηση ενός προβλεπτικού ελεγκτή συνδυάζοντας του ελεγκτές που αναπτύχθηκαν στις ενότητες 4.2 και 4.4.

ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΕΝ ΣΕΙΡΑ ΑΛΛΗΛΕΝΔΕΤΩΝ Η-ΓΕΦΥΡΩΝ ΣΕ Φ/Β ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

Η διείσδυση των ΑΠΕ στα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας διατηρείται σε μεγάλο βαθμό και ενδυναμώνεται ακόμα περισσότερο από αναφορές που προειδοποιούν ενάντια στις συνέπειες της κλιματικής αλλαγής. [1]. Ο ρυθμός αυτός αναμένεται να αυξηθεί τα επόμενα χρόνια καθώς οι συζητήσεις ανάμεσα στα μέλη του ΟΗΕ αναζωπυρώθηκαν πρόσφατα συμφωνώντας την επέκταση του πρωτοκόλλου του Κιότο [2]. Η έγχυση αυτής της μεγάλης ποσότητας ενέργειας στο δίκτυο από πολλούς διανεμημένους παραγωγούς εγείρει θέματα σχετικά με την ποιότητα της υπηρεσίας παροχής ηλεκτρικής ενέργειας απαιτώντας από τους μετατροπείς να συμμορφωθούν με αυστηρότερα πρότυπα, καθώς επίσης αυξάνεται η απαίτηση ισχύος και τάσης από τα επιμέρους εξαρτήματα του κυκλώματος. Για παράδειγμα, στις Φ/Β διατάξεις, η μέγιστη εφαρμοζόμενη τάση αυξάνεται σύμφωνα με τα πρότυπα, απαιτώντας τα Φ/Β πλαίσια αλλά και οι μετατροπείς να είναι μεγαλύτερης κλάσεως τάσης.

Η τεχνολογία των αντιστροφών βελτιώνεται συνεχώς τις τελευταίες δεκαετίες, ωστόσο υπάρχουν ακόμα πολλές δυνατότητες βελτίωσης σημαντικών παραγόντων όπως του κόστους, της απόδοσης, της αξιοπιστίας και της επίδοσης. Αναφέροντας συνοπτικά τις τεχνολογίες των διασυνδεδεμένων στο δίκτυο μετατροπέων ισχύος που χρησιμοποιούνται σε μέσης ισχύος εφαρμογές ΑΠΕ, οι τριφασικοί μετατροπείς δύο επιπέδων επικρατούν στις τριφασικές τοπολογίες ενώ στις μονοφασικές διατάξεις, οι Η-γέφυρες είναι περισσότερο διαδεδομένες. Καθώς αυξάνεται η εγκατεστημένη ισχύς των ΑΠΕ, οι αυστηρές προδιαγραφές και θέματα σχετικά με την ενεργειακή αποτελεσματικότητα οδήγησαν στην ανάπτυξη καινοτόμων τοπολογιών μετατροπέων και ενίσχυσαν την πρόοδο προς προηγμένες τεχνικές ελέγχου [43], [195]. Εξαιτίας αυτής της προσανατολισμένης προσπάθειας, οι πολυεπίεδοι αντιστροφεύς έχουν ήδη ενσωματωθεί σε εμπορικές εφαρμογές [196].

Οι πολυεπίεδοι αντιστροφεύς χαιρούν πολλών ελκυστικών και πλεονεκτικών χαρακτηριστικών σε σχέση με τις συμβατικές τοπολογίες όσον αφορά την απόδοση, την ικανότητα και ποιότητα ισχύος. Η τάση εξόδου του αντιστροφέα χαρακτηρίζεται από σημαντικά χαμηλό συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης (THD) απλοποιώντας τον τρόπο που ο μετατροπέας συνδέεται στο δίκτυο. Ο μεγάλος αριθμός των ημιαγωγικών διακοπών εξισορροπείται από τη μειωμένη αντοχή dv/dt και τάσης που απαιτείται. Παρόλα τα πλεονεκτήματά τους, η χρησιμοποίησή τους απαιτεί πράγματι ιδιαίτερη μέριμνα. Στη βιβλιογραφία, μία αποτελεσματική προσέγγιση με στόχο τη μείωση του αρμονικού περιεχομένου της τάσης εξόδου του μετατροπέα επιτυγχάνεται μέσω τεχνικών μείωσης του συντελεστή THD [31], [197], καθώς επίσης η τιμή των πυκνωτών που απαρτίζουν το DC ζυγό ενός NPC αντιστροφέα τάσης βελτιστοποιείται [16], [198]. Πρόσθετες βελτιώσεις στις τεχνικές ελέγχου θα προκύψουν από την εφαρμογή περισσότερο πολύπλοκων τοπολογιών [22], [28].

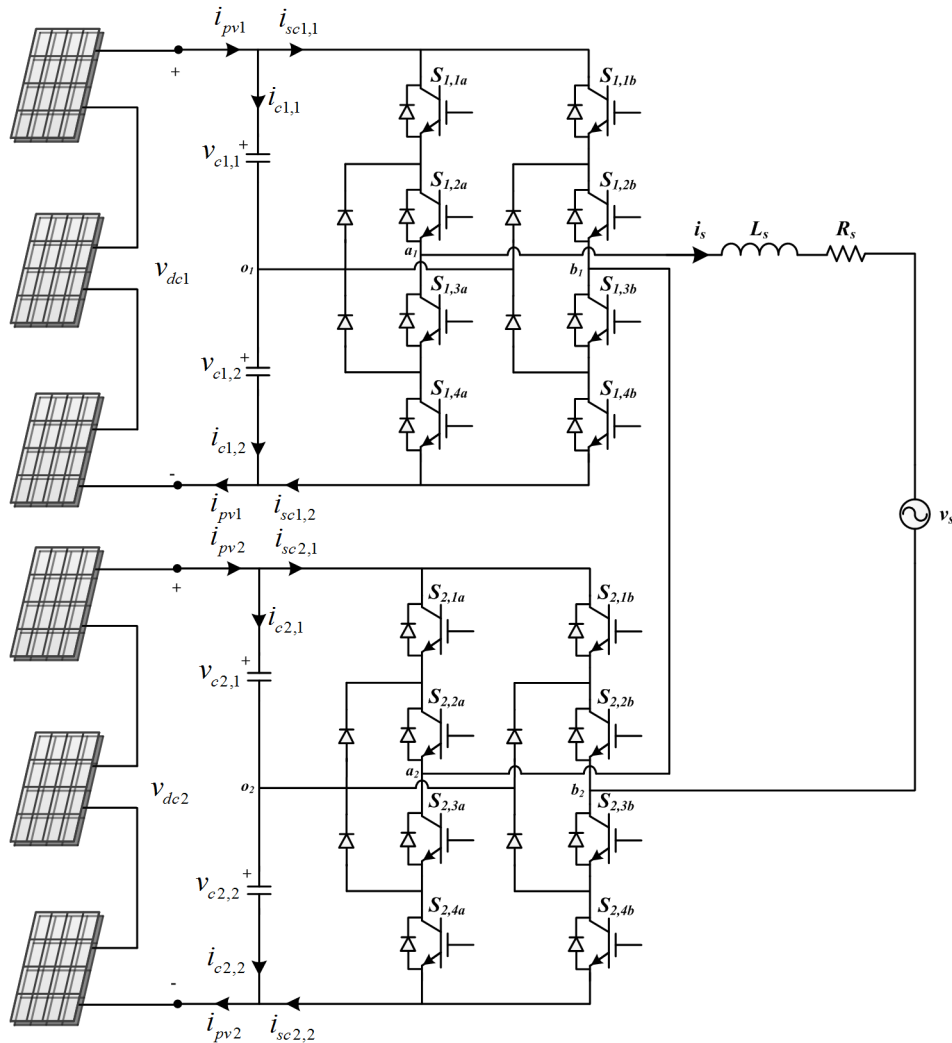
Σημαντική προσπάθεια έχει αφιερωθεί στις τοπολογίες αλληλένδετων Η-γεφυρών με αναρίθμητες εργασίες στη βιβλιογραφία [25], [33], [199], [200]. Βελτιώνοντας ωστόσο τις δυσκολίες που προκύπτουν στην υλοποίηση ελεγκτών για πολύπλοκες τοπολογίες, όπως αυτή των αλληλένδετων Η-γεφυρών με

NPC σκέλη, η σημαντικότητα μίας προηγμένης τεχνικής ελέγχου συγκρινόμενη με τις συμβατικές γίνεται αυταπόδεικτη. Εκτός από την ανάγκη για υψηλότερη απόδοση και ποιότητα ισχύος, που ικανοποιείται έμφυτα από τους πολυεπίδεδους αντιστροφείς, οι εφαρμογές ΑΠΕ απαιτούν επίσης την παροχή ισχύος στο δίκτυο από πολλές ανεξάρτητες πηγές ισχύος, γι' αυτό ένα πρώην μειονέκτημα των πολυεπίδεδων αντιστροφέων γίνεται τώρα ένα πλεονέκτημα. Ο ανεξάρτητος έλεγχος των DC τάσεων και η εξισορρόπηση των τάσεων των επιμέρους πυκνωτών [201], καθώς επίσης η απαίτηση για μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, είναι κάποια από τα σημεία κλειδιά που πρέπει να επιτευχθούν. Ο προβλεπτικός έλεγχος, όπως παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 4, ανακύπτει σε αυτές τις περιπτώσεις ως μία χρήσιμη και πλεονεκτική επιλογή ξεπερνώντας τις δυσκολίες εμπλέκοντας κατάλληλα περιορισμούς στη συνάρτηση κόστους που πρέπει να ελαχιστοποιηθεί [42], [50]. Ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος φέρει την ικανότητα ικανοποίησης πολύπλοκων απαιτήσεων ελέγχου, την εμπλοκή πρόσθετων περιορισμών και τη βελτίωση της απόδοσης του συνολικού συστήματος συνδυασμένων σε ένα σχετικά εύκολο αλγόριθμο προς υλοποίηση.

Σε αυτό το κεφάλαιο εφαρμόζονται οι αλγόριθμοι και οι τεχνικές του ελέγχου που αναπτύχθηκαν στο Κεφάλαιο 4 σε εφαρμογές ΑΠΕ. Στόχος του παρόντος κεφαλαίου είναι να διαμορφώσει το σχήμα ελέγχου εκείνο που θα ενσωματώσει τις ανεπτυγμένες τεχνικές σε μία εφαρμογή ελέγχου ενός Φ/Β συστήματος. Η ανεξάρτητη ρύθμιση της τάσεως κάθε DC ζυγού δίνει τη δυνατότητα στο σχήμα ελέγχου να ικανοποιήσει την ανάγκη των εφαρμογών ΑΠΕ για τη διασύνδεση στο δίκτυο πηγών ισχύος με διαφορετικά χαρακτηριστικά επιτυγχάνοντας μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Επιπλέον, δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στην εξασφάλιση της ισορροπίας των τάσεων των πυκνωτών και της παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου. Ο προβλεπτικός ελεγκτής εμπλέκοντας τις εξισώσεις κατάστασης του συστήματος στη συνάρτηση κόστους δύναται να ικανοποιήσει τις προαναφερθέντες απαιτήσεις χειρίζοντας κατάλληλα την κατάσταση των διακοπών. Ακόμη, στο παρόν κεφάλαιο αναπτύσσεται ο έλεγχος της ενεργού και αέργου ισχύος, που είναι ένα προαπαιτούμενο σε εφαρμογές ΑΠΕ ώστε να μπορεί ο διαχειριστής να ρυθμίσει το επίπεδο της τάσης αλλά και τις απώλειες στο δίκτυο. Η εξάλειψη της δεύτερης αρμονικής συνιστώσας που εμφανίζεται στην τάση των DC ζυγών απαιτεί ιδιαίτερη μέριμνα καθώς επηρεάζει τον ελεγκτή παραμορφώνοντας σημαντικά το ρεύμα δικτύου και επίσης αυξάνονται οι απώλειες λόγω της διακύμανσης της ισχύος εξόδου της πηγής.

5.1 Συνολικό Σύστημα Ελέγχου

Το κύκλωμα ισχύος δύο εν σειρά συνδεδεμένων H-γεφυρών με NPC σκέλη απεικονίζεται στο Σχ. 5.1. Το σύστημα αποτελείται από δύο συστοιχίες Φ/Β διατάξεων, τους DC πυκνωτές, τις δύο H-γέφυρες, το φίλτρο και το δίκτυο. Στο σύστημα τους σχήματος δεν υπάρχει απομόνωση της Φ/Β διάταξης, ωστόσο αν απαιτείται μπορεί να προστεθεί ένας χαμηλής συχνότητας μετασχηματιστής. Το φίλτρο του δικτύου αναπαρίσταται από μία επαγωγή, L_s , και μία αντίσταση, R_s , προσομοιώνοντας τις απώλειες της επαγωγής και εισάγεται για να αυξήσει την ακρίβεια του μοντέλου πρόβλεψης.

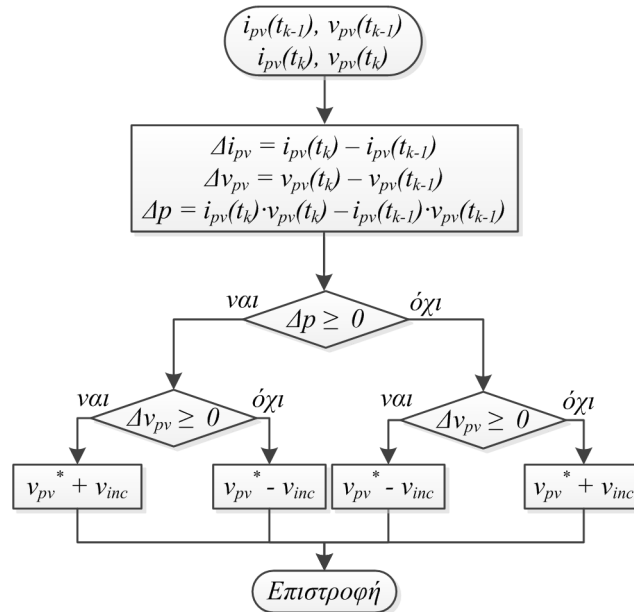


Σχ. 5.1. Εν σειρά συνδυασμός NPC αντιστροφικών τάσης H-γεφυρών.

Το σύστημα του σχήματος θα μπορούσε να αποτελείται από τον εν σειρά συνδυασμό n H-γεφυρών. Ο αριθμός των Φ/Β πλαίσια ανά συστοιχία που απαιτείται να συνδεθεί εν σειρά ή εν παράλληλο εξαρτάται από την ισχύ του συστήματος, την τάση λειτουργίας των Φ/Β γεννητριών, την τάση του δικτύου, το λόγο του μετασχηματιστή και τον αριθμό των εν σειρά H-γεφυρών. Για παράδειγμα, θεωρώντας τα πλαίσια *Sharp NEQ5E3E* ισχύος 165 W για την διασύνδεση με το δίκτυο δύο μονοφασικών H-γεφυρών απαιτούνται τρία Φ/Β πλαίσια ανά DC ξεχωριστή πηγής τάσης και ένας μετασχηματιστής λόγου 1:2 ή έξι Φ/Β πλαίσια για την άμεση μονοφασική διασύνδεση στο δίκτυο. Πρέπει να σημειωθεί ότι όσο περισσότερες είναι οι εν σειρά H-γέφυρες μειώνεται η ανάγκη για τον εν παράλληλο συνδυασμό Φ/Β πλαίσια σε μία συστοιχία (για την εγκατεστημένη ισχύ), και αυξάνει τον αριθμό των επιπέδων τάσης, βελτιώνοντας την ποιότητα ισχύος.

5.2 Αλγόριθμος Ανίχνευσης Σημείου Μέγιστης Ισχύος

Η ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος επιτυγχάνεται μέσω της χρησιμοποίησης του ευρέως διαδεδομένου αλγόριθμου διαταραχής & παρατήρησης (P&O), ο οποίος αναπτύχθηκε αναλυτικά στο Κεφάλαιο 3. Για λόγους πληρότητας, στο Σχ. 5.2 απεικονίζεται ο αλγόριθμος όπως αυτός υλοποιήθηκε στα πλαίσια του μοντέλου προσομοίωσης. Πρέπει να σημειωθεί ότι κατά τη διάρκεια των πειραμάτων επιβεβαίωσης δεν χρησιμοποιείται σε όλες τις δοκιμές εξαιτίας της πρόσθετης καθυστέρησης που προκαλεί στο χρόνο υπολογισμού του μικροεπεξεργαστή.



Σχ. 5.2. Αλγόριθμος ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος.

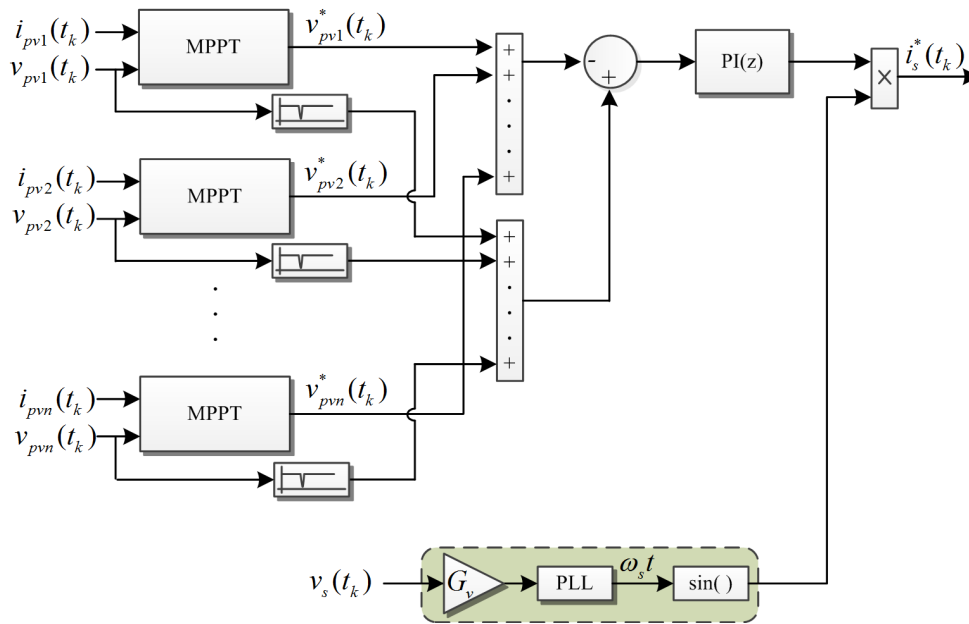
5.3 Υλοποίηση Προβλεπτικού Ελεγκτή

Στην παρούσα εργασία, δύο σχήματα προβλεπτικού ελέγχου παρουσιάζονται, ενώ το ένα από τα δύο τελικά υιοθετείται. Και στις δύο τεχνικές χρησιμοποιούνται PI αντισταθμιστές ενώ η διαφοροποίησή τους είναι ότι στην μεν πρώτη γίνεται χρήση ενός PI ελεγκτή για τον υπολογισμό του σφάλματος τάσης ενώ στη δεύτερη χρησιμοποιείται ένας PI ελεγκτής για κάθε μία Η-γέφυρα. Και στις δύο μόνο ενός τύπου δυναμικών εμπλέκεται στον προβλεπτικό έλεγχο και είναι αυτά του ρεύματος δικτύου.

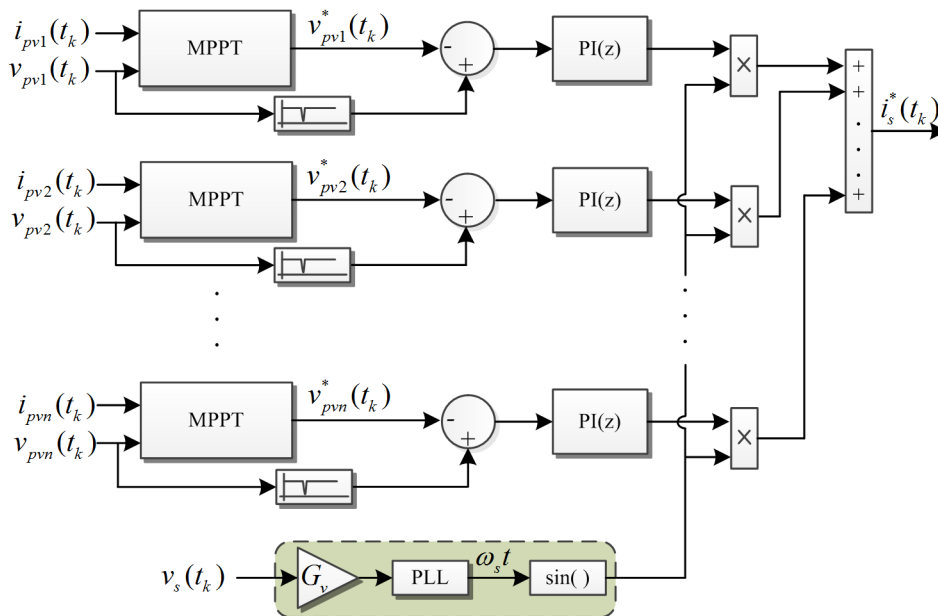
5.3.1 Προβλεπτικός έλεγχος του ρεύματος δικτύου

Το σχήμα ελέγχου του προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος απεικονίζεται στο Σχ. 5.3. Πρέπει να σημειωθεί ότι το πρώτο στάδιο της εύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος δεν αποτελεί μέρος του προβλεπτικού ελεγκτή και είναι μέρος κάθε αντιστροφέα τάσης συνδεδεμένου με Φ/B διατάξεις όπως περιγράφεται σε προηγούμενη ενότητα. Το πρώτο αυτό μέρος είναι το στάδιο της εύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος, που χρησιμοποιείται για να εξασφαλίσει ότι παράγεται η μέγιστη δυνατή ενέργεια κάτω από διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας, ηλιοφάνειας και θερμοκρασίας, και είναι ανεξάρτητο για κάθε συστοιχία. Για απλότητα χρησιμοποιείται και σε αυτή την τεχνική έλεγχου, ο P&O αλγόριθμος ο οποίος περιγράφηκε. Ο αλγόριθμος MPPT βρίσκει την τάση αναφοράς για κάθε μία συστοιχία και την επιβάλλει στον ελεγκτή ως τάση αναφοράς στο βρόχο ελέγχου της τάσης. Επειδή ο προβλεπτικός έλεγχος δύναται

να ελέγξει την κάθε μία DC πηγή τάσης αυτόνομα, αυτός ο βρόχος ελέγχου τάσης βασικά ελέγχει τη συνολική τάση της κάθε συστοιχίας από την οποία υπολογίζεται το συνολικό ρεύμα δικτύου.



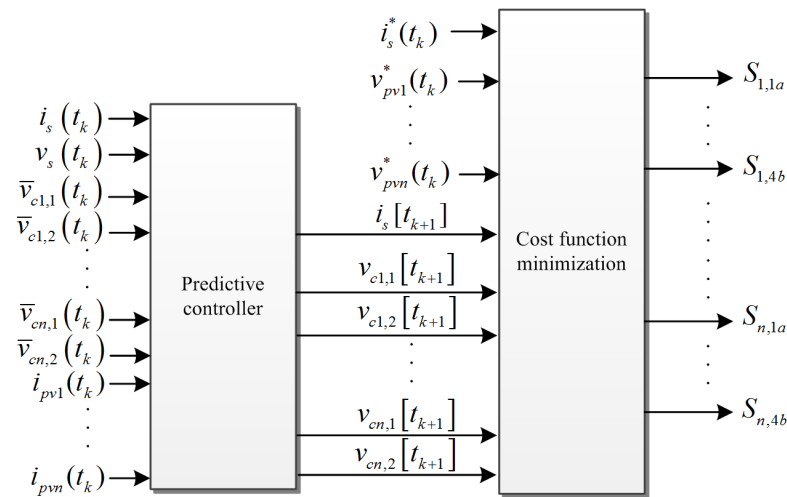
Σχ. 5.3. Σχήμα ελέγχου του προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για τον εν σειρά συνδυασμό n Η-γεφυρών.



Σχ. 5.4. Σχήμα ελέγχου του προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για τον εν σειρά συνδυασμό n Η-γεφυρών

Πρέπει να σημειωθεί ότι στο σχήμα ελέγχου του Σχ. 5.4 χρησιμοποιούνται περισσότεροι του ενός αναλογικοί-ολοκληρωτικοί ελεγκτές από ότι σε αυτό του Σχ. 5.3. Η πρώτη προσέγγιση προσφέρει μεγαλύτερη ανεξαρτησία και ευελιξία όσον αφορά τη ρύθμιση των κερδών των ελεγκτών παρόλα τα εμπόδια που πιθανά θέτει το πλήθος των ελεγκτών. Επιπλέον, στην περίπτωση που χρησιμοποιηθούν διαφορετικές πηγές ισχύος, η προαναφερθείσα επιλογή είναι ίσως υποχρεωτική εξαιτίας τυχόν ανομοιομορφιών. Ωστόσο, η δεύτερη προσέγγιση προσφέρει μικρότερο υπολογιστικό κόστος εξαιτίας της ύπαρξης μόνο ενός αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή, και γι' αυτό τελικά υιοθετείται.

Στο Σχ. 5.5 απεικονίζονται σχηματικά όλα τα σήματα εισόδου και εξόδου από τον προβλεπτικό ελεγκτή και τη διαδικασία ελαχιστοποίησης της συνάρτησης κόστους. Πρέπει να σημειωθεί ότι για τις μετρούμενες τιμές των τάσεων των πυκνωτών χρησιμοποιούνται φίλτρα στα 100 Hz, καθώς εμφανίζεται στην τάση του DC ζυγού αρμονική συχνότητα διπλάσιας της τάσης του δικτύου. Ο τρόπος απαλοιφής της αρμονικής αυτής συνιστώσας περιγράφεται αναλυτικά στην ενότητα 5.8.

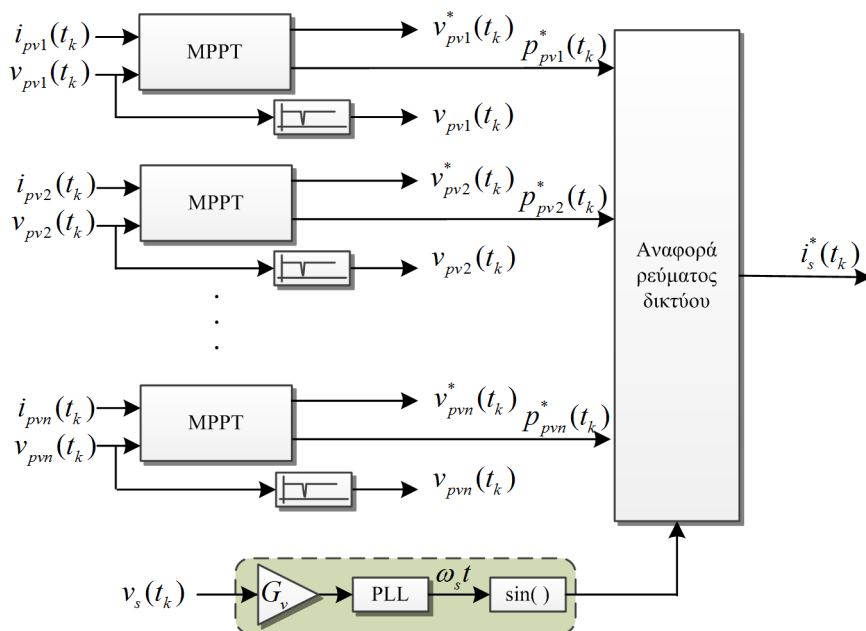


Σχ. 5.5. Μεταβλητές εισόδου στον προβλεπτικό ελεγκτή και στη συνάρτηση κόστους για την τοπολογία του Σχ. 5.3 και Σχ. 5.4.

5.4 Σχολιασμός της Προσέγγισης που Ακολουθείται στην [202]

Στη δημοσίευση [202] χρησιμοποιήθηκε ένα σχήμα ελέγχου αλληλένδετων συμβατικών Η-γεφυρών το οποίο θεωρήθηκε ως απλοποιημένο επειδή απεμπλέκεται από τον έλεγχο της τάσης της καθεμίας συστοιχίας ξεχωριστά όπως απεικονίζεται στο Σχ. 5.6. Σε αυτήν τη στρατηγική του ελέγχου το ρεύμα αναφοράς προκύπτει από την επιθυμητή ισχύ για κάθε μία από τις Φ/Β συστοιχίες. Αμελώντας τις απώλειες του μετατροπέα και θεωρώντας ότι επιτυγχάνεται μοναδιαίος συντελεστής ισχύος ισχύει η ακόλουθη σχέση για το ρεύμα αναφοράς

$$i_s^*(t_k) = \frac{P_{pv1}^*(t_k) + P_{pv2}^*(t_k) + \dots + P_{pvn}^*(t_k)}{v_{s,rms}(t_k)} \cdot \sqrt{2} \quad (5.1)$$



Σχ. 5.6. Δομικό διάγραμμα ελέγχου CHB μέσω πρόβλεψης του ρεύματος δικτύου και της ισχύος [202].

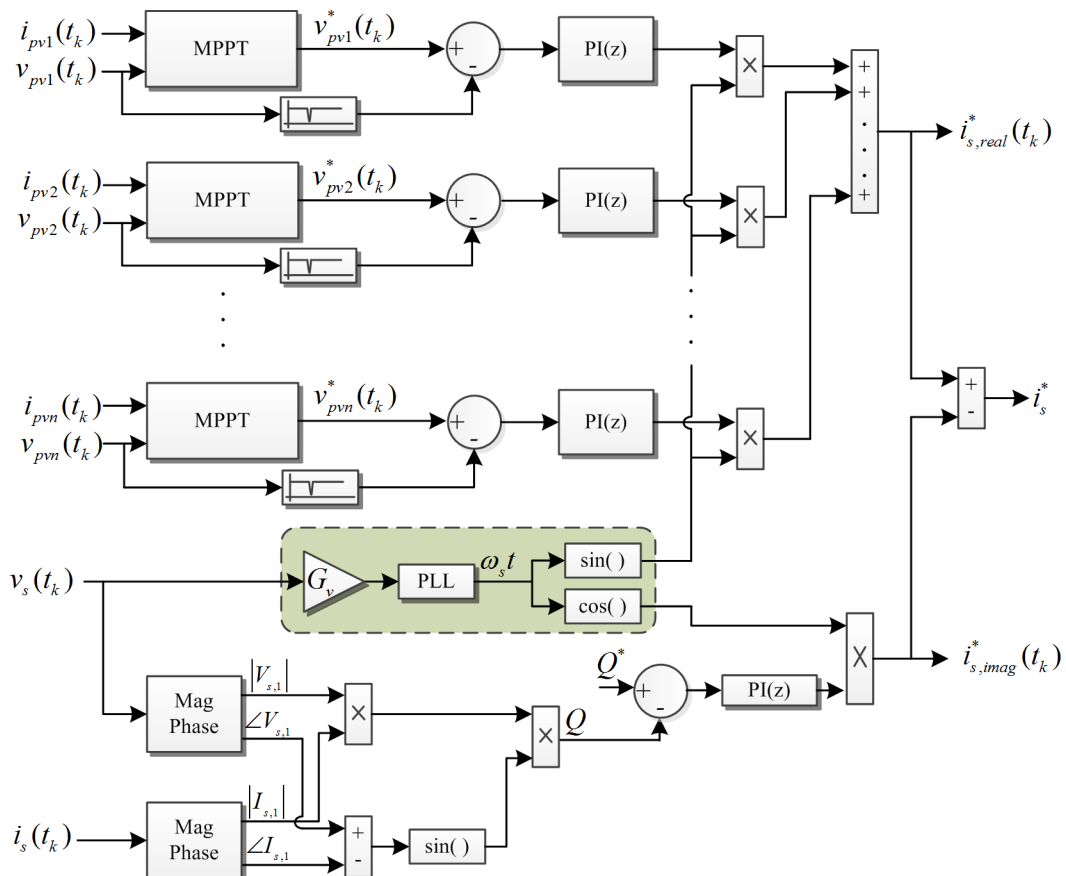
Ωστόσο, η ακολουθούμενη τεχνική δεν τεκμηριώνεται σωστά, διότι σε περίπτωση πτώσης της ηλιακής ακτινοβολίας και για το χρονικό διάστημα που οι ανιχνευτές του σημείου μέγιστης ισχύος

επιβάλλουν το προηγούμενο σημείο λειτουργίας αναμένεται οι επιθυμητές τιμές για την ισχύ να παραμένουν εσφαλμένα στην προηγούμενη κατάσταση. Αυτό θα έχει ως συνέπεια από την εξίσωση (5.1), το επιθυμητό ρεύμα δικτύου να παραμένει εσφαλμένα υψηλό με συνέπεια να οδηγήσει τις Φ/Β συστοιχίες σε κατάσταση βραχυκύκλωσης. Για την αποφυγή της κατάστασης μπορεί να ληφθεί κατάλληλη μέριμνα όπως αυτή παρουσιάζεται στην ενότητα 3.2.3.2, η οποία ωστόσο δεν κρίνεται τελικώς αποτελεσματική.

5.5 Ανεξάρτητος Έλεγχος Ενεργού & Αέργου Ισχύος

Σε πολλούς εμπορικούς αντιστροφείς υπάρχει η δυνατότητα ρύθμισης της ενεργής και αέργου ισχύος. Εξαιτίας της αύξησης της διείσδυσης των ΑΠΕ στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας υπάρχει η δυνατότητα από τους διανεμημένους παραγωγούς ΗΕ να συνεισφέρουν στο δίκτυο είτε παράγοντας άεργο ισχύ είτε στηρίζοντας την τάση του δικτύου. Καθώς η διείσδυση θα συνεχίζει να αυξάνεται τα διεθνή πρότυπα θα απαιτήσουν τη δυνατότητα αυτή από τους αντιστροφείς καθώς θα κρίνεται απαραίτητη για την εύρυθμη λειτουργία του δικτύου.

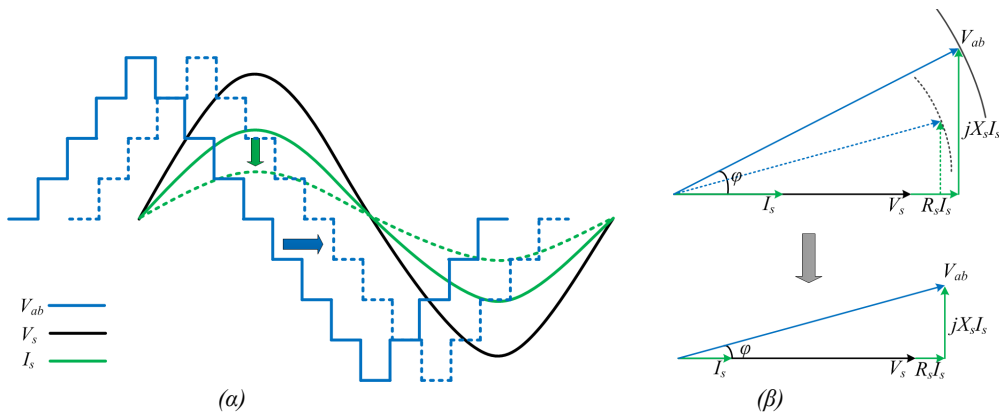
Ο τρόπος ελέγχου του επιπέδου της τάσεως στο DC ζυγό επιδεικνύεται στο Σχ. 5.8. Για να είναι δυνατή η αύξηση του επιπέδου της DC τάσεως απαιτείται το ρεύμα δικτύου και ταυτόχρονα εξόδου του αντιστροφέα τάσης να μειωθεί, συνεπώς πρέπει να μειωθεί και το ρεύμα αναφοράς στον ελεγκτή. Η μείωση του ρεύματος δικτύου είναι εφικτή αν μειωθεί η γωνιακή απόκλιση της κυματομορφής της τάσεως εξόδου του αντιστροφέα και της τάσης του δικτύου. Όπως απεικονίζεται και στο σχήμα, η επίτευξη της μείωσης της γωνιακής απόκλισης προϋποθέτει και μικρότερη μείωση της ενεργού τιμής της τάσεως εξόδου του αντιστροφέα. Πρέπει να αναφερθεί ότι το ρεύμα δικτύου είναι συνεχώς ομόρροπο της τάσεως δικτύου εξασφαλίζοντας συντελεστή ισχύος ίσο με τη μονάδα.



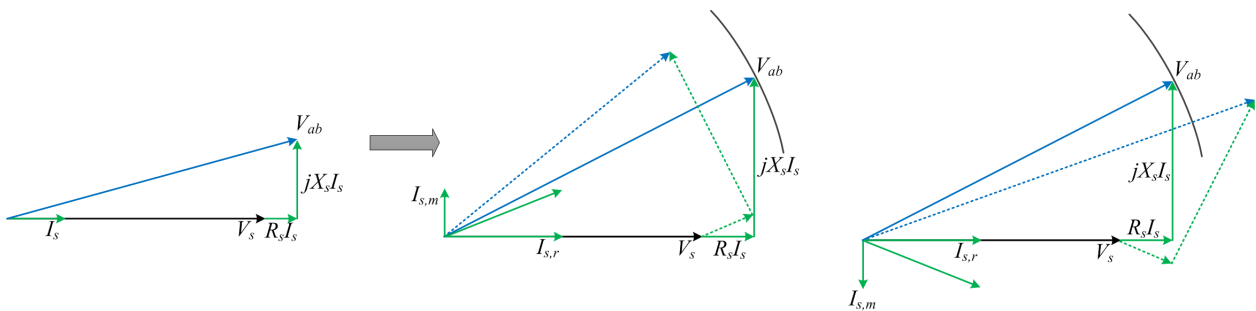
Σχ. 5.7. Σχήμα ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο προβλεπτικός έλεγχος κρίνεται κατάλληλος για εφαρμογές όπου αυξάνονται οι απαιτήσεις λόγω της πολυκριτηριακής του φύσης. Για τον έλεγχο της αέργου ισχύος, χρησιμοποιείται το σχήμα ελέγχου του προβλεπτικού ελεγκτή με την απαραίτητη προσθήκη όπως απεικονίζεται στο Σχ. 5.7. Αρχικά πραγματοποιείται ανάλυση Fourier στην τάση και το ρεύμα ώστε να προκύψει η ενεργός τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας και η φασική γωνία του καθενός. Έπειτα, πολλαπλασιάζοντας την τάση με το ρεύμα προκύπτει η φαινόμενη ισχύς, η οποία ακολούθως πολλαπλασιάζεται με το συνημίτονο της γωνιακής απόκλισης ανάμεσα στο ρεύμα και την τάση. Αφού προκύψει η αέργος ισχύς, αυτή συγκρίνεται με την επιθυμητή τιμή και οδηγείται σε έναν αναλογικό-ολοκληρωτικό ελεγκτή.

Συνεπώς, από το πρώτο σχήμα ελέγχου παράγεται η πραγματική συνιστώσα του ρεύματος ενώ από το δεύτερο η φανταστική συνιστώσα. Το άθροισμά τους δίνει την επιθυμητή τιμή του ρεύματος και δεδομένης της τάσεως του δικτύου πραγματοποιείται ο έλεγχος ενεργού και αέργου ισχύος. Στο Σχ. 5.8 απεικονίζονται οι κυματομορφές των ρευμάτων και των τάσεων, καθώς και το φασικό διάγραμμα στην περίπτωση της ανταλλαγής μόνο ενεργού ισχύος με το δίκτυο.



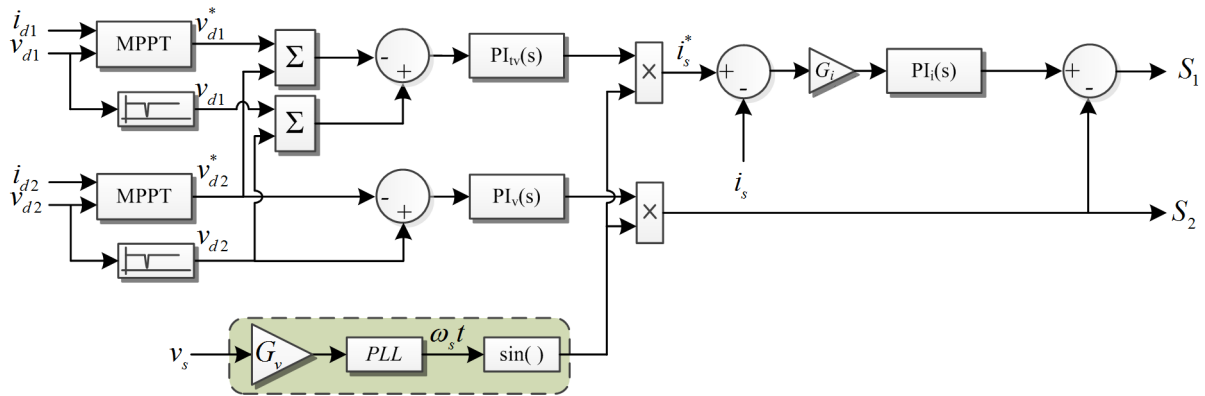
Σχ. 5.8. Διανυσματικό διάγραμμα ελέγχου ενεργού ισχύος. (Τάση εξόδου αντιστροφεία (μπλε), τάση δικτύου (μαύρο), ρεύμα δικτύου και πτώσεις τάσεως (πράσινο))



Σχ. 5.9. Διανυσματικό διάγραμμα ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος.

5.6 Βρόχος Ελέγχου Συμβατικού Ελεγκτή

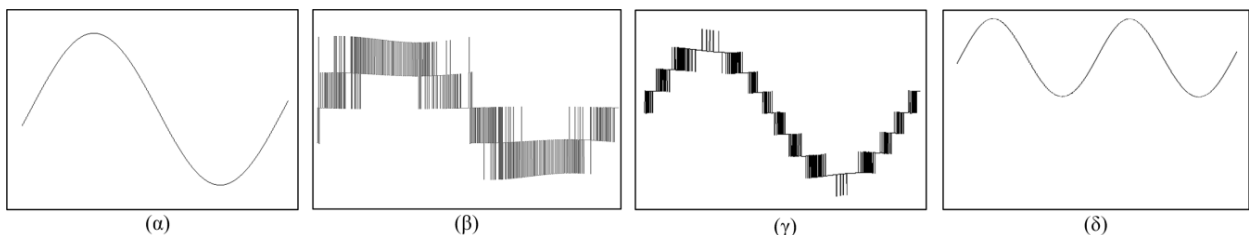
Το σύστημα ελέγχου ενός συμβατικού ελεγκτή παρουσιάζεται στο Σχ. 5.10. Η διάταξη αυτή είναι όμοια με αυτή που αναλύθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο, εκτός από την προσθήκη των δύο ανιχνευτών του σημείου εύρεσης μέγιστης ισχύος. Η σημαντική διαφοροποίηση είναι ότι ο ανιχνευτής δέχεται τις εισόδους του χωρίς να έχουν υποστεί επεξεργασία ώστε να μπορεί να αποκριθεί σχετικά γρηγορότερα. Αντιθέτως, οι τιμές της τάσεως που δέχεται σαν είσοδο ο βρόχος ελέγχου είναι αποτέλεσμα του φίλτρου που περιγράφεται στην ενότητα 5.8.



Σχ. 5.10. Βρόχος ελέγχου συμβατικού ελεγκτή.

5.7 Ποιοτικά Αποτελέσματα

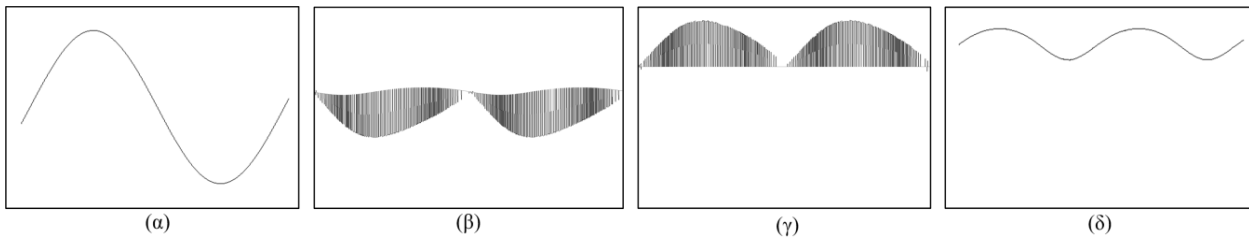
Στο Σχ. 5.11 απεικονίζονται οι διαφορές δυναμικού ανάμεσα σε διαφορετικά σημεία δύο εν σειρά Η-γεφυρών αντιστροφών τάσης με NPC σκέλη όπου οι DC πηγές τάσης έχουν αντικατασταθεί από δύο ανεξάρτητες Φ/Β συστοιχίες. Στο Σχ. 5.11α απεικονίζεται η τάση του δικτύου, ενώ στο Σχ. 5.11γ απεικονίζεται η συνολική τάση εξόδου του αντιστροφέα τάσης. Η κυματομορφή της τάσεως εξόδου αποτελείται από εννέα επίπεδα τάσης, καθώς είναι αποτέλεσμα του συνδυασμού δύο κυματομορφών τάσεων πέντε επιπέδων από τη κάθε μία Η-γέφυρα, Σχ. 5.11β. Λόγω της σύνδεσης της Φ/Β συστοιχίας η τάση στην είσοδο της κάθε Η-γέφυρας δεν είναι ένα απόλυτο DC μέγεθος καθώς εμφανίζεται αρμονική συνιστώσα διπλάσιας συχνότητας από αυτή της τάσης του δικτύου, Σχ. 5.11δ. Η διπλάσια αυτή συνιστώσα έχει αποτελέσει αντικείμενο έρευνας στη βιβλιογραφία, καθώς προκαλεί διακύμανση και στην ίδια τη Φ/Β συστοιχία προκαλώντας μία συνεχόμενη διακύμανση γύρω από το σημείο μέγιστης ισχύος. Σε πολλούς εμπορικούς αντιστροφείς επιλέγεται η χρήση πυκνωτών μεγάλης τιμής χωρητικότητας ώστε να περισταλεί η διπλάσια αυτή αρμονική συνιστώσα συχνότητας 100Hz.



Σχ. 5.11. (α) Τάση δικτύου, v_s . (β) Τάση στην έξοδο μίας βαθμίδας NPC, v_{ab1} . (γ) Τάση στην έξοδο δύο αλληλένδετων βαθμίδων NPC, v_{ab} . (δ) Τάση στα άκρα της συστοιχίας των πυκνωτών, v_{pn} . (ποιοτικά αποτελέσματα).

Ακόμη, όπως αποτυπώθηκε η κυματομορφή της τάσης στο Σχ. 5.11γ διακρίνονται ξεκάθαρα τα εννέα επίπεδα της τάσης. Αυτό είναι εφικτό μόνο στην περίπτωση που οι δύο Φ/Β συστοιχίες λειτουργούν υπό την ίδια τάση εξόδου. Παρόλα αυτά είναι αναμενόμενο να δημιουργηθούν περισσότερα επίπεδα και να μην είναι ευδιάκριτα μεταξύ τους όταν υπάρξει διαφορά στο επίπεδο της τάσης ανάμεσα στις δύο Φ/Β συστοιχίες.

Στο Σχ. 5.12 απεικονίζονται οι κυματομορφές των ρευμάτων όπως αυτές προέκυψαν για το ρεύμα δικτύου, το ρεύμα που εισέρχεται και εξέρχεται από την Η-γέφυρα, το ρεύμα των πυκνωτών και το ρεύμα της Φ/Β συστοιχίας. Το ρεύμα που εισέρχεται στην Η-γέφυρα είναι αυτό που υπολογίζεται από την εξίσωση (4.9) συναρτήσει των διακοπτικών καταστάσεων και του ρεύματος δικτύου. Στο Σχ. 5.12β απεικονίζεται το ρεύμα των πυκνωτών, στο οποίο είναι εμφανής η ύπαρξη της αρμονικής συνιστώσας των 100 Hz, και η οποία εμφανίζεται στην τάση του πυκνωτή του Σχ. 5.11δ προκαλώντας τη δημιουργία του ρεύματος του Σχ. 5.12δ, που είναι το ρεύμα εξόδου της Φ/Β συστοιχίας.

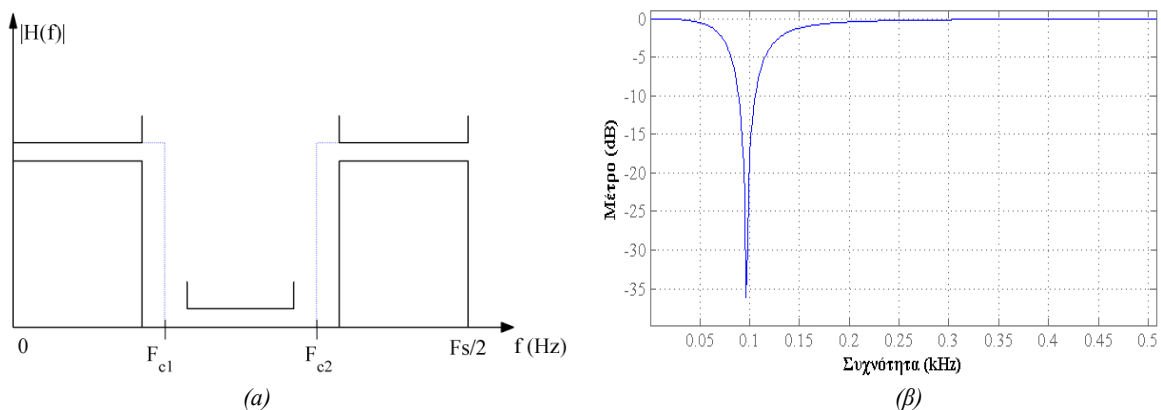


Σχ. 5.12. (α) Ρεύμα δικτύου, i_s . (β) Ρεύμα μετά τη συστοιχία πυκνωτών, i_{sc} . (γ) Ρεύμα ενός πυκνωτή, i_c . (δ) Ρεύμα εξόδου της Φ/B διάταξης, i_{pv} .

5.8 Απαλοιφή της Συνιστώσας Διπλάσια Συχνότητας της Θεμελιώδους της Τάσης του Δικτύου

Από τα ποιοτικά αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα γίνεται εμφανές ότι η αρμονική συνιστώσα με διπλάσια συχνότητα από τη θεμελιώδους της τάσης του δικτύου, επηρεάζει την τάση, Σχ. 5.11, αλλά και το ρεύμα, Σχ. 5.12, της Φ/B συστοιχίας. Επίσης, όταν οι αναλογικοί-ολοκληρωτικοί ελεγκτές δέχονται ως είσοδο τέτοιας μορφής τάσης παράγουν στην έξοδό τους ένα σήμα διαμόρφωσης με έντονη παραμόρφωση κυρίως τρίτης αρμονικής συνιστώσας. Συνέπεια αυτού του γεγονότος είναι η εμφάνιση ενός έντονα παραμορφωμένου ρεύματος δικτύου, το οποίο δεν πληροί τις προδιαγραφές των διεθνών προτύπων.

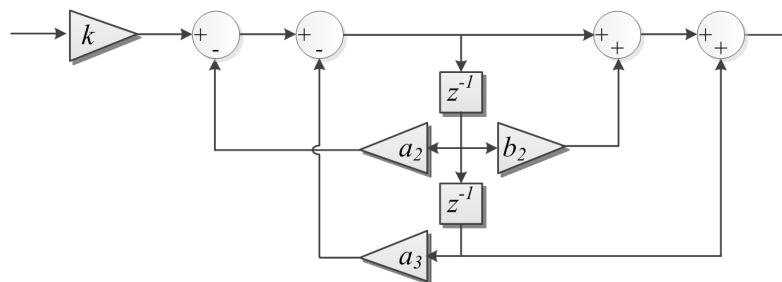
Για την απαλοιφή αυτής της συνιστώσας χρησιμοποιούνται φίλτρα αποκοπής συγκεκριμένης περιοχής συχνοτήτων. Στην επεξεργασία σήματος, τέτοια φίλτρα αποκόπτουν τις επιθυμητές συχνότητες ή τις περιορίζουν σε χαμηλά επίπεδα, ενώ αφήνουν να περάσουν σήματα με διαφορετικές συχνότητες (εμφανίζουν υψηλό συντελεστή ποιότητας). Στο Σχ. 5.13α απεικονίζονται οι χαρακτηριστικές συχνότητες του φίλτρου, καθώς και οι περιοχές ενίσχυσης ή απόσβεσης. Συγκεκριμένα, για την αποκοπή των 100 Hz από την DC τάση των ζυγών χρησιμοποιούνται ως F_{c1} και F_{c2} οι τιμές 75 και 125 Hz, αντίστοιχα. Στο Σχ. 5.13β απεικονίζεται η απόκριση του φίλτρου, όπου πρόκειται για ένα φίλτρο δευτέρου βαθμού σχεδιασμένο με τη μέθοδο Butterworth.



Σχ. 5.13. Σχεδίαση φίλτρου.

Ο τύπος του φίλτρου που υιοθετήθηκε είναι IIR (Infinite Impulse Response) εξαιτίας της δυνατότητας υιοθέτησης ενός φίλτρου χαμηλότερης τάξης διευκολύνοντας τη διαδικασία των υπολογισμών παρόλο που χαρακτηρίζονται από ζητήματα αστάθειας αυτού του τύπου φίλτρα. Οι παράμετροι του φίλτρου του οποίου το δομικό διάγραμμα απεικονίζεται στο Σχ. 5.14, είναι $\alpha_2 = -1.992$, $\alpha_3 = 1$, $\beta_2 = -1.998$, $k = 0.992$. Για το σχεδιασμό του φίλτρου χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό *Matlab/Simulink* και το εργαλείο *filter design toolbox*. Πρέπει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση της υιοθέτησης ενός φίλτρου μεγαλύτερης

τάξης εμφανίζονται ταλαντώσεις στην έξοδο του φίλτρου. Το δευτέρας τάξης φίλτρο ικανοποιεί τα κριτήρια του σχεδιασμού που τίθενται.



Σχ. 5.14. Δομικό διάγραμμα φίλτρου.

Η εξίσωση που περιγράφει τη λειτουργία του φίλτρου είναι η ακόλουθη

$$y[n] = \frac{1}{a_0} \cdot \left(\sum_{i=0}^P b_i \cdot x[n-i] - \sum_{j=1}^Q a_j \cdot y[n-j] \right), \quad (5.2)$$

όπου P είναι η feedforward τάξη του φίλτρου

Q είναι η feedback τάξη του φίλτρου

b_i είναι οι συντελεστές του feedforward φίλτρου

a_i είναι οι συντελεστές του feedback φίλτρου

$x[n]$ είναι το σήμα εισόδου

$y[n]$ είναι το σήμα εξόδου

Πιν. 5.1. Σύγκριση των φίλτρων IIR και FIR.

IIR	FIR
Δύσκολος έλεγχος της φάσης	Πιθανή γραμμική φάση
Ελάχιστες διαθέσιμες τεχνικές	
Αστάθεια	Ευσταθή
Μικρότερης τάξης	Υψηλότερης τάξης
Προκύπτουν από αναλογικά φίλτρα	Πολυφασική υλοποίηση
	Δεν σχετίζονται με αναλογικά φίλτρα

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΕΛΕΓΧΟΥ

Για την πειραματική επιβεβαίωση της θεωρητικής ανάλυσης που προηγήθηκε αναπτύχθηκε μία πρότυπη πειραματική διάταξη γενικού σκοπού. Πρόκειται για μία διάταξη που περιλαμβάνει δύο μικροεπεξεργαστές *TMS320F2812* των οποίων τα σήματα, αφού υποστούν την κατάλληλη επεξεργασία, κατευθύνονται προς δύο πλήρεις τριφασικές γέφυρες σε *back-to-back* σύνδεση. Η διάταξη αυτή περιλαμβάνει όλα τα απαραίτητα περιφερειακά συστήματα, όπως τα μετρητικά, τις απαραίτητες σταθεροποιημένες τροφοδοσίες, κάρτες μετρήσεων, την επεξεργασία των σημάτων κ.τ.λ., των οποίων τα κυκλωματικά διαγράμματα και οι τυπωμένες πλακέτες αναλύονται στο παρόν κεφάλαιο. Περισσότερες λεπτομέρειες κυρίως για τις τυπωμένες πλακέτες περιλαμβάνονται στο αντίστοιχο παράρτημα, ενώ για τον εξοπλισμό που χρησιμοποιείται στη σχετική βιβλιογραφία [203–216].

Ο όρος γενικού σκοπού αναφέρεται στο γεγονός ότι είναι πλήρως διαμορφώσιμη από το χρήστη σε οποιαδήποτε διάταξη επιθυμεί. Η σύνδεση της σε *back-to-back* μετατροπέα διευκολύνει και παραπέμπει για τη χρήση της σε συστήματα οδήγησης ηλεκτροκινητήρων, καθώς και σε συστήματα διασύνδεσης ανεμογεννητριών στο δίκτυο, όπου τέτοιες διατάξεις είναι συνήθεις. Παρόλα αυτά, όπως ήδη αναφέρθηκε, με τις κατάλληλες τροποποιήσεις μπορεί να φανεί χρήσιμη σε οποιαδήποτε επιθυμητή διάταξη που απαιτεί αυτό το πλήθος των ημιαγωγικών στοιχείων. Στη διάταξη είναι ακόμη ενσωματωμένοι και όλοι εκείνοι οι απαραίτητοι διακόπτες ισχύος οι οποίοι την απομονώνουν σε δύο διακριτές πλήρεις γέφυρες, καθώς και όλα τα απαραίτητα μέσα προστασίας.

Ωστόσο, εκτός των πλεονεκτημάτων της διακρίνεται από ένα σημαντικό μειονέκτημα, τον *fixed point* μικροεπεξεργαστή που χρησιμοποιήθηκε, ο οποίος περιλαμβάνει όλα εκείνα τα *modules* που είναι απαραίτητα για τον έλεγχο ηλεκτροκινητήρων, αυξάνοντας σημαντικά την επίδοση του μικροεπεξεργαστή σε τέτοιου είδους εφαρμογές. Όπως ήδη αναφέρθηκε και στην εισαγωγή, λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητας των σύγχρονων αλγορίθμων ελέγχου, όπως του προβλεπτικού ελέγχου, συνήθεις μικροεπεξεργαστές είναι *floating point* λογικής επιτρέποντας μεγαλύτερη ευελιξία και υπολογιστικούς πόρους. Η διάταξη αυτή σχεδιάστηκε, κατασκευάστηκε και χρησιμοποιήθηκε στα πλαίσια του ευρωπαϊκού ερευνητικού προγράμματος CREAM⁵ και χρησιμοποιήθηκε για τις απαιτήσεις τόσο του ίδιου του προγράμματος, αλλά και στο επίσης ευρωπαϊκό ερευνητικό πρόγραμμα EMAS⁶. Ο συγγραφέας της παρούσης εργασίας ήταν υπεύθυνος για την υλοποίηση του πακέτου εργασίας του ελέγχου στο πρώτο ερευνητικό πρόγραμμα, καθώς και υπεύθυνος, εκτός των άλλων, για τη μέτρηση των ηλεκτροκινητήρων του δεύτερου ερευνητικού προγράμματος.

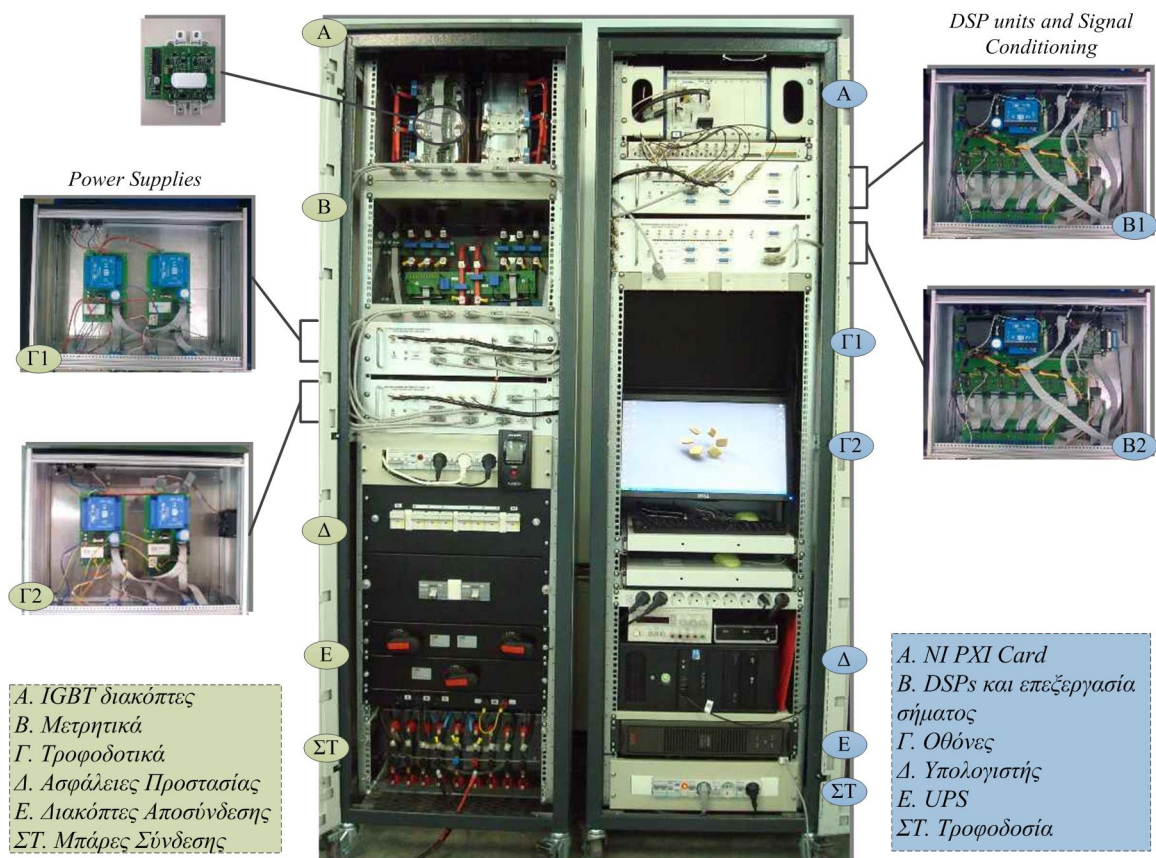
⁵ Innovative technological platform for Compact and Reliable Electronic integrated in Actuator and Motor (FP7/2007-2013 - AAT.2008.4.2.4-234119 [CREAM]) WP3/D3.3: Innovative Power Efficiency optimization algorithm: algorithm SW, Quickprototyping control/drive electronic, algorithm performance characterization results and final report.

⁶ Electric Motor And Sensor design and manufacturing (CleanSky – Nbr: JTI-CS-2009-1-SGO-02-010 [255811EMAS]), WP1/D1: Preliminary design report of the two motor-sensor concepts, WP2/D2: Critical design report of the two motor-sensor concepts, WP3/D3: Test report, D4: Delivery of 2 prototypes of each topology (4 prototypes manufactured)

Εξαιτίας του περιορισμένου αριθμού των διακοπών, αλλά και των μικροεπεξεργαστών που χρησιμοποιούνται, για την πειραματική επιβεβαίωση των ευρημάτων στο Κεφάλαιο 4 και Κεφάλαιο 5, απαιτείται η χρήση μίας άλλης πιο ευέλικτης διάταξης ελέγχου. Γι' αυτό το λόγο χρησιμοποιείται μία κάρτα επεξεργαστή με μεγαλύτερη υπολογιστική ισχύ (dSpace 1104) και μία διάταξη ελέγχου με περισσότερα ημιαγωγικά στοιχεία του εργαστηρίου Ηλεκτρονικών Ισχύος. Η διάταξη ελέγχου περιλαμβάνει όλα τα απαραίτητα μετρητικά στοιχεία καθώς και όλα τα διακοπτικά στοιχεία που απαιτούνται στην τοπολογία που αναλύθηκε.

6.1 Κατασκευή Πρότυπης Πειραματικής Διάταξης

Στο Σχ. 6.1 απεικονίζεται η πρότυπη διάταξη ελέγχου που αναπτύχθηκε και υλοποιήθηκε αποκλειστικά στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος. Η διάταξη αποτελείται από δύο ξεχωριστές μονάδες, η πρώτη μονάδα (δεξιά) απαρτίζεται κυρίως από ηλεκτρονικές συσκευές, ενώ η δεύτερη μονάδα από το κύκλωμα ισχύος (αριστερά). Επιλέχθηκε η διάκριση σε δύο μονάδες ώστε να είναι εφικτό η μονάδα ελέγχου να μπορεί να χρησιμοποιείται και αυτόνομα, χωρίς να είναι απαραίτητη η παρουσία της μονάδας ισχύος. Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να χρησιμοποιηθεί η μονάδα ελέγχου σε οποιαδήποτε εφαρμογή ελέγχου ανεξάρτητα από το κύκλωμα ισχύος. Η μεταξύ τους σύνδεση πραγματοποιήθηκε με *BNC connectors* προσαρμοσίμους σε κάθε σύστημα ελέγχου.



Σχ. 6.1. Πρότυπη διάταξη ελέγχου γενικού σκοπού: μονάδα ελέγχου (δεξιά) και μονάδα ισχύος (αριστερά).

Αναλυτικότερα, στην πρώτη μονάδα, η οποία αποτελεί τη μονάδα ελέγχου, εκτελούνται οι παρακάτω βασικές λειτουργίες:

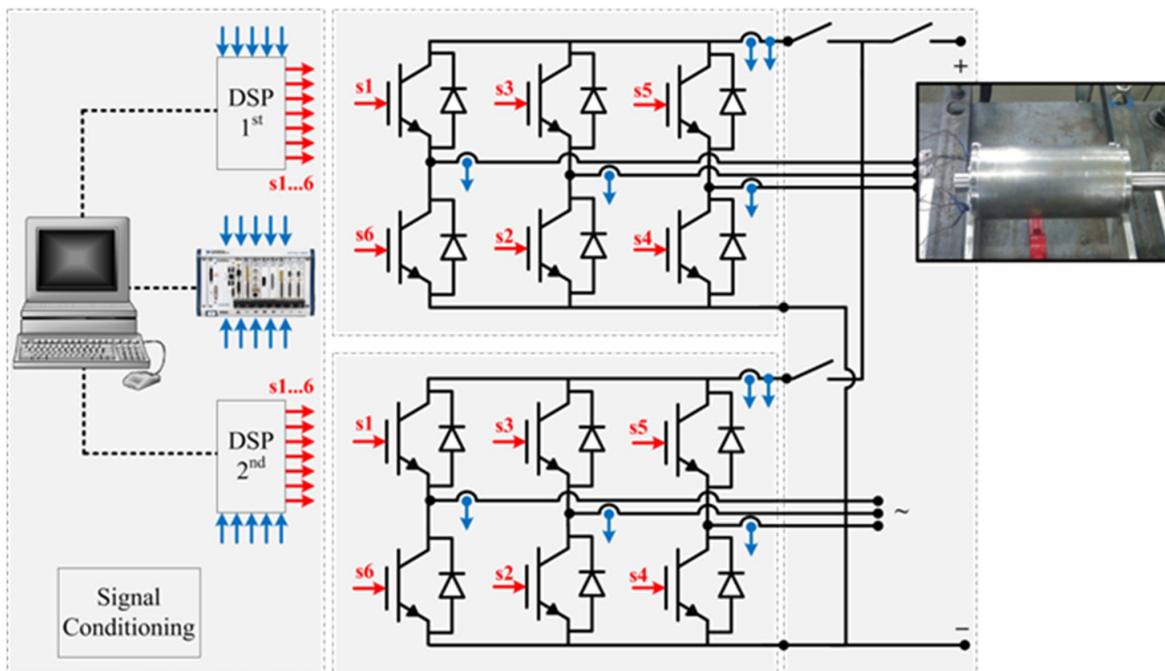
- Σύνθεση του κώδικα σε περιβάλλον *Matlab/Simulink* και μεταφορά του στους μικροεπεξεργαστές (Δ).
- Δύο μικροεπεξεργαστές *TMS320F2812 fixed point* λογικής (Β).
- Έλεγχος και περιορισμός των σημάτων εισόδου και εξόδου από τους δύο μικροεπεξεργαστές (κατάσταση σημάτων εισόδου/εξόδου) (Β).
- Προστασία του συστήματος μέσω αδιάλειπτης παροχής ηλεκτρικής ενέργειας (Ε).
- Καταγραφή των αποτελεσμάτων μέσω της *NI-PXIe 1082* μετρητικής κάρτας (Α).

Η δεύτερη μονάδα, η οποία αποτελεί τη μονάδα ισχύος, περιλαμβάνει κυρίως το κύκλωμα ισχύος και αποτελείται από:

- Δύο πλήρεις τριφασικές γέφυρες αποτελούμενες από δώδεκα IGBT διακόπτες τύπου *SEMiX202GB12E4s* (Α).

- ❑ Οδήγηση και προστασία των διακοπών μέσω των πλακετών *Skyper 32pro* και *Adapter board* (A).
- ❑ Έξι μετρητικά τάσεως και ρεύματος AC (B).
- ❑ Δύο μετρητικά τάσεως και ρεύματος DC (B).
- ❑ Κυκλώματα τροφοδοσίας και απομόνωσης των παλμών και των σημάτων μέτρησης (Γ).
- ❑ Προστασία μέσω ασφαλειών και αυτόματων διακοπών ισχύος (Δ).
- ❑ Διακόπτες απομόνωσης του DC ζυγού τάσης για την κάθε μία γέφυρα (E).
- ❑ Συσκευή αδιάλειπτης παροχής ηλεκτρικής ενέργειας.
- ❑ Μπάρες σύνδεσης AC/DC (ΣΤ).

Στο επόμενο Σχ. 6.2 απεικονίζεται η βασική χρήση της διάταξης αυτής για τον έλεγχο κινητήρων, ενώ στο Σχ. 6.3 παρουσιάζονται τα σήματα εισόδου και εξόδου από τους δύο μικροεπεξεργαστές καθώς και η διαδρομή των σημάτων από την υπολογιστή μονάδα μέχρι τα διακοπτικά στοιχεία. Το διάγραμμα των πλακετών και των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων που αναπτύχθηκαν και υλοποιήθηκαν περιλαμβάνονται στο παράρτημα. Οι βασικές τους λειτουργίες είναι συνοπτικά: η απομόνωση των σημάτων μέτρησης και των παλμών οδήγησης, η τροφοδοσία των μετρητικών και των πλακετών προστασίας των διακοπών.



Σχ. 6.2. Χρήση της διάταξης για τον έλεγχο ηλεκτρικών κινητήρων στα πλαίσια του ευρωπαϊκού ερευνητικού προγράμματος CREAM.

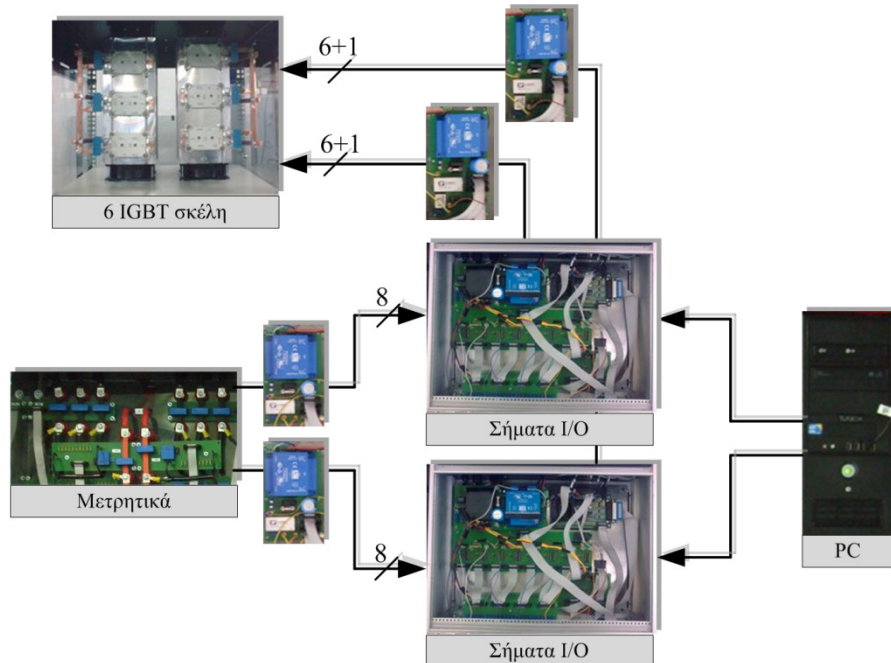
6.1.1 Μονάδα ελέγχου

Η μονάδα ελέγχου όπως ήδη περιγράφηκε αποτελεί το τμήμα εκείνο της διάταξης το οποίο είναι υπεύθυνο για την οδήγηση των διακοπτικών στοιχείων. Συνοπτικά, τα βασικά βήματα για τη λειτουργία της διάταξης είναι:

- ❑ Αρχικά αναπτύσσεται η τεχνική του ελέγχου βασισμένη στο συγκεκριμένου τύπου μικροεπεξεργαστή. Αυτό το βήμα ενέχει τη δυσκολία της ανάπτυξης του κώδικα σε *signed fixed point* λογική και τη χρήση της απαραίτητης βιβλιοθήκης *IQ math* στο περιβάλλον του *Matlab/Simulink* για τη βελτιστοποίηση του κώδικα (6.1.1.1 - 6.1.1.2).
- ❑ Έπειτα ο κώδικας μεταφέρεται στους δύο μικροεπεξεργαστές σε γλώσσα μηχανής (*assembly language*) μέσω *J-Tag* πρωτοκόλλου επικοινωνίας ή της παράλληλης θύρας του υπολογιστή (6.1.1.2).
- ❑ Από τα μετρητικά ρεύματος/τάσης, τα σήματα αφού πρώτα υποστούν επεξεργασία μέσω του *signal conditioning* κατευθύνονται προς τους μικροεπεξεργαστές. Πρόκειται για οχτώ σήματα

μετρήσεων για κάθε μία γέφυρα (τρεις AC τάσεις, τρία AC ρεύματα, το ρεύμα και η τάση του DC ζυγού τάσης) (6.1.1.3).

- ❑ Με αναφορά την τεχνική του ελέγχου ο μικροεπεξεργαστής αποφασίζει για την κατάσταση των ημιαγωγών στοιχείων.
- ❑ Τα σήματα των παλμών φωτο-απομονώνονται σε δύο συνεχόμενες βαθμίδες. Πρόκειται για τα έξι σήματα οδήγησης των ημιαγωγών στοιχείων συν ένα σήμα προστασίας για την κάθε μία πλήρη γέφυρα (6.1.1.5).
- ❑ Τα διακοπτικά στοιχεία θέτονται σε κατάσταση αγωγής ή αποκοπής του κυκλώματος.



Σχ. 6.3. Διαδρομή των σημάτων ελέγχου.

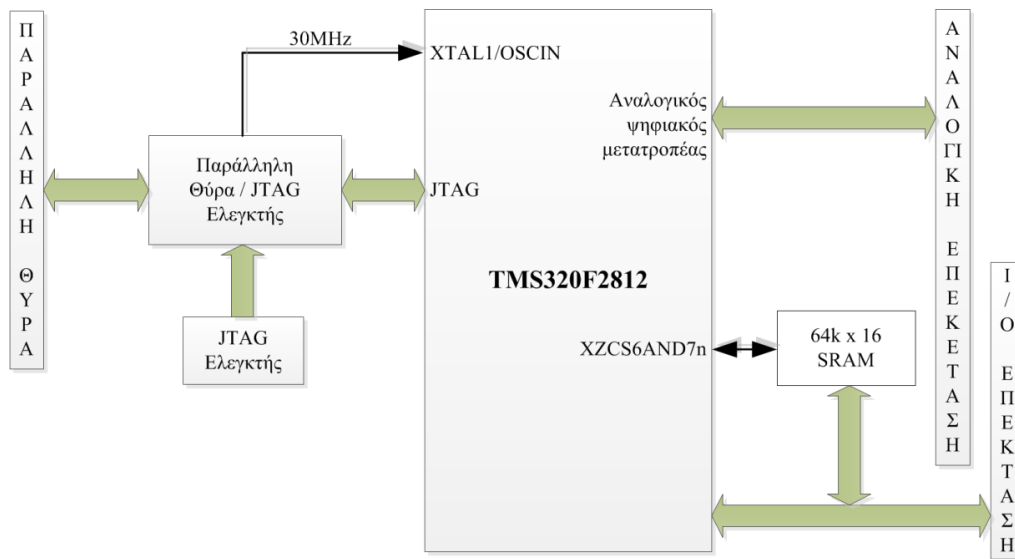
6.1.1.1 Ψηφιακός επεξεργαστής σήματος TMS320F2812

Το *eZdspTM F2812* είναι μία πλατφόρμα αυτόνομης λειτουργίας επιτρέποντας τη λειτουργία με το μικροεπεξεργαστή *TMS320F2812* διαθέτοντας δύο επεκτάσεις σύνδεσης. Ο *C2000 Tools Code Composer* μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μετατροπή του κώδικα από περιβάλλον *Matlab/Simulink* σε γλώσσα μηχανής, ή τη μετατροπή απευθείας από τη γλώσσα προγραμματισμού C. Τα βασικά χαρακτηριστικά της πλατφόρμας *eZdspTM F2812* συνοψίζονται ως εξής:

- ❑ TMS320F2812 ψηφιακός επεξεργαστής σήματος
- ❑ 150 MIPS ταχύτητα επεξεργασίας
- ❑ 18k λέξεις στην ενσωματωμένη μνήμη RAM
- ❑ 128k λέξεις στην ενσωματωμένη μνήμη FLASH
- ❑ 64k λέξεις στη μη ενσωματωμένη μνήμη SRAM
- ❑ 30 MHz ρολόι
- ❑ Δύο διεπαφές επέκτασης (αναλογική, ψηφιακή)
- ❑ Onboard IEEE 1149.1 J-Tag ελεγκτή
- ❑ 5 V τροφοδοσία
- ❑ TI F2812 Code Composer οδηγός
- ❑ Onboard IEEE 1149.1 JTag προσομοιωτή

Το Σχ. 6.4 απεικονίζει το σχηματικό διάγραμμα των βασικών λειτουργιών του *eZdspTM F2812*. Τα βασικά στοιχεία διεπαφής είναι το *J-Tag* πρωτόκολλο και η διεπαφή σύνδεσης μέσω της παράλληλης θύρας. Διαθέτει ακόμα αναλογικές και ψηφιακές εισόδους για την αλληλεπίδραση με τα αναλογικά

μετρητικά και τους ψηφιακούς αποκωδικοποιητές, καθώς και την παραγωγή των σημάτων οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων.



Σχ. 6.4. Σχηματικό διάγραμμα eZdsp™ F2812.

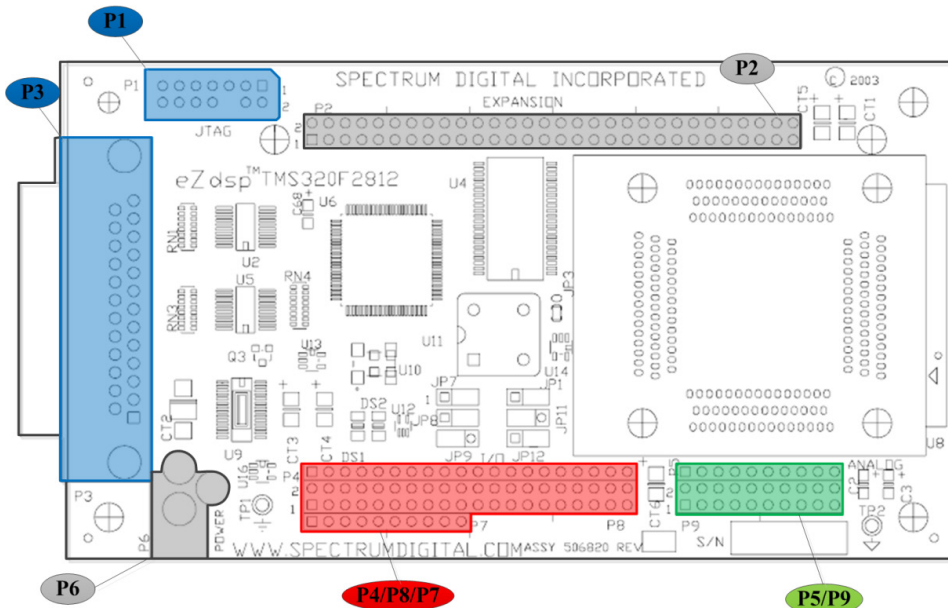
Η τυπωμένη πλακέτα της πλατφόρμας eZdsp F2812 παρουσιάζεται στο Σχ. 6.5 μαζί με τη θέση των πιο σημαντικών βυσμάτων σύνδεσης. Οι σημαντικότερες συνδέσεις οι οποίες είναι απαραίτητες για τη λειτουργία της είναι οι εξής:

- P1 – J-Tag διεπαφή
- P2 – Θύρα επέκτασης
- P3 – Παράλληλη θύρα
- P4/P8/P7 Ψηφιακές εισοδοί/έξοδοι
- P5/P9 – Αναλογική διεπαφή
- P6 – Σύνδεση τροφοδοσίας

Πιν. 6.1 Συνδέσεις στην πλατφόρμα eZdsp F2812 που πραγματοποιήθηκαν καθώς και η συνοπτική περιγραφή της λειτουργίας τους.

Θύρα	#	EV	Ονομασία	Λειτουργία
P1	-		JTag διεπαφή	Σύνδεση σε υπολογιστή
P3	-		Παράλληλη θύρα	Σύνδεση σε υπολογιστή
P8	9		PWM1	Οδήγηση διακόπτη
	10		PWM2	Οδήγηση διακόπτη
	11	EVA	PWM3	Οδήγηση διακόπτη
	12		PWM4	Οδήγηση διακόπτη
	13		PWM5	Οδήγηση διακόπτη
	14		PWM6	Οδήγηση διακόπτη
	30	EVB	PWM7	Σήμα προστασίας
	36	EVA	CAP4/QEP3	A ακολουθία αποκωδικοποιητή
P4	11	EVB	CAP2/QEP2	B ακολουθία αποκωδικοποιητή
	12		CAP3/QEP1	Index αποκωδικοποιητή
P9	2		ADCINA0	Αναλογική είσοδος
	4		ADCINA1	Αναλογική είσοδος
	6		ADCINA2	Αναλογική είσοδος
	8		ADCINA3	Αναλογική είσοδος
	10	EVA	ADCINA4	Αναλογική είσοδος
	12		ADCINA5	Αναλογική είσοδος
	14		ADCINA6	Αναλογική είσοδος
	16		ADCINA7	Αναλογική είσοδος
	18		VREFLO	Αναφορά σημάτων
	1-19		GND	Αναλογική γείωση

Στον Πιν. 6.1 συγκεντρώνονται τα βύσματα σύνδεσης της ψηφιακής πλατφόρμας *eZdsp F2812* που χρησιμοποιήθηκαν στη διάταξη, καθώς και η συνοπτική περιγραφή της λειτουργίας τους. Οι εισοδοί και οι έξοδοι που δεσμεύτηκαν αφορούν την είσοδο των αναλογικών σημάτων, την ψηφιακή είσοδο των αποκωδικοποιητών, καθώς και τις ψηφιακές εξόδους για την οδήγηση των διακοπών.



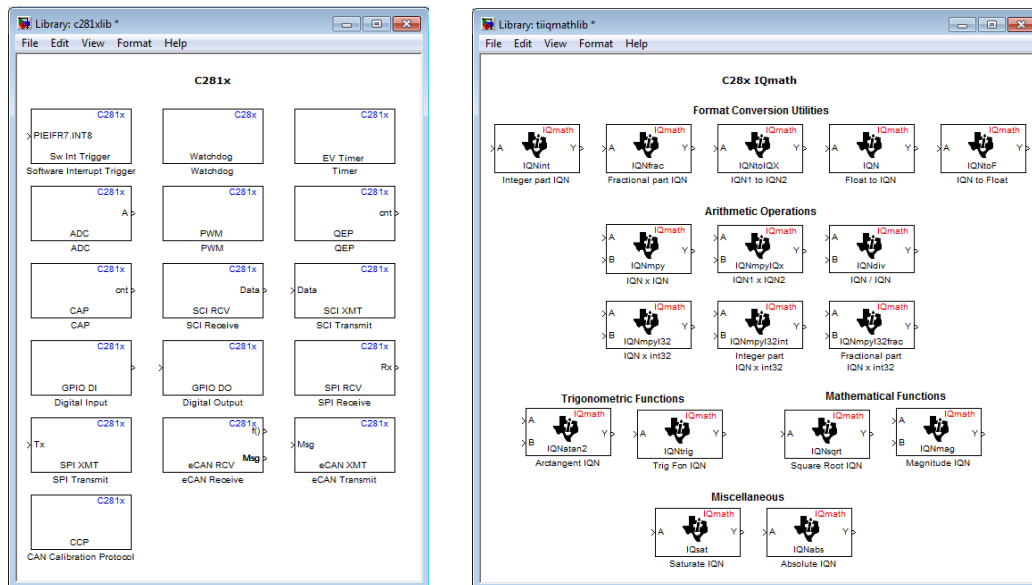
Σχ. 6.5. Η τοπωμένη πλακέτα της ψηφιακής πλατφόρμας της *eZdsp™ F2812*.

Επιπλέον, στις αναλογικές εισόδους συνδέθηκαν πυκνωτές για τον περιορισμό του θορύβου που εμπεριέχεται στα σήματα εισόδου στο μικροεπεξεργαστή. Λόγω ότι η διάταξη είναι τοποθετημένη πάνω σε μεταλλική κατασκευή υπάρχει ο κίνδυνος παρεμβολής θορύβου μέσω της γείωσης, παρ' όλες τις απομονώσεις των σημάτων που πραγματοποιήθηκαν και περιγράφονται στις επόμενες ενότητες. Γι' αυτό επιβλήθηκε η χρήση πυκνωτών για τη μείωση του θορύβου, οι τιμές των οποίων προσδιορίστηκαν κατά την περίοδο δοκιμαστικής λειτουργίας της διάταξης. Οι τιμές των χωρητικοτήτων είναι της τάξεως μερικών δεκάδων nF.

Τέλος, ο συγκεκριμένος μικροεπεξεργαστής διαθέτει τη δυνατότητα για τέσσερις μετρητές χρόνου (*timers*). Αυτή του η δυνατότητα ήταν καθοριστική για την κατανομή των σημάτων, όπως αυτά διαμορφώθηκαν στον Πιν. 6.1, καθώς κάποιες από τις λειτουργίες δεσμεύουν συγκεκριμένους μετρητές χρόνου. Κάθε λειτουργία του μικροεπεξεργαστή πρέπει να βασίζεται πάνω σε ένα μετρητή χρόνο, ο οποίος ουσιαστικά πρόκειται για κύκλους ρολογιού του ίδιου. Αυτό αποτελεί και την έμφυτη δυσκολία μικροεπεξεργαστών που μπορούν να λειτουργήσουν αυτόνομα, καθώς όλες οι ενέργειες είναι βασισμένες στους κύκλους ρολογιού και προκύπτουν δυσκολίες στο συντονισμό ενεργειών ανάμεσα σε διαφορετικούς μετρητές χρόνου.

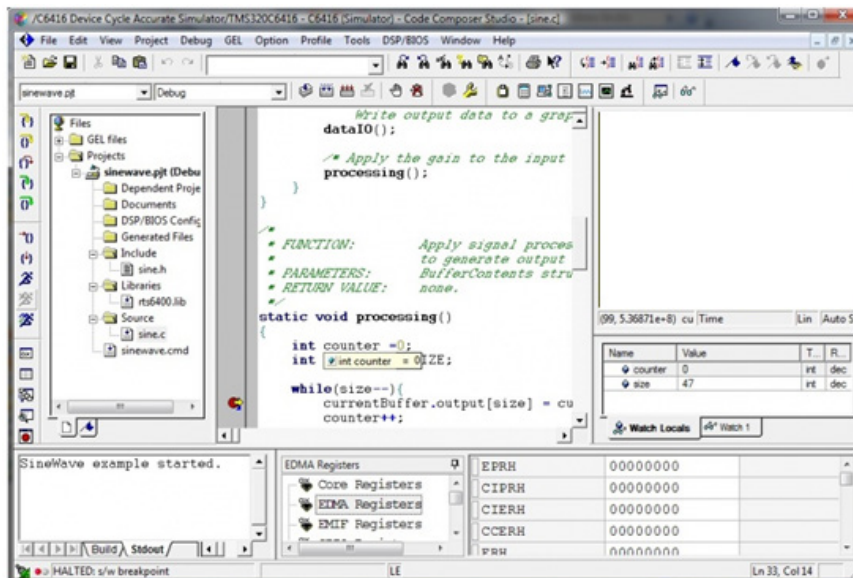
6.1.1.2 Ανάπτυξη του κώδικα ελέγχου

Η ανάπτυξη του κώδικα ελέγχου πραγματοποιείται στο περιβάλλον του *Matlab/Simulink* χρησιμοποιώντας τις βιβλιοθήκες *Texas Instruments C2000/C2812* και *Optimization/IQ math* όπως αυτές απεικονίζονται στο Σχ. 6.6. Οι βιβλιοθήκες αυτές είναι αποκλειστικά αφιερωμένες για τη λειτουργία του συγκεκριμένου μικροεπεξεργαστή και χρησιμοποιούν με το βέλτιστο δυνατό τρόπο τις διαφορετικές του δυνατότητες. Όλοι οι απαραίτητοι υπολογισμοί πραγματοποιούνται σε αριθμούς της μορφής *16 bit fixed point signed integers*.



Σχ. 6.6. Βιβλιοθήκες Texas Instruments C2000/C2812 και Optimization/IQ math στο περιβάλλον του Matlab/Simulink.

Αφού η τεχνική του ελέγχου έχει υλοποιηθεί στο περιβάλλον του Matlab/Simulink, τότε μέσω του Code Composer Studio της Texas Instruments μετατρέπεται σε κώδικα γλώσσας μηχανής και μεταφέρεται στο μικροεπεξεργαστή. Στο Σχ. 6.7 απεικονίζεται ένα στιγμιότυπο από το περιβάλλον του Code Composer Studio. Επιπλέον, ενεργοποιώντας το κανάλι επικοινωνίας RTDX μπορεί ο χρήστης να επικοινωνεί σε πραγματικό χρόνο με το μικροεπεξεργαστή περνώντας του χρήσιμα δεδομένα, κυρίως κατά τη διάρκεια της δοκιμαστικής λειτουργίας της τεχνικής του ελέγχου, όπως για παράδειγμα η ρύθμιση των κερδών ενός αναλογικού – ολοκληρωτικού ελεγκτή. Ωστόσο είναι μία διαδικασία η οποία καταναλώνει σημαντικούς υπολογιστικούς πόρους από το μικροεπεξεργαστή και συνίσταται να απενεργοποιείται κατά τη διάρκεια λειτουργίας.

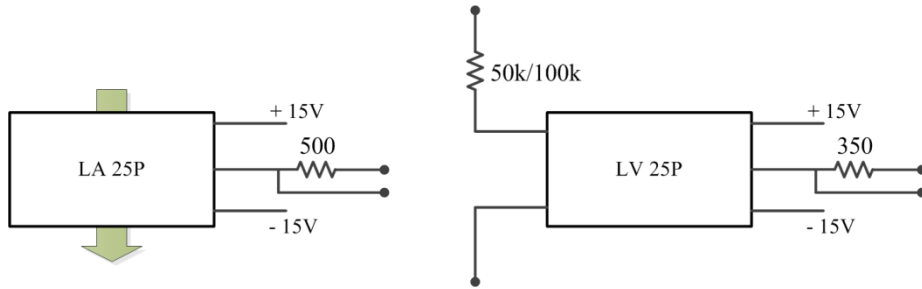


Σχ. 6.7. Στιγμιότυπο από το περιβάλλον του Code Composer Studio v3 της Texas Instruments.

6.1.1.3 Μετρητικά ρεύματος/τάσης

Στο Σχ. 6.8 απεικονίζεται η συνδεσμολογία των μετρητικών τάσης και ρεύματος καθώς και οι λόγοι των κερδών που χρησιμοποιήθηκαν, ενώ στο Σχ. 6.9 παρουσιάζεται το κύκλωμα συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή TL 084 όπως αυτός χρησιμοποιήθηκε για τη βελτίωση της κατάστασης των σημάτων μέτρησης με κατεύθυνση προς τους μικροεπεξεργαστές, διότι το σήμα εισόδου σε αυτούς μπορεί να κυμαίνεται στη περιοχή των τιμών της τάσης από 0 ως 3.3 V. Οι λόγοι των μετρητικών που

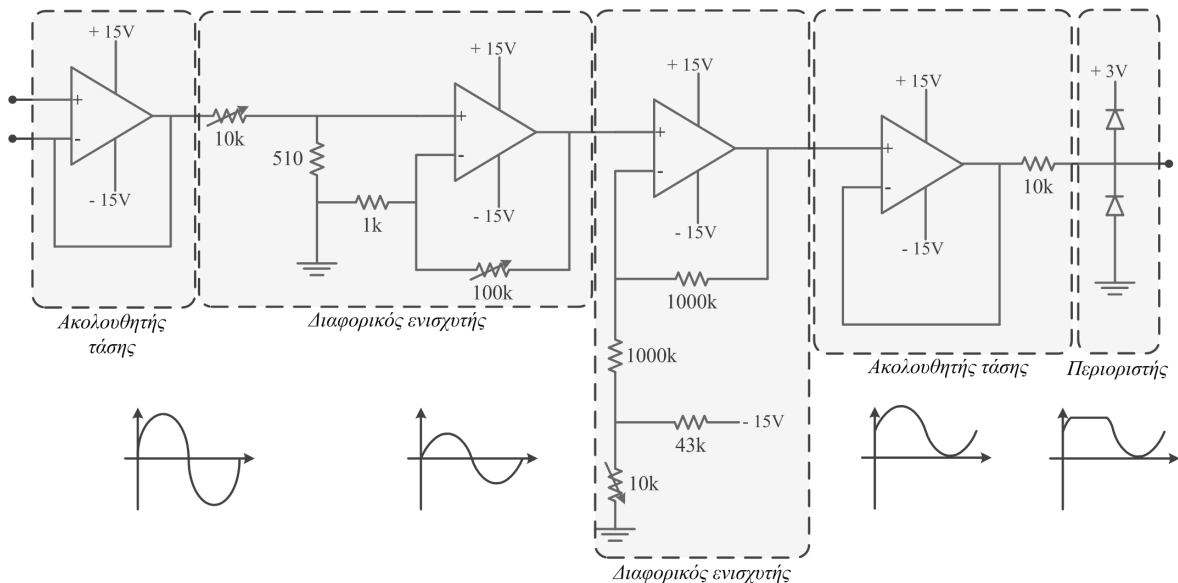
χρησιμοποιήθηκαν διαστασιολογήθηκαν για τιμές τάσεων AC 400 V / DC 800 V, ρευμάτων AC/DC 100 A. Εξαιτίας της μεγάλης κλίμακας τάσεων και ρευμάτων, και για την αύξηση της ακρίβειας των μετρήσεων είναι απαραίτητη η χρήση μίας βαθμίδας επεξεργασίας του σήματος η οποία θα περιορίζει το μετρούμενο σήμα στην περιοχή των επιτρεπτών τάσεων από 0 ως 3 V.



Σχ. 6.8. Συνδεσμολογία των μετρητικών τάσης και ρεύματος.

6.1.1.4 Επεξεργασία των σημάτων μέτρησης

Όπως ήδη αναφέρθηκε είναι απαραίτητη η χρήση μίας βαθμίδας η οποία θα επεξεργάζεται το σήμα μέτρησης και θα το θέτει κάθε φορά εντός των επιτρεπτών ορίων τάσης αυξάνοντας ταυτόχρονα και την ακρίβεια των μετρήσεων, καθώς ο συγκεκριμένος μικροεπεξεργαστής έχει 12 bit A/D μετατροπέα, που σημαίνει ότι αντιστοιχίζονται τα 0 ως 3 V της εισόδου σε 0 ως 4095 διακριτά επίπεδα. Αναγκαίες λειτουργίες αυτής της βαθμίδας επεξεργασίας σήματος είναι η απομόνωση του σήματος εισόδου, η ενίσχυσή του ή η εξασθένησή του, η δημιουργία *offset* και ο περιορισμός του σήματος στα επιτρεπτά επίπεδα τάσης. Η τυπωμένη πλακέτα επεξεργασίας των σημάτων υλοποιήθηκε για δεκαέξι συνολικά σήματα όπως αυτά περιγράφηκαν στην προηγούμενη υποενότητα, οχτώ για κάθε μία γέφυρα.



Σχ. 6.9. Κύκλωμα συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή TL084.

Αρχικά χρησιμοποιείται ένας ακολουθητής τάσης για την απομόνωση του σήματος εισόδου, ώστε η είσοδος να εμφανίζεται στο υπόλοιπο κύκλωμα σαν μία ανεξάρτητη πηγή τάσης. Έπειτα χρησιμοποιείται η συνδεσμολογία του διαφορικού ενισχυτή, η οποία έχει ως στόχο με τη ρύθμιση δύο μεταβλητής τιμές αντιστάσεων να επιτευχθεί η απομείωση ή η ενίσχυση του σήματος εισόδου όπως περιγράφεται από την ακόλουθη εξίσωση.

$$v_{o1}(t) = \left(1 + \frac{100k \uparrow}{1k \downarrow}\right) \cdot \frac{510}{510 + 10k \downarrow} \cdot v_i(t) \quad (6.1)$$

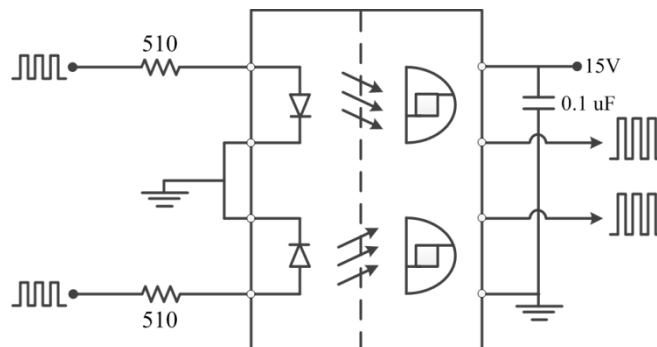
Σε επόμενο στάδιο παρεμβάλλεται επίσης ένας διαφορικός ενισχυτής που έχει ως στόχο τη δημιουργία *offset* στο σήμα. Τα σήματα εξόδου των μετρητικών τάσης αποκτούν τιμές θετικές και αρνητικές, ενώ τέτοιου τύπου επεξεργαστές είναι σύνηθες να δέχονται στην είσοδό τους σήματα μόνο θετικής τιμής. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μόνο μέσω μίας βαθμίδας δημιουργίας *offset* στο σήμα εισόδου. Η συνάρτηση μεταφοράς του διαφορικού ενισχυτή είναι η ακόλουθη:

$$v_o(t) = -\frac{1000k}{1000k + 10k \downarrow} \cdot \left(-15 \cdot \frac{10k \uparrow}{10k \downarrow + 43k} \right) + \left(1 + \frac{1000k}{1000k + 10k \downarrow} \right) \cdot v_{o1}(t) \quad (6.2)$$

Το σήμα έπειτα απομονώνεται μέσω ενός ακολουθητή τάσης και περιορίζεται με τη χρήση διόδων *Zener* στο επιθυμητό επίπεδο των 3 V. Αυτή η τελευταία βαθμίδα είναι απαραίτητη ως μέσο προστασίας του μικροεπεξεργαστή στην περίπτωση που σήματα μεγαλύτερου μέτρου τάσης καταφθάσουν στις αναλογικές του εισόδους.

6.1.1.5 Φωτο-απομόνωση των παλμών οδήγησης

Απομόνωση των σημάτων απαιτείται και κατά την έξοδο των παλμών από το μικροεπεξεργαστή προς τα διακοπτικά στοιχεία, κυρίως για την απομόνωση του μικροεπεξεργαστή και δευτερευόντως για την αύξηση του πλάτους των παλμών όπου αυτό απαιτείται. Σε αυτήν την περίπτωση χρησιμοποιούνται ολοκληρωμένα κυκλώματα που ονομάζονται οπτικοί αποζεύκτες και προκαλούν φωτοαπομόνωση στο σήμα εξόδου σε σχέση με το σήμα εισόδου. Η απομόνωση επιτυγχάνεται όταν φως που εκπέμπεται από τη μία πλευρά, ανιχνεύεται από την άλλη πλευρά χωρίς να υπάρχει δηλαδή γαλβανική σύνδεση. Με αυτόν τον τρόπο προστατεύονται τα κυκλώματα από τυχόν ανεπιθύμητες τάσεις που εμφανιστούν κυρίως στον κοινό κόμβο της γείωσης, όταν αυτός είναι γαλβανικά συνδεδεμένος.



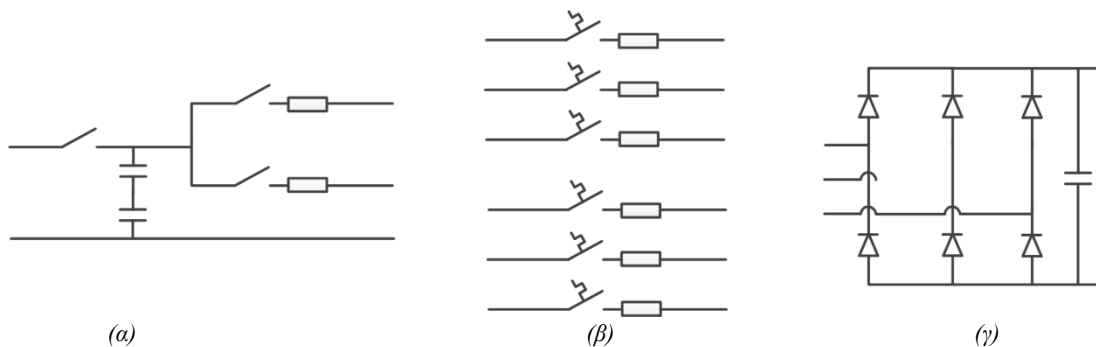
Σχ. 6.10. Οπτική απομόνωση και διαμόρφωση των παλμών από τον μικροεπεξεργαστή προς τα διακοπτικά στοιχεία.

Στη διάταξη χρησιμοποιήθηκαν τέτοιες βαθμίδες απομόνωσης σε δύο στάδια, πρώτα στην έξοδο των παλμών από τους δύο μικροεπεξεργαστές και έπειτα στην πλακέτα τροφοδοσίας των πλακετών προστασίας των διακοπτικών στοιχείων. Δεδομένου ότι από κάθε μικροεπεξεργαστή είναι απαραίτητη η χρήση εφτά σημάτων εξόδου (έξι συν το σήμα προστασίας των διακοπών), συνολικά δεκατέσσερα σήματα από τους δύο μικροεπεξεργαστές, και ότι χρησιμοποιήθηκαν δύο τέτοιες διαδοχικές βαθμίδες, η τυπωμένη αυτή πλακέτα υλοποιήθηκε είκοσι οχτώ συνολικά φορές.

6.1.2 Μονάδα ισχύος

Στη μονάδα ισχύος όπως είναι αναμενόμενο περιλαμβάνονται όλες οι DC/AC εισοδοί/εξοδοί καθώς και οι προστασίες του κυκλώματος με αυτόματους διακόπτες και ασφάλειες. Όσον αφορά το DC μέρος, είναι εξοπλισμένο με μία κεντρική παροχή DC με ένα διακόπτη ισχύος και δύο πυκνωτές μεγάλης τιμής χωρητικότητας εν παραλλήλω. Έπειτα υπάρχουν δύο ξεχωριστές DC τροφοδοσίες για κάθε μία πλήρη γέφυρα με ξεχωριστό διακόπτη ισχύος και υπερταχεία ασφάλεια τήξεως *Littlefuse* ειδική για προστασία ηλεκτρονικών ισχύος. Οι AC εισοδοί/εξοδοί είναι επίσης εξοπλισμένοι με αυτόματους διακόπτες *Hager* και ασφάλειες υπερταχείας τήξεως. Επιπλέον, στη διάταξη έχει ληφθεί μέριμνα για παροχή ανορθωμένης

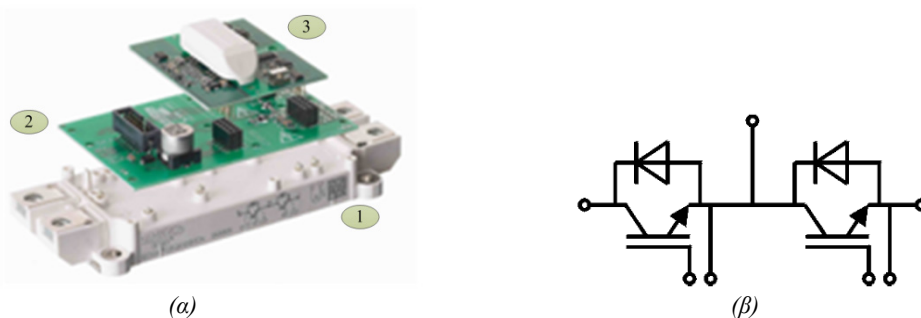
DC τάσεως μέσω τριφασικής γέφυρας πλήρους ανόρθωσης. Στο Σχ. 6.11 παρουσιάζονται όλα αυτά τα κυκλώματα ισχύος που περιγράφηκαν. Οι τιμές των χωρητικοτήτων που χρησιμοποιήθηκαν δεν αναφέρονται στην παρούσα καθώς είναι τιμές που μπορούν να καθοριστούν από το χρήστη και την εκάστοτε εφαρμογή.



Σχ. 6.11. Κυκλώματα ισχύος. (α) Διακόπτες και ασφάλειες στην DC παροχή. (β) Προστασία AC παροχής. (γ) Τριφασική πλήρης ανορθωτική διάταξη.

6.1.2.1 Διακοπτικά στοιχεία

Τα διακοπτικά στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν είναι της εταιρείας *Semikron* με τον ακόλουθο τύπο *SEMIX202GB12E4S*. Πρόκειται για IGBT ημιαγωγικά στοιχεία ικανότητας τάσεως συλλέκτη εκπομπού της τάξεως των 1200 V και ονομαστικό ρεύμα συλλέκτη της τάξεως των 200 A. Κάθε ένα τέτοιο διακοπτικό στοιχείο αποτελεί ένα σκέλος μίας τριφασικής γέφυρας όπως απεικονίζεται στο Σχ. 6.12β.



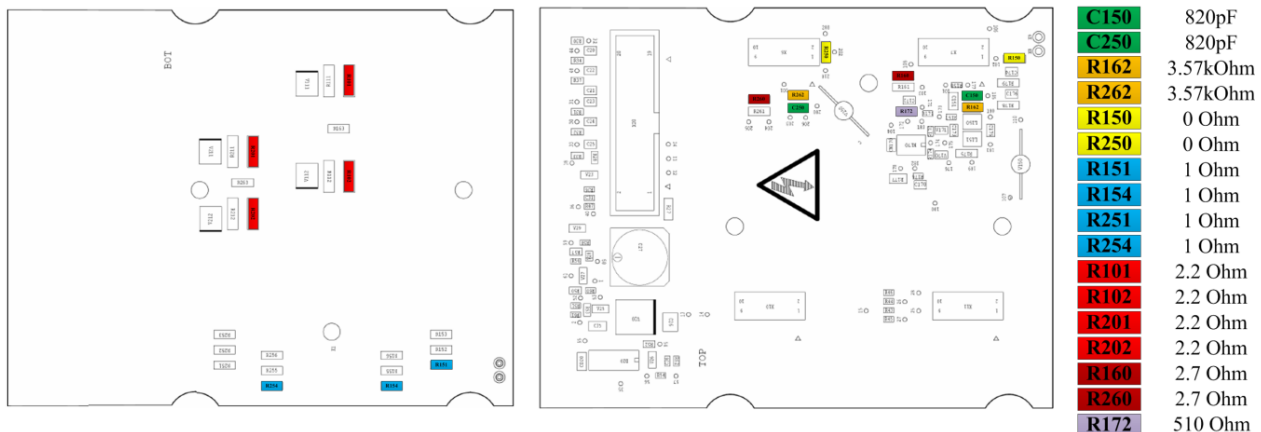
Σχ. 6.12. (1) Διακοπτικό στοιχείο *SEMIX202GB12E4S*. (2) *Adapter board*. (3) *Skyper32 Pro*.

Για τη σωστή λειτουργία του συγκεκριμένου στοιχείου παρέχεται από την κατασκευάστρια εταιρεία μία πλακέτα οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών, η οποία λειτουργεί και ως μέσο προστασίας. Για τη σωστή προσαρμογή στην εκάστοτε εφαρμογή, υπάρχει η δυνατότητα από το χρήστη να ρυθμίσει κάποιες παραμέτρους ώστε η προστασία να είναι περισσότερο αποδοτική στην ειδική αυτή εφαρμογή ανάλογα με τα ονομαστικά ρεύματα και τάσεις της εφαρμογής, καθώς επίσης να ρυθμίσει και τους χρόνους ανόδου και καθόδου των στοιχείων προσαρμόζοντας τις κατάλληλες τιμές αντιστάσεων.

6.1.2.2 Προσαρμογή ημιαγωγικών διακοπών SEMIX

Οι ημιαγωγικοί διακόπτες μέσω του *Adapter Board* επιτρέπουν την προσαρμογή της λειτουργίας τους στην εκάστοτε εφαρμογή. Στο Σχ. 6.13 απεικονίζεται η επάνω και κάτω όψη της τυπωμένης πλακέτας καθώς επίσης σημειώνονται τα σημεία εκείνα όπου πρέπει να κολληθούν οι κατάλληλες τιμές αντιστάσεων. Αρχικά, οι τιμές των πυκνωτών και αντιστάσεων, R_{CE} & C_{CE} , χρησιμοποιούνται για τη δυναμική προστασία έναντι βραχυκυκλωμάτων, ενώ οι αντιστάσεις R_{Gon} & R_{Goff} εξαρτώνται από τον τύπο του διακόπτη που χρησιμοποιείται και αφορούν την προσαρμογή της πύλης στους διακοπτικούς παλμούς. Οι αντιστάσεις R_{G1} & R_{G2} σχετίζονται με την απόζευξη της πύλης, ενώ η αντίσταση $R_{Goff,SC}$ καθορίζει την ομαλό άνοιγμα του διακόπτη. Τέλος, η αντίσταση R_{OTP} χρησιμοποιείται για την προστασία του διακόπτη από υπερθέρμανση και καθορίζεται από μία χαρακτηριστική καμπύλη που παρέχει ο κατασκευαστής.

Πρέπει να σημειωθεί ότι οι τιμές των αντιστάσεων και των πυκνωτών δεν καθορίζονται αυθαίρετα αλλά σύμφωνα με πληροφορίες που παρέχει ο κατασκευαστής με μία μικρή ευελιξία όσον αφορά τη συγκεκριμένη εφαρμογή.



Σχ. 6.13. Προσαρμογή του Adapter Board.

6.1.2.3 Μέσα προστασίας

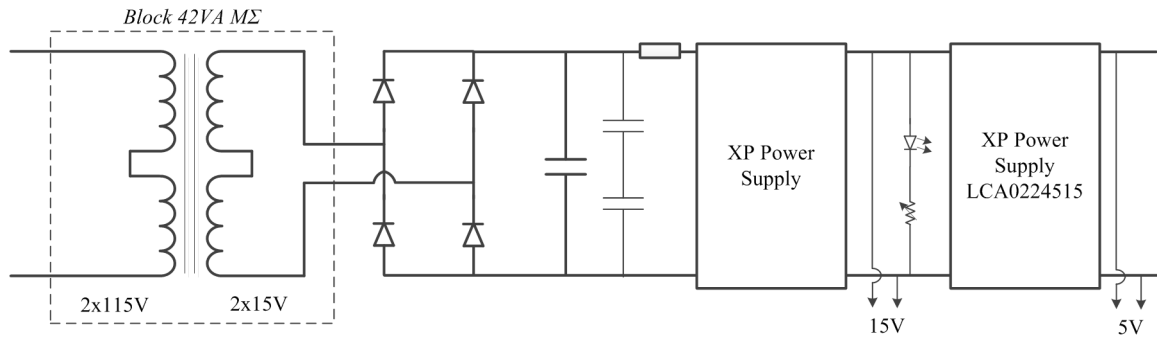
Όσον αφορά τα μέτρα/μέσα προστασίας που λήφθηκαν υπόψη, και κάποια έχουν αναφερθεί ήδη στις προηγούμενες ενότητες, είναι τα ακόλουθα:

- Δυναμική απόκριση διακόπτη σε βραχυκύκλωμα.
- Προστασία από υπερθέρμανση.
- Προεπιλεγμένη τιμή για dead time 3.3 μs.
- Ασφάλειες υπερταχείας τήξεως AC, DC
- Αυτόματοι διακόπτες ισχύος AC
- Χρήση του σήματος Halt.

Όσον αφορά το σήμα Halt πρόκειται για ένα σήμα με μονόδρομη κατεύθυνση όπου μπορεί αφενός μεν από τη μεριά του μικροεπεξεργαστή να δοθεί ένα σήμα και να τεθούν σε κατάσταση αποκοπής όλοι οι διακόπτες των δύο γεφυρών αφού το σήμα είναι συνδεδεμένο και κοινό, και αφετέρου όταν ένας διακόπτης για κάποιον από τους προαναφερθέντες λόγους τεθεί από μόνος του σε κατάσταση αποκοπής, τότε το σήμα Halt βραχυκυκλώνεται στον ένα διακόπτη και παραμένει σε αυτήν την κατάσταση, με συνέπεια να τίθενται εκτός λειτουργίας όλοι οι διακόπτες.

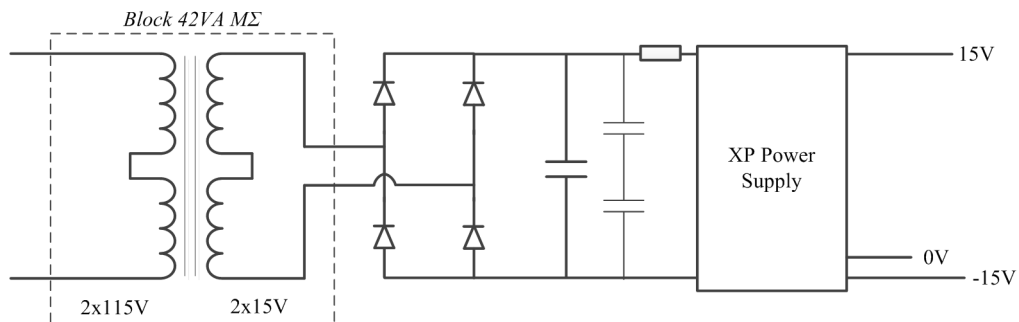
6.1.3 Σταθεροποιημένα τροφοδοτικά

Για την τροφοδοσία των τυπωμένων πλακετών που υλοποιήθηκαν είναι απαραίτητη η ύπαρξη σταθερών DC τάσεων διαφορετικών επιπέδων. Στα Σχ. 6.14 ως Σχ. 6.16 παρουσιάζονται τα κυκλώματα των σταθεροποιημένων τροφοδοτικών τάσης των διακοπτικών στοιχείων, των τροφοδοτικών τάσης και ρεύματος καθώς και των πλακετών επεξεργασίας του σήματος μέτρησης. Σε όλα τα τροφοδοτικά χρησιμοποιήθηκαν μετασχηματιστές 2x115 V / 2x15 V και μία γέφυρα πλήρους ανόρθωσης με ένα ηλεκτρολυτικό πυκνωτή στην έξοδό της. Το κύκλωμα προστατεύεται από μία ασφάλεια τήξεως και αποτελεί την είσοδο σε σταθεροποιημένα διακοπτικά τροφοδοτικά. Για τις πλακέτες προστασίας των διακοπτικών στοιχείων χρησιμοποιήθηκε τροφοδοτικό XP Power με τάση εξόδου 15 V, το οποίο συνδέθηκε σε σειρά με ένα τροφοδοτικό XP Power LC40224515 για την παραγωγή σταθεροποιημένης DC τάσης 5 V. Τα δύο επίπεδα αυτά της τάσης είναι απαραίτητα για την τροφοδοσία των ολοκληρωμένων φωτοαπομόνωσης καθώς και των πλακετών προστασίας που περιλαμβάνονται στη συγκεκριμένη τυπωμένη πλακέτα όπως αυτή απεικονίζεται στο παράρτημα.



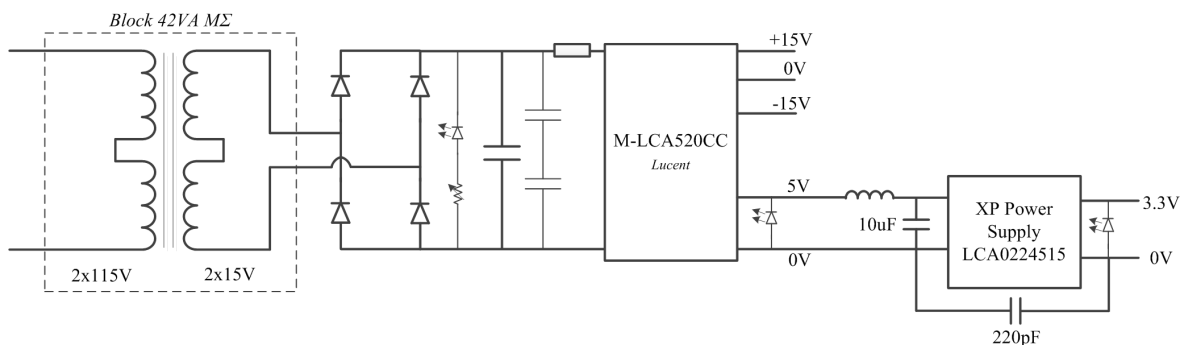
Σχ. 6.14. Σταθεροποιημένο τροφοδοτικό τάσης των πλακετών προστασίας των διακοπτικών στοιχείων καθώς και της τελευταίας βαθμίδας φωτοαπομόνωσης.

Για την τροφοδοσία των μετρητικών τάσης και ρεύματος χρησιμοποιήθηκε μία παρόμοια διάταξη με αυτή του Σχ. 6.15, καθώς η απαραίτητη τροφοδοσία των μετρητικών LEM είναι $-15,0,+15\text{ V}$.



Σχ. 6.15. Σταθεροποιημένο τροφοδοτικό τάσης μετρητικών τάσεως και ρευμάτων.

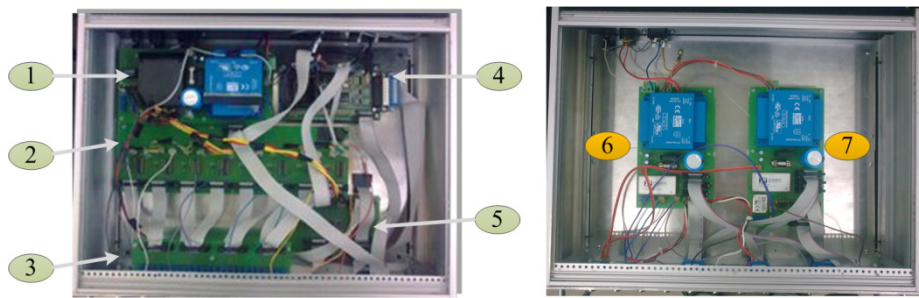
Η τυπωμένη πλακέτα της επεξεργασίας του σήματος απαιτεί περιπλοκότερη πλακέτα τροφοδοσίας καθώς είναι απαραίτητα τα εξής επίπεδα τάσης: $+3.3, 0, +5, -15, +15\text{ V}$. Τα επίπεδα τάσης $-15, 0, +15\text{ V}$ είναι απαραίτητα για την τροφοδοσία των τελεστικών ενισχυτών TL084, ενώ το επίπεδο τάσης των 3.3 V είναι απαραίτητο στην κυκλωματική διάταξη του Σχ. 6.9 στην τελευταία βαθμίδα του περιοριστή του σήματος εισόδου.



Σχ. 6.16. Σταθεροποιημένο τροφοδοτικό τάσης της τυπωμένης πλακέτας επεξεργασίας των σημάτων μέτρησης.

Στο Σχ. 6.17 απεικονίζονται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια οι τυπωμένες πλακέτες για την επεξεργασία των μετρήσεων αλλά και τα επιμέρους τροφοδοτικά και τα στάδια φωτοαπομόνωσης.

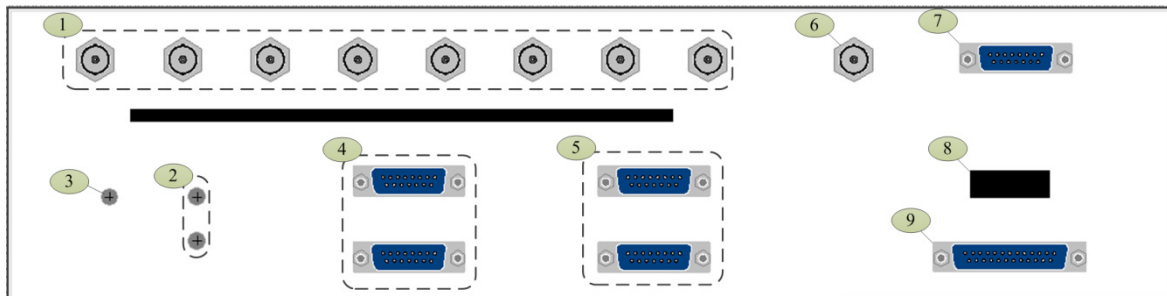
- 1 – Τροφοδοτικό τυπωμένων πλακετών.
- 2 – Τυπωμένη πλακέτα επεξεργασίας των 8 σημάτων μέτρησης.
- 3 – Ροοστάτες για τη ρύθμιση των σημάτων μέτρησης.
- 4 – Μικροεπεξεργαστής.
- 5 – Τυπωμένη πλακέτα σήματος encoder και 1^ο σταδίου φωτοαπομόνωσης παλμών.
- 6 – Τροφοδοτικό μετρητικών.
- 7 – Τροφοδοτικό πλακετών του διακόπτη και 2^ο στάδιο φωτοαπομόνωσης των παλμών.



Σχ. 6.17. Τυπωμένες πλακέτες τροφοδοτικών, επεξεργασίας σήματος και φωτοαπομόνωσης παλμών.

6.1.4 Προσόψεις

Εξαιτίας του γεγονότος ότι όλη η διάταξη είναι κατασκευασμένη σε μεταλλικό σκελετό και για τη στήριξη των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων χρησιμοποιήθηκαν μεταλλικά κουτιά, τα οποία διαμορφώθηκαν κατάλληλα, ήταν απαραίτητη η δημιουργία προσόψεων όπου ο χρήστης θα έχει τη διακριτική ευχέρεια να διαχειριστεί και να χρησιμοποιήσει όλα τα απαραίτητα σήματα. Τα ηλεκτρονικά κυκλώματα τοποθετήθηκαν σε τέσσερα συνολικά κουτιά, δύο για τη κάθε μία διάταξη. Αναλυτικότερα για την πρόσοψη του κουτιού που περιέχει τα τυπωμένα κυκλώματα επεξεργασίας σήματος και τον κάθε ένα μικροεπεξεργαστή, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 6.18, είναι τα εξής:

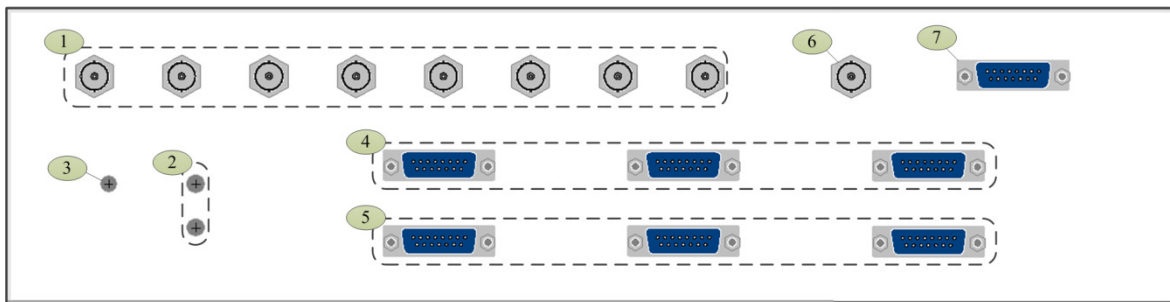


Σχ. 6.18. Πρόσοψη κουτιού επεξεργασίας σήματος και μικροεπεξεργαστή.

- A1. 8 αναλογικά σήματα εισόδου (έξοδος από B1).
- A2. 2 φωτεινές ενδείξεις σωστής λειτουργίας τροφοδοτικών.
- A3. Διακόπτης on/off τροφοδοτικών τάσεως DC.
- A4. 2 εισοδοί encoder/PLL.
- A5. 2 έξοδοι παλμών οδήγησης (είσοδος σε B7).
- A6. Σήμα αναφοράς των αναλογικών σημάτων (σύνδεση με B6).
- A7. Έξοδος επιτήρησης αναλογικών σημάτων.
- A8. Σύνδεση JTag πρωτοκόλλου επικοινωνίας.
- A9. Παράλληλη θύρα σύνδεσης.

Στο Σχ. 6.19 απεικονίζεται η πρόσοψη του κουτιού τροφοδοσίας των μετρητικών και των πλακετών προστασίας των διακοπών. Επίσης εντός του περιλαμβάνεται και η τελευταία βαθμίδα φωτοαπομόνωσης. Αναλυτικότερα, σύμφωνα με την αρίθμηση του σχήματος, είναι:

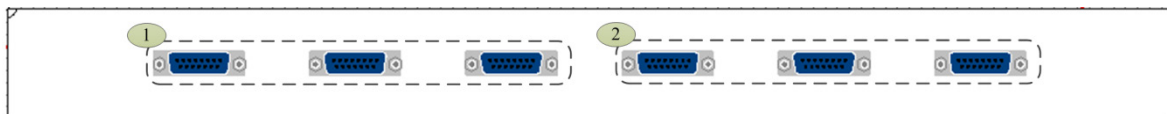
- B1. 8 αναλογικά σήματα εξόδου (είσοδος σε A1).
- B2. 2 φωτεινές ενδείξεις σωστής λειτουργίας τροφοδοτικών.
- B3. Διακόπτης on/off τροφοδοτικών τάσεως DC.
- B4. 3 έξοδοι παλμών οδήγησης και τροφοδοσία διακοπτικών στοιχείων (είσοδος σε Γ1).
- B5. 3 εισοδοί των σημάτων μέτρησης και τροφοδοσία των μετρητικών (έξοδος από Γ2).
- B6. Σήμα αναφοράς των αναλογικών σημάτων (σύνδεση με A6).
- B7. Είσοδος παλμών οδήγησης (έξοδος από A5).



Σχ. 6.19. Πρόσωση κουτιού τροφοδοσίας μετρητικών και πλακετών προστασίας διακοπών.

Στο Σχ. 6.20 απεικονίζεται η πρόσωση διασύνδεσης των μετρητικών και διακοπών μεταξύ των κουτιών. Αναλυτικότερα είναι:

- Γ1. Διασύνδεση κουτιών (έξοδος από B4).
- Γ2. Διασύνδεση κουτιών (είσοδος σε B5).



Σχ. 6.20. Πρόσωση κουτιού διασύνδεσης των μετρητικών και διακοπών μεταξύ των κουτιών.

6.2 Αναβάθμιση Πειραματικής Διάταξης

Για την πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων χρησιμοποιήθηκε η διάταξη ελέγχου που αναπτύχθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρονικών Ισχύος και δημοσιεύτηκε στην [217]. Ωστόσο, η διάταξη που παρουσιάστηκε στην προαναφερθείσα εργασία αφορούσε την τοπολογία δύο αλληλένδετων Η-γεφυρών ως ανορθωτή. Οι συνολικοί ημιαγωγικοί διακόπτες που απαιτούνται ήταν 8 ενώ τα μετρητικά ρεύματος και τάσης ήταν συνολικά πέντε. Στην παρούσα εργασία απαιτήθηκε η αύξηση των διακοπών, και των κυκλωμάτων οδήγησης, στους συνολικά 16, ενώ τα απαιτούμενα μετρητικά είναι 8. Στην επόμενη ενότητα παρουσιάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά της κάρτας DS1104, καθώς και το σχήμα ελέγχου που υλοποιείται.

6.2.1 Χαρακτηριστικά κάρτας ελέγχου dSpace1104

Η βασική διαφορά της κάρτας DS1104 σε σύγκριση με το DSP F2812 είναι ότι η πρώτη μπορεί να λειτουργήσει μόνο συνδεδεμένη με υπολογιστή και δεν μπορεί να σταθεί αυτόνομη σε μία εφαρμογή. Συνεπώς, έχει ένα βασικό αντικείμενο, την επιβεβαίωση τεχνικών ελέγχου σε πραγματικό χρόνο σε περιβάλλον εργαστηρίου. Όμως, τα χαρακτηριστικά της όπως παρουσιάζονται και στην εισαγωγή δεν είναι σε καμία περίπτωση συγκρίσιμα. Στο Σχ. 6.21 παρουσιάζεται η κάρτα DS1104 και το πάνελ συνδέσεων, το οποίο επιτρέπει τη σύνδεση των μετρητικών αλλά και των παλμών οδήγησης των διακοπών.

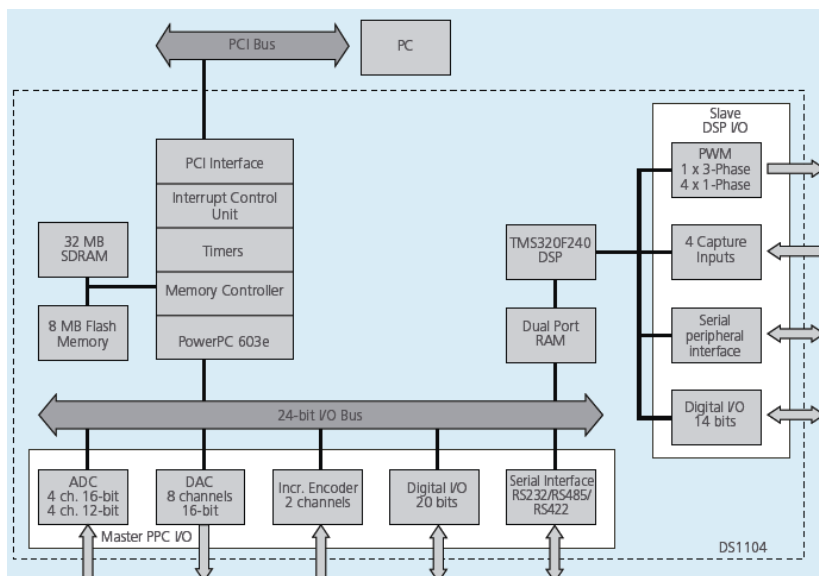
Κάποια βασικά χαρακτηριστικά της κάρτας ελέγχου είναι τα ακόλουθα:

- 64bit floating point επεξεργαστής
- Ρολόι CPU: 250 MHz
- Μνήμη Flash 8 MB
- 4 γενικού σκοπού μετρητές
- 8 A/D μετατροπείς
- 20 ψηφιακά σήματα εξόδου
- Slave DSP TMS320F240



Σχ. 6.21. (α) Κάρτα DS1104. (β) Πάνελ συνδέσεων.

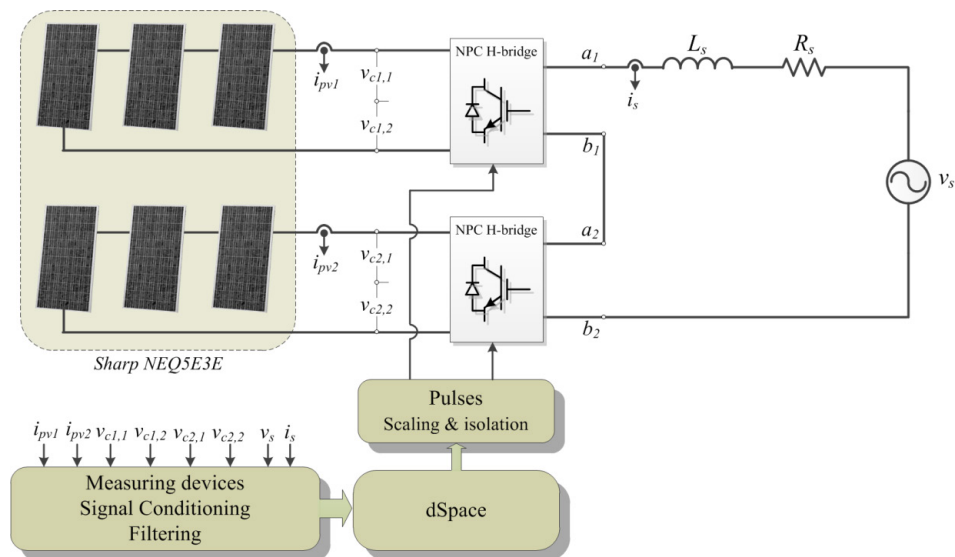
Στο Σχ. 6.22 απεικονίζεται σε δομικό διάγραμμα η λειτουργία της κάρτας ελέγχου DS1104 όπου είναι εμφανή κάποια από τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά της. Αυτό που αξίζει να σημειωθεί είναι εντός της κάρτας υπάρχει και ένα αυτό DSP παρόμοιων χαρακτηριστικών με αυτό που χρησιμοποιείται στην πειραματική διάταξη που αναπτύχθηκε. Το τελευταίο αυτό χαρακτηριστικό είναι αρκετό για να φανούν οι μεγαλύτερες δυνατότητες της κάρτας αυτής.



Σχ. 6.22. Δομικό διάγραμμα DS1104.

6.2.2 Σχήμα ελέγχου αντιστροφέα τάσης

Στο Σχ. 6.23 απεικονίζεται το σχήμα ελέγχου της διάταξης του πολυεπίπεδου αντιστροφέα τάσης. Είναι εμφανές ότι απαιτούνται συνολικά 8 κανάλια εισόδου από τα μετρητικά τάσης/ρεύματος εξαντλώντας τα παρεχόμενα κανάλια A/D της κάρτας, χωρίς να προσμετρούνται και αυτά του slave DSP. Σε επίπεδο παλμών οδήγησης απαιτούνται συνολικά 16 παλμοί I/O όπου υπερκαλύπτονται από τις δυνατότητες της κάρτας. Πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι η κάρτα διαθέτει 1x3 φάσεις και 4x1 φάση PWM εξόδους χρησιμοποιώντας το slave DSP. Συνεπώς δεν είναι δυνατή η επιβεβαίωση του συμβατικού αντιστροφέα τάσης δύο αλληλένδετων βαθμίδων με NPC σκέλη, καθώς απαιτούνται 2 PWM έξοδοι για την οδήγηση 16 ημιαγωγικών στοιχείων.



Σχ. 6.23. Σχήμα ελέγχου πολυεπίπεδου αντιστροφέα τάσης.

Η πειραματική διάταξη ελέγχου καθώς και τα κριτήρια επιλογής των στοιχείων αναλύονται με περισσότερη λεπτομέρεια στην ενότητα 7.3.3.

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΒΕΒΑΙΩΣΗ

Η επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων της θεωρίας που αναπτύσσεται στα προηγούμενα κεφάλαια παρουσιάζεται στο παρόν κεφάλαιο μέσω της χρήσης μοντέλων προσομοίωσης στο περιβάλλον του *Matlab/Simulink* και *Powersim/Psim*. Η πειραματική επιβεβαίωση των ευρημάτων για τους DC-DC μετατροπείς που αναπτύχθηκαν του Κεφ. 2 και 3 πραγματοποιείται μέσω της χρησιμοποίησης της πρότυπης διάταξης ελέγχου γενικού σκοπού, ενώ για τα αποτελέσματα των εν σειρά αντιστροφών τάσης Η-γεφυρών του Κεφ. 5 και 7 χρησιμοποιείται εξοπλισμός του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος επεκτείνοντας τον για τις ανάγκες του παρόντος πειράματος με περισσότερα μετρητικά και διακοπτικά στοιχεία. Ως ανανεώσιμη πηγή ενέργειας χρησιμοποιείται Φ/Β συστοιχία ισχύος 0.99 kWp εγκατεστημένη στο δώμα του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος.

Στο παρόν κεφάλαιο αρχικά παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά της Φ/Β συστοιχίας καθώς και η αναμενόμενη χαρακτηριστική καμπύλη $I-V$ υπό τις διάφορες συνθήκες λειτουργίας (ηλιακή ακτινοβολία, θερμοκρασία, συνδυασμοί πλαισίων). Η ακόλουθη ενότητα είναι αφιερωμένη στον έλεγχο των DC-DC μετατροπέων με την παρουσίαση και το σχολιασμό τόσο των αποτελεσμάτων προσομοίωσης όσο και των πειραματικών. Τέλος, παρουσιάζονται τα ευρήματα από τη λειτουργία του NPC αντιστροφέα τάση καθώς επίσης αιτιολογείται η επιλογή των στοιχείων του κυκλώματος. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στην αξιολόγηση των αποτελεσμάτων επικεντρώνοντας κυρίως στην αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου.

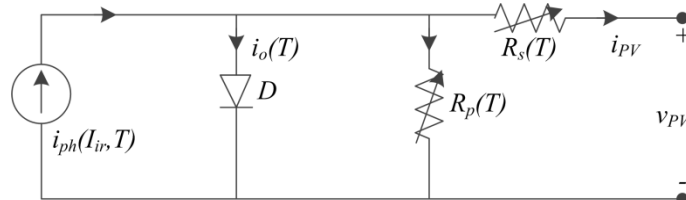
7.1 Φ/Β Συστοιχία

Για την πειραματική επιβεβαίωση των τεχνικών ελέγχου που αναπτύσσονται στην παρούσα εργασία υπάρχει η απαίτηση για μία DC πηγή συνεχούς τάσης η οποία θα εμφανίζει το χαρακτηριστικό της μεταβαλλόμενης τιμής του επιπέδου τάσης, διότι όσες τεχνικές αναπτύσσονται και εξετάζονται πραγματοποιούν τον έλεγχο της DC τάσης εισόδου. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται Φ/Β συστοιχία αποτελούμενη από έξι Φ/Β πλαίσια τύπου *Sharp NEQ5E3E* με μέγιστη ισχύ 165 Wp όπως αυτή απεικονίζεται στο Σχ. 7.1. Η συνδεσμολογία των Φ/Β πλαισίων τροποποιείται αναλόγως με το επιθυμητό επίπεδο τάσης σε κάθε ξεχωριστό πείραμα που πραγματοποιείται.



Σχ. 7.1. Φ/Β συστοιχία αποτελούμενη από έξι Φ/Β πλαίσια τύπου *Sharp NEQ5E3E* και μέγιστης ισχύος 165 W στο δώμα του κτιρίου του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών ΕΜΠ.

Στον Πιν. 7.1 συγκεντρώνονται τα βασικά χαρακτηριστικά του Φ/Β πλαισίου όπως αυτά περιγράφονται στο φυλλάδιο του κατασκευαστή. Τα χαρακτηριστικά αυτά χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό όλων εκείνων των παραμέτρων που απαιτούνται για την εξαγωγή του μοντέλου προσομοίωσης. Το μοντέλο προσομοίωσης που χρησιμοποιείται είναι αυτό που απεικονίζεται στο Σχ. 7.2. Είναι το γνωστό ισοδύναμο κύκλωμα μίας διόδου όπου εμπλέκονται η εν παραλλήλω αντίσταση, R_p , και η εν σειρά αντίσταση, R_s . Για τον υπολογισμό των αντιστάσεων αυτών έχουν αναπτυχθεί ποικίλες τεχνικές στη βιβλιογραφία ωστόσο στην παρούσα εργασία δεν αποτέλεσε αντικείμενο μελέτης και χρησιμοποιούνται τα χαρακτηριστικά όπως αυτά προκύπτουν από το εμπορικό λογισμικό *PVsyst*. Η εν σειρά αντίσταση υπολογίζεται ίση με 0.6Ω και η εν παραλλήλω αντίσταση ίση με 250Ω .



Σχ. 7.2. Ισοδύναμο κύκλωμα ενός Φ/Β κελιού εξαρτώμενο από τη θερμοκρασία (T) και την ηλιακή ακτινοβολία (I_{ir}).

Πιν. 7.1 Ονομαστικά χαρακτηριστικά Φ/Β πλαισίου Sharp NEQ5E3E (STC).

Ονομαστικό μέγεθος	Τιμή
Πλήθος κελιών	72
Τάση ανοικτού κυκλώματος, V_{OC} (V)	43.1
Τάση σημείου μέγιστης ισχύος, V_{MPP} (V)	34.6
Ρεύμα βραχυκυκλώσεως, I_{SC} (A)	5.46
Ρεύμα σημείου μέγιστης ισχύος, I_{MPP} (A)	4.77
Μέγιστη ισχύς, P_{max} (W)	165
Βαθμός απόδοσης κελιού	14.6 %
Βαθμός απόδοσης πλαισίου	12.7 %

Το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ. 7.2 περιγράφεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$i = i_{ph} - i_o \cdot \left(e^{\frac{v+i \cdot R_s}{a \cdot v_t}} - 1 \right) - \frac{v + i \cdot R_s}{R_p} \quad (7.1)$$

όπου i_{ph} είναι το ρεύμα που παράγεται εξαιτίας της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας (*photovoltaic current*)

i_o είναι το ρεύμα κορεσμού της διόδου D (*saturation current*)

R_s, R_p είναι η εν σειρά και εν παραλλήλω αντίσταση αντίστοιχα

a είναι η σταθερά ποιότητας της διόδου (*quality factor*)

v_t είναι η θερμική τάση ($= k \cdot T / q$) (*thermal voltage*)

v, i είναι η τάση ακροδεκτών και το ρεύμα του Φ/Β πλαισίου

Για το συνδυασμό των Φ/Β πλαισίων, είτε σε σειρά είτε παράλληλα, εισέρχονται οι όροι N_p και N_s που σχετίζονται με το πλήθος των εν παραλλήλω και εν σειρά Φ/Β πλαισίων, αντίστοιχα. Η εξάρτηση του ρεύματος κορεσμού από τη θερμοκρασία περιγράφεται από την εξίσωση (7.3).

$$i = N_p \cdot i_{ph} - N_p \cdot i_o \cdot \left(e^{\frac{v+i \cdot R_s}{a \cdot N_s \cdot v_t}} - 1 \right) - \frac{v + i \cdot R_s}{R_p} \quad (7.2)$$

$$i_o = i_{o,n} \cdot \left(\frac{T_n}{T} \right)^3 \cdot e^{\frac{q \cdot E_g}{a \cdot k} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right)}, \quad (7.3)$$

όπου $i_{o,n}$ είναι το ονομαστικό ρεύμα κορεσμού (*nominal saturation current*)

T_n, T είναι η ονομαστική και η πραγματική θερμοκρασία του Φ/Β πλαισίου

q είναι το ηλεκτρικό φορτίο ενός ηλεκτρονίου ($= 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$)

E_g είναι το ενεργειακό χάσμα του ημιαγωγού ($= 1.12 \text{ eV}$ για πολυκρυσταλλικό Si) (*bandgap energy*)

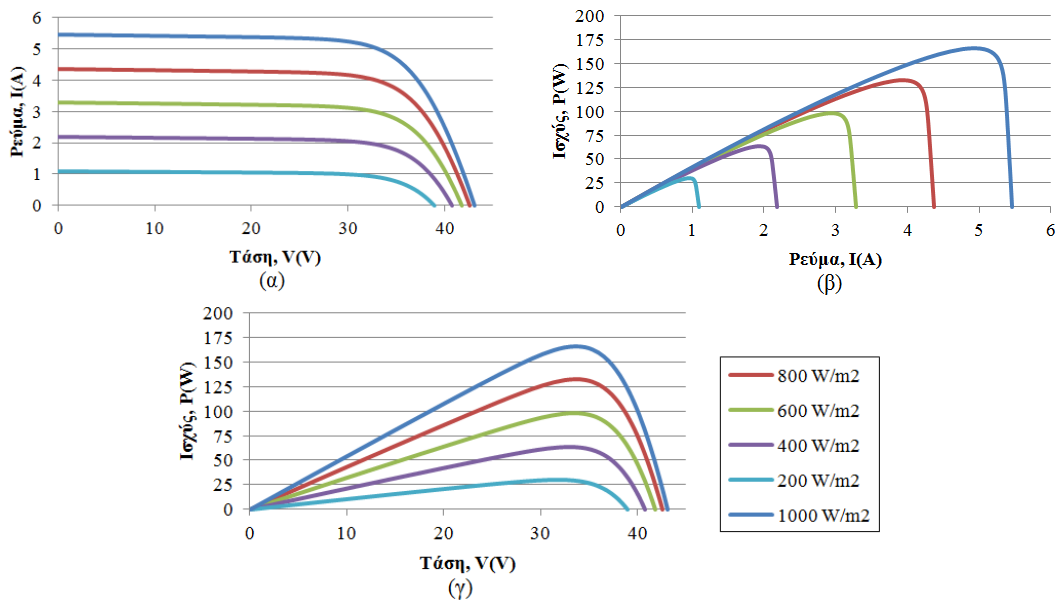
k είναι η σταθερά Boltzmann ($= 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$) (*Boltzmann's constant*)

Το ονομαστικό ρεύμα κορεσμού δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$i_{o,n} = \frac{I_{sc,n}}{\left(\frac{V_{oc}}{a \cdot V_{t,n}}\right) - 1} \quad (7.4)$$

7.1.1 Χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας

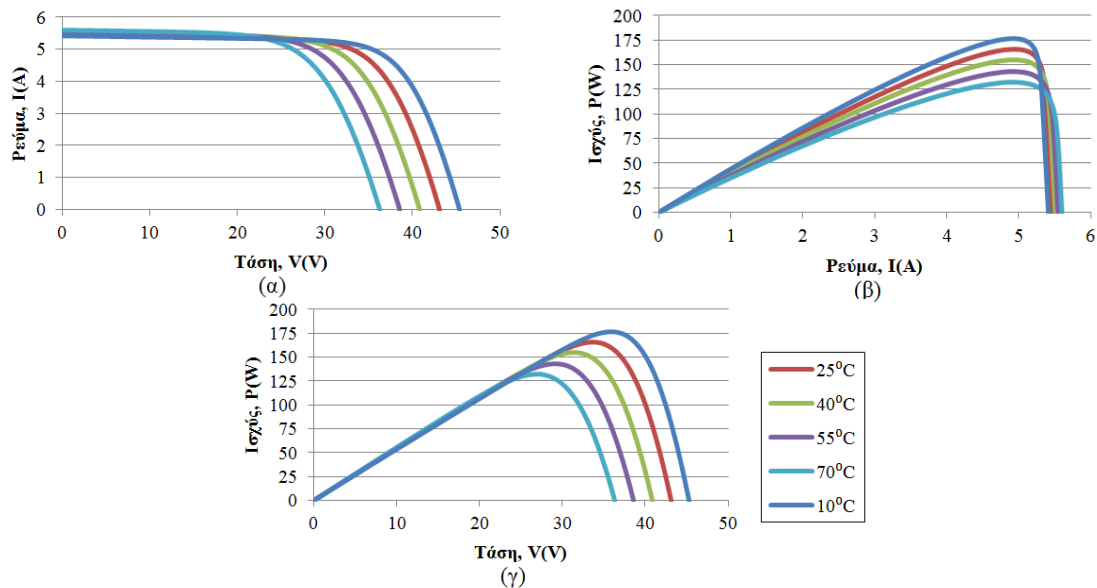
Στα επόμενα σχήματα απεικονίζονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας του Φ/Β πλαισίου που χρησιμοποιείται κατά την εκτέλεση των πειραμάτων, καθώς και η εξάρτησή τους από την ηλιοφάνεια και τη θερμοκρασία. Για την αποτύπωσή τους χρησιμοποιείται το μοντέλο καθώς και οι παράμετροι που αναλύονται στην προηγούμενη ενότητα. Η παρουσίαση αυτών των χαρακτηριστικών είναι απαραίτητη σε αυτό το σημείο καθώς υπάρχει άμεση εξάρτηση των αποτελεσμάτων του ελέγχου από τις μεταβολές τόσο της ηλιοφάνειας όσο και της θερμοκρασίας. Από το Σχ. 7.3 είναι εμφανές ότι το ρεύμα του Φ/Β πλαισίου παρουσιάζει σχεδόν γραμμική εξάρτηση με την αλλαγή της ηλιοφάνειας, ενώ η τάση μεταβάλλεται ελάχιστα. Το ίδιο συμπέρασμα προκύπτει και από την εξάρτηση της ισχύος ως προς το ρεύμα και την τάση εξόδου, όπου για αλλαγή της ηλιοφάνειας είναι εμφανής η μείωση της ισχύος εξόδου του Φ/Β πλαισίου.



Σχ. 7.3. Χαρακτηριστικές καμπύλες του Φ/Β πλαισίου Sharp NEQ5E3E για διαφορετικές τιμές ηλιακής ακτινοβολίας⁷. (α) Ρεύμα-τάσεως (I-V). (β) Ισχύος-ρεύματος (P-I). (γ) Ισχύος-τάσεως (P-V).

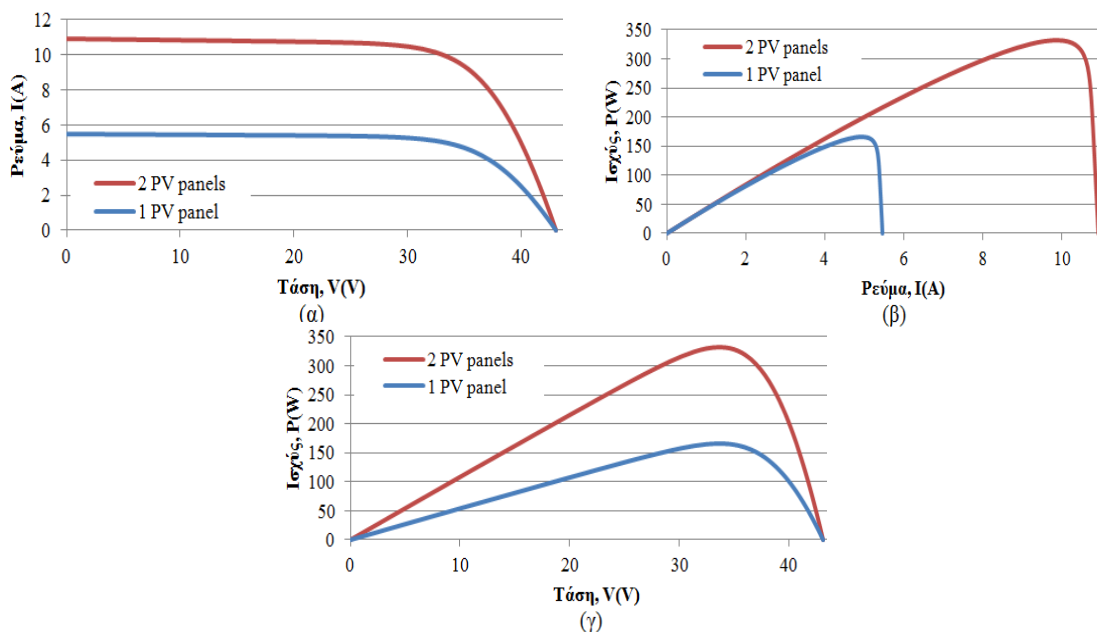
Αντίθετα από την εξάρτηση του ρεύματος εξόδου στις αλλαγές της ηλιοφάνειας, η τάση εξόδου επηρεάζεται δραστικά από την αλλαγή της θερμοκρασίας. Ωστόσο οι αλλαγές της θερμοκρασίας των Φ/Β πλαισίων είναι μία αργή διαδικασία, η οποία δεν ενέχει δυσκολίες για κάποιον ελεγκτή να παρακολουθήσει με ακρίβεια το σημείο μέγιστης ισχύος κάτω οποιοσδήποτε μεταβολές. Γι' αυτό το λόγο οι αναφορές στη βιβλιογραφία πάνω στις αλλαγές της θερμοκρασίας των Φ/Β δεν συναντώνται σε μεγάλο πλήθος, εκτός από εφαρμογές *Cubesats* όπου εκεί εμφανίζονται τέτοιες δυσκολίες.

⁷ Υπό συνθήκες λειτουργίας δοκιμής (STC conditions).



Σχ. 7.4. Χαρακτηριστικές καμπύλες του Φ/Β πλαισίου Sharp NEQ5E3E για διαφορετικές τιμές θερμοκρασίας του πλαισίου⁸. (α) Ρεύματος-τάσεως (I-V). (β) Ισχύος-ρεύματος (P-I). (γ) Ισχύος-τάσεως (P-V).

Τέλος, παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας δύο Φ/Β πλαισίων εν παραλλήλω συνδεδεμένων. Η χρήση δύο Φ/Β πλαισίων συνδεδεμένων εν παραλλήλω αυξάνει το ρεύμα της συστοιχίας στη διπλάσια τιμή όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.5. Συνεπώς, σύμφωνα με τα προαναφερθέντα για την προσομοίωση της απότομης αλλαγής της ηλιοφάνειας επιβάλλεται η χρήση δύο Φ/Β πλαισίων και η απότομη απόξευξή της σύνδεσής τους.



Σχ. 7.5. Χαρακτηριστικές καμπύλες του Φ/Β πλαισίου Sharp NEQ5E3E για συνδυασμό εν παραλλήλω δύο Φ/Β πλαισίων⁹. (α) Ρεύματος-τάσεως (I-V). (β) Ισχύος-ρεύματος (P-I). (γ) Ισχύος-τάσεως (P-V).

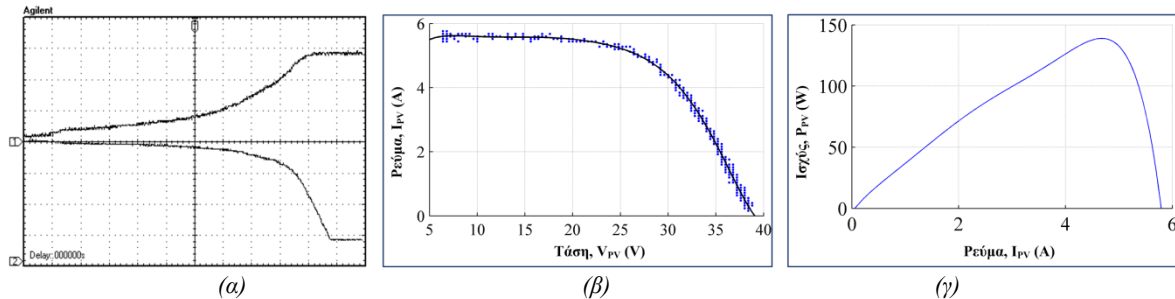
7.1.2 Μετρημένη χαρακτηριστική καμπύλη I-V

Για την επιβεβαίωση της χαρακτηριστικής καμπύλης του Φ/Β, όπως αυτή προκύπτει από τα τεχνικά χαρακτηριστικά του κατασκευαστή, μετράται η πραγματική καμπύλη I-V και απεικονίζεται στο Σχ. 7.6.

⁸ Υπό συνθήκες λειτουργίας δοκιμής (STC conditions).

⁹ Υπό συνθήκες λειτουργίας δοκιμής (STC conditions).

Συγκρίνοντας τη χαρακτηριστική αυτή καμπύλη με αυτήν του Σχ. 7.3 προκύπτει ότι υπάρχει μία εμφανής μείωση στην τάση ανοιχτού κυκλώματος, και κατά συνέπεια αυτή η μείωση εμφανίζεται και στα επίπεδα της τάσεως εξόδου υπό μεταβαλλόμενη τιμή ρεύματος. Θα πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι η τάση εξόδου της Φ/Β συστοιχίας/πλασιού επηρεάζεται επιπροσθέτως από την πτώση τάσης εξαιτίας της αντίστασης του καλωδίου από τη συστοιχία μέχρι τον μετατροπέα ισχύος. Όσον αφορά το ρεύμα βραχυκύκλωσης της Φ/Β συστοιχίας αυτό διατηρείται στα ονομαστικά επίπεδα όπως είναι εμφανές από τη σύγκριση των μετρημένων και προσομοιωμένων καμπυλών.



Σχ. 7.6. (α), (β) Μετρημένη I-V χαρακτηριστική υπό ηλιακή ακτινοβολία 950 W/m^2 . Ch1 (επάνω): i_L ($\sim 2\text{A/div}$), Ch2 (κάτω): v_{PV} ($\sim 10\text{V/div}$). (γ) Μετρημένη χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος – τάσεως.

7.2 Έλεγχος σε DC DC Μετατροπείς

Στο Σχ. 7.7 απεικονίζεται ένας DC-DC μετατροπέας ανύψωσης τάσης (*boost converter*). Χρησιμοποιείται σε εφαρμογές που απαιτείται η ανύψωση της τάσης εξόδου, v_o , ή και σε εφαρμογές που απλά απαιτείται ο έλεγχος DC ρεύματος. Η κύρια εφαρμογή του είναι τα DC διακοπτικά τροφοδοτικά, ο έλεγχος DC κινητήρων, αλλά και εφαρμογές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (ΑΠΕ) που κατεξοχήν η τάση εισόδου είναι DC μέγεθος. Όπως δηλώνεται από την ονομασία του είναι η τάση εξόδου, v_o , είναι πάντα μεγαλύτερη από την τάση εισόδου, v_i , παρέχοντας απομόνωση στην έξοδο σε σχέση με την είσοδο. Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός (άγει) τότε το πηνίο απορροφά και αποθηκεύει ενέργεια, ενώ στην έξοδο το φορτίο τροφοδοτείται από τον πυκνωτή εξόδου. Όταν ο διακόπτης δεν άγει τότε το πηνίο παρέχει την αποθηκευμένη ενέργειά του στην έξοδο, η οποία αθροίζεται με την παρεχόμενη ενέργεια από την είσοδο, εξασφαλίζοντας με αυτόν τον τρόπο ότι η τάση της εισόδου θα είναι πάντα μικρότερη από την τάση εξόδου [75]. Στο Σχ. 7.8 απεικονίζονται οι κυματομορφές της μόνιμης κατάστασης ισορροπίας για τη λειτουργία συνεχούς ρεύματος, όπου το ρεύμα του πηνίου ρέει συνεχώς, $i_L(t) > 0$. Στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας πρέπει το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου στο διάστημα μιας περιόδου να ισούται με το μηδέν. Όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.8 πρέπει τα δύο γραμμοσκιασμένα εμβαδά να ισούνται. Προκύπτει δηλαδή ότι:

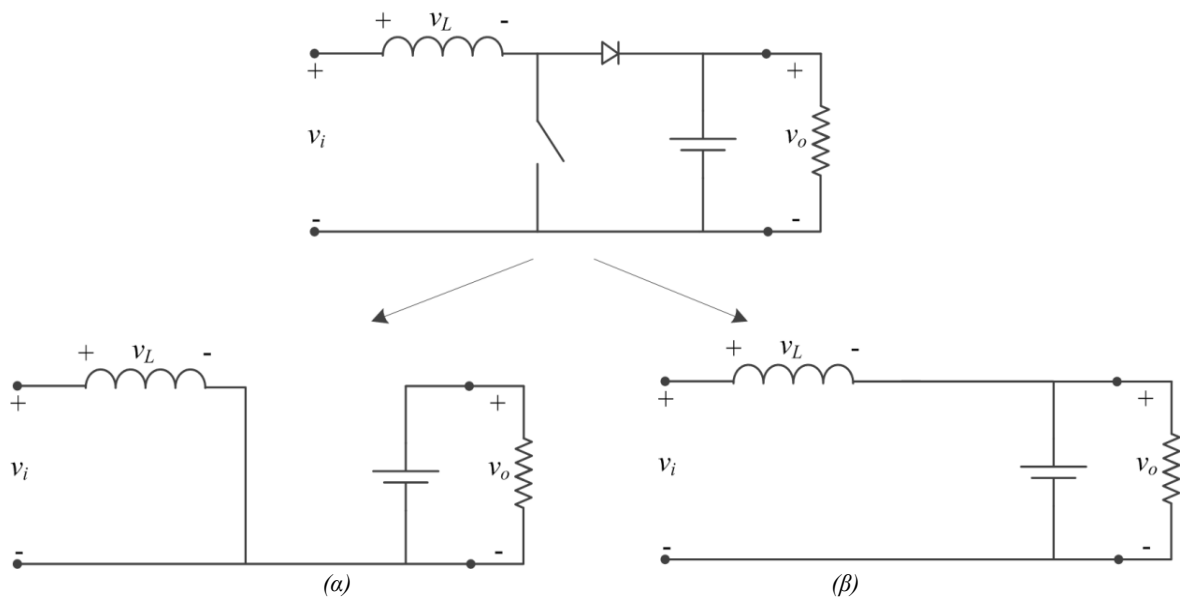
$$V_i \cdot t_{on} + (V_i - V_o) \cdot t_{off} = 0 \quad (7.5)$$

Διαιρώντας και τα δύο μέλη με τη διακοπτική περίοδο, T_s , και αναδιατάσσοντας τους όρους προκύπτει:

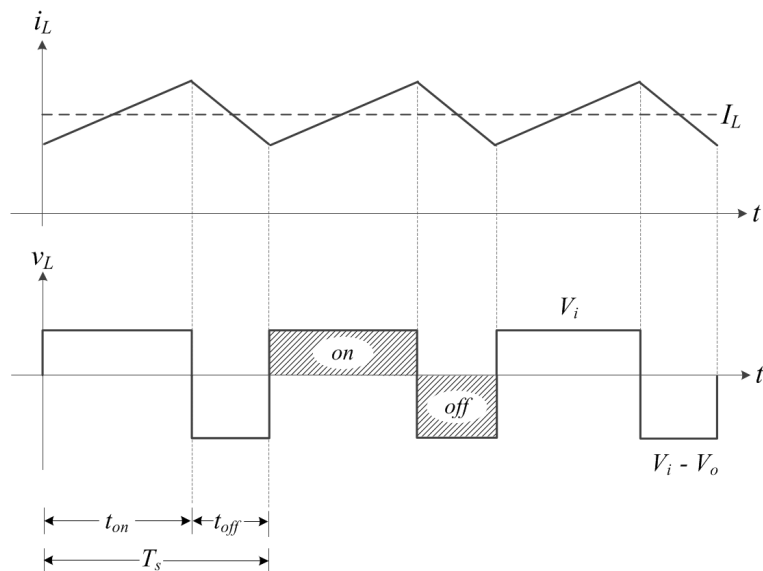
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (7.6)$$

Θεωρώντας ένα ιδανικό κύκλωμα χωρίς απώλειες, η ισχύς εισόδου θα ισούται με την ισχύ εξόδου:

$$\therefore P_i = P_o \longrightarrow V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \text{ και } \frac{I_o}{I_i} = (1-D). \quad (7.7)$$



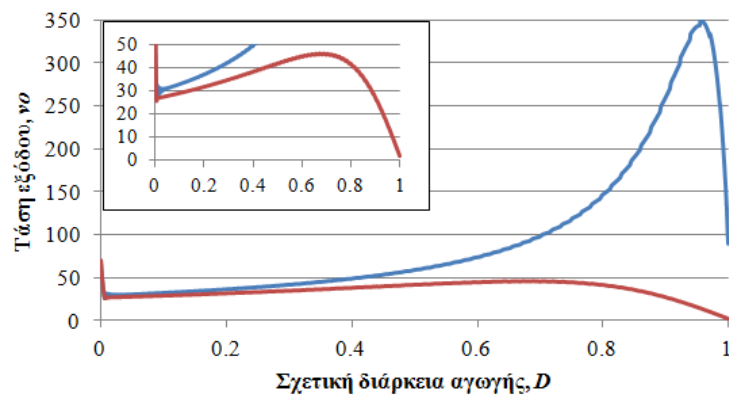
Σχ. 7.7. DC-DC μετατροπέας ανύψωσης τάσης υπό λειτουργία συνεχούς ρεύματος. (α) Το ημιαγωγό στοιχείο άγει. (β) Το ημιαγωγό στοιχείο δεν άγει.



Σχ. 7.8. Κυματομορφές ρεύματος και τάσης πηνίου υπό λειτουργία συνεχούς ρεύματος.

7.2.1 Επίδραση παρασιτικών στοιχείων

Τα παρασιτικά στοιχεία σε ένα DC-DC μετατροπέα ανύψωσης τάσης οφείλονται στις απώλειες που σχετίζονται με το πηνίο, τον πυκνωτή, το διακόπτη και τη διόδο. Στο Σχ. 7.9 φαίνεται ποιοτικά η επίδραση αυτών των παρασιτικών στοιχείων στο λόγο μετατροπής της τάσης. Αντίθετα με την ιδανική χαρακτηριστική, στην πράξη ο λόγος V_o/V_i μειώνεται καθώς η σχετική διάρκεια αγωγής, D , πλησιάζει προς τη μονάδα. Από το Σχ. 7.9 είναι εμφανές ότι υπό την περίπου ιδανική λειτουργία (μπλε γραμμή) και με σταθερή την τάση εισόδου, η τάση εξόδου φτάνει και σε τιμές δέκα φορές της τιμής της τάσης εισόδου. Η επίδραση των παρασιτικών στοιχείων σε ένα πραγματικό κύκλωμα περιορίζει την ανύψωση της τάσης σε τιμές μικρότερες από το διπλάσιο της τάσης εισόδου.



Σχ. 7.9. Κυματομορφή της τάσης εξόδου, v_o , σε συνάρτηση της σχετικής διάρκειας αγωγής, D , υπό περίπου ιδανική λειτουργία (μπλε γραμμή) και με την επίδραση των παρασιτικών στοιχείων (κόκκινη γραμμή). Η τάση εισόδου διατηρείται σταθερή.

Το παραπάνω γεγονός αποδεικνύει ότι μόνο ένα μοντέλο του συστήματος που περιλαμβάνει και τα παρασιτικά στοιχεία μπορεί να είναι ακριβές, κάτω από άλλες συνθήκες η προσέγγιση της διάταξης με τις μέσες τιμές των εμπλεκόμενων μεγεθών δεν μπορεί να είναι εφικτή. Η παρατήρηση αυτή επιβεβαιώνει την προσέγγιση που ακολουθείται στο Κεφάλαιο 3, όσον αφορά τις τεχνικές ελέγχου που αναπτύσσονται με σταθερή διακοπτική συχνότητα.

7.2.2 Επιλογή στοιχείων του κυκλώματος

Ο μετατροπέας ανύψωσης σε συνδυασμό με τη λειτουργία της Φ/B διάταξης πρέπει να διατηρεί την τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής να είναι μικρότερη από $D = 0.6$ έτσι ώστε να είναι ελέγξιμος και η κυμάτωση της τάσης εξόδου του επιλέγεται να είναι μικρότερη του 1% σε πλήρη ισχύ. Επίσης, δεν θα πρέπει καθ' όλη τη διάρκεια λειτουργίας να βρεθεί ο μετατροπέας στην ασυνεχή λειτουργία. Κάποια επιπλέον χαρακτηριστικά που πρέπει να προσδιορισθούν είναι τα ακόλουθα:

- ❑ Το είδος του διακόπτη που θα χρησιμοποιηθεί.
- ❑ Η διακοπτική συχνότητα.
- ❑ Το μέγεθος του πυκνωτή εισόδου (χωρητικότητα, μέγιστη και ελάχιστη στιγμιαία τάση, μέση τάση και rms τάση, μέγιστο και ελάχιστο στιγμιαίο ρεύμα, μέσο και rms ρεύμα).
- ❑ Το μέγεθος του πηνίου (αυτεπαγωγή, μέγιστη και ελάχιστη στιγμιαία τάση, μέση τάση και rms τάση, μέγιστο και ελάχιστο στιγμιαίο ρεύμα, μέσο και rms ρεύμα).
- ❑ Το μέγεθος του πυκνωτή εξόδου (χωρητικότητα, μέγιστη και ελάχιστη στιγμιαία τάση, μέση τάση και rms τάση, μέγιστο και ελάχιστο στιγμιαίο ρεύμα, μέσο και rms ρεύμα).
- ❑ Το μέγεθος της διόδου (μέγιστη και ελάχιστη στιγμιαία τάση, μέση και rms τάση, μέγιστο και ελάχιστο στιγμιαίο ρεύμα, μέσο και rms ρεύμα)

Επειδή η τάση εξόδου στην παρούσα ανάλυση δεν λαμβάνεται ως σταθερή, υπολογίζεται ως εξής [75]:

$$V_C = \frac{V_{PV,min} \cdot \eta}{1 - D} = 56 \text{ V} \quad (7.8)$$

όπου η ελάχιστη τάση στην είσοδο του μετατροπέα είναι $V_{PV,min} = 28 \text{ V}$, ένας τυπικός βαθμός απόδοσης είναι $\eta = 0.8$, και η μέγιστη σχετική διάρκεια αγωγής λαμβάνεται ως $D = 0.6$ ώστε να παραμένει ο μετατροπέας ελέγξιμος. Ο υπολογισμός της τιμής του πηνίου πρέπει να λάβει υπόψη τη διακοπτική συχνότητα καθώς και την τιμή της κυμάτωσης του ρεύματος. Προκύπτει ότι

$$L > \frac{V_{PV} \cdot (V_C - V_{PV})}{\Delta i_L \cdot f_{sw} \cdot V_C} = 800 \mu\text{H} (\Delta i_L = 1.75 A_{pp}) \ \& \ 2.3 \text{ mH} (\Delta i_L = 0.6 A_{pp}) \quad (7.9)$$

θεωρώντας ότι η διακοπτική συχνότητα θα έχει μία ενδεικτική τιμή ίση με $f_{sw} = 10$ kHz. Ο περιορισμός αυτός αφορά τις δυνατότητες του μικροεπεξεργαστή που χρησιμοποιήθηκε και αναλύεται στην επόμενη ενότητα. Η τιμή της κυμάτωσης του ρεύματος υπολογίζεται ως εξής

$$\Delta i_L = (0.2 \text{ ή } 0.4) \cdot I_o \cdot \frac{V_C}{V_{PV}} = (0.2 \text{ ή } 0.4) \cdot \frac{V_C^2}{V_{PV} \cdot R} = 1.75 A_{pp} \quad (7.10)$$

όπου η αντίσταση του φορτίου θεωρείται ίση με $R = 25.6 \Omega$. Μία καλή εκτίμηση της κυμάτωσης του ρεύματος που υπάρχει στα φύλλα δεδομένων των κατασκευαστών DC-DC μετατροπέων είναι ότι αυτή θα πρέπει να κυμαίνεται στο 20% ως 40% του ρεύματος εξόδου [218].

Η κυμάτωση της τάσης εξόδου δίνεται από τον ακόλουθο τύπο

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D \cdot T_{sw}}{R \cdot C} \quad (7.11)$$

Για να είναι η κυμάτωση μικρότερη από 1% υπολογίζεται η τιμή του πυκνωτή εξόδου ως εξής

$$C > \frac{D \cdot T_{sw}}{R \cdot \frac{\Delta V_o}{V_o}} = 235 \mu\text{F} \quad (7.12)$$

Η επιλογή ανάμεσα σε ημιαγωγό στοιχείο τύπου IGBT και MOSFET βασίζεται κυρίως στη διακοπτική συχνότητα που θα χρησιμοποιηθεί καθώς επίσης και στις απώλειες του ημιαγωγού στοιχείου. Εξαιτίας του γεγονότος ότι η διακοπτική συχνότητα των 10 kHz είναι αρκετά χαμηλή για τέτοιου είδους εφαρμογές, διότι συνηθίζονται τιμές της τάξεως των 100 kHz, επιλέχθηκε η χρήση ενός IGBT διακόπτη. Η τιμή του πυκνωτή εισόδου, C_i , καθώς και η διάοδος επιλέχθηκαν βάσει των προϋποθέσεων που αναφέρθηκαν και προέκυψαν από προσομοίωση των παραπάνω στοιχείων.

Τελικά, για τη λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης προέκυψαν τα στοιχεία του κυκλώματος που συγκεντρώνονται στον Πιν. 7.2. Η τιμή του πηνίου που τελικά επιλέχθηκε είναι σημαντικά μεγαλύτερη από αυτή που υπολογίστηκε προηγουμένως. Ο λόγος είναι ότι το συγκεκριμένο πηνίο, της συγκεκριμένης κατασκευάστριας εταιρείας ήταν το μόνο εμπορικά διαθέσιμο και εμφανίζει μία καμπύλη συναρτήσεως του ρεύματος που το διαρρέει με σημαντική μείωση της τιμής του για αύξηση του ρεύματος. Στις επόμενες ενότητες, καθώς και στο παράρτημα, παρουσιάζονται περισσότερα στοιχεία.

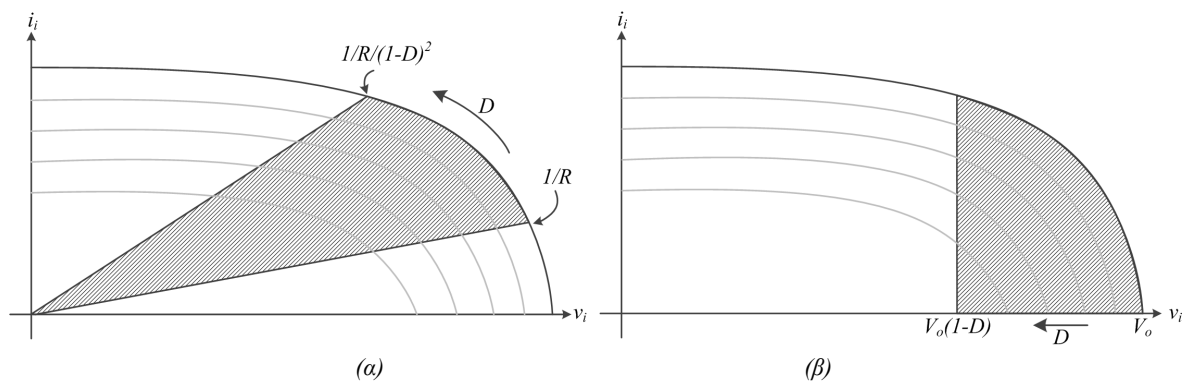
Πιν. 7.2 Στοιχεία κυκλώματος του μετατροπέα ανύψωσης.

	Πυκνωτής εισόδου	Πυκνωτής εξόδου	Πηνίο
Συμβολισμός	C_i	C	L
Τιμή	100 μF	470 μF	560 μH
Σύνδεση	2 εν σειρά	2 εν σειρά	4 εν σειρά

7.2.3 Συντονισμός λειτουργίας της Φ/Β διάταξης και του μετατροπέα

Μία άλλη σημαντική παράμετρος που πρέπει να ληφθεί υπόψη στη λειτουργία της Φ/Β διάταξης και του μετατροπέα ανύψωσης είναι ο συντονισμός της μεταξύ τους λειτουργίας. Ο μετατροπέας ανύψωσης σε απομονωμένη λειτουργία μετατρέπει ουσιαστικά την τιμή της αντίστασης εξόδου σε μία άλλη, μικρότερης τιμής αντίσταση, στην είσοδο. Η λειτουργία αυτή απεικονίζεται στο Σχ. 7.10α. Είναι εμφανές ότι στην είσοδο του μετατροπέα ανύψωσης, και συνεπώς στην έξοδο της Φ/Β διάταξης, η τιμή της αντίστασης μπορεί να κυμαίνεται από R , που είναι η πραγματική τιμή της αντίστασης εξόδου, σε $R \cdot (1-D)^2$, η οποία εξαρτάται από την τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής. Αυτό το περιθώριο λειτουργίας είναι καθοριστικό για το συντονισμό της λειτουργίας του μετατροπέα ανύψωσης και της Φ/Β διάταξης.

Στην περίπτωση όπου το σημείο μέγιστης ισχύος της Φ/Β είναι εκτός της σκιασμένης αυτής περιοχής, τότε δεν θα είναι δυνατόν να λειτουργήσει η Φ/Β ποτέ σε αυτό το σημείο.



Σχ. 7.10. Συντονισμός λειτουργίας Φ/Β διάταξης και μετατροπέα ανύψωσης. (α) Υπό σταθερό φορτίο, R . (β) Υπό σταθερή τάση εξόδου, V_o .

Αντίστοιχη είναι και η περίπτωση όπου στην έξοδο του μετατροπέα ανύψωσης είναι συνδεδεμένος ένας DC ζυγός και κατόπιν ένας αντιστροφείας για σύνδεση στο δίκτυο ή μία συστοιχία μπαταριών. Στην περίπτωση αυτή στην έξοδο της Φ/Β διάταξης μπορεί να εμφανιστεί τάση ίση με V_o , όσο δηλαδή και το επίπεδο τάσης στην έξοδο του μετατροπέα ανύψωσης, και τιμές μικρότερης αυτής που καθορίζονται πάλι από την τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής. Μετά από την ανάλυση που προηγήθηκε, ένα ωμικό φορτίο με τιμή ίση με 30Ω χρησιμοποιείται στην έξοδο του DC-DC μετατροπέα ανύψωσης. Θεωρώντας τιμές για τη σχετική διάρκεια αγωγής της τάξεως από 0 ως 0.6, η ισοδύναμη αντίσταση μπορεί να μεταβάλλεται από 30 ως 4.8Ω . Προκύπτει από τη χαρακτηριστική καμπύλη $I-V$ ότι με αυτήν την επιλεγείσα τιμή της αντίστασης, ακόμα και σε διάφορες συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας, η περιοχή λειτουργίας περιλαμβάνει αρκετά αποδεκτά σημεία και ένα σημαντικά μεγάλο εύρος λειτουργίας.

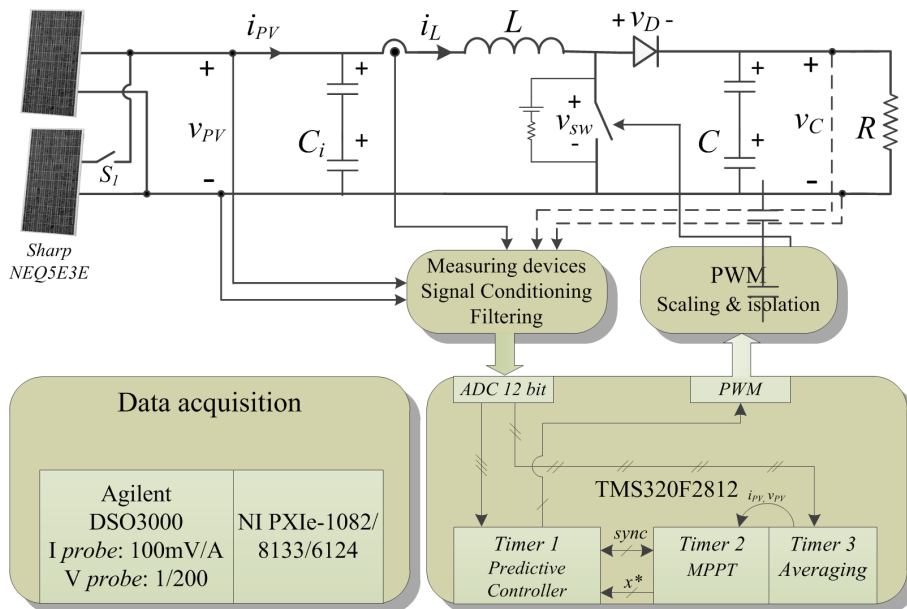
7.2.4 Πειραματική διάταξη ελέγχου

Για την επιβεβαίωση των θεωρητικών ευρημάτων χρησιμοποιήθηκε η διάταξη ελέγχου που παρουσιάστηκε στην ενότητα 6.1. Η διάταξη γενικού σκοπού που αναπτύχθηκε λαμβάνει και επεξεργάζεται τα σήματα από τα μετρητικά τάσης και ρεύματος και δίνει ως έξοδο του επιθυμητούς παλμούς οδήγησης του διακόπτη. Στο Σχ. 7.11 απεικονίζεται η διαδρομή των σημάτων από και προς το βασικό εξάρτημα του μικροεπεξεργαστή (TMS320F2812). Το βασικό μειονέκτημά του, όπως περιγράφεται και σε προηγούμενες ενότητες, είναι η χαμηλή υπολογιστική του ισχύος για τόσο απαιτητικές εφαρμογές, καθορίζοντας την τελικά διαμορφωμένη διακοπτική συχνότητα. Για την καταγραφή των μεγεθών που παρουσιάζονται, ένας Agilent παλμογράφος και μία κάρτα PXI της National Instruments χρησιμοποιούνται.

Η τιμή της επαγωγής ορίστηκε ως συνάρτηση του συνεχούς ρεύματος, γι' αυτό χρησιμοποιήθηκε η καμπύλη που παρέχει ο κατασκευαστής (Multicomp – MCAP115018077), ως πίνακας αναφοράς εντός του μικροεπεξεργαστή. Η συνολική τιμή της επαγωγής για συνεχές ρεύμα ίσο με 5 με 6 A υπολογίζεται περίπου ίση με 1 mH. Μία τέτοια τιμή μπορεί να θεωρηθεί αρκετά μεγάλη για μία τέτοια εφαρμογή, ωστόσο, εξαιτίας της χαμηλής διακοπτικής συχνότητας βρέθηκε ως η πιο κατάλληλη και υιοθετείται κατά τη διάρκεια των πειραμάτων. Πρέπει ακόμη να σημειωθεί ότι χαμηλότερες τιμές επαγωγής προκαλούν μεγαλύτερη διακύμανση στο ρεύμα του πηνίου και σε συνδυασμό με τη σχετικά χαμηλή διακοπτική, χειροτερεύει τη διακύμανση της ισχύος εξόδου.

Οι τιμές των χωρητικότητων (Epcos-B41505) που χρησιμοποιούνται για τον μετατροπέα ανύψωσης είναι 50 μF και 235 μF , για τον πυκνωτή C_i και C αντίστοιχα, και αντιστοιχεί στη συνολική τιμή των δύο εν σειρά συνδεδεμένων πυκνωτών. Οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές που επιλέγονται, χρησιμοποιούνται ευρέως σε εμπορικά προϊόντα, εξαιτίας της επαρκούς τιμής χωρητικότητας ανά μονάδα όγκου. Ωστόσο, οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές υστερούν συγκρινόμενοι με τους πυκνωτές πολυεστέρα (MKT) και

πολυπροπυλενίου (ΜΚΡ), εξαιτίας της μεγαλύτερης διάρκειας ζωής και αντοχής των τελευταίων [219]. Η εν σειρά σύνδεση των πυκνωτών παρέχει υψηλή αντοχή τάσης και την ικανότητα της επέκτασης της εφαρμογής συνδέοντας ολόκληρη τη Φ/Β συστοιχία των έξι πλαισίων του Σχ. 7.1 σε ένα αντιστροφέα τάσης συνδεδεμένο στο δίκτυο. Στις πρακτικές εφαρμογές η παράλληλη σύνδεση των πυκνωτών στην είσοδο είναι συνήθης ώστε να φιλτράρονται οι συνιστώσες της διακοπτικής συχνότητας του ρεύματος του πηνίου που προέρχονται από την παρασιτική αντίσταση του ηλεκτρολυτικού πυκνωτή και την ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση που εκπέμπεται από τα καλώδια σύνδεσης ανάμεσα στα Φ/Β πλαίσια και το μετατροπέα.

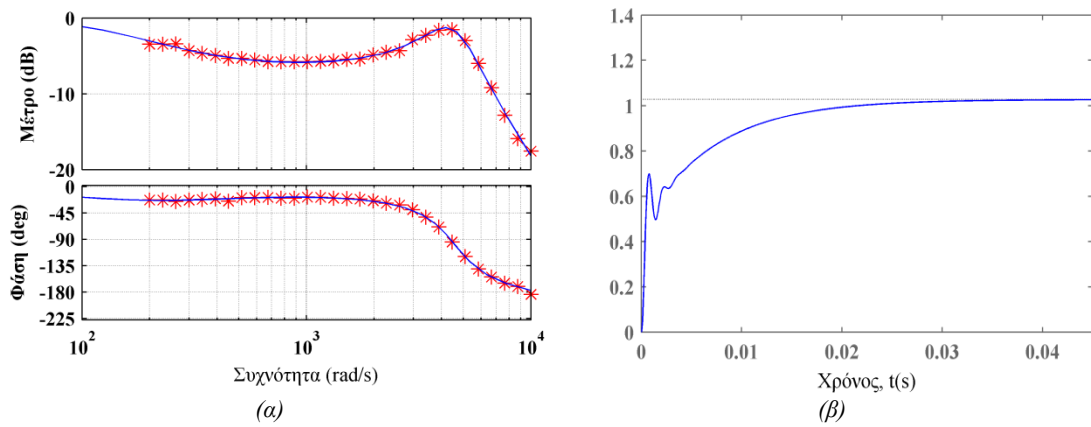


Σχ. 7.11. Σχήμα ελέγχου.

Επιπλέον, μία υπερταχεία δίοδος (Vishay-ETH2506) και ένας ημιαγωγικός διακόπτης IGBT με μία αντι-παράλληλη δίοδο (Fairchild-10N210BND) χρησιμοποιούνται. Εξαιτίας της χαμηλής διακοπτικής συχνότητας, επιλέχθηκε ένας IGBT διακόπτης με χαμηλές απώλειες αγωγής και υψηλής ικανότητας ρεύματος βραχυκύκλωσης, σε αντίθεση με τους διακόπτες MOSFET που υιοθετούνται συνήθως σε τέτοιες εφαρμογές υπό αρκετά υψηλότερες διακοπτικές συχνότητες.

7.2.5 Ρύθμιση των κερδών των ελεγκτών

Εξαιτίας των δυσκολιών που ενέχει η διαδικασία προσδιορισμού των κερδών των αναλογικών - ολοκληρωτικών ελεγκτών, ιδιαιτέρως στην περίπτωση του συμβατικού ελεγκτή όπως παρουσιάζεται στην ενότητα 3.2.2, επιλέγεται η χρήση του προσδιορισμού τους μέσω προσομοιώσεων. Από την ανάλυση που προηγείται τα κέρδη k_p και k_i υπολογίζονται ίσα με 0.02 και 0.01, αντίστοιχα. Πρέπει να σημειωθεί ότι ο ορισμός των κερδών που υιοθετείται είναι αυτός της (3.22). Ωστόσο, για την αξιολόγησή τους κρίνεται απαραίτητος ο προσδιορισμός της συνάρτησης μεταφοράς του κυκλώματος. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται η τεχνική της διατάραξης και της γραμμικοποίησης, μέσω της οποίας επιβάλλεται στο σημείο του κυκλώματος που θεωρείται ως είσοδος μία πηγή εναλλασσόμενης τάσεως με την επιβολή διαφορετικών τιμών συχνοτήτων και την καταγραφή της συμπεριφοράς του σημείου εξόδου. Μέσω της χρήσης αυτής της τεχνικής προκύπτει το διάγραμμα Bode του Σχ. 7.12 το οποίο απαρτίζεται από πολλά σημεία για την κάθε μία διαφορετική συχνότητα.



Σχ. 7.12. Σύστημα κλειστού βρόχου για το συμβατικό ελεγκτή. (α) Διάγραμμα Bode. (β) Βηματική απόκριση.

Η σύνθεση αυτών των σημείων οδηγεί στην εξαγωγή μίας προσεγγιστικής συνάρτησης μεταφοράς που αφορά το συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας, ή τη συγκεκριμένη περιοχή λειτουργίας, κατά την προσέγγιση που ακολουθήθηκε στην ενότητα 3.2.2 μέσω της χρήσης μίας αντίστασης στη θέση της Φ/Β διάταξης. Προκύπτει ότι η συνάρτηση μεταφοράς είναι η ακόλουθη:

$$\frac{-261.7 \cdot s^2 + 9.824 \cdot 10^6 \cdot s + 3 \cdot 10^9}{s^3 + 2779 \cdot s^2 + 2.13 \cdot 10^7 \cdot s + 2.929 \cdot 10^9} \quad (7.13)$$

Η προσέγγιση της συναρτήσεως αυτής είναι ακριβής κατά 95.3% επιλέγοντας να είναι τρίτου βαθμού ο παρονομαστής. Η βηματική απόκριση της συνάρτησης (7.13) απεικονίζεται στο Σχ. 7.12β. Και από το διάγραμμα Bode και από τη βηματική απόκριση, προκύπτει ότι υπάρχει η δυνατότητα βελτίωσης της απόκρισης του συμβατικού ελεγκτή. Ωστόσο, σε επίπεδο πειράματος όπου εμπλέκονται πολλά παρασιτικά στοιχεία (αντιστάσεις, χωρητικότητες), η οποιαδήποτε μεταβολή στα κέρδη των ελεγκτών οδηγεί το σύστημα σε αστάθεια. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι πιθανότατα δεν έχουν συμπεριληφθεί επαρκώς τα παρασιτικά στοιχεία στο κυκλωματικό ισοδύναμο, καθώς επίσης και στο γεγονός ότι η ρύθμιση των κερδών πραγματοποιείται για μία περιοχή λειτουργίας της χαρακτηριστικής καμπύλης, ενώ αυτή εμφανίζει σημαντική μεταβλητότητα.

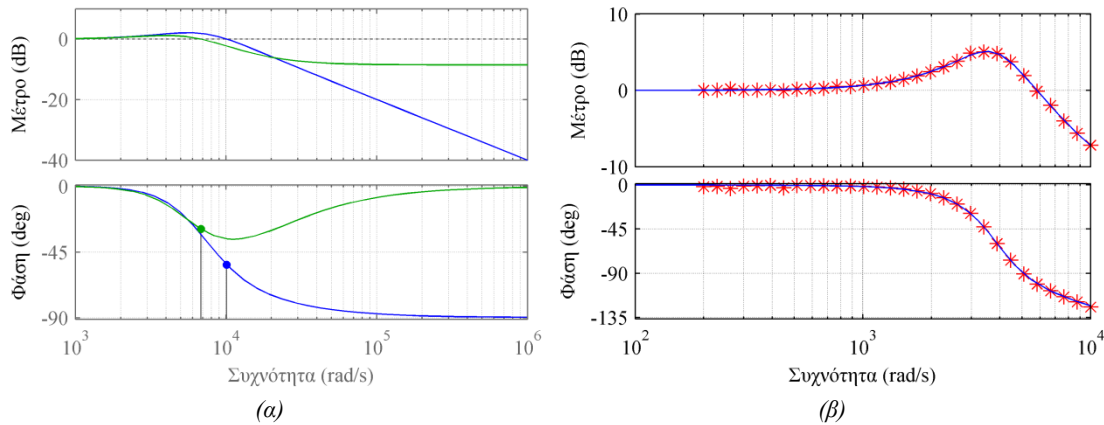
Αντιθέτως, όπως παρουσιάζεται στην ενότητα 3.2.3.3, η εύρεση της συναρτήσεως μεταφοράς στην περίπτωση του προβλεπτικού ελεγκτή αλλά και της τεχνικής ολισθήσεως επιφανείας είναι πιο εύκολη διαδικασία εξαιτίας ότι η χρησιμοποίηση ενός γρήγορου ελεγκτή επιτρέπει τη μοντελοποίησή του ως μία καθυστέρηση στο σύστημα. Συνεπώς, όπως ήδη αναφέρεται στην ανάλυση που προηγείται, για την εκτίμηση της συμπεριφοράς του συστήματος και του προσδιορισμού των κερδών του αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή εμπλέκεται ουσιαστικά η μεταβατική συμπεριφορά του πυκνωτή εισόδου. Θεωρώντας ότι η συχνότητα δειγματοληψίας περιορίζεται από τις δυνατότητες του μικροεπεξεργαστή, αυτή καθορίζεται ίση με $f_s/4$ και $f_s/5$ προκύπτει μία διακοπτική συχνότητα της τάξεως των 10 kHz ($T_{sw} = 100$ μs). Ο χρόνος αποκατάστασης, t_s , λαμβάνεται ίσο με 8 φορές του χρόνου T_{sw} , και με αυτόν τον τρόπο προκύπτει η χρονική σταθερά του κλειστού βρόχου του συστήματος τ , ο οποίος ισοδυναμεί με $t_s/4$ [43], [88]. Η σταθερά απόσβεσης θεωρείται ίση με 0.707.

Από την ανάλυση που προηγήθηκε τα κέρδη k_p και k_i υπολογίζονται ίσα με 0.5 και 0.18, αντίστοιχα. Στο Σχ. 7.13α απεικονίζεται το διάγραμμα Bode όπως αυτό προκύπτει από τη χρήση της συνάρτησης μεταφοράς της (3.18) αλλά και της (3.24) η οποία περιλαμβάνει παρασιτικές αντιστάσεις στην χωρητικότητα. Οι συναρτήσεις μεταφοράς, μετά την επιλογή των στοιχείων του κυκλώματος είναι αντίστοιχα οι ακόλουθες:

$$\frac{0.5 \cdot s + 3297}{50 \cdot 10^6 \cdot s^2 + 0.5 \cdot s + 3297} \quad (7.14)$$

$$\frac{30 \cdot 10^6 \cdot s^2 + 0.6978 \cdot s + 3297}{80 \cdot 10^6 \cdot s^2 + 0.6978 \cdot s + 3297} \quad (7.15)$$

Από το Σχ. 7.13α είναι εμφανές ότι η προσθήκη της παρασιτικής αντίστασης προσθέτει ένα επιπλέον μηδενικό στη συνάρτηση μεταφοράς. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι πυκνωτές δεν εμφανίζουν σημαντικής τάξεως παρασιτικές αντιστάσεις, ωστόσο οι κολλήσεις των στοιχείων του κυκλώματος αλλά και οι συνδέσεις συνεισφέρουν σημαντικά. Και σε αυτήν την περίπτωση ακολουθείται η τεχνική της διατάραξης και γραμμικοποίησης. Το διάγραμμα Bode που προκύπτει από τη διερεύνηση αυτή απεικονίζεται στο Σχ. 7.13β. Όπως είναι εμφανές, τα δύο διαγράμματα Bode συμπίπτουν με μία σχετικά μεγάλη ακρίβεια.

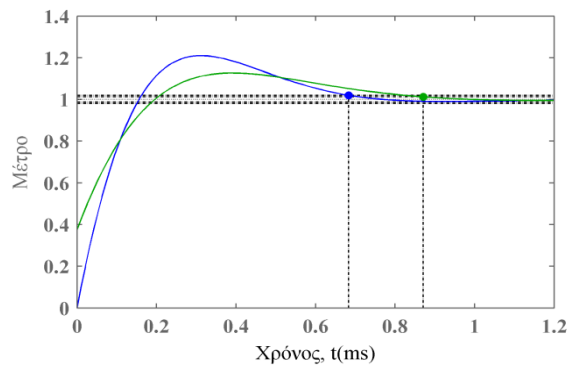


Σχ. 7.13. Σύστημα κλειστού βρόχου για τον προβλεπτικό ελεγκτή. (α) Προσομοιωμένο διάγραμμα Bode. (β) Διάγραμμα Bode χρησιμοποιώντας την τεχνική διατάραξης και γραμμικοποίησης.

Η προσεγγιστική συνάρτηση μεταφοράς που προκύπτει με βαθμό προσέγγισης 97.27% είναι η ακόλουθη:

$$\frac{-3850 \cdot s^2 + 1.224 \cdot 10^8 \cdot s + 5.725 \cdot 10^{11}}{s^3 + 4.149 \cdot 10^4 \cdot s^2 + 1.301 \cdot 10^8 \cdot s + 5.727 \cdot 10^{11}} \quad (7.16)$$

Στο Σχ. 7.14 απεικονίζεται η βηματική απόκριση του συστήματος ελέγχου υπό κανονικοποιημένο άξονα για τις συναρτήσεις μεταφοράς που απεικονίζονται στο Σχ. 7.13α.



Σχ. 7.14. Κανονικοποιημένη βηματική απόκριση του συστήματος ελέγχου του προβλεπτικού ελεγκτή.

Ο χρόνος αποκατάστασης και στις δύο περιπτώσεις είναι της τάξεως των 600 μ s και 800 μ s αντίστοιχα. Ο προσδιορισμός του χρόνου αποκατάστασης είναι σημαντικός για τον προσδιορισμό του χρόνου λειτουργίας του ανιχνευτή του σημείου μέγιστης ισχύος, καθώς θα πρέπει να έχει επιτευχθεί η επιβολή της προηγούμενης αναφοράς της τάσης, πριν την επιβολή της επόμενης αναφοράς. Παρόλα αυτά, τα κέρδη του αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή είναι απαραίτητο να τροποποιηθούν υπό τις πραγματικές συνθήκες λειτουργίας. Κατά τη διάρκεια της πειραματικής επιβεβαίωσης βρέθηκε ότι τα κέρδη είναι 0.2 και 0.1, αντίστοιχα για τον αναλογικό - ολοκληρωτικό ελεγκτή.

Από το Σχ. 7.12β και από το Σχ. 7.14 προκύπτει ότι οι χρόνοι αποκατάστασης για τους δύο ελεγκτές προσδιορίζονται σε τιμές της τάξεως των 20 ms και 800 μ s, αντίστοιχα. Συνεπώς, αυτοί είναι και οι περίοδοι λειτουργίας των ανιχνευτών του σημείου μέγιστης ισχύος για την κάθε περίπτωση. Το βήμα

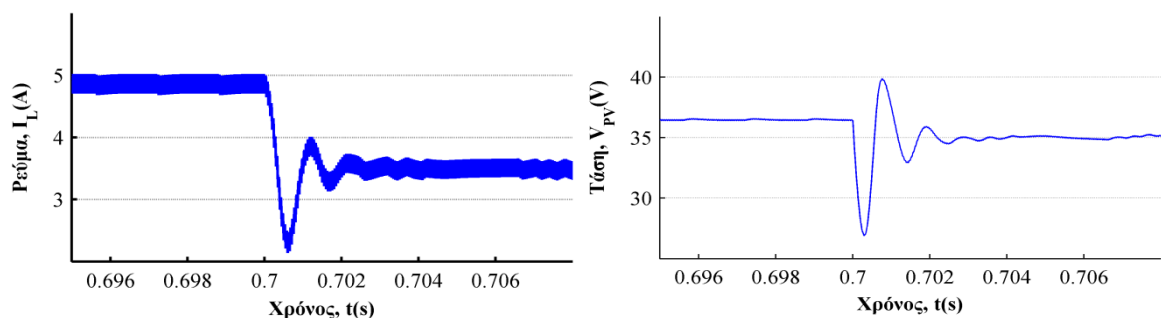
μεταβολής της τάσης αναφοράς καθορίζεται σε τιμή ίση με ~ 50 mV παρότι προκύπτει από την (7.17) ότι η τιμή αυτή μπορεί να αυξηθεί [173]

$$\Delta v_{PV} = \frac{H \cdot T_{sw}}{8 \cdot C_i} = \frac{H \cdot 100 \cdot 10^{-6}}{8 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 0.4V (H = 1.75 A_{pp}) \text{ \& } 150mV (H = 0.6 A_{pp}), \quad (7.17)$$

όπου H είναι η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου. Κατά τη διάρκεια των πειραμάτων κρίθηκε απαραίτητη η μείωση της τιμής της μεταβολής της τάσης διότι το σύστημα, σε συνδυασμό με τα επιλεχθέντα κέρδη των ελεγκτών, καθίσταται περισσότερο ευσταθές.

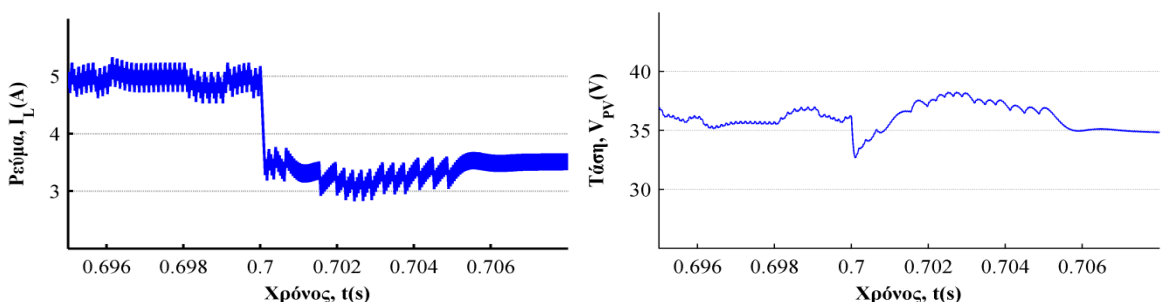
7.2.6 Αποτελέσματα προσομοίωσης

Η σύγκριση της λειτουργίας των διαφορετικών τεχνικών ελέγχου που αναλύονται πραγματοποιείται αρχικά σε επίπεδο προσομοίωσης ώστε να διορθωθούν τυχόν λάθη που ανακύπτουν κατά τη φάση του σχεδιασμού και των παραδοχών που λήφθηκαν υπόψη. Στο Σχ. 7.15 απεικονίζεται το ρεύμα του πηνίου και η τάση εξόδου της Φ/Β διάταξης υπό απότομη πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας από 1000 W/m^2 σε 700 W/m^2 για τη λειτουργία του συμβατικού ελεγκτή Όπως είναι εμφανές προκαλείται βύθιση της τάσεως κατά $\sim 13.5\%$ με αντίστοιχη βύθιση του ρεύματος. Η διάρκεια των ταλαντώσεων υπολογίζεται σε ~ 2.1 ms, μετά το πέρας του οποίου το σύστημα σταθεροποιείται στο νέο σημείο μέγιστης ισχύος. Η διακύμανση του ρεύματος είναι ίση με $0.34 A_{pp}$ παρουσιάζοντας σημαντική απόκλιση από την τιμή που χρησιμοποιήθηκε στο σχεδιασμό.



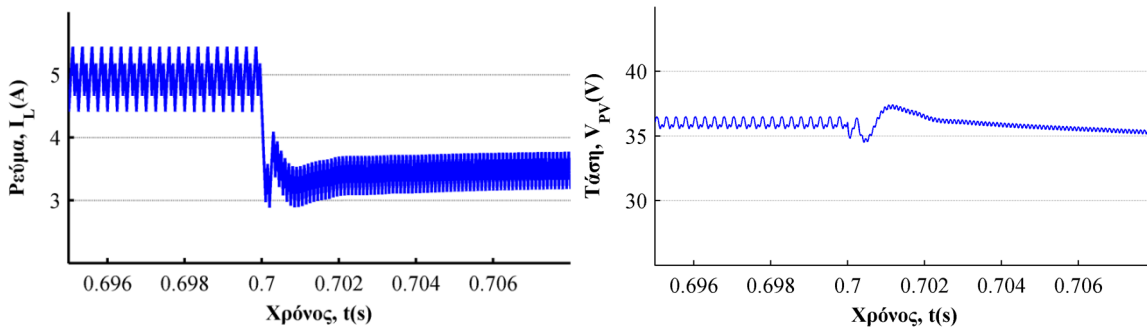
Σχ. 7.15. Προσομοιωμένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} υπό βηματική πτώση της ηλιοφάνειας από 1000 W/m^2 σε 700 W/m^2 κατά τη λειτουργία του συμβατικού ελεγκτή.

Στο Σχ. 7.16 απεικονίζεται η λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή με αναφορά το ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης. Εξαιτίας των περιορισμών που τίθενται τόσο στην τάση αλλά και στο ρεύμα εισόδου με στόχο την ταχεία απόκριση σε περιπτώσεις απότομης αλλαγής της ηλιακής ακτινοβολίας παρατηρούνται συνεχώς διακυμάνσεις στη λειτουργία του ελεγκτή. Αποτέλεσμα είναι να αποκρίνεται σωστά ο ελεγκτής στην περίπτωση της απότομης πτώσης της ηλιακής ακτινοβολίας, αλλά παράλληλα να επηρεάζεται η λειτουργία του στη μόνιμη κατάσταση. Επίσης, για ένα χρονικό διάστημα της τάξεως των 4 ms ο ελεγκτής βρίσκεται σε κατάσταση αστάθειας μέχρι να σταθεροποιηθεί στο νέο σημείο μέγιστης ισχύος. Παρότι το σύστημα είναι ασταθές για αυτό το χρονικό διάστημα, ωστόσο αποφεύγεται να οδηγηθεί η Φ/Β διάταξη σε κατάσταση βραχυκύκλωσης.



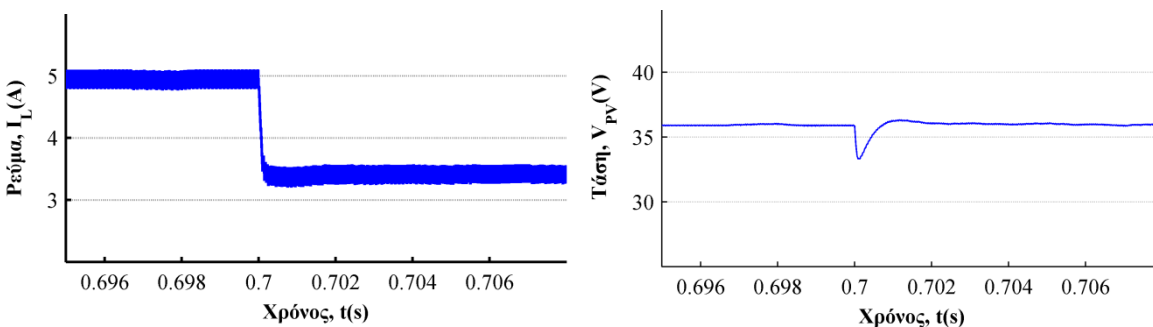
Σχ. 7.16. Προσομοιωμένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} υπό βηματική πτώση της ηλιοφάνειας από 1000 W/m^2 σε 700 W/m^2 κατά τη λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή με αναφορά το ρεύμα εισόδου.

Στο Σχ. 7.17 απεικονίζεται το ρεύμα του πηνίου και η τάση εξόδου της Φ/Β διάταξης υπό την ίδια πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας για τον προβλεπτικό ελεγκτή με μεταβλητή διακοπτική συχνότητα και αναφορά τάσης. Ο ελεγκτής σταθεροποιείται άμεσα στη νέα κατάσταση λειτουργίας χωρίς να παρουσιάζει ταλαντώσεις. Ωστόσο, είναι εμφανές από το ρεύμα του πηνίου ότι σε κάθε διαφορετική κατάσταση λειτουργίας επιβάλλεται διαφορετική διακοπτική συχνότητα, με συνέπεια τη σημαντικά διαφοροποιημένη διακύμανση του ρεύματος του πηνίου από $\sim 1 A_{pp}$ σε $\sim 0.7 A_{pp}$. Η διακύμανση του ρεύματος του πηνίου, εξαιτίας της σημαντικά μεγαλύτερης τιμής της, δεν είναι δυνατόν να φιλτραρισθεί αποτελεσματικά από τον πυκνωτή εισόδου, με συνέπεια να εμφανίζονται ταλαντώσεις στην τάση εξόδου του Φ/Β πλαισίου. Για την αποφυγή αυτής της ανεπιθύμητης διακύμανσης, μπορεί είτε να αυξηθεί η τιμή του πηνίου, είτε η τιμή του πυκνωτή εισόδου, είτε τέλος να αυξηθεί η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας.



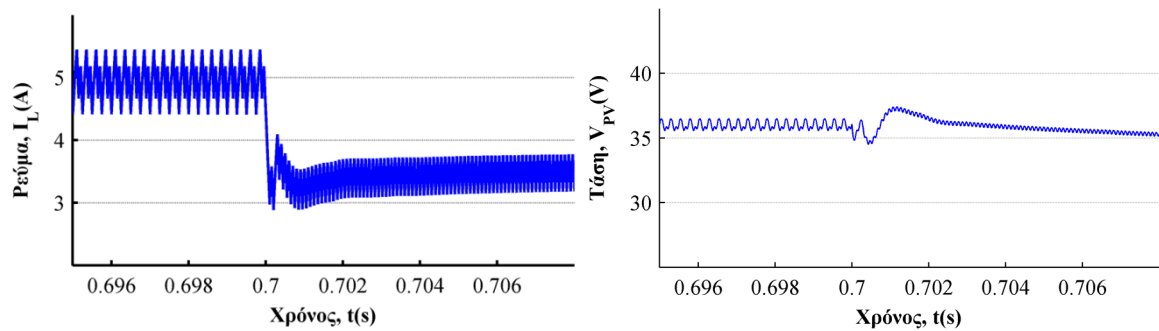
Σχ. 7.17. Προσομοιωμένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} υπό βηματική πτώση της ηλιοφάνειας από $1000 W/m^2$ σε $700 W/m^2$ κατά τη λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή με μεταβλητή διακοπτική συχνότητα.

Όπως είναι αναμενόμενο ο προβλεπτικός ελεγκτής με σταθερή διακοπτική συχνότητα παρουσιάζει την καλύτερη συμπεριφορά στη βάση της διακύμανσης του ρεύματος πηνίου και των ταλαντώσεων όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.18. Καθ' όλη τη διάρκεια της λειτουργίας, είτε στη μόνιμη κατάσταση είτε στη μεταβατική, διατηρείται η σταθερή διακοπτική συχνότητα. Η τάση στην έξοδο του Φ/Β πλαισίου εμφανίζει βύθιση τάσεως της τάξης του $\sim 8\%$, διότι το ρεύμα του πηνίου είναι απόλυτα ελεγχόμενο με συνέπεια να προκαλείται αυτή η βύθιση από την πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας.



Σχ. 7.18. Προσομοιωμένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} υπό βηματική πτώση της ηλιοφάνειας από $1000 W/m^2$ σε $700 W/m^2$ κατά τη λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή με σταθερή διακοπτική συχνότητα.

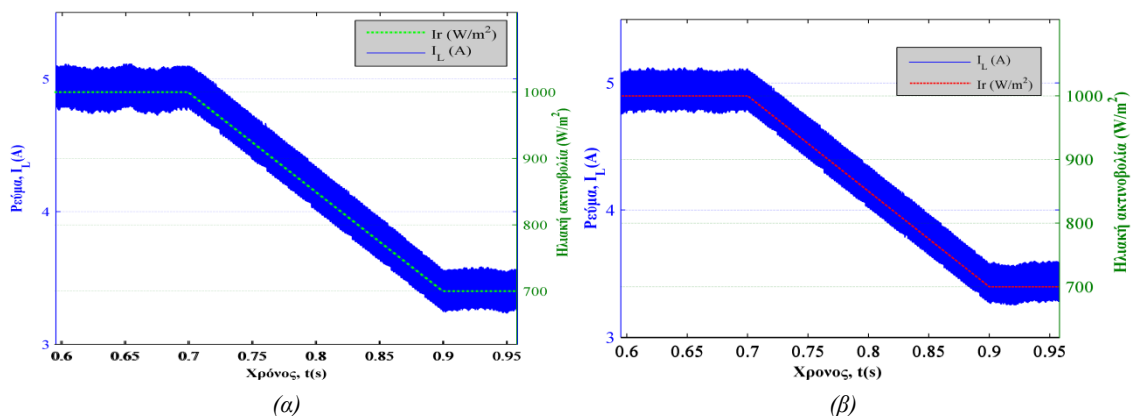
Η τεχνική ολισθήσεως εμφανίζει σχεδόν πανομοιότυπη συμπεριφορά με αυτή του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.19. Ουσιαστικά η τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας, με τον τρόπο που υλοποιείται δηλαδή συγκρίνοντας το ρεύμα του πυκνωτή, καταλήγει να είναι η ίδια με αυτή του προβλεπτικού ελεγκτή ο οποίος χρησιμοποιεί τις εξισώσεις του συστήματος. Συνεπώς, το γεγονός ότι παρουσιάζουν ίδια συμπεριφορά είναι κάτι αναμενόμενο. Συγκρίνοντας την τεχνική ολισθήσεως με τον προβλεπτικό ελεγκτή είναι εμφανές ότι αυτή είναι σημαντικά απλούστερη στην υλοποίησή της.



Σχ. 7.19. Προσομοιωμένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} υπό βηματική πτώση της ηλιοφάνειας από 1000 W/m^2 σε 700 W/m^2 κατά τη λειτουργία του ελεγκτή ολισθήσεως επί επιφανείας.

7.2.6.1 Σύγκριση P&O και INC αλγόριθμου

Παρότι, στην έως τώρα διερεύνηση χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος της διατάραξης και παρατήρησης, ο αλγόριθμος της αυξητικής αγωγιμότητας (Incremental Conductance) είναι ένας ευρέως διαδεδομένος αλγόριθμος σημείου μέγιστης ισχύος με συγκριτικά πλεονεκτήματα. Το βασικό του πλεονέκτημα έναντι των υπολοίπων τεχνικών είναι η ικανότητά του να παρακολουθεί το σημείο μέγιστης ισχύος, ακόμα και στην περίπτωση μεταβολής της ηλιακής ακτινοβολίας, και να διατηρεί σταθερή και χωρίς ταλαντώσεις την αναφορά εξόδου του. Το βασικό μειονέκτημα του αλγόριθμου της διατάραξης και παρατήρησης, να αποτυγχάνει δηλαδή να ακολουθήσει το σημείο μέγιστης ισχύος, αναμένεται να ανακλύψει στην περίπτωση όπου συμβεί μία αργή μεταβολή στην ηλιακή ακτινοβολία συγχέοντας τη μεταβολή της ηλιακής ακτινοβολίας με αυτήν της ισχύος.



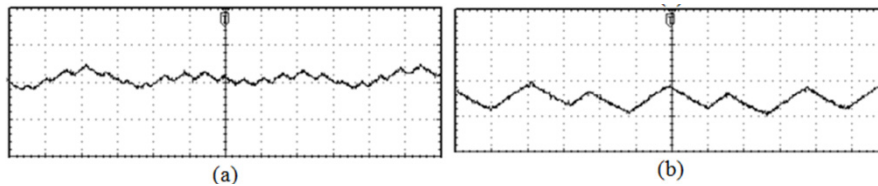
Σχ. 7.20. Ρεύμα πηνίου υπό μεταβολή της ηλιακής ακτινοβολίας. (α) P&O. (β) INC.

Στο Σχ. 7.20 απεικονίζεται το ρεύμα του πηνίου για τον προβλεπτικό ελεγκτή σταθερής διακοπτικής συχνότητας για τους δύο αλγόριθμους ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος. Εξαιτίας ότι ο αλγόριθμος ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος λειτουργεί υπό γρήγορη ταχύτητα συγκρίσιμη με αυτή του ελεγκτή, η συμπεριφορά των δύο αλγορίθμων είναι παρόμοια παρουσιάζοντας μικρές διαφοροποιήσεις στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, όπως αναμενόταν.

7.2.7 Αποτελέσματα πειράματος

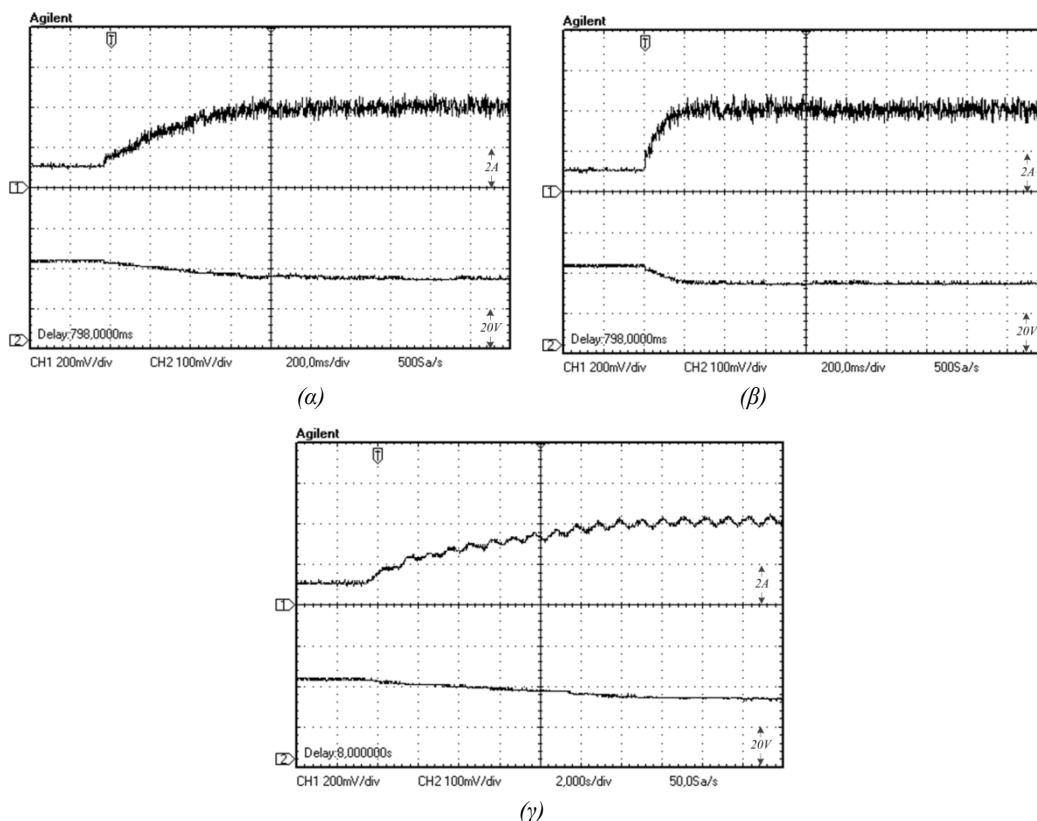
Αρχικά, οι δύο τεχνικές ελέγχου του προβλεπτικού ελεγκτή υπό σταθερή και μεταβλητή διακοπτική συχνότητα, δοκιμάζονται πειραματικά υπό σταθερή αναφορά ρεύματος έτσι ώστε να αναδειχθούν τα σημαντικότερα μειονεκτήματα και πλεονεκτήματα. Στο Σχ. 7.21 απεικονίζεται το μετρημένο ρεύμα του πηνίου υπό σταθερή αναφορά ρεύματος και ίδια συχνότητα δειγματοληψίας για τις δύο στρατηγικές του ελέγχου. Η τεχνική VCC, όπως αναμένεται, επιτυγχάνει μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα υπό τον ίδιο χρόνο δειγματοληψίας εμφανίζοντας επίσης μικρότερη διακύμανση στο ρεύμα του πηνίου. Η τεχνική του διακριτού προβλεπτικού ελεγκτή παρουσιάζει σημαντικά μεγαλύτερη διακύμανση, καθώς η τελικά

διαμορφωμένη διακοπτική συχνότητα είναι χαμηλότερη συγκρινόμενη με αυτήν της τεχνικής της σταθερής διακοπτικής συχνότητας. Από τα προαναφερθέντα προκύπτει ότι ο συνεχής προβλεπτικός ελεγκτής εμφανίζει καλύτερη επίδοση στη βάση της εκμετάλλευσης των δυνατοτήτων ενός συμβατικού μικροεπεξεργαστή.



Σχ. 7.21. Μετρημένο ρεύμα πηνίου υπό σταθερή αναφορά ρεύματος. (α) VCC. (β) FS. Ch1: i_L (1 A/div), Time (50 μ s/div)

Το μετρημένο ρεύμα πηνίου και η τάση του Φ/Β πλαισίου ανιχνεύοντας το σημείο μέγιστης ισχύος από την κατάσταση ανοικτού κυκλώματος απεικονίζονται στο Σχ. 7.22 για το διακριτό προβλεπτικό ελεγκτή με αναφορά ρεύματος και τάσης, καθώς και για τον συμβατικό ελεγκτή. Για να είναι εφικτή η λειτουργία του διακριτού προβλεπτικού ελεγκτή αναφοράς ρεύματος είναι αναγκαία η χρησιμοποίηση μικρού βήματος ρεύματος από τον ανιχνευτή του σημείου μέγιστης ισχύος, το οποίο όμως αποτελεί εμπόδιο στη γρήγορη απόκρισή του. Η υιοθέτηση μίας μεγαλύτερης τιμής επηρεάζει την ευστάθεια του ανιχνευτή οδηγώντας σε ανεπιθύμητες ταλαντώσεις την τάση του Φ/Β πλαισίου. Υπό αυτές τις συνθήκες, η ανίχνευση με αναφορά ρεύματος υπολείπεται της λειτουργίας με αναφορά τάσης όπως ήταν αναμενόμενο.

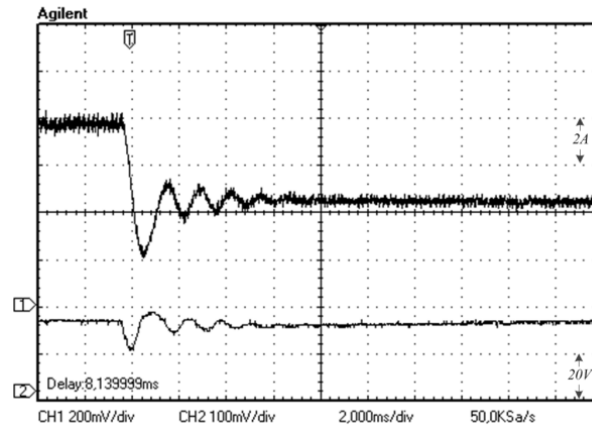


Σχ. 7.22. Μετρημένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} ανιχνεύοντας το σημείο μέγιστης ισχύος από την τάση ανοικτού κυκλώματος. (α) FS-MPC (αναφορά ρεύματος). (β) FSPI-MPC (αναφορά τάσης). (γ) Συμβατικός ελεγκτής (αναφορά τάσης).

Για την προσομοίωση της πτώσης της ηλιακής ακτινοβολίας, ώστε να είναι δυνατή η πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων, χρησιμοποιούνται δύο Φ/Β πλαίσια συνδεδεμένα εν παραλλήλω όπως απεικονίζονται στο Σχ. 7.11. Τα δύο αυτά Φ/Β πλαίσια αποσυνδέονται μέσω του διακόπτη S_I , προσομοιώνοντας με αυτόν τον τρόπο την πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας κατά 50%. Μετά την αποσύνδεση, ο ελεγκτής καλείται να ανιχνεύσει εκ νέου το σημείο μέγιστης ισχύος του εναπομείναντος Φ/Β πλαισίου. Η τάση εξόδου της Φ/Β διάταξης παραμένει σχεδόν σταθερή κάτω από

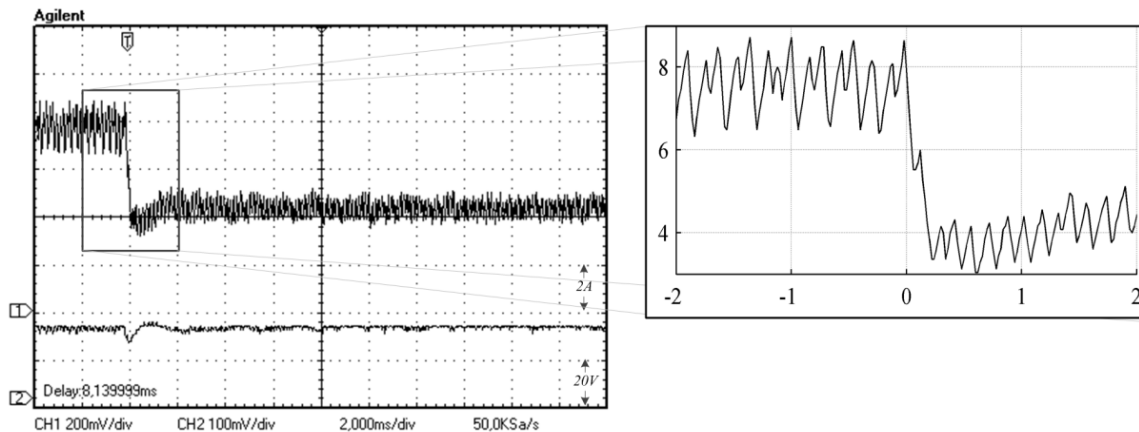
μεταβολές στην ηλιακή ακτινοβολία, γι' αυτό το λόγο επωφελείται μία τεχνική ελέγχου με αναφορά τάσης.

Στο Σχ. 7.23 απεικονίζεται το ρεύμα του πηνίου και η τάση εξόδου της Φ/Β διάταξης υπό τη λειτουργία του συμβατικού ελεγκτή. Η πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας κατά 50% εμφανίζει σχεδόν την ίδια συμπεριφορά με αυτή που προέκυψε από τις προσομοιώσεις του Σχ. 7.15. Η τάση του Φ/Β πλαισίου ταλαντώνει για περίπου 4.5 ms, ενώ εμφανίζει μία βύθιση τάσης της τάξεως του 25.1%. Αντίστοιχα, η βύθιση του ρεύματος του πηνίου είναι περίπου 54.5%.



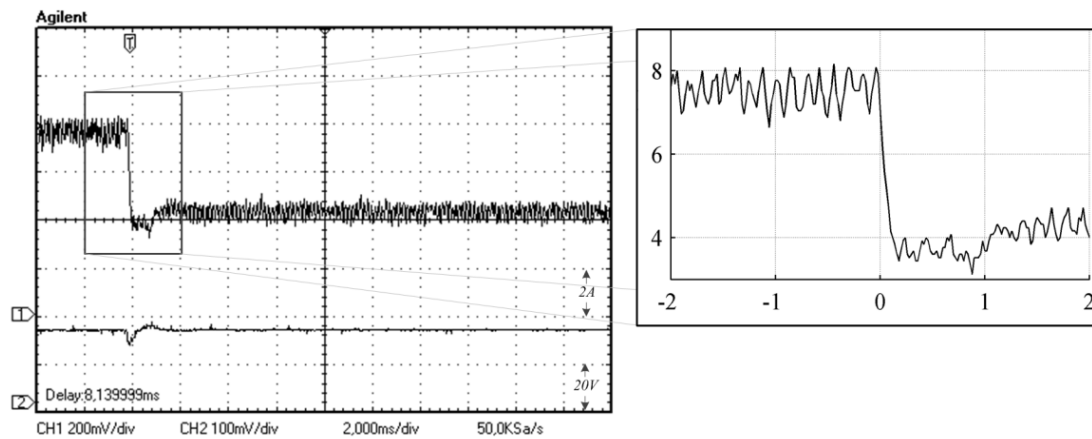
Σχ. 7.23. Μετρημένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση Φ/Β πλαισίου v_{PV} υπό 50% πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας για το συμβατικό ελεγκτή.

Ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός ελεγκτής συνεχίζει και στην περίπτωση του πειράματος να εμφανίζει την ίδια γρήγορη απόκριση. Και σε αυτήν την περίπτωση είναι εμφανείς οι δύο διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας, διότι η διακύμανση είναι σημαντικά μεγαλύτερη στην περίπτωση όπου είναι τα δύο πλαίσια συνδεδεμένα παράλληλα. Ο χρόνος αποκατάστασης είναι $\sim 166 \mu s$, σημαντικά μειωμένος σε σχέση με αυτόν του συμβατικού ελεγκτή. Η βύθιση του ρεύματος και της τάσης είναι 18.2% και 12.3%, αντίστοιχα.



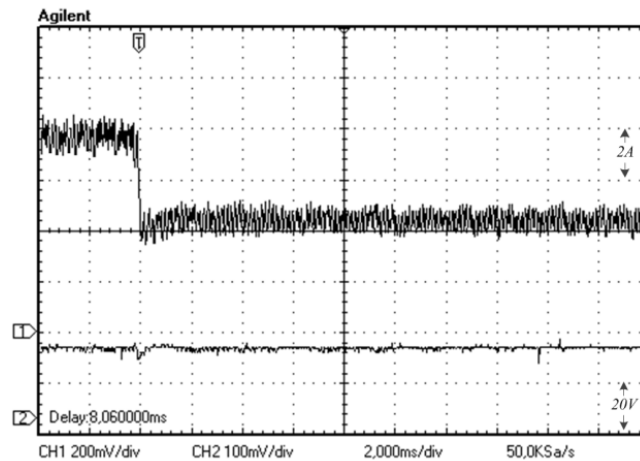
Σχ. 7.24. Μετρημένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση Φ/Β πλαισίου v_{PV} υπό 50% πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας για το διακριτό προβλεπτικό ελεγκτή αναφοράς τάσεως.

Ο προβλεπτικός ελεγκτής σταθερής διακοπτικής συχνότητας εμφανίζει όπως είναι αναμενόμενο τη μικρότερη διακύμανση του ρεύματος πηνίου σε σύγκριση με τους υπόλοιπους ψηφιακούς ελεγκτές. Εξίσου μειωμένη είναι τόσο η βύθιση του ρεύματος 12.7%, όσο και η βύθιση της τάσης 6.45%.



Σχ. 7.25. Μετρημένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση Φ/B πλαισίου v_{PV} υπό 50% πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας για το προβλεπτικό ελεγκτή σταθερής διακοπτικής συχνότητας.

Η τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας η οποία εμφάνιζε σχεδόν παρόμοια συμπεριφορά με αυτή του διακριτού προβλεπτικού ελεγκτή σε επίπεδο προσομοίωσης, διαφοροποιείται ελάχιστα όσον αφορά τα πειραματικά αποτελέσματα. Η βύθιση τάσης διαμορφώνεται στο 6.25%, ενώ η βύθιση ρεύματος στο 10.9%. Ο χρόνος αποκατάστασης είναι περίπου 95 μ s.



Σχ. 7.26. Μετρημένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση Φ/B πλαισίου v_{PV} υπό 50% πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας για την τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας.

Στον Πιν. 7.3 αναφέρονται όλα τα χαρακτηριστικά της συμπεριφοράς των ελεγκτών στην περίπτωση της πτώσης της ηλιακής ακτινοβολίας κατά 50% από τα πειράματα που διεξήχθησαν στις προηγούμενες ενότητες.

Πιν. 7.3. Χαρακτηριστικά ελεγκτών υπό 50% πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας.

	Συμβατικός ελεγκτής	Τεχνική ολισθήσεως	Διακριτός MPC	Συνεχής MPC
Διακοπτική συχνότητα	Σταθερή	Μεταβλητή	Μεταβλητή	Σταθερή
Αναφορά	Τάση	Τάση	Τάση	Τάση
Χρόνος αποκατάστασης	~4.5 ms	~95 μ s	~166 μ s	~95 μ s
Βύθιση ρεύματος	54.5 %	10.9 %	18.2 %	12.7 %
Βύθιση τάσης	25.1 %	6.25 %	12.3 %	6.45 %

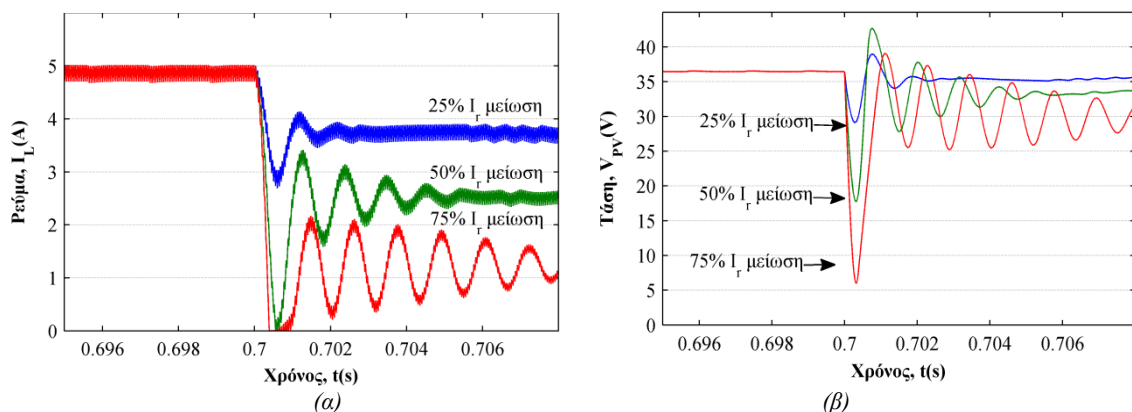
Ο Πιν. 7.4 συνοψίζει τις βασικές παραμέτρους των διάφορων ελεγκτών που εξετάζονται. Πρέπει να σημειωθεί ότι σημαντική διαφοροποίηση στις παραμέτρους αφορά μόνο τον συμβατικό ελεγκτή, ενώ όλοι οι ψηφιακοί ελεγκτές λειτουργούν υπό τις ίδιες βασικές παραμέτρους όπως χρόνο δειγματοληψίας, βήμα τάσεως κτλ ώστε τα αποτελέσματα των πειραμάτων να είναι άμεσα συγκρίσιμα.

Πιν. 7.4. Βασικές παράμετροι των ελεγκτών.

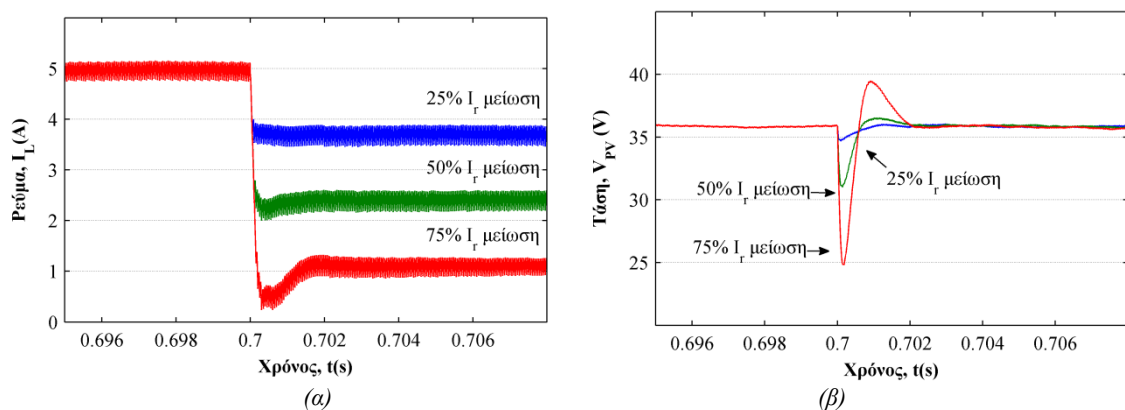
	Συμβατικός ελεγκτής	Τεχνική ολισθήσεως	Διακριτός MPC	Συνεχής MPC
Διακοπτική συχνότητα	18 kHz	Μεταβλητή	Μεταβλητή	36 kHz
Αναφορά	Τάση	Τάση	Τάση	Τάση
Χρόνος δειγματοληψίας	55 μ s	27.3 μ s	27.3 μ s	27.3 μ s
Βήμα τάσης	0.05 V	0.05 V	0.05 V	0.05 V
Περίοδος MPPT	~20 ms	~855 μ s	~855 μ s	~855 μ s

7.2.7.1 Συμβατικός και προβλεπτικός ελεγκτής υπό ακραίες μεταβολές ηλιακής ακτινοβολίας

Για την περαιτέρω διερεύνηση τη συμπεριφορά του συστήματος ελέγχου, η τεχνική της σταθερής διακοπτική συχνότητας, η οποία παρουσίασε την καλύτερη επίδοση, και ο συμβατικός ελεγκτής δοκιμάζονται υπό ακραίες μεταβολές της ηλιακής ακτινοβολίας. Για αυτό το λόγο η ηλιακή ακτινοβολία μειώνεται απότομα κατά 25%, 50% και 75%, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.27 και Σχ. 7.28, διατηρώντας το μοντέλο προσομοίωσης με τις ίδιες παραμέτρους. Κάτω από αυτές τις συνθήκες, ακόμα και η τεχνική του προβλεπτικού ελεγκτή εμφανίζει βύθιση της τάσεως παραμένοντας ωστόσο υπό σταθερή λειτουργία, σε αντίθεση με το συμβατικό ελεγκτή ο οποίος παραμένει ασταθής και ταλαντώνει για μία μεγάλη χρονική περίοδο πριν αρχίσει να ανιχνεύει το σημείο μέγιστης ισχύος. Οι ακραίες συνθήκες απότομης πτώσης της ηλιακής ακτινοβολίας είναι πλέον μία πραγματικότητα σε διατάξεις Φ/Β συστημάτων, καθώς η χρήση τους σε ηλεκτρικά οχήματα μπορεί να προκαλέσει απότομες μεταβολές όσον αφορά την ηλιακή ακτινοβολία αλλά και τα θερμοκρασία.



Σχ. 7.27. Λειτουργία συμβατικού ελεγκτή υπό διαφορετικά επίπεδα ηλιακής ακτινοβολίας. (α) Ρεύμα πηνίου. (β) Τάση Φ/Β πλαισίου.



Σχ. 7.28. Λειτουργία VCC-PI υπό διαφορετικά επίπεδα ηλιακής ακτινοβολίας. (α) Ρεύμα πηνίου. (β) Τάση Φ/Β πλαισίου.

7.3 Έλεγχος εν Σειρά NPC Αντιστροφών Τάσης Η-γεφυρών

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης καθώς επίσης και αυτά που προκύπτουν από την πειραματική διερεύνηση. Αρχικά διερευνώνται οι απαιτήσεις των διεθνών προτύπων για τη διασύνδεση τέτοιων συστημάτων στο δίκτυο, παρουσιάζονται τα στοιχεία του κυκλώματος που χρησιμοποιούνται και τέλος πραγματοποιείται η αξιολόγησή τους σε επίπεδο αρμονικής παραμόρφωσης.

7.3.1 Απαιτήσεις των διεθνών προτύπων για τη διασύνδεση Φ/Β στο δίκτυο

Επειδή οι αντιστροφείς τάσεως που εξετάζονται είναι συνδεδεμένοι στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, πρέπει να ακολουθούνται τα διεθνή πρότυπα που καθορίζονται από τους διαχειριστές ηλεκτρικής ενέργειας [220]. Ειδικότερα, τα διεθνή πρότυπα IEC 61727 [221], EN 61000 [222], IEEE 1547 [223] συγκαταλέγονται σε αυτά που βρίσκουν μεγαλύτερο πεδίο εφαρμογής για συστήματα με ισχύ μικρότερη των 30 kW. Τα θέματα που διαπραγματεύονται είναι η ποιότητα ισχύος, η αποφυγή του φαινομένου της νησιδοποίησης κ.α.. Ο Πιν. 7.5 συνορίζει τα τρία αυτά διεθνή πρότυπα και τις προδιαγραφές που αυτά θέτουν. Το πρότυπο EN 61000 θέτει τις λιγότερο αυστηρές προδιαγραφές όσον αφορά τις αρμονικές ρεύματος από ότι τα άλλα δύο πρότυπα.

Πιν. 7.5. Σύνοψη των διεθνών προτύπων για τη διασύνδεση Φ/Β στο δίκτυο [220].

	IEC61727 [221]		IEEE1547 [223]		EN61000 [222]	
Όνομαστική ισχύς (kW)	10		30		-	
Όνομαστικό ρεύμα (A)	-		-		< 16	
Όρια περιττών αρμονικών ρεύματος (h-τάξης)	3-9	4.0%	2-10	4.0%	3	2.3A (0.14%)
	11-15	2.0%	11-16	2.0%	5	1.14A (0.07%)
	17-21	1.5%	17-22	1.5%	7	0.77A (0.05%)
	23-33	0.6%	23-34	0.6%	9	0.4A (0.025%)
	-	-	>35	0.3%	11	0.33A (0.02%)
	-	-	-	-	13	0.21A (0.013%)
	-	-	-	-	15-39	2.25/h
Όρια άρτιων αρμονικών ρεύματος	< 25% από τα όρια των αντίστοιχων περιττών αρμονικών					-
Μέγιστο THD ρεύματος	5.0%					-
Συντελεστής ισχύος (50% της ονομαστικής ισχύος)	0.9		-		-	
Έγχυση DC συνιστώσας	< 1.0% του I_{ov}		< 0.5% του I_{ov}		< 0.22A	

Τα δύο αυτά πρότυπα θέτουν επίσης περιορισμούς στο μέγιστο επιτρεπόμενο ποσοστό DC συνιστώσας που εγχέεται στο δίκτυο. Ο λόγος για τον περιορισμό αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η DC συνιστώσα που εγχέεται στο δίκτυο οδηγεί σε κορεσμό τους μετασχηματιστές διανομής. Τα όρια που τίθενται είναι της τάξεως του 0.5% και 1% του ονομαστικού ρεύματος της διάταξης. Όσον αφορά τη γείωση των συστημάτων, τα πρότυπα που ισχύουν στις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής απαιτούν απαραίτητα τη γείωση των Φ/Β πλαισίων στο DC μέρος. Γειώνοντας τα Φ/Β πλαίσια αποφεύγονται φαινόμενα ρευμάτων διαρροής λόγω χωρητικότητας που αναπτύσσονται, αλλά παράλληλα απαιτείται υποχρεωτικά η γαλβανική απομόνωσή τους από το δίκτυο. Η γαλβανική απομόνωση δεν απαιτείται όμως μόνο σε αυτές τις περιπτώσεις αλλά επίσης και στις περιπτώσεις των αντιστροφών τάσης αλληλνένδρων βαθμίδων εξαιτίας των χωρητικότητας που αναπτύσσονται ανάμεσα στις βαθμίδες. Αυτή η απαίτηση μπορεί να αντιμετωπιστεί με τη χρήση είτε μετασχηματιστών υψηλής συχνότητας στο DC μέρος, είτε με τη χρήση μετασχηματιστών χαμηλής συχνότητας στο AC μέρος.

7.3.2 Εμπορικός αντιστροφήα τάσης ABB PVS300

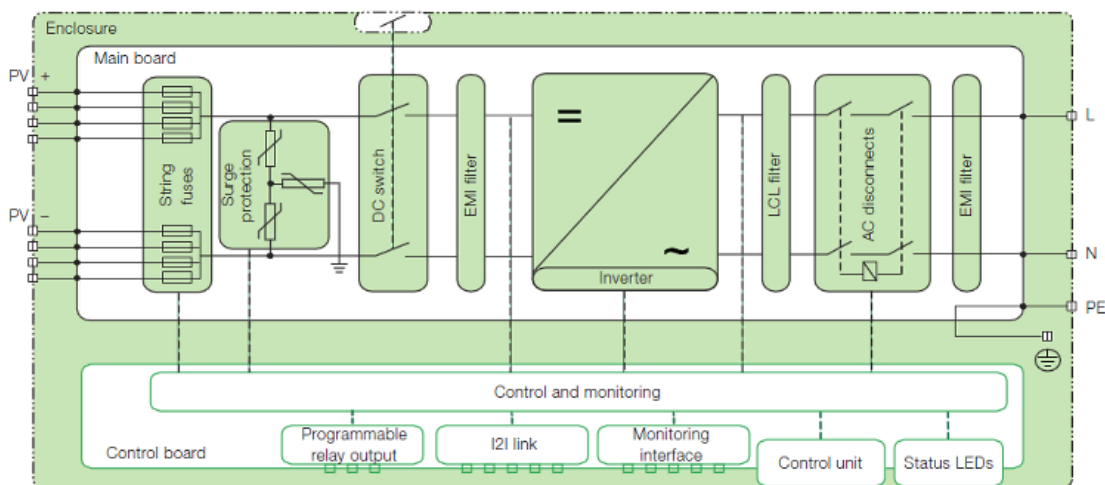
Το έτος 2011 η εταιρεία ABB παρουσίασε ένα καινούριο αντιστροφήα τάσης αποτελούμενο από μία πλήρη γέφυρα NPC τοπολογίας. Χαρακτηριστικό του αντιστροφήα είναι η υψηλή απόδοσή του με μικρό ρεύμα διαρροής και υψηλή επιτρεπόμενη τάση λειτουργίας. Η υψηλή απόδοσή του έγκειται στην απλότητά του, με κάποιες διαφοροποιήσεις στο σχεδιασμό σε σχέση με τους κλασσικούς αντιστροφείς. Για παράδειγμα, οι κλασσικοί αντιστροφείς χρησιμοποιούν πρόσθετα αντιστροφήα ανύψωσης στην είσοδό τους ή μετασχηματιστή ανύψωσης στο AC μέρος, ενώ ο αντιστροφήας PVS300 χρησιμοποιεί μόνο τη βαθμίδα μετατροπής DC σε AC. Η μη χρησιμοποίηση των πρόσθετων βαθμίδων ισχύος όχι μόνο βελτιώνει την απόδοση αλλά και την αξιοπιστία του συστήματος.

Σε έναν κλασσικός αντιστροφήας τάσης για Φ/Β συστήματα, η Φ/Β συστοιχία είναι συνέχεια συνδεδεμένη στο έδαφος μέσω μίας παρασιτικής χωρητικότητας. Οποιαδήποτε AC συνιστώσα που εμφανίζεται στα άκρα της χωρητικότητας αυτής δημιουργεί ένα ρεύμα που ρέει μέσω της χωρητικότητας στο έδαφος. Αν η τάση αυτή περιλαμβάνει υπερβολικά μεγάλης τιμής συνιστώσες υψηλών συχνοτήτων, μπορεί να δημιουργήσει ρεύματα υψηλών συχνοτήτων προς το έδαφος προκαλώντας θέματα ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας, ή υποβαθμίζοντας τα Φ/Β πλαίσια με το πέρασμα του χρόνου. Για το λόγο αυτό η ABB εφαρμόζει μία τεχνική εξάλειψης των υψηλών συχνοτήτων αυτών [224]. Στο Σχ. 7.30 απεικονίζεται το ηλεκτρικό διάγραμμα λειτουργίας του αντιστροφήα.



Σχ. 7.29. NPC αντιστροφήας τάσης πλήρους γέφυρας ισχύος 3.3 – 8 kW (ABB PVS300) [196], [225].

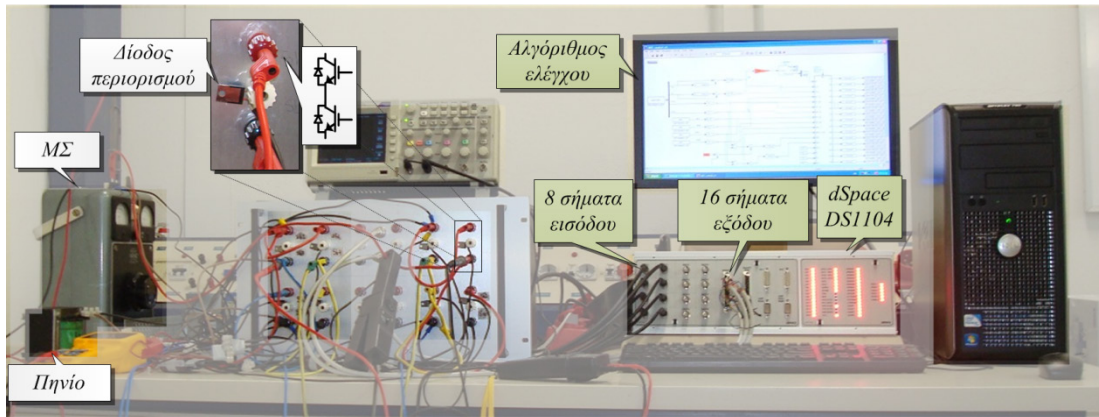
Στον DC ζυγό του αντιστροφήα χρησιμοποιούνται συνολικά 8 στοιχεία πυκνωτών (EPCOS 12.10.X, 85178-A101) ονομαστικής τιμής χωρητικότητας και τάσης 1700 μF και 450 V, αντίστοιχα. Για να είναι εφικτή η σύνδεσή τους σε ζυγό τάσης 800 V απαιτείται η εν σειρά σύνδεση τουλάχιστον δύο πυκνωτών με συνολική χωρητικότητα 850 μF . Η εν παραλλήλω σύνδεσή τους οδηγεί σε χωρητικότητα συνολικής τιμής 3400 μF .



Σχ. 7.30. Διάγραμμα λειτουργίας αντιστροφήα στοιχειοσειράς PVS300.

7.3.3 Πειραματική διάταξη ελέγχου

Η πειραματική διάταξη ελέγχου που απεικονίζεται στο Σχ. 7.31 χρησιμοποιείται για την πειραματική επιβεβαίωση των ευρημάτων του ελέγχου του αντιστροφέα τάσης NPC σκελών. Πρέπει να σημειωθεί ότι η διαθέσιμη τάση εξόδου της Φ/Β διάταξης επιτρέπει την οριακή σύνδεση σε ένα δίκτυο ονομαστικής τάσεως 110 V χωρίς τη χρήση ενός μετασχηματιστή απομόνωσης. Παρόλα αυτά, με τη χρήση περισσότερων Φ/Β πλαισίων σε διάφορους συνδυασμούς μπορεί να επιτευχθεί η σύνδεση.



Σχ. 7.31. Πειραματική διάταξη ελέγχου.

Ο ελεγκτής DS1104 χρησιμοποιείται ώστε να λαμβάνει και να καταγράφει τα σήματα της τάσεως και του ρεύματος, και να οδηγεί με τους παλμούς εξόδου τα ημιαγωγικά στοιχεία. Επιπλέον, χρησιμοποιούνται διόδοι υπερταχείας (MUR8100E) και ημιαγωγικά στοιχεία IGBT εξοπλισμένα με αντι-παράλληλες διόδους (IXGH25N120). Το φίλτρο εισόδου που χρησιμοποιείται είναι τιμής 5.85 mH με παρασιτική αντίσταση ίση με 85 mΩ. Η τιμή αυτή είναι μία τυπική τιμή για τέτοιου είδους εφαρμογές.

Επιπλέον, χρησιμοποιώντας την υπό εξέταση τοπολογία, οι τάσεις των DC ζυγών εκτίθενται σε μία συνιστώσα δεύτερης αρμονικής από τη θεμελιώδη του δικτύου, επηρεάζοντας την ανταλλασσόμενη ενέργεια με το δίκτυο εξαιτίας φαινομένων διακύμανσης όπως περιγράφεται στην [198]. Η απόξευση της ισχύος επιτυγχάνεται μέσω της χρήσης πυκνωτών στον DC ζυγών αυξάνοντας με αυτόν τον τρόπο την παραγόμενη ενέργεια. Η τιμή της χωρητικότητας αυτής πρέπει να διατηρείται όσο μικρή είναι δυνατόν καθώς αποτελεί τον κύριο παράγοντα μείωσης της διάρκειας ζωής του αντιστροφέα. Για τον υπολογισμό της τιμής της χωρητικότητας υιοθετείται η μαθηματική προσέγγιση που παρουσιάζεται στην [220]. Σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή, βρέθηκε ότι όταν η διακύμανση της τάσης είναι μικρότερη του 8.5% για το σημείο μέγιστης ισχύος έτσι ώστε να επιτευχθεί ένας συντελεστής χρησιμοποίησης μεγαλύτερος από 98%. Πρέπει να σημειωθεί ότι ως συντελεστής χρησιμοποίησης ορίζεται το πηλίκο της μέσης παραγόμενης ισχύος με το θεωρητικό μέγιστο ισχύος. Το μέγεθος του πυκνωτή απόξευσης υπολογίζεται

$$C_i = \frac{P_{PV}}{2 \cdot \omega_{grid} \cdot V_C \cdot \hat{u}_c} \quad (7.18)$$

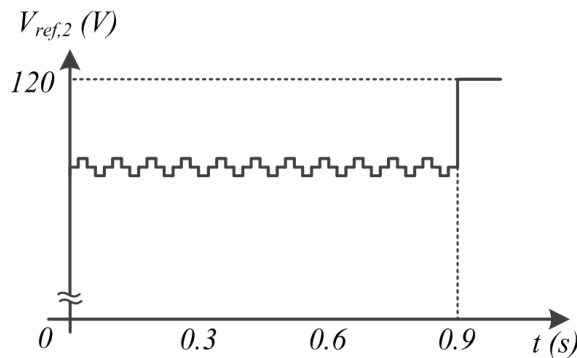
όπου P_{PV} είναι η ονομαστική ισχύς της Φ/Β συστοιχίας, V_C είναι η μέση τάση των πυκνωτών, και \hat{u}_c είναι η μέγιστη τιμή της διακύμανσης. Θεωρώντας μόνο τη μία στοιχειοσειρά ($V_{MPP} = 103.8 \text{ V}$, $P_{PV} = 495 \text{ W}$) προκύπτει ότι η τιμή του πυκνωτή πρέπει να ισοδυναμεί με 1100 μF έτσι ώστε να επιτευχθεί ο συντελεστής χρησιμοποίησης, γι' αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται δύο πυκνωτές των 2200 μF εν σειρά συνδεδεμένων.

7.3.4 Αποτελέσματα προσομοίωσης

Στις ενότητες που ακολουθούν παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προκύπτουν από τη διεξαγωγή προσομοιώσεων για διαφορετικούς τύπους αλληλένδετων γεφυρών όπως αυτός του υβριδικού αντιστροφέα τάσης με NPC σκέλη και η εφαρμογή του προβλεπτικού ελεγκτή ακόμα και σε μία διάταξη

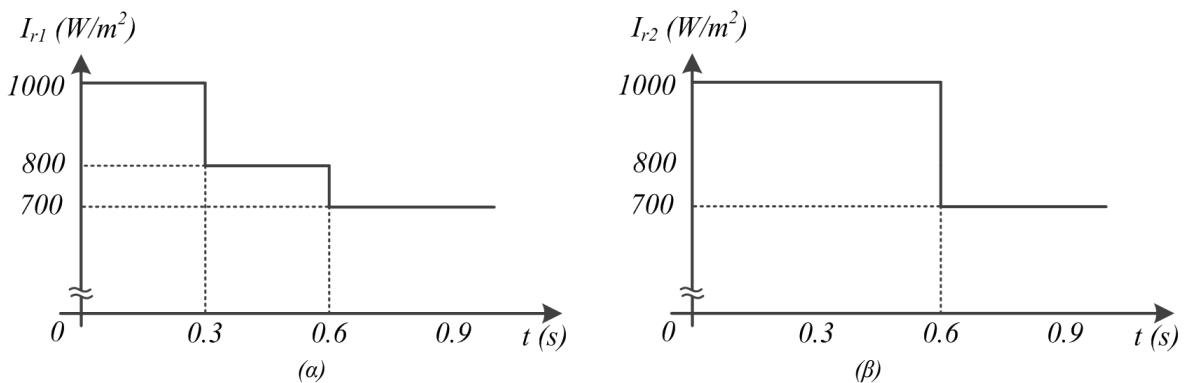
τριών εν σειρά συνδεδεμένων γεφυρών. Ο λόγος των εφαρμογών αυτών πραγματοποιείται ώστε να καταδειχθούν τα πιθανά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της προτεινόμενης τοπολογίας της πλήρους γέφυρας με NPC σκέλη σε σύγκριση με άλλες ανταγωνιστικές τοπολογίες.

Οι μεταβολές που πραγματοποιούνται σε όλες τις τοπολογίες είναι οι ίδιες και αφορούν κυρίως μεταβολές στην τάση αναφοράς και στην ηλιοφάνεια. Η τάση αναφοράς στην πρώτη βαθμίδα διατηρείται συνεχώς ίση με την έξοδο του ανιχνευτή του σημείου μέγιστης ισχύος, ενώ για τη δεύτερη βαθμίδα τη χρονική στιγμή 0.9 s αυτή διαφοροποιείται και τίθεται ίση με 120 V όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.32.



Σχ. 7.32. Η τάση αναφοράς της δεύτερης βαθμίδας.

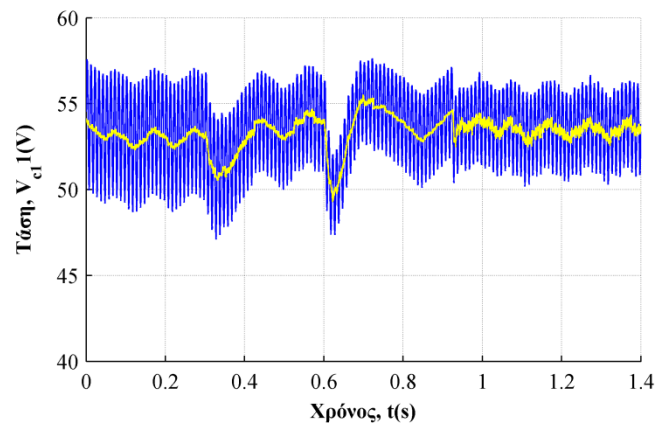
Σε προηγούμενες χρονικές στιγμές όπως την $t = 0.3$ s και $t = 0.6$ s μεταβάλλεται η ηλιακή ακτινοβολία άνισα στις δύο βαθμίδες όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.33, ώστε να εξεταστεί υπό ασύμμετρη λειτουργία τόσο η ανεξαρτησία των δύο βαθμίδων αλλά και το πώς επηρεάζεται η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου.



Σχ. 7.33. Ηλιακή ακτινοβολία των δύο βαθμίδων.

7.3.4.1 Φίλτρο στις τάσεις των DC ζυγών

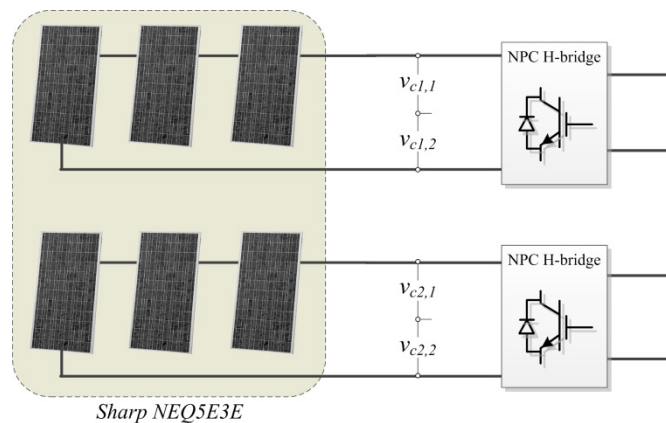
Η εφαρμογή του φίλτρου που εξετάζεται στην ενότητα 5.8 για την απαλοιφή της συνιστώσας διπλάσιας συχνότητας της θεμελιώδους της τάσης του δικτύου παρουσιάζεται στο Σχ. 7.34. Προκύπτει ότι η διακύμανση της τάσεως του ενός πυκνωτή σε επίπεδο προσομοίωσης είναι της τάξεως των $7 V_{pp}$. Η τάση εξόδου του φίλτρου απεικονίζεται με κίτρινο χρώμα. Πρέπει να παρατηρηθεί ότι το φίλτρο 2^{as} τάξεως απορρίπτει ικανοποιητικά τη συνιστώσα διπλάσιας συχνότητας ακολουθώντας παράλληλα τις μεταβολές της τάσης ακόμα και υπό τις απότομες μεταβολές που συμβαίνουν σε αυτή.



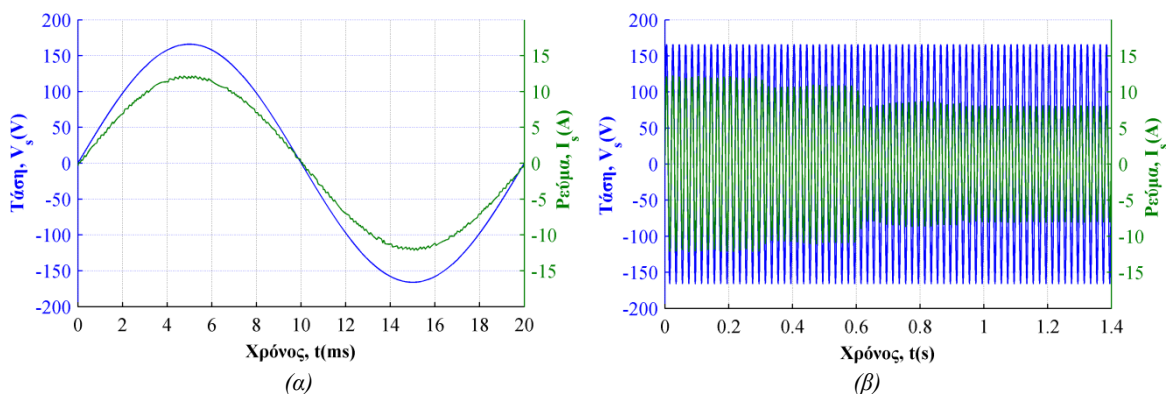
Σχ. 7.34. Απαλοιφή της συνιστώσας διπλάσιας συχνότητας της θεμελιώδους της τάσης του δικτύου.

7.3.4.2 Προβλεπτικός έλεγχος Η-γεφυρών NPC αντιστροφών τάσης (CNPC)

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της εφαρμογής του προβλεπτικού ελεγκτή στη διάταξη των δύο αλληλένδετων Η-γεφυρών NPC σκελών του Σχ. 7.35. Για την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του εφαρμόζονται οι μεταβολές στην τάση και την ηλιακή ακτινοβολία που περιγράφονται στην ενότητα 7.3.4. Από το Σχ. 7.36 είναι εμφανές ότι ο αντιστροφέας τάσης παρουσιάζει ωμική συμπεριφορά διατηρώντας το συντελεστή ισχύος ίσο με τη μονάδα. Δεδομένης της σταθερής τάσης του δικτύου, το ρεύμα δικτύου μεταβάλλεται με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτρέπεται η μεταφορά της μεγαλύτερης δυνατής παραγόμενης ενεργής ισχύος.



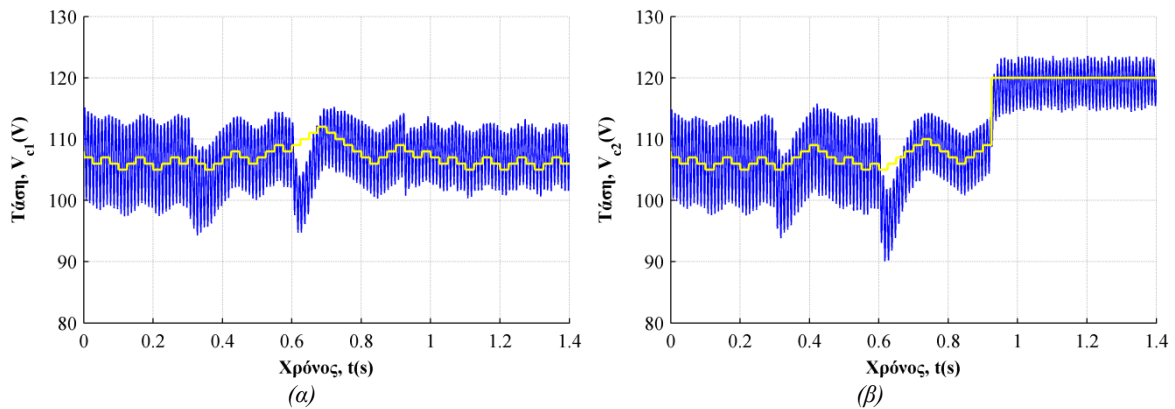
Σχ. 7.35. Διάταξη της Φ/Β συστοιχίας και αντιστροφέα δύο αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC σκέλη.



Σχ. 7.36. Τάση και ρεύμα δικτύου. (α) Μία περίοδος. (β) Συνολική λειτουργία.

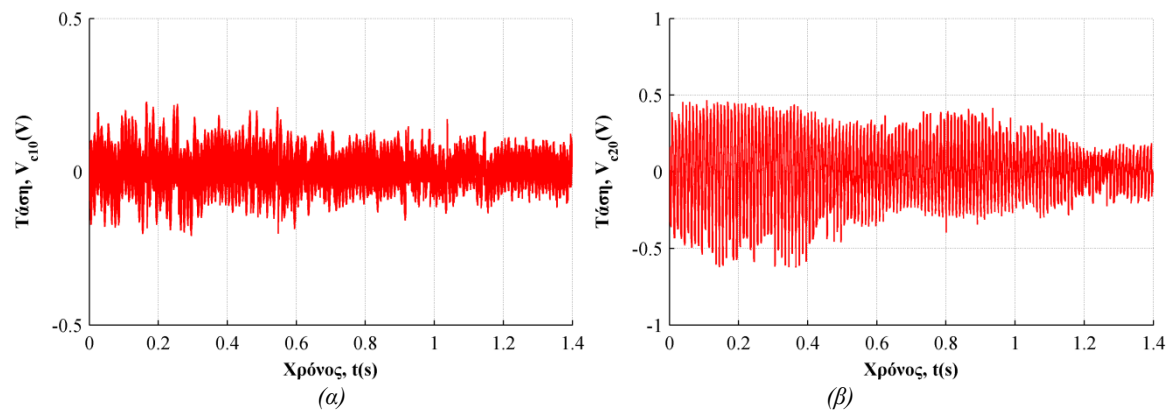
Στο Σχ. 7.37 απεικονίζονται οι συνολικές τάσεις εισόδου στις δύο βαθμίδες, καθώς με κίτρινο σημειώνεται η τάση αναφοράς όπως αυτή προκύπτει στην έξοδο του ανιχνευτή του σημείου μέγιστης

ισχύος. Είναι εμφανές ότι ο ελεγκτής ακολουθεί επιτυχώς την τάση αναφοράς, ακόμα και στην περίπτωση που οι δύο τάσεις διαφοροποιούνται σημαντικά τη χρονική στιγμή $t = 0.9$ s.



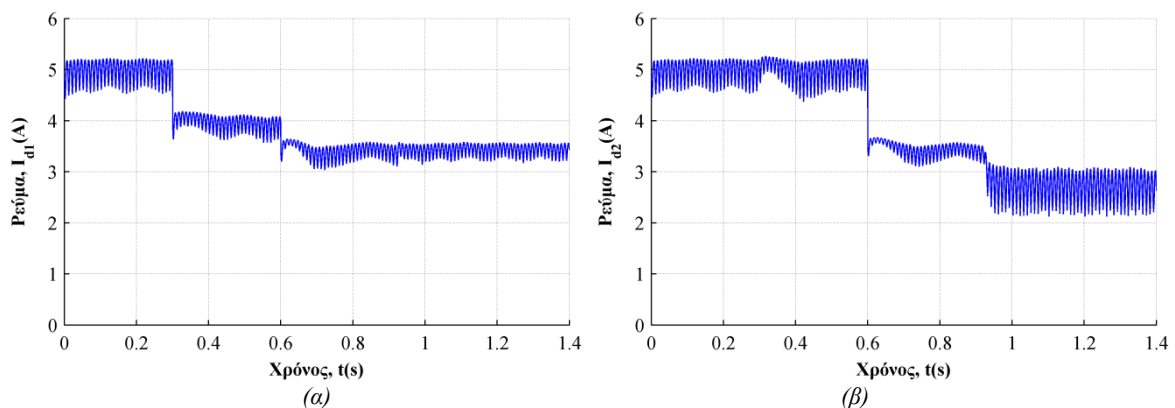
Σχ. 7.37. Τάση εισόδου. (α) 1^η βαθμίδα. (β) 2^η βαθμίδα.

Η σημαντική παράμετρος του ελέγχου για την επίτευξη της ισορροπημένης τάσης στα άκρα των πυκνωτών του κάθε DC ζυγού πραγματοποιείται επιτυχώς όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.38. Καθώς η διαφοροποίηση των τάσεων των πυκνωτών είναι για την πρώτη βαθμίδα κάτω των 0.2 V, ενώ για τη δεύτερη βαθμίδα είναι κάτω του 0.5 V. Και στις δύο περιπτώσεις, η λειτουργία αυτή είναι ικανοποιητική, εξασφαλίζοντας όλες τις συνθήκες της σωστής λειτουργίας.



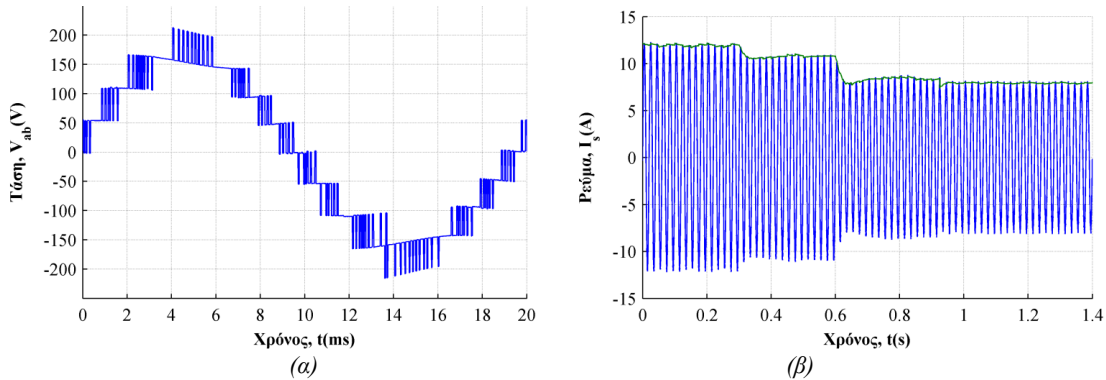
Σχ. 7.38. Δυναμικό ουδετέρου σημείου. (α) 1^η βαθμίδα. (β) 2^η βαθμίδα.

Οι μεταβολές στην αλλαγή της ηλιακής ακτινοβολίας, επειδή η τάση διατηρείται σε περίπου σταθερά επίπεδα, αντικατοπτρίζονται σε μεταβολές στο ρεύμα των δύο Φ/Β συστοιχιών όπως αυτό φαίνεται στο Σχ. 7.39. Η επίτευξη του σημείου μέγιστης ισχύος μπορεί να διαπιστωθεί και από τη μείωση της διακύμανσης του ρεύματος για την κάθε λειτουργία ξεχωριστά.



Σχ. 7.39. Ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης. (α) 1^η βαθμίδα. (β) 2^η βαθμίδα.

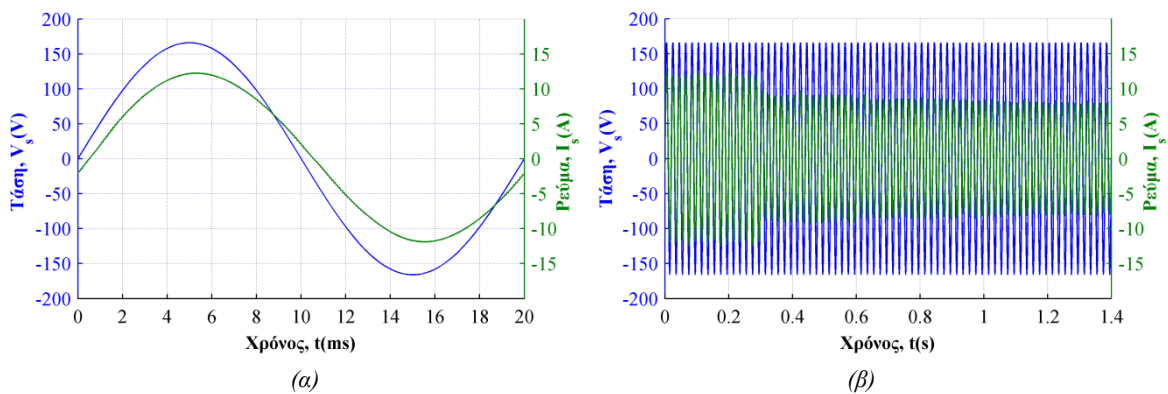
Στο Σχ. 7.40α απεικονίζεται η συνολική τάση εξόδου στους ακροδέκτες του αντιστροφέα για μία περίοδο λειτουργίας, όπου είναι εμφανή τα 9 διακριτά επίπεδα της τάσης. Ο λόγος ο οποίος τα επίπεδα δεν είναι απολύτως DC μεγέθη, εναπόκειται στο γεγονός της ύπαρξης της Φ/Β συστοιχίας στην κάθε DC είσοδο. Στο Σχ. 7.40β απεικονίζεται το ρεύμα του δικτύου και το άθροισμα της εξόδου των αναλογικών – ολοκληρωτικών ελεγκτών επιβεβαιώνοντας τη στρατηγική που ακολουθείται για τον προσδιορισμό των PI ελεγκτών.



Σχ. 7.40. (α) Συνολική τάση εξόδου στους ακροδέκτες του αντιστροφέα. (β) Ρεύμα δικτύου και άθροισμα της εξόδου των αναλογικών – ολοκληρωτικών ελεγκτών.

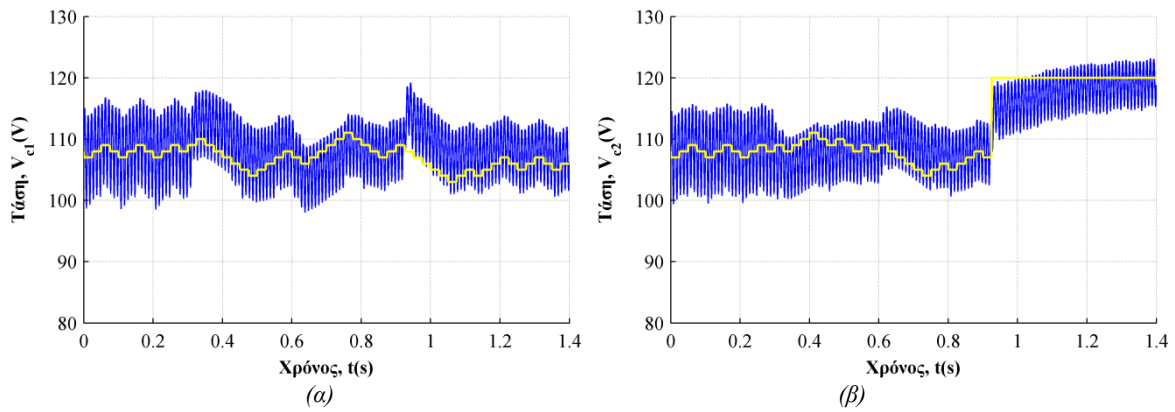
7.3.4.3 Συμβατικός έλεγχος αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC σκέλη (CNPC-PI)

Στην περίπτωση της εφαρμογής του συμβατικού ελεγκτή παρατηρείται στο Σχ. 7.41 ότι το ρεύμα εμφανίζει ελαφρά επαγωγικό συντελεστή ισχύος καθώς καθυστερεί της τάσεως του δικτύου. Η ρύθμιση των τριών αναλογικών – ολοκληρωτικών ελεγκτών εξαιτίας της πολυπλοκότητας που παρουσιάζει, αλλά και η εξάρτηση από την τιμή του φίλτρου εισόδου θέτουν περιορισμούς στη λειτουργία του. Η πρώτη βαθμίδα είναι αυτή που έχει την ικανότητα να ρυθμίσει το συντελεστή ισχύος καθώς η δεύτερη και κάθε επόμενη βαθμίδα τίθεται ομόρροπη της τάσεως του δικτύου. Το γεγονός αυτό μειώνει τις δυνατότητες του συγκεκριμένου ελεγκτή.



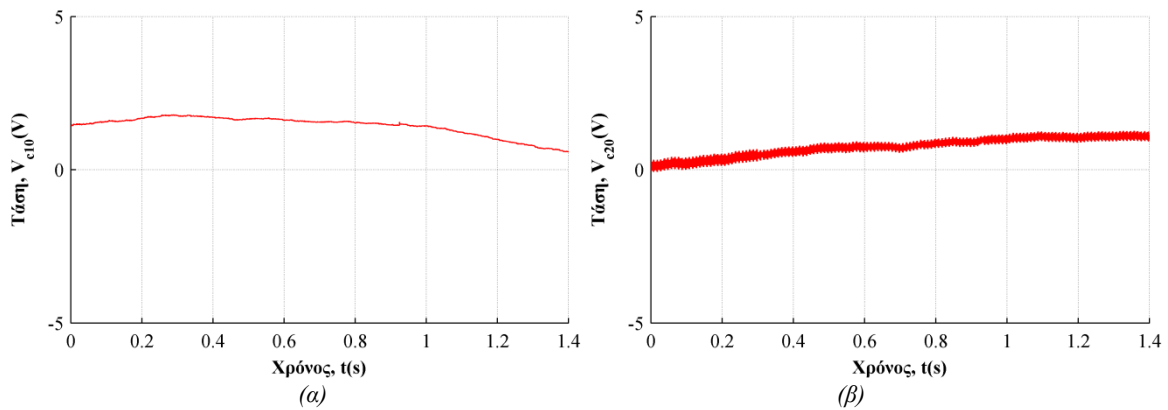
Σχ. 7.41. Τάση και ρεύμα δικτύου. (α) Μία περίοδος. (β) Συνολική λειτουργία.

Εκτός από την εμφάνιση ελαφρά επαγωγικού συντελεστή ισχύος, διακυμάνσεις στη λειτουργία του ελεγκτή εμφανίζονται και στις δύο τάσεις των DC ζυγών όπως παρουσιάζονται στο Σχ. 7.42. Ωστόσο, πρέπει να σημειωθεί ότι επιτυγχάνεται η παρακολούθηση του σημείου μέγιστης ισχύος ανεξάρτητα για τις δύο βαθμίδες όπως φαίνεται ακόμα πιο έντονα τη χρονική στιγμή $t = 0.9$ s όπου η μία βαθμίδα συνεχίζει να παρακολουθεί το σημείο μέγιστης ισχύος, ενώ η δεύτερη βαθμίδα ακολουθεί τη νέα αναφορά τάσης.

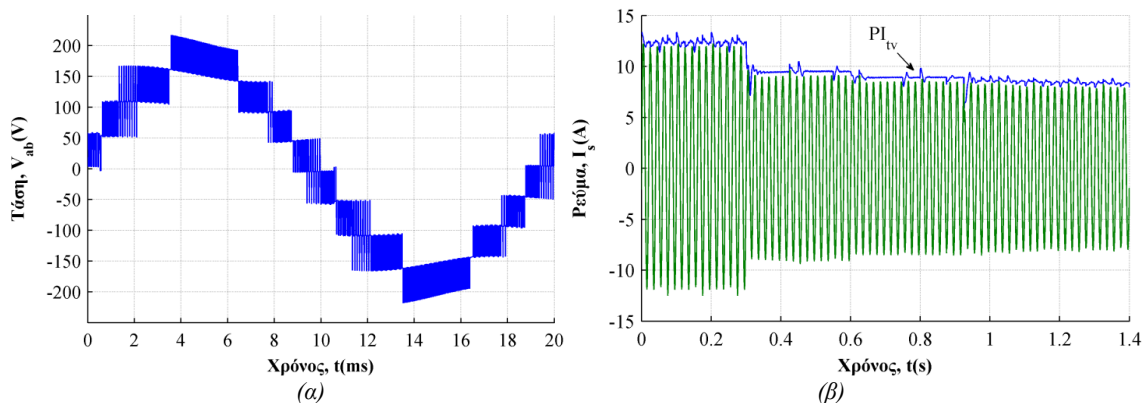


Σχ. 7.42. Τάση εισόδου. (α) 1^η βαθμίδα. (β) 2^η βαθμίδα.

Η διαφορά του επιπέδου της τάσης ανάμεσα στους πυκνωτές που απαρτίζουν τον κάθε DC ζυγό είναι της τάξεως των μερικών Volts, και εμφανίζει μεταβλητή συμπεριφορά, χωρίς να είναι δηλαδή σταθερά σε μία συγκεκριμένη τιμή. Φαίνεται ότι επηρεάζεται από τις μεταβολές που συμβαίνουν στο κύκλωμα και δεν είναι απόλυτα σταθερή όπως στην περίπτωση του προβλεπτικού ελεγκτή. Η συνολική τάση εξόδου του αντιστροφέα εμφανίζει 9 διακριτά επίπεδα τάσης. Εξαιτίας της υψηλότερης διακοπτικής συχνότητας που διαμορφώνεται, η τάση εξόδου αποτελείται από πυκνότερες διακριτές τιμές επιπέδων. Η έξοδος του πρώτου αναλογικού – ολοκληρωτικού ελεγκτή ισούται με τη μέγιστη τιμή του ρεύματος δικτύου όπως λήφθηκε υπόψη κατά τη φάση του σχεδιασμού.



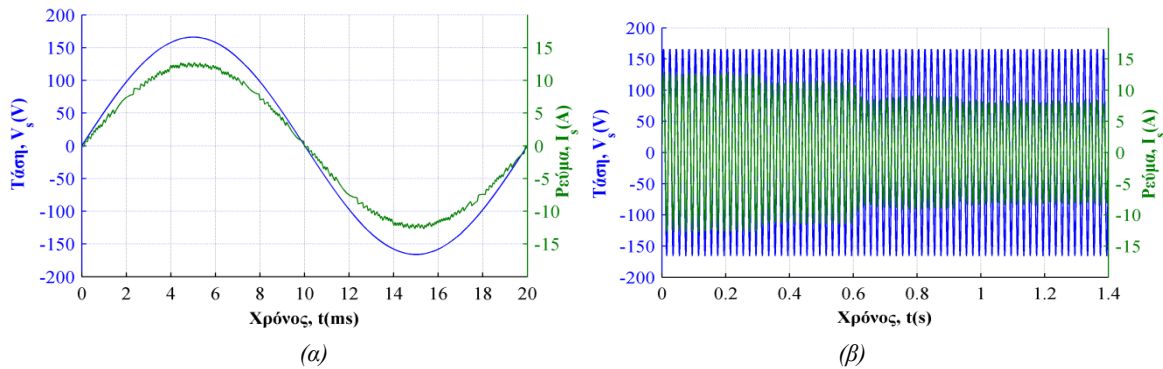
Σχ. 7.43. Δυναμικό ουδετέρου σημείου. (α) 1^η βαθμίδα. (β) 2^η βαθμίδα.



Σχ. 7.44. (α) Συνολική τάση εξόδου στους ακροδέκτες του αντιστροφέα. (β) Ρεύμα δικτύου και έξοδος του πρώτου αναλογικού – ολοκληρωτικού ελεγκτή.

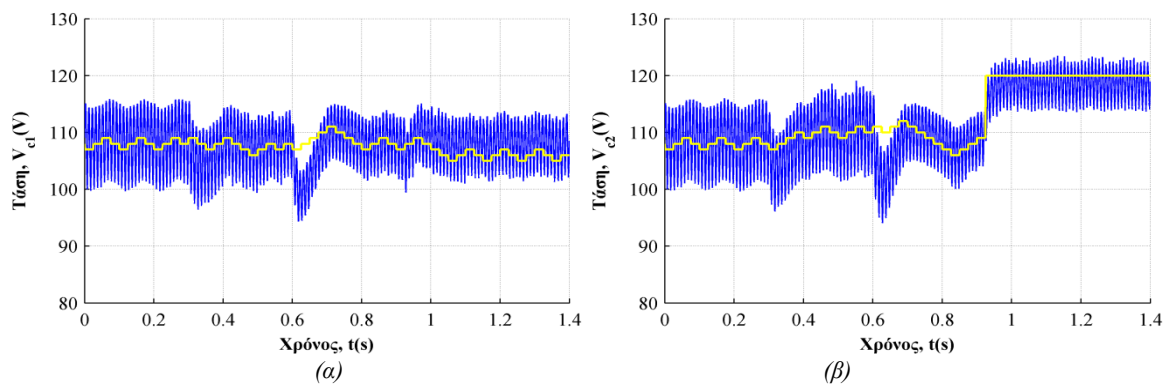
7.3.4.4 Προβλεπτικός ελεγκτής αλληλένδετων συμβατικών Η-γεφυρών (C-HB)

Η ευελιξία του προβλεπτικού ελεγκτή επιτρέπει την εύκολη εφαρμογή του σε διαφορετικού τύπου τοπολογίες με απλή τροποποίηση των εξισώσεων κατάστασης του συστήματος όπως παρουσιάζεται στην ενότητα 4.4. Τα αποτελέσματα από την εφαρμογή του αναμένεται να μη διαφοροποιούνται σημαντικά όσον αφορά τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του, αλλά οι όποιες διαφορές αναμένεται να είναι σημαντικές στα χαρακτηριστικά της τάσεως και του ρεύματος δικτύου.



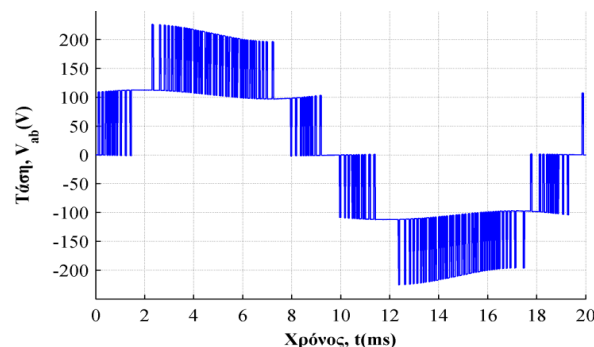
Σχ. 7.45. Τάση και ρεύμα δικτύου. (α) Μία περίοδος. (β) Συνολική λειτουργία.

Στο Σχ. 7.45 απεικονίζεται η τάση και το ρεύμα του δικτύου όπου ο συντελεστής ισχύος είναι σχεδόν ωμικός. Οι τάσεις στους δύο DC ζυγούς ακολουθούν πιστά τις αναφορές, ακόμα και στην περίπτωση των μεταβολών της ηλιακής ακτινοβολίας. Οι κυματομορφές του Σχ. 7.46 ομοιάζουν με αυτές του Σχ. 7.37 συγκρίνοντας τη λειτουργία των αλληλένδετων συμβατικών Η-γεφυρών και αυτή των NPC γεφυρών υπό τη λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή.



Σχ. 7.46. Τάση εισόδου. (α) 1^η βαθμίδα. (β) 2^η βαθμίδα.

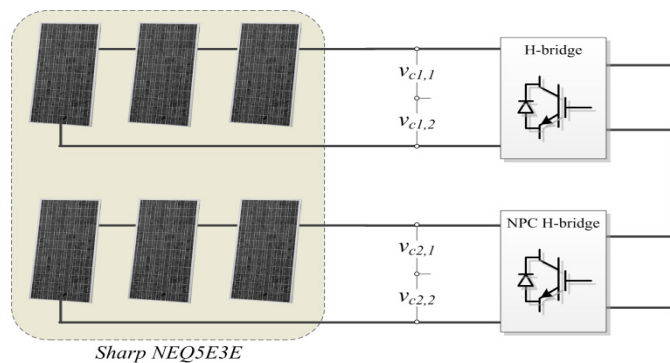
Η συνολική τάση εξόδου του αντιστροφέα που απεικονίζεται στο Σχ. 7.47 εμφανίζει 5 διακριτά επίπεδα τάσης εμφανίζοντας για την ίδια τιμή φίλτρου εισόδου μεγαλύτερο συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος δικτύου.



Σχ. 7.47. Συνολική τάση εξόδου στους ακροδέκτες του αντιστροφέα.

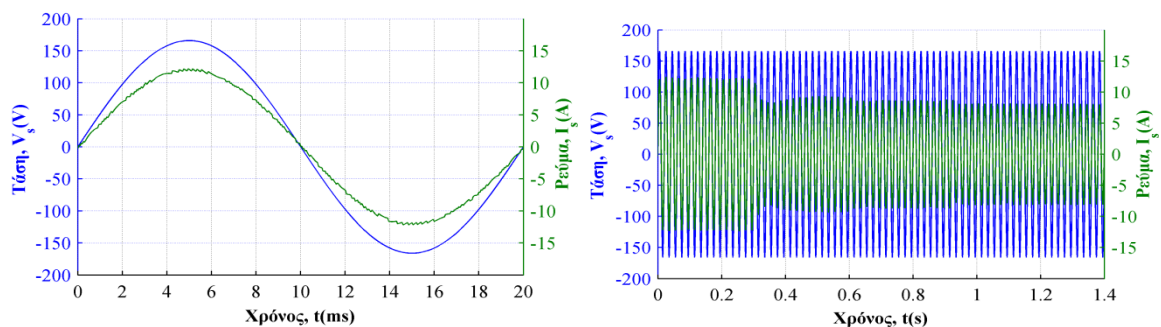
7.3.4.5 Προβλεπτικός ελεγκτής υβριδικού αντιστροφέα τάσης με NPC σκέλη (C-Hyb)

Η διάταξη του υβριδικού αντιστροφέα δύο αλληλένδετων Η-γεφυρών αποτελείται από μία συμβατική Η-γέφυρα και μία γέφυρα με NPC σκέλη, παρουσιάζεται στο Σχ. 7.48. Για την υλοποίηση του ελεγκτή ενός τέτοιου αντιστροφέα συνδυάζονται οι ελεγκτές που αναπτύσσονται στην ενότητα 7.3.4.2 και στην 7.3.4.4. Εξαιτίας της ανεξαρτησίας ανάμεσα στις δύο βαθμίδες που προσφέρει ο προβλεπτικός έλεγχος είναι δυνατή η λειτουργία ενός τέτοιου σχήματος ελέγχου, όπου αναμένεται η κάθε βαθμίδα να λειτουργεί σχεδόν ανεξάρτητα. Το γεγονός αυτό είναι εμφανές στο Σχ. 7.50 όπου η μεν 1^η βαθμίδα εμφανίζει μεγαλύτερη διακύμανση στην τάση του DC ζυγού εξαιτίας της χρησιμοποίησης της συμβατικής Η-γέφυρας, η δε 2^η λειτουργεί σχεδόν όμοια με την περίπτωση των δύο NPC πλήρων γεφυρών.

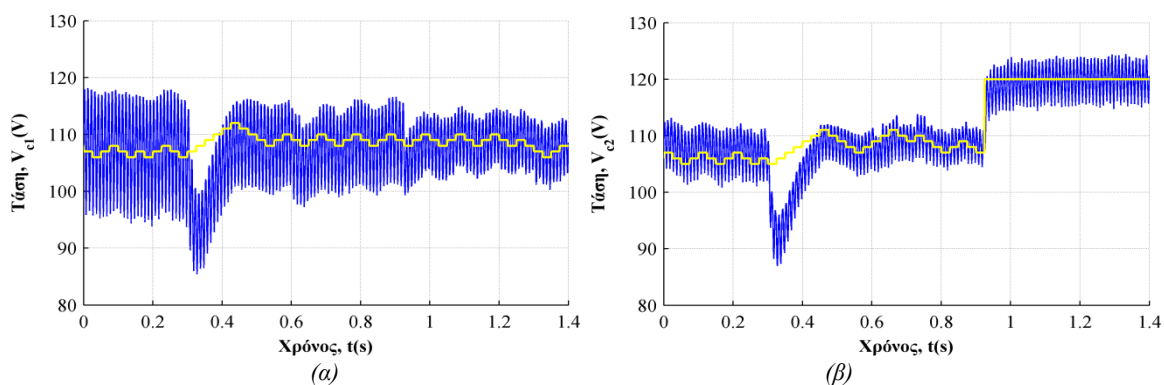


Σχ. 7.48. Διάταξη της Φ/Β συστοιχίας καθώς και του υβριδικού αντιστροφέα δύο αλληλένδετων Η-γεφυρών, μίας συμβατικής Η-γέφυρας και μίας με NPC σκέλη.

Η λειτουργία του αντιστροφέα υπό ωμικό συντελεστή ισχύος είναι εφικτή και σε αυτήν την περίπτωση όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.49. Η rms τιμή του ρεύματος του δικτύου παραμένει η ίδια όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις, δηλαδή οι συνθήκες διασύνδεσης με το δίκτυο δεν εξαρτώνται άμεσα από την τοπολογία, εκτός από την αρμονική παραμόρφωση που εξετάζεται σε επόμενη ενότητα.

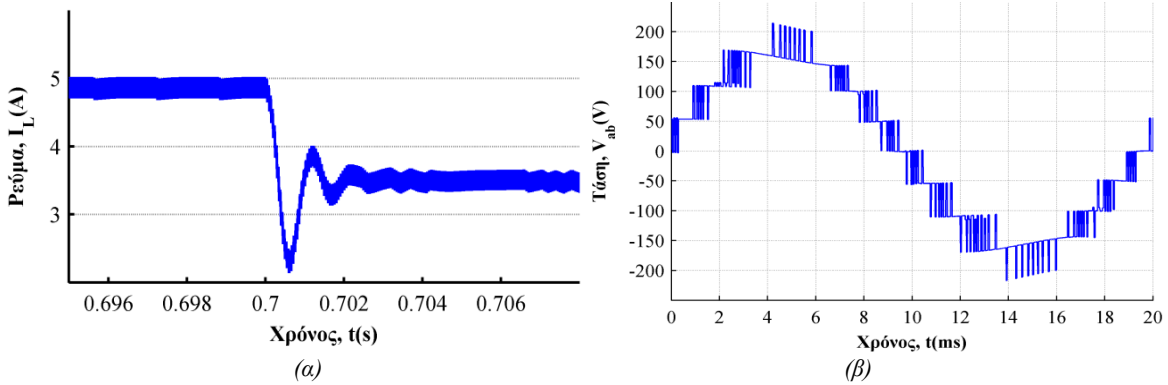


Σχ. 7.49. Τάση και ρεύμα δικτύου. (α) Μία περίοδος. (β) Συνολική λειτουργία.



Σχ. 7.50. Τάση εισόδου. (α) 1^η βαθμίδα. (β) 2^η βαθμίδα.

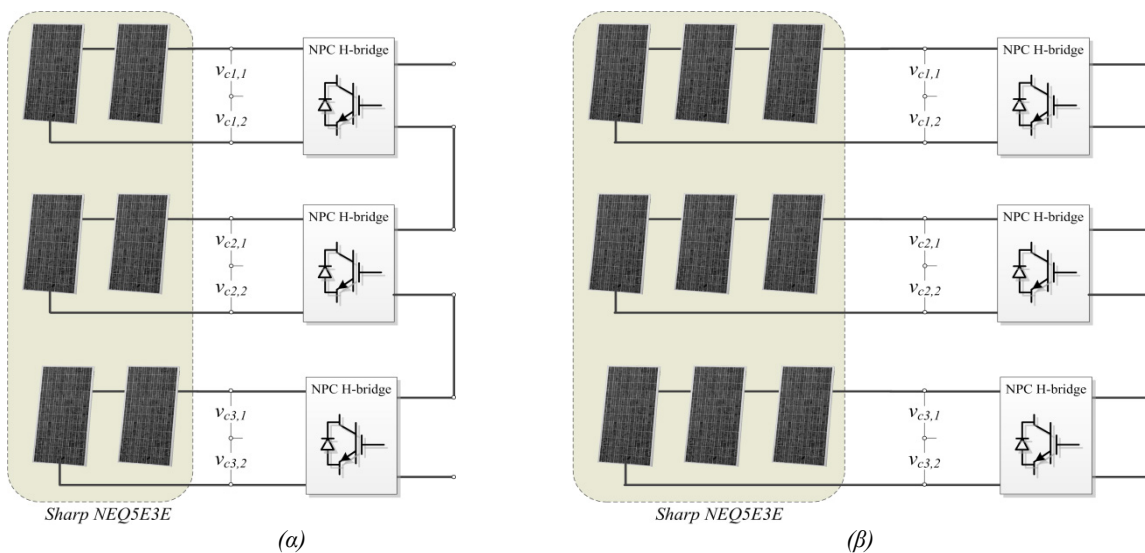
Στο Σχ. 7.51 απεικονίζεται η τάση του ουδετέρου σημείου του NPC αντιστροφέα η οποία διατηρείται σε χαμηλά επίπεδα, ενώ στο ίδιο σχήμα απεικονίζεται η τάση εξόδου της συνολική διάταξης του αντιστροφέα. Πρέπει να σημειωθεί ότι η τάση αυτή αποτελείται επίσης από 9 διακριτά επίπεδα όπως και στην περίπτωση των δύο αλληλένδετων Η-γεφυρών NPC αντιστροφέων τάσης. Ωστόσο εξαιτίας, του τρόπου δημιουργίας των επιπέδων αυτών αναμένεται να εμφανίζει μεγαλύτερο συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης τόσο η τάση όσο και το ρεύμα του δικτύου.



Σχ. 7.51. (α) Δυναμικό ουδετέρου σημείου. (β) Συνολική τάση εξόδου στους ακροδέκτες του αντιστροφέα.

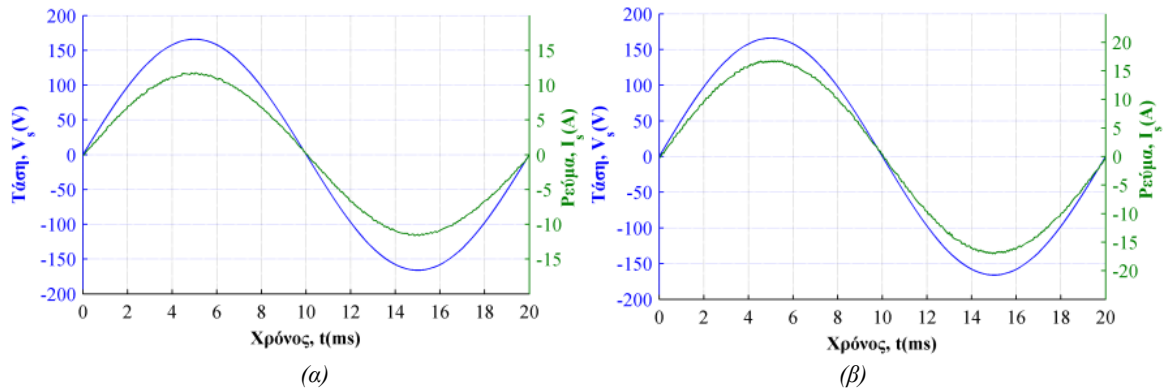
7.3.4.6 Προβλεπτικός ελεγκτής τριών εν σειρά συνδεδεμένων Η-γεφυρών με NPC σκέλη (C-NPC3)

Ενδιαφέρον παρουσιάζει η περίπτωση όπου αντί για δύο βαθμίδες, χρησιμοποιηθούν τρεις βαθμίδες. Σε αυτήν την περίπτωση, αναμένεται να λειτουργήσει το ίδιο ικανοποιητικά ο προβλεπτικός ελεγκτής εξαιτίας του μαθηματικού τρόπου που αντιμετωπίζει το πρόβλημα του ελέγχου. Οι παράμετροι εκείνοι που έχουν και σε αυτήν την περίπτωση ιδιαίτερη σημασία είναι τα διαφορετικά βάρη που χρησιμοποιούνται μέσω των σταθερών λ όπως αυτές ορίστηκαν.

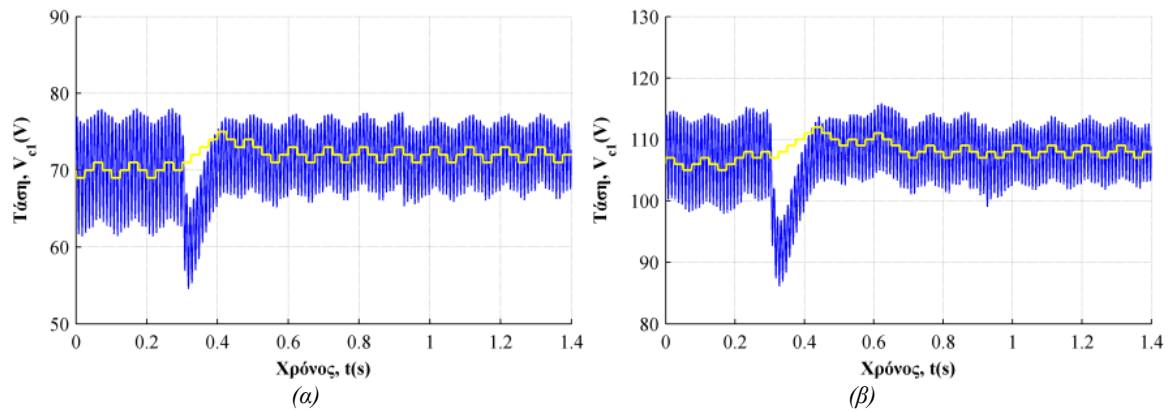


Σχ. 7.52. Διάταξη του αντιστροφέα τριών αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC σκέλη για δύο διαφορετικές διατάξεις Φ/Β συστοιχιών.

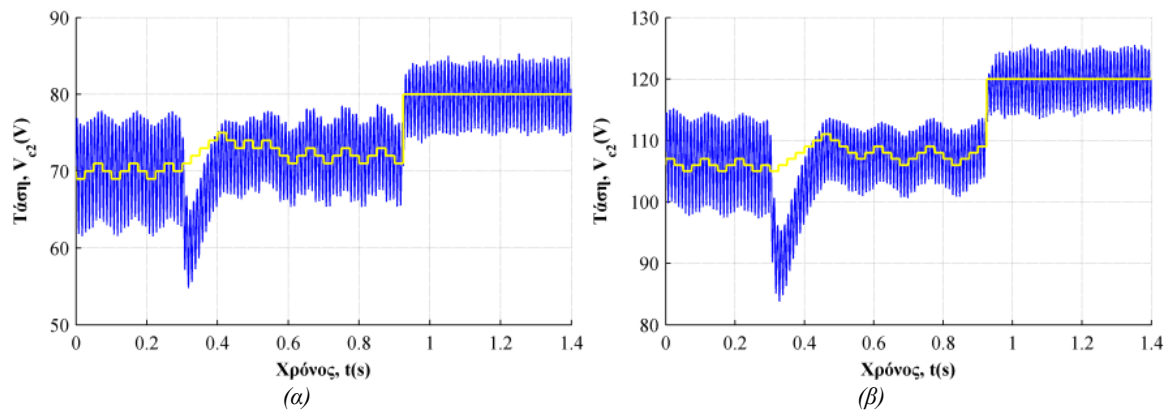
Από το Σχ. 7.53 είναι εμφανές ότι και στις δύο περιπτώσεις επιβάλλεται λειτουργία υπό ωμικό συντελεστή ισχύος. Εξαιτίας της προσθήκης περισσότερων Φ/Β πλαισίων στη μία από τις δύο συστοιχίες αυξημένο είναι και το ρεύμα που τροφοδοτείται στο δίκτυο. Στα Σχ. 7.54 - Σχ. 7.56 απεικονίζονται οι τάσεις των DC ζυγών και για τις δύο περιπτώσεις που εξετάζονται. Εκείνο που φυσικά διαφοροποιείται είναι το επίπεδο της τάσης των DC ζυγών. Η ανεξαρτησία του ελέγχου των τριών βαθμίδων είναι εμφανής και σχεδόν πανομοιότυπη και για τις δύο περιπτώσεις, παρόλη τη διαφοροποίηση που εμφανίζουν.



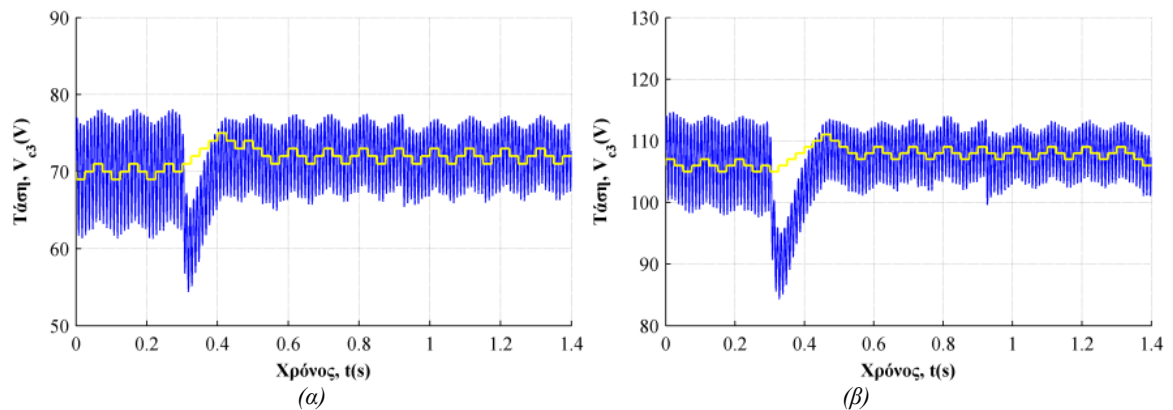
Σχ. 7.53. Τάση και ρεύμα δικτύου της διάταξης του Σχ. 7.52α. (α) και Σχ. 7.52β. (β).



Σχ. 7.54. Τάση εισόδου της 1^{ης} βαθμίδας της διάταξης του Σχ. 7.52α. (α) και Σχ. 7.52β. (β).

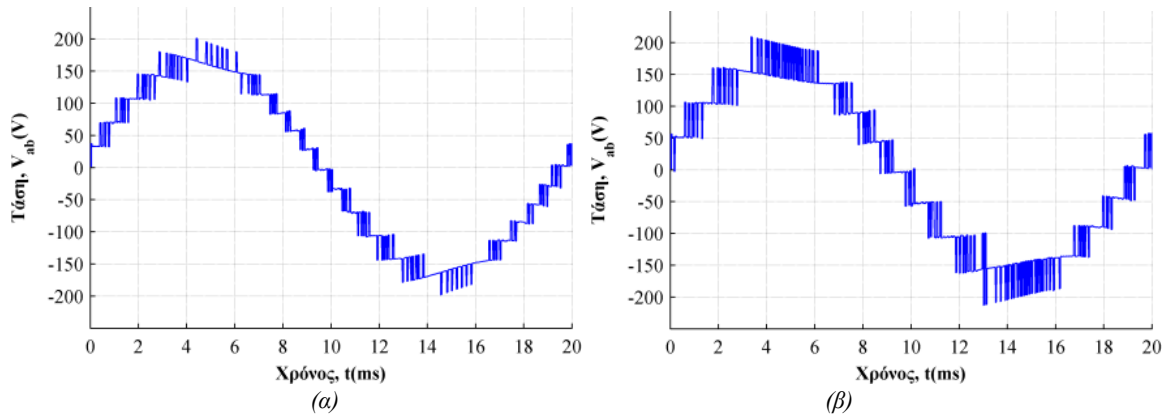


Σχ. 7.55. Τάση εισόδου της 2^{ης} βαθμίδας της διάταξης του Σχ. 7.52α. (α) και Σχ. 7.52β. (β).



Σχ. 7.56. Τάση εισόδου της 3^{ης} βαθμίδας της διάταξης του Σχ. 7.52α. (α) και Σχ. 7.52β. (β).

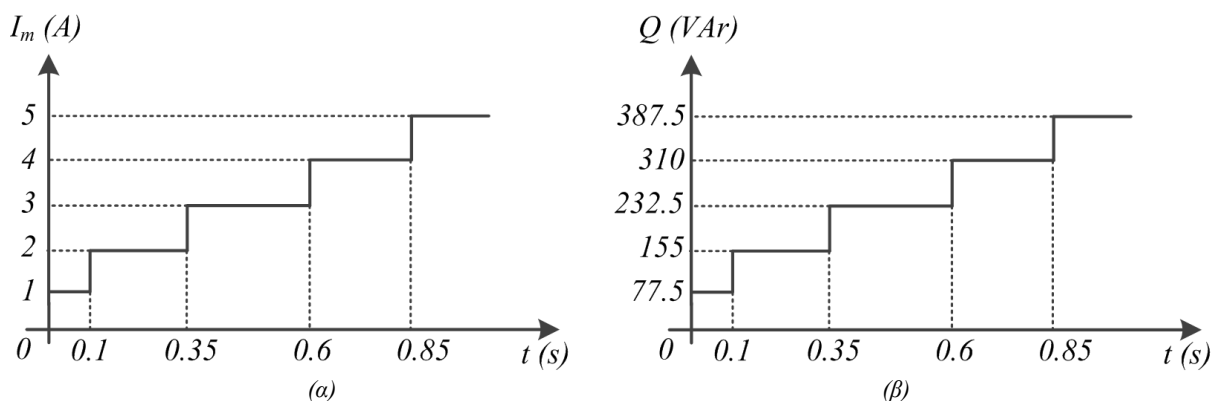
Στο Σχ. 7.57 απεικονίζονται οι τάσεις εξόδου της διάταξης, καθώς και τα 13 διακριτά επίπεδα που διαμορφώνονται σε αυτή. Στη δεύτερη περίπτωση δεν εμφανίζεται το ίδιο πλήθος διακριτών επιπέδων εξαιτίας του γεγονότος ότι η τάση εξόδου της διάταξης είναι σημαντικά μεγάλη σε σύγκριση με την τάση του δικτύου.



Σχ. 7.57. Τάση εξόδου στους ακροδέκτες του αντιστροφέα Ρεύμα εξόδου της Φ/Β συστοιχίας της 1^{ης} βαθμίδας της διάταξης του Σχ. 7.52α. (α) και Σχ. 7.52β. (β).

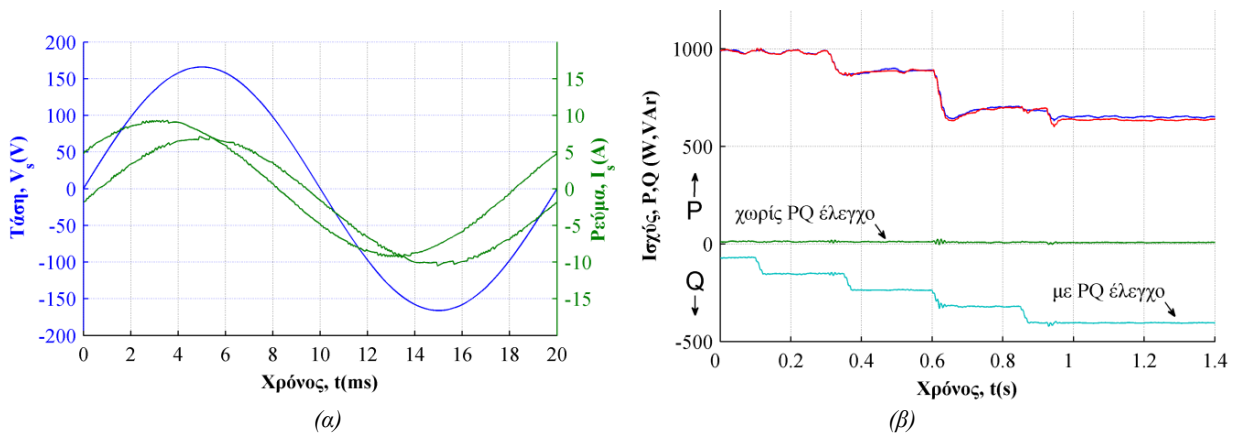
7.3.4.7 Έλεγχος ενεργού και αέργου ισχύος

Για την επιβεβαίωση του σχήματος ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος που παρουσιάζεται στην ενότητα 5.5 προκαλείται μεταβολή στην άεργο συνιστώσα της ισχύος όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.58 με βήμα αέργου ισχύος της τάξεως των 75 VAr, που αντιστοιχεί σε ακέραια πολλαπλάσια της συνιστώσας του ρεύματος στο φανταστικό άξονα.



Σχ. 7.58. Μεταβολή της αέργου ισχύος.

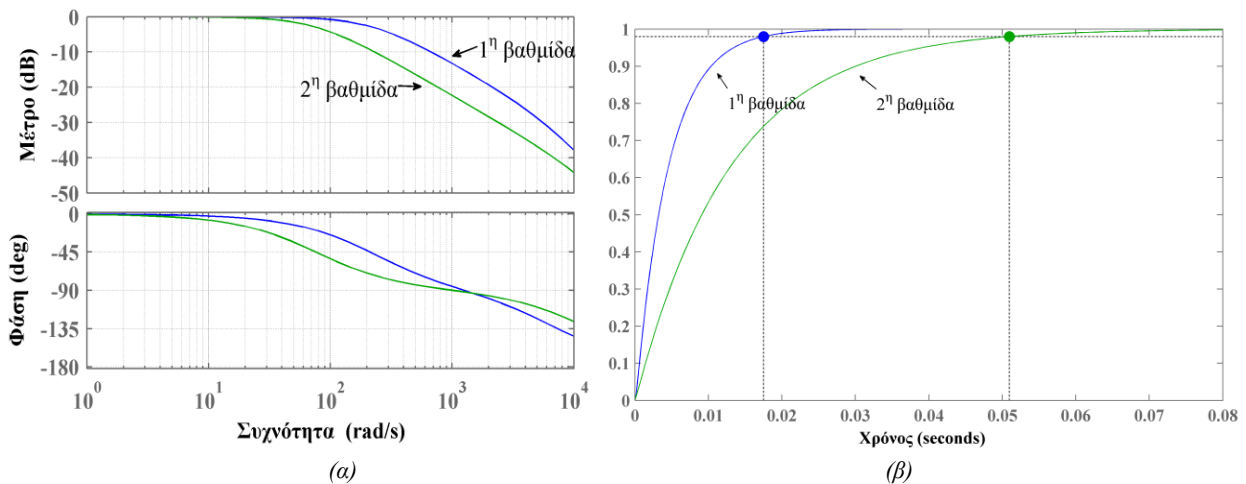
Στο Σχ. 7.59α απεικονίζεται το ρεύμα υπό δύο συνθήκες λειτουργίας για διαφορετική τιμή προσδιδόμενης στο δίκτυο αέργου ισχύος. Όπως είναι εμφανές η κυματομορφή του ρεύματος προηγείται της τάσεως, και καθώς αυξάνεται η απαίτηση αέργου ισχύος, αυξάνεται και η απόκλιση των δύο κυματομορφών. Στο Σχ. 7.59β παρουσιάζονται οι κυματομορφές ενεργού και αέργου ισχύος για τη λειτουργία με ωμικό συντελεστή ισχύος όπου η παραγόμενη άεργος ισχύς είναι μηδενική, αλλά και για τη λειτουργία όπου πραγματοποιείται PQ έλεγχος. Πρέπει να σημειωθεί ότι και στις δύο περιπτώσεις η παραγόμενη ενεργός ισχύς παραμένει σχεδόν σταθερή, γεγονός που αποδεικνύει την ανεξαρτησία που παρέχει ο PQ έλεγχος που πραγματοποιείται.



Σχ. 7.59. Έλεγχος της ενεργού και άεργου ισχύος. (α) Ρεύματα δικτύου. (β) Ενεργός και άεργος ισχύς.

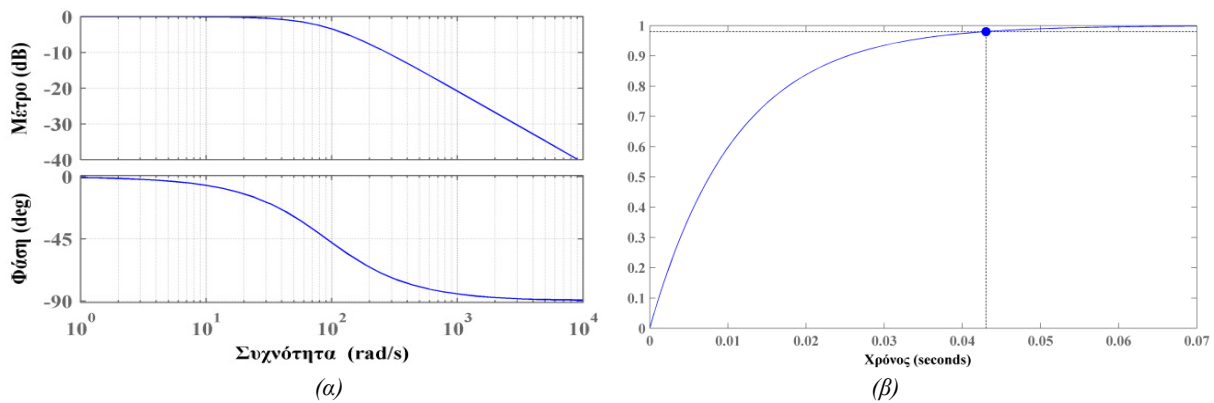
7.3.4.8 Ρύθμιση των κερδών των αναλογικών ολοκληρωτικών ελεγκτών

Όλοι οι ελεγκτές που παρουσιάζονται στις προηγούμενες ενότητες λειτουργούν υπό τον ίδιο χρόνο δειγματοληψίας $T_s = 50 \mu\text{s}$. Όσον αφορά το σχήμα ελέγχου του συμβατικού ελεγκτή αναμένεται η πρώτη βαθμίδα να φέρει το μεγαλύτερο βάρος στην περίπτωση μεταβατικών φαινομένων εξαιτίας ότι το σφάλμα του πρώτου ελεγκτή της πρώτης βαθμίδας υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την πραγματική και την τάση αναφοράς όλων των βαθμίδων. Επιπλέον, αυτή η βαθμίδα έχει επίσης την ευθύνη να παρακολουθεί με ακρίβεια το επιθυμητό ρεύμα δικτύου, ρυθμίζοντας την έξοδο του δεύτερου στη σειρά ελεγκτή χρησιμοποιώντας την έξοδο των ελεγκτών των υπόλοιπων βαθμίδων. Κάθε ένας από τους εναπομείναντες ελεγκτές θέτει την αναφορά για την κάθε μία βαθμίδα. Το αναλογικό και ολοκληρωτικό κέρδος του πρώτου ελεγκτή είναι 0.367 και 10, αντίστοιχα. Ο πρόσθετος PI ελεγκτής έχει κέρδη ίσα με 0.288 και 833, θεωρώντας ότι το ολοκληρωτικό κέρδος υπολογίζεται διαιρώντας με το χρόνο δειγματοληψίας [33]. Το διάγραμμα Bode και η βηματική απόκριση του ελεγκτή της πρώτης βαθμίδας απεικονίζεται στο Σχ. 7.61.



Σχ. 7.60. Συμβατικός ελεγκτής. (α) Διάγραμμα Bode. (β) Βηματική απόκριση.

Όσον αφορά τον προβλεπτικό ελεγκτή, ο οποίος εξετάζεται υπό τις ίδιες παραμέτρους με τον συμβατικό ελεγκτή, οι αναλογικοί – ολοκληρωτικοί ελεγκτές φέρουν την ίδια ευθύνη για τη σταθεροποίηση του συστήματος κυρίως μετά από μεταβατικά φαινόμενα, καθώς κάθε ένας ελέγχει και μία στοιχειοσειρά. Τα κέρδη υπολογίζονται ίσα με 0.1 και 20 αντίστοιχα, ενώ οι χρησιμοποιηθείσες σταθερές λ υπολογίζονται ίσες με $\lambda_i = 1/10$ και $\lambda_v = 1/240$.

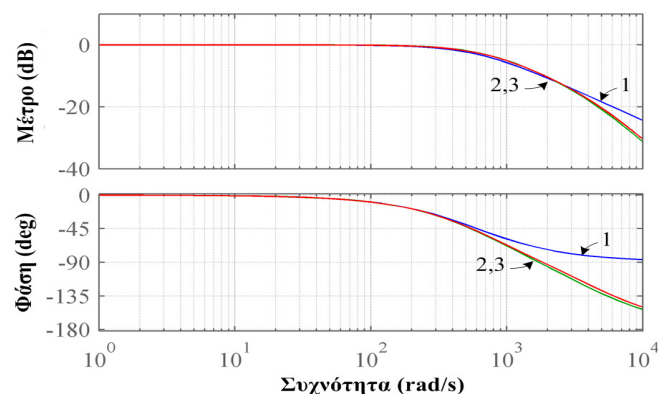


Σχ. 7.61. Προβλεπτικός ελεγκτής. (α) Διάγραμμα Bode. (β) Βηματική απόκριση.

Από τις βηματικές μεταβολές αλλά και από τα διαγράμματα Bode γίνεται σαφές ότι και οι δύο τεχνικές εμφανίζουν παρόμοιους χρόνους αποκατάστασης, κάτι που ενδυναμώνει τα αποτελέσματα των συγκρίσεων που παρουσιάζονται.

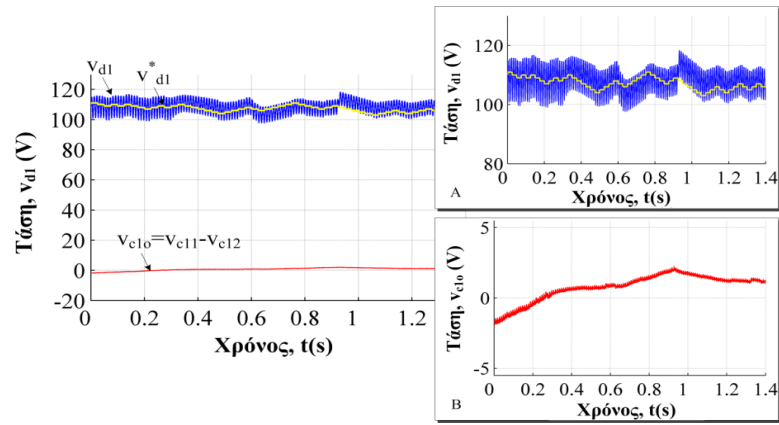
7.3.4.8.1 Εφαρμογή ίδιας διακοπτικής συχνότητας

Για λόγους σύγκρισης των αποτελεσμάτων των δύο ελεγκτών εξετάζεται η πρόσθετη περίπτωση όπου η διακοπτική συχνότητα για το συμβατικό ελεγκτή είναι ίση με 2.5 kHz, δηλαδή η μέση τιμή της διακοπτικής συχνότητας που εφαρμόζεται στην περίπτωση του προβλεπτικού ελεγκτή, και η τιμή του φίλτρου εισόδου είναι ίδια και ίση με 5.85 mH. Η τελευταία παραδοχή σύμφωνα με την ανάλυση που προηγήθηκε αναμένεται να μειώσει τόσο το συντελεστή ισχύος όσο και το συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης. Συνεπώς, η επιλογή της κατάλληλης τιμής επαγωγής είναι ένας συμβιβασμός ανάμεσα στο συντελεστή ισχύος και την αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου. Επιπλέον, ο χρόνος δειγματοληψίας που υιοθετείται τόσο για την περίπτωση των προσομοιώσεων όσο και κατά τη διεξαγωγή των πειραμάτων είναι ίσος με $T_s = 120 \mu\text{s}$. Τα κέρδη του αναλογικού και ολοκληρωτικού ελεγκτή PI_{IV} , για τις δύο περιπτώσεις των ελεγκτών είναι 1 και 10 αντίστοιχα. Τα κέρδη για τον PI_V ελεγκτή για τον επιπρόσθετο βρόχο ελέγχου τάσης του συμβατικού ελεγκτή είναι 0.01 και 10, όπου το κέρδος του αναλογικού ελεγκτή ισοδυναμεί με $k_i/(T_s \cdot k_p)$. Το διάγραμμα Bode απεικονίζεται στο Σχ. 7.62 αποδεικνύοντας ότι η απόκριση στη συχνότητα για τους δύο ελεγκτές είναι σύμφωνη.

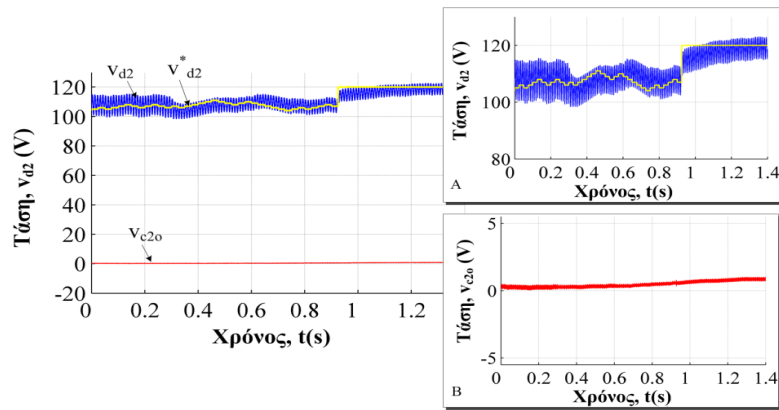


Σχ. 7.62. Διάγραμμα Bode συμβατικού (1: PI_{IV} , 2: PI_V) και προβλεπτικού ελεγκτή (3: PI_{IV}).

Στο Σχ. 7.63 και στο Σχ. 7.64 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης από τους δύο ελεγκτές χρησιμοποιώντας τα προαναφερθέντα κέρδη αυτής της ενότητας. Σε σύγκριση με τη ρύθμιση των κερδών όπως αυτή προηγείται είναι εμφανές ότι και στις δύο περιπτώσεις οι τάσεις των βαθμίδων παραμένουν απόλυτα σταθερές στην περίπτωση του προβλεπτικού ελεγκτή, ενώ εμφανίζουν μικρές ταλαντώσεις στην περίπτωση του συμβατικού. Με αυτή τη ρύθμιση των κερδών το σύστημα είναι περισσότερο εύρωστο τόσο σε μεταβολές της τάσεως αναφοράς όσο και σε εξωτερικές επιδράσεις όπως αυτή της ηλιακής ακτινοβολίας.

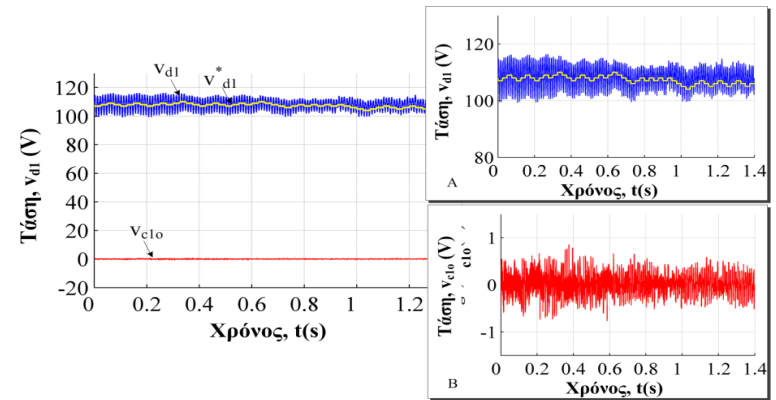


(α)

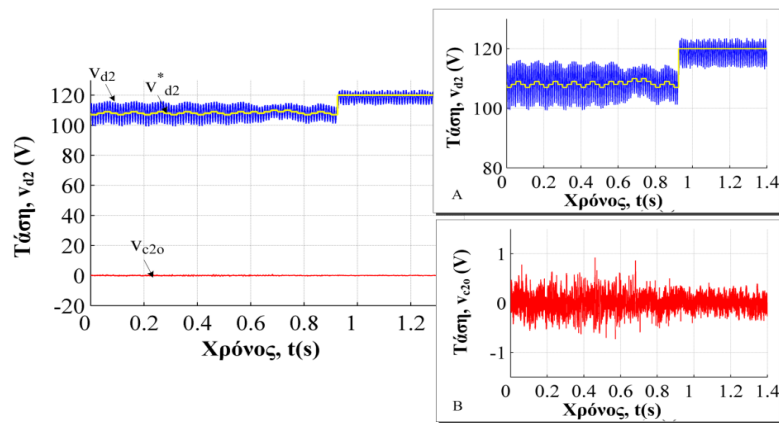


(β)

Σχ. 7.63. Τάση εξόδου της 1^{ης} και 2^{ης} βαθμίδας για τον συμβατικό ελεγκτή.



(α)

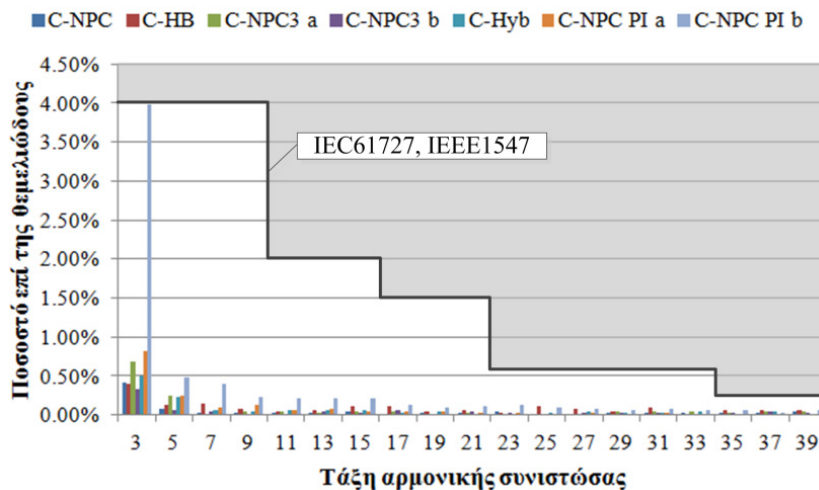


(β)

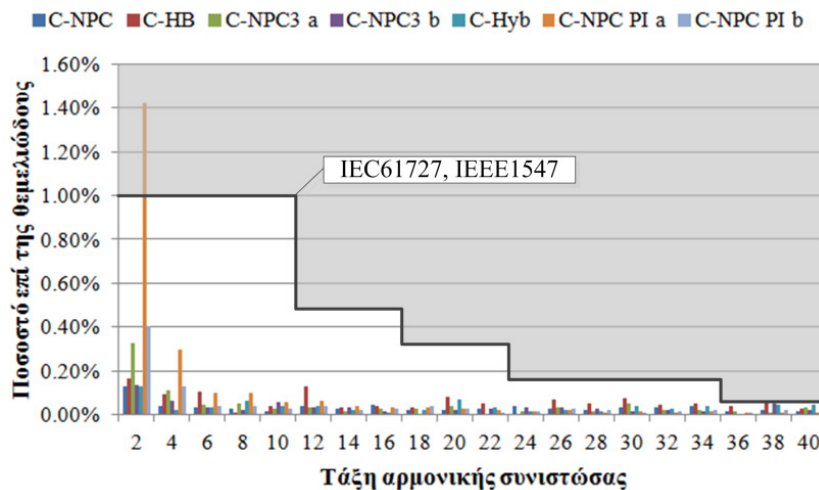
Σχ. 7.64. Τάση εξόδου της 1^{ης} και 2^{ης} βαθμίδας για τον προβλεπτικό ελεγκτή.

7.3.4.9 Αρμονική παραμόρφωση – Συμμόρφωση με τα διεθνή πρότυπα

Για τη διασύνδεση των τοπολογιών που εξετάζονται στις προηγούμενες ενότητες είναι απαραίτητο να πληρούνται οι προδιαγραφές των διεθνών προτύπων όπως αυτά παρουσιάζονται στην ενότητα 7.3.1 [221], [223], [226]. Στο Σχ. 7.65 και Σχ. 7.66 παρουσιάζεται η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου υπό συμμετρική λειτουργία όσον αφορά τις περιττές και άρτιες αρμονικές αντίστοιχα. Όλοι οι ελεγκτές παρουσιάζουν περιττές αρμονικές συνιστώσες εντός των ορίων, με τον συμβατικό ελεγκτή να παρουσιάζει σημαντικά αυξημένη 3^η αρμονική συνιστώσας. Όσον αφορά τις άρτιες αρμονικές συνιστώσες, πρόβλημα επίσης εντοπίζεται στον συμβατικό ελεγκτή. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι ελεγκτές με την ονομασία C-NPC PI a και b αφορούν το συμβατικό ελεγκτή υπό δύο διαφορετικές τιμές επαγωγής φίλτρου εισόδου, 0.85 και 5.85 mH.

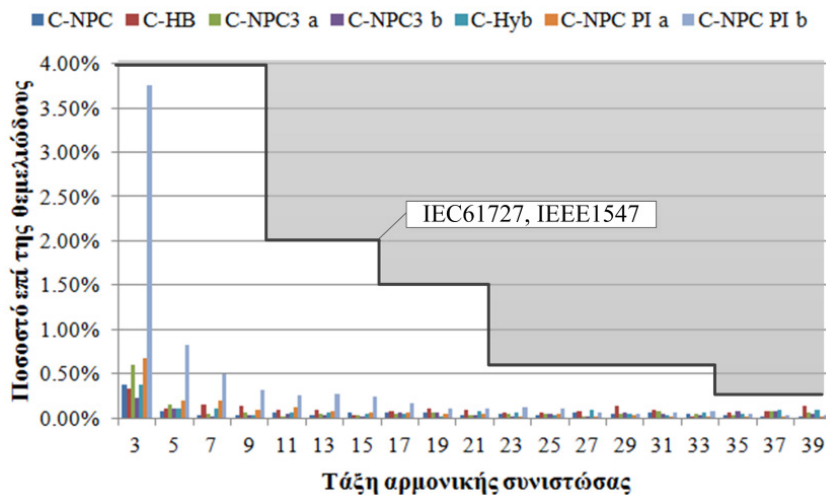


Σχ. 7.65. Αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου υπό συμμετρική λειτουργία (περιττές αρμονικές συνιστώσες).

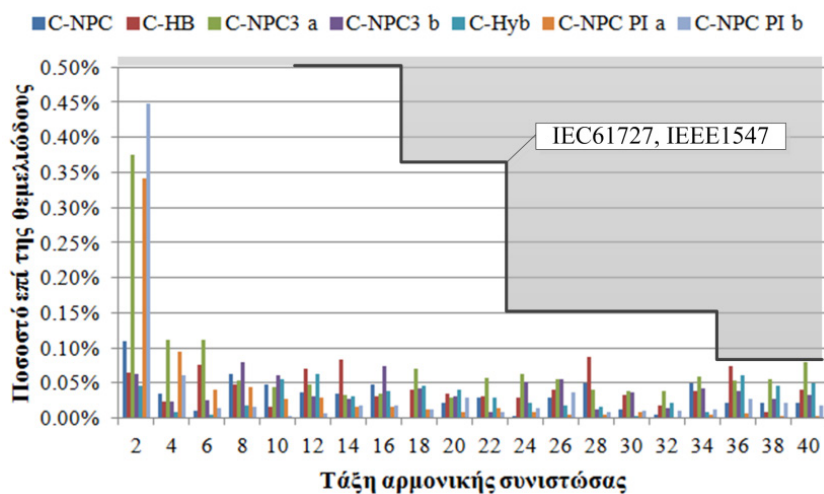


Σχ. 7.66. Αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου υπό συμμετρική λειτουργία (άρτιες αρμονικές συνιστώσες).

Η σύγκριση με την αρμονική παραμόρφωση κατά τη φάση της λειτουργίας υπό ασύμμετρη λειτουργία παρουσιάζεται στο Σχ. 7.67 και Σχ. 7.68. Και κατά τη λειτουργία αυτή, πρόβλημα όσον αφορά την αρμονική παραμόρφωση εμφανίζεται και πάλι στον συμβατικό ελεγκτή, ενώ οι υπόλοιποι ελεγκτές παρουσιάζουν σχεδόν την ίδια συμπεριφορά. Οι άρτιες αρμονικές συνιστώσες στην περίπτωση αυτή είναι εντός των ορίων για όλους τους ελεγκτές.



Σχ. 7.67. Αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου υπό ασύμμετρη λειτουργία (περιττές αρμονικές συνιστώσες).



Σχ. 7.68. Αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου υπό ασύμμετρη λειτουργία (άρτιες αρμονικές συνιστώσες).

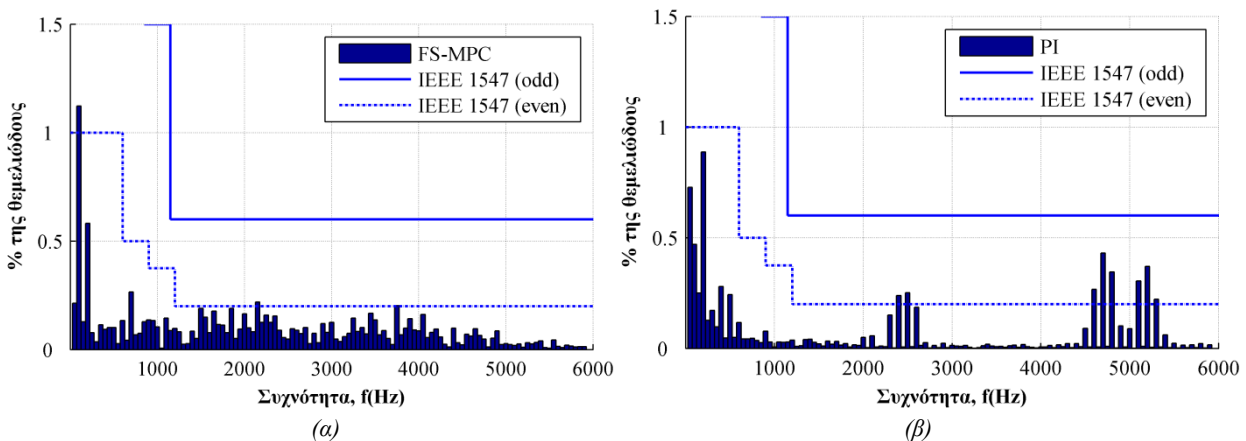
Στον Πιν. 7.6 συνοψίζονται τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στα προηγούμενα γραφήματα. Όπως προκύπτει ήδη από τα γραφήματα, ο συμβατικός ελεγκτής εμφανίζει το μεγαλύτερο συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης, ο οποίος επηρεάζεται εμφανώς και από τη συμμετρική και ασύμμετρη λειτουργία. Οι προβλεπτικοί ελεγκτές εμφανίζουν συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης για το ρεύμα δικτύου μικρότερο του 1%. Μόνο στην περίπτωση της συμβατικής Η-γέφυρας υπάρχει μία σημαντική διαφοροποίηση ανάμεσα στη συμμετρική και ασύμμετρη λειτουργία. Συγκρίνοντας τις δύο περιπτώσεις για το συμβατικό ελεγκτή, είναι αξιοσημείωτο ότι αύξηση της τιμής του πηνίου μειώνει την αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος, ωστόσο ο μέγιστος συντελεστής ισχύος που επιτυγχάνεται είναι 0.95 εν συγκρίσει με το 0.98.

Πιν. 7.6. Συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος και της τάσης υπό συμμετρική και ασύμμετρη λειτουργία.

	Συμμετρική λειτουργία			Ασύμμετρη λειτουργία		
	THDi (%)	DCi (%)	THDv (%)	THDi (%)	DCi (%)	THDv (%)
C-NPC	0.62	0.17	6.41	0.61	0.13	6.04
C-HB	0.82	0.17	9.73	1.44	0.01	18.74
C-NPC3 a	0.87	0.19	4.47	0.87	0.17	4.04
C-NPC3 b	0.49	0.07	6.37	0.52	0.08	6.32
C-Hyb	0.70	0.06	6.14	0.73	0.04	6.43
C-NPC PI a	1.76	0.65	18.76	1.02	0.08	18.46
C-NPC PI b	4.56	0.51	17.52	4.88	0.45	17.34

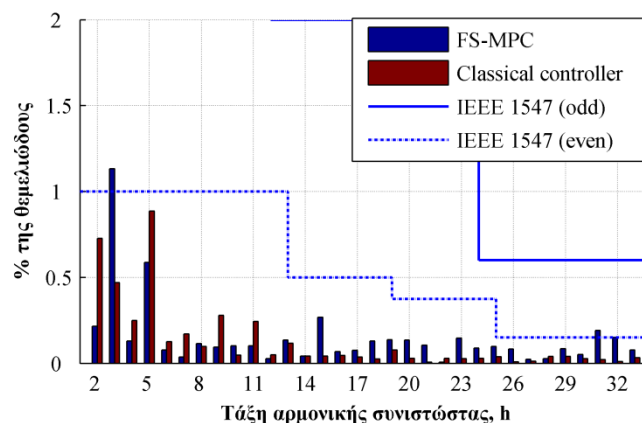
7.3.4.9.1 Αρμονική παραμόρφωση υπό ίδιο χρόνο δειγματοληψίας

Εφαρμόζοντας για την περίπτωση του συμβατικού ελεγκτή μικρότερη διακοπτική συχνότητα και ίση με 2.5 kHz όπως περιγράφηκε στην υποενότητα 7.3.4.8.1, και τροποποιώντας τα κέρδη των ελεγκτών για περισσότερο εύρωστη συμπεριφορά προκύπτει η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.69. Και σε αυτήν την περίπτωση η αρμονική παραμόρφωση για τη περίπτωση του συμβατικού ελεγκτή υποδεικνύει την ανάγκη για χρήση φίλτρου ανώτερης τάξης στην πλευρά του δικτύου, ενώ ο προβλεπτικός ελεγκτής πληροί τις προδιαγραφές των προτύπων. Μία πιθανή αύξηση της διακοπτικής συχνότητας για το συμβατικό ελεγκτή δεν εξαλείφει την ανάγκη για φίλτρο εισόδου, αλλά περιορίζει τις τιμές των μεγεθών του.



Σχ. 7.69. Φάσμα συχνοτήτων του ρεύματος δικτύου. (α) Προβλεπτικός ελεγκτής. (β) Συμβατικό ελεγκτής.

Στο Σχ. 7.70 απεικονίζεται ένα συγκριτικό διάγραμμα του φάσματος συχνοτήτων του ρεύματος δικτύου για τις δύο υπό εξέταση περιπτώσεις εστιάζοντας κυρίως έως την 33^η αρμονική συνιστώσα. Τα αποτελέσματα για τους δύο ελεγκτές είναι εξίσου ικανοποιητικά στην περιοχή αυτή των συχνοτήτων και πλήρως συμμορφωμένα με τα διεθνή πρότυπα. Πρέπει να σημειωθεί ότι και στις δύο περιπτώσεις χρησιμοποιείται η ίδια τιμή επαγωγής του φίλτρου εισόδου.



Σχ. 7.70. Φάσμα συχνοτήτων ρεύματος δικτύου για του δύο ελεγκτές.

Στον Πιν. 7.7 συνοψίζονται τα κύρια χαρακτηριστικά των ελεγκτών όπως αυτά προκύπτουν από το μοντέλο αναπαράστασης. Εξαιτίας της ίδιας εφαρμοζόμενης διακοπτικής συχνότητας ο αριθμός των μεταγωγών για τους δύο ελεγκτές είναι ίσος με 420 για μία χρονική περίοδο, ενώ η απόδοση υπολογίζεται ίση με 95-96%. Ωστόσο, επειδή τα διακοπτικά στοιχεία έχουν μοντελοποιηθεί με τα βασικά τους χαρακτηριστικά, και ο αριθμός των μεταγωγών είναι περίπου ίσος, τα αποτελέσματα της σύγκρισης έχουν θεωρητική αξία.

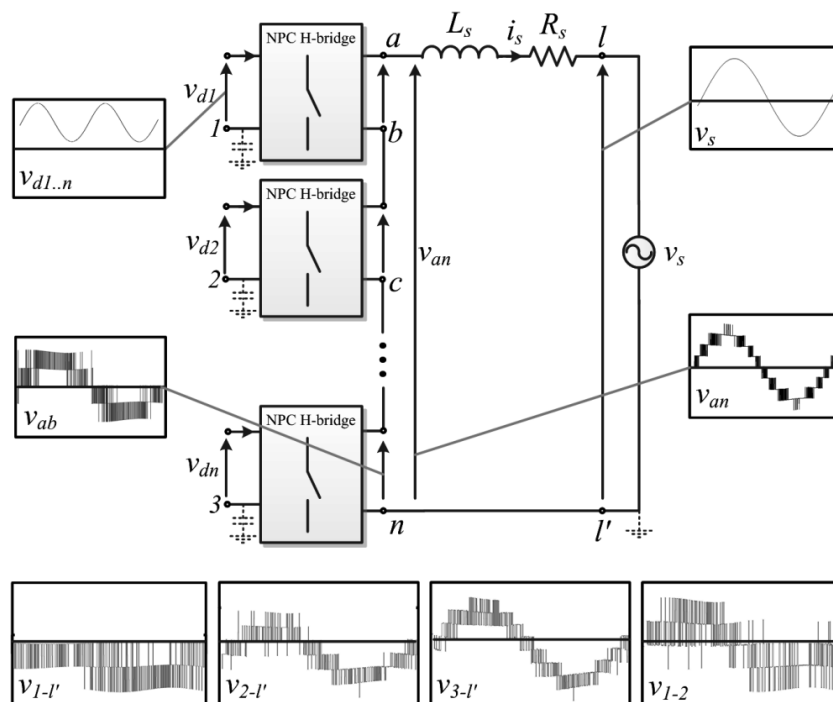
Πιν. 7.7. Συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος και της τάσης υπό συμμετρική και ασύμμετρη λειτουργία.

Ελεγκτής	Συμβατικός	Προβλεπτικός
T_s (μs)	120	120
THD _c (%)	1.71	2.11
L (mH)	5.85	5.85
PF	0.95	~1
Απόδοση	95-96	95-96

Ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος είναι οριακά μικρότερος στην περίπτωση του συμβατικού ελεγκτή υπό την ίδια τιμή επαγωγής. Η βασική απόκλιση ανάμεσα στους δύο ελεγκτές είναι το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος όπως αυτό παρουσιάζεται. Το φάσμα συχνοτήτων του ρεύματος για τον προβλεπτικό ελεγκτή εμφανίζει ανεπαίσθητα αυξημένες τιμές για τις υψηλότερης τάξης αρμονικές στην περιοχή συχνοτήτων 1.5 έως 4 kHz, ενώ ο συμβατικός ελεγκτής απαιτεί τη χρήση φίλτρου ανώτερης τάξης για τον περιορισμό των διακοπτικών συχνοτήτων.

7.3.4.10 Διερεύνηση των ρευμάτων διαρροής

Στα διασυνδεδεμένα με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας συστήματα ανακύπτουν ζητήματα που σχετίζονται με ρεύματα διαρροής ως προς τη γη. Το φαινόμενο αυτό εμφανίζεται κυρίως στις περιπτώσεις Φ/Β συστημάτων, καθώς τα Φ/Β πλαίσια συνδέονται με τη γη μέσω παρασιτικών χωρητικότητας ανάμεσα στο Φ/Β στοιχείο και το γειωμένο πλαίσιο στήριξης. Η ύπαρξη εναλλασσόμενης συνιστώσας στην τάση στα άκρα των χωρητικότητας αυτών, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.71 για τις τάσεις $v_{2-l'}$ και $v_{3-l'}$, προκαλεί τη ροή ρεύματος ως προς τη γη.



Σχ. 7.71. Διερεύνηση των ρευμάτων διαρροής.

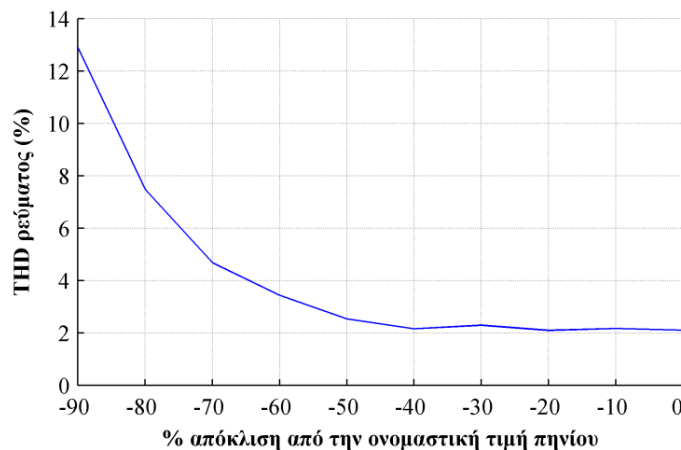
Οι συνιστώσες του ρεύματος που εμφανίζουν υψηλή συχνότητα, εκτός από το γεγονός ότι καταστρέφουν το ίδιο το Φ/Β πλαίσιο, παράγουν ρεύματα υψηλών συχνοτήτων τα οποία καθιστούν αναγκαία τη μέριμνα ακόμα και στην περίπτωση των συμβατικών μετατροπέων [224]. Οι τοπολογίες αντιστροφών με αλληλένδετες βαθμίδες απαιτούν ακόμα περισσότερη προσοχή εξαιτίας του δυναμικού που αναπτύσσεται, v_{1-2} , ανάμεσα στις διαφορετικές βαθμίδες, ενώ η απουσία ενός πιο πολύπλοκου φίλτρου εξασφαλίζει ότι η τάση $v_{1-l'}$ θα εμφανίζει μόνο DC συνιστώσα. Επιπλέον, κάποια διεθνή πρότυπα απαιτούν τη γαλβανική απομόνωση ανάμεσα στη Φ/Β συστοιχία και το δίκτυο [220].

Στις προαναφερθείσες περιπτώσεις, ένας DC-DC μετατροπέας με βαθμίδα απομόνωσης και εξοπλισμένος με ένα μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας ή ένα μετασχηματιστή στην πλευρά του δικτύου στο σημείο $L-L'$ προστίθεται στο Σχ. 7.71. Στην περίπτωση όπου το σύστημα ΑΠΕ δεν υπόκειται σε ζητήματα ρευμάτων διαρροής, η εξάλειψη των πρόσθετων βαθμίδων όπως αυτή του DC μετατροπέα ανύψωσης αυξάνει την αξιοπιστία του συστήματος, μία στρατηγική που ακολουθείται ήδη σε πολλά εμπορικά προϊόντα. Ανεξάρτητα από το ποια τοπολογία τελικά επιλέγεται, η υιοθέτηση του αλγόριθμου και των σχημάτων ελέγχου που αναπτύσσονται μπορούν να εφαρμοστούν επωφελομένως των πλεονεκτημάτων τους.

7.3.4.11 Επίδραση των παραμέτρων του κυκλώματος

Ο προβλεπτικός έλεγχος εξαιτίας της εξάρτησής του από τα στοιχεία του κυκλώματος είναι ευαίσθητος σε τυχόν μεταβολές τους, καθώς οι τιμές του φίλτρου του δικτύου και των πυκνωτών μπορεί να αποκλίνουν από τις ονομαστικές τιμές τους. Η τιμή των πυκνωτών που χρησιμοποιείται για την εκτίμηση της τάσης τους την επόμενη χρονική στιγμή είναι κοινή για όλους τους πυκνωτές, και βρέθηκε ότι ακόμα και μία απόκλιση της τάξης του 50%, ο έλεγχος δεν επηρεάζεται σημαντικά.

Ωστόσο, το σφάλμα στην τιμή του φίλτρου του δικτύου αναμένεται να επηρεάσει ουσιαστικά τη διαδικασία του ελέγχου όσον αφορά την επίτευξη του στόχου της μείωσης του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος δικτύου όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.72. Όταν η ποσοστιαία απόκλιση από την ονομαστική τιμή του φίλτρου είναι μεγαλύτερη από 55%, ο ελεγκτής επηρεάζεται σημαντικά. Πρέπει όμως να σημειωθεί το γεγονός ότι ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος παραμένει σχεδόν σταθερός για αποκλίσεις της τάξεως του 0% μέχρι 50%, η οποία είναι αρκετά ικανοποιητική επίδοση.



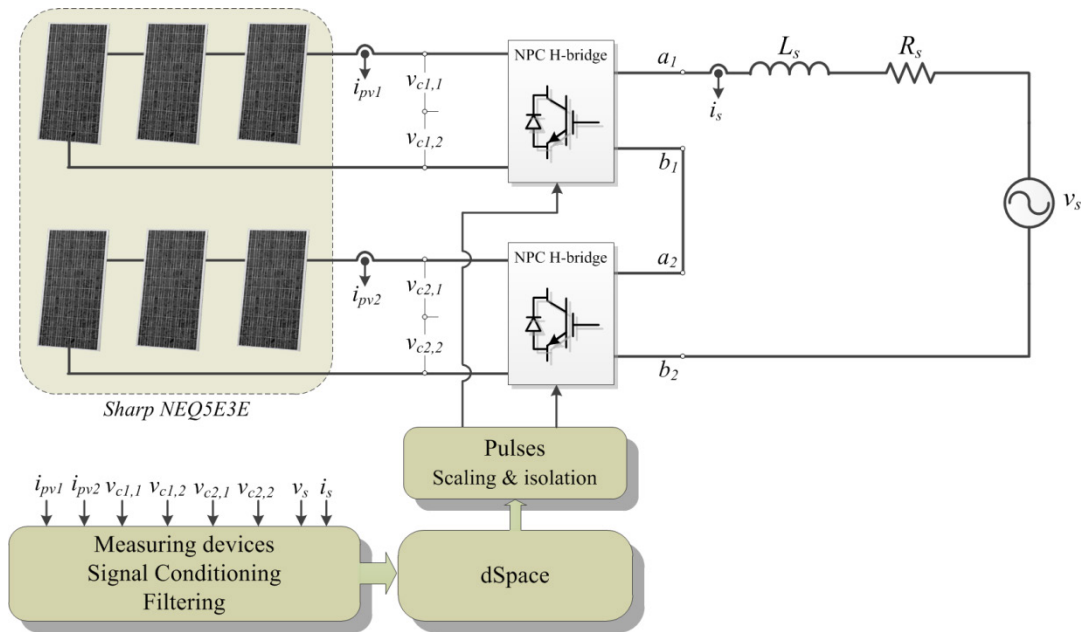
Σχ. 7.72. Συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος δικτύου σαν συνάρτηση της ποσοστιαίας απόκλισης από την ονομαστική τιμή του φίλτρου εισόδου.

Εξαιτίας του γεγονότος ότι οι τάσεις των DC ζυγών των βαθμίδων ελέγχονται ανεξάρτητα, ο ελεγκτής συνεχίζει να ακολουθεί με ακρίβεια το σημείο μέγιστης ισχύος. Για θετικές αποκλίσεις ο ελεγκτής δεν επηρεάζεται σημαντικά, ενώ ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος πλησιάζει την τιμή του 4%. Στην περίπτωση όπου οι παράμετροι του συστήματος αποκλίνουν σημαντικά χειροτερεύοντας την επίδοση του ελέγχου, τότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας εκτιμητής διαταραχών [227].

7.3.5 Αποτελέσματα πειράματος

Χρησιμοποιώντας το σχήμα ελέγχου του Σχ. 7.73 όπως αυτό παρουσιάζεται και αναλύεται σε προηγούμενη ενότητα, λαμβάνονται τα πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή του προβλεπτικού ελεγκτή στη διάταξη των δύο αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC σκέλη. Για την υλοποίηση του σχήματος ελέγχου χρησιμοποιούνται 5 μετρητικά τάσεως και 3 μετρητικά ρεύματος τα οποία

κατευθύνονται στον ελεγκτή DS1104. Ο ελεγκτής με την εφαρμογή της τεχνικής ελέγχου αποφασίζει για τους επιθυμητούς διακοπτικούς παλμούς, οι οποίοι υπό κατάλληλη επεξεργασία ελέγχουν την κατάσταση αγωγής των ημιαγωγικών στοιχείων.



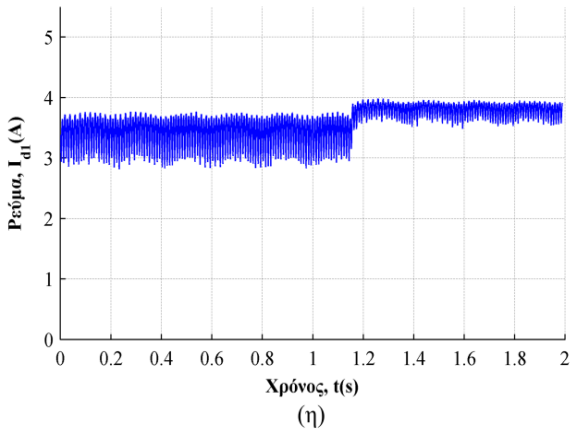
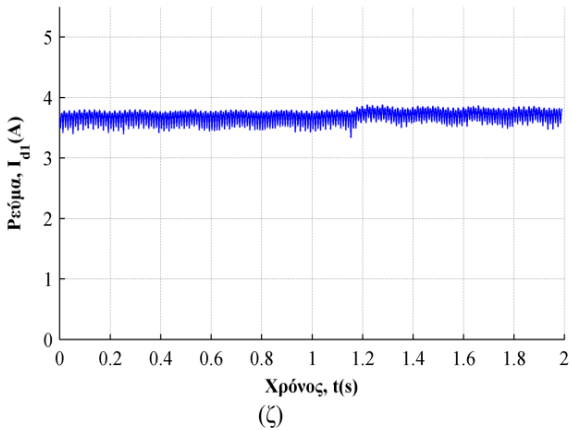
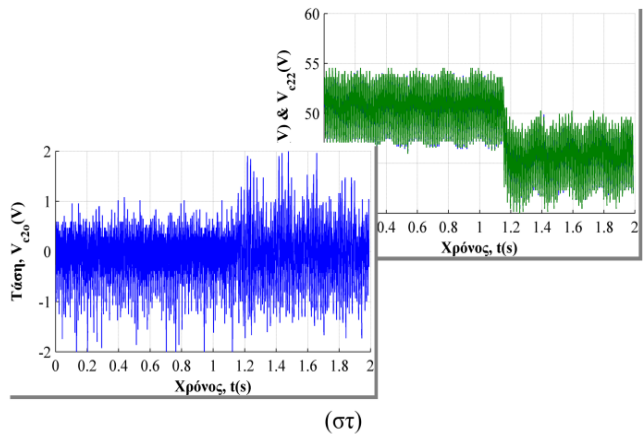
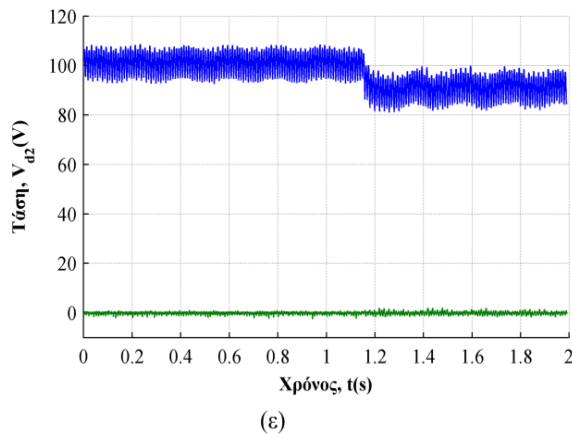
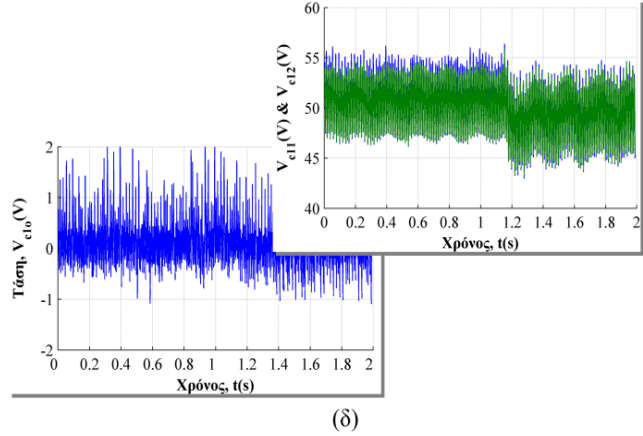
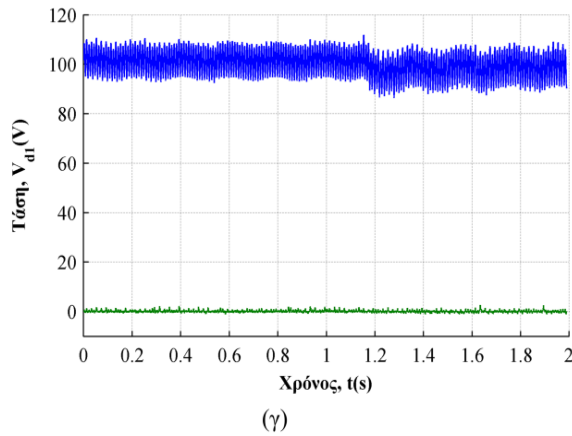
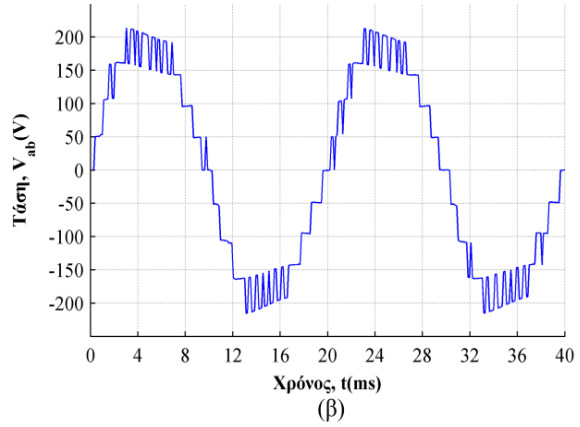
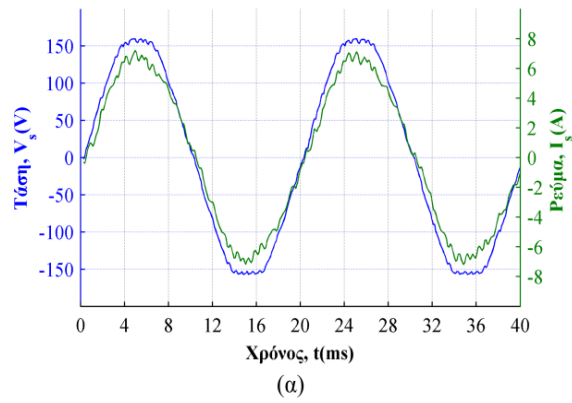
Σχ. 7.73. Σχήμα ελέγχου.

7.3.5.1 Προβλεπτικός ελεγκτής δύο εν σειρά αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC σκέλη

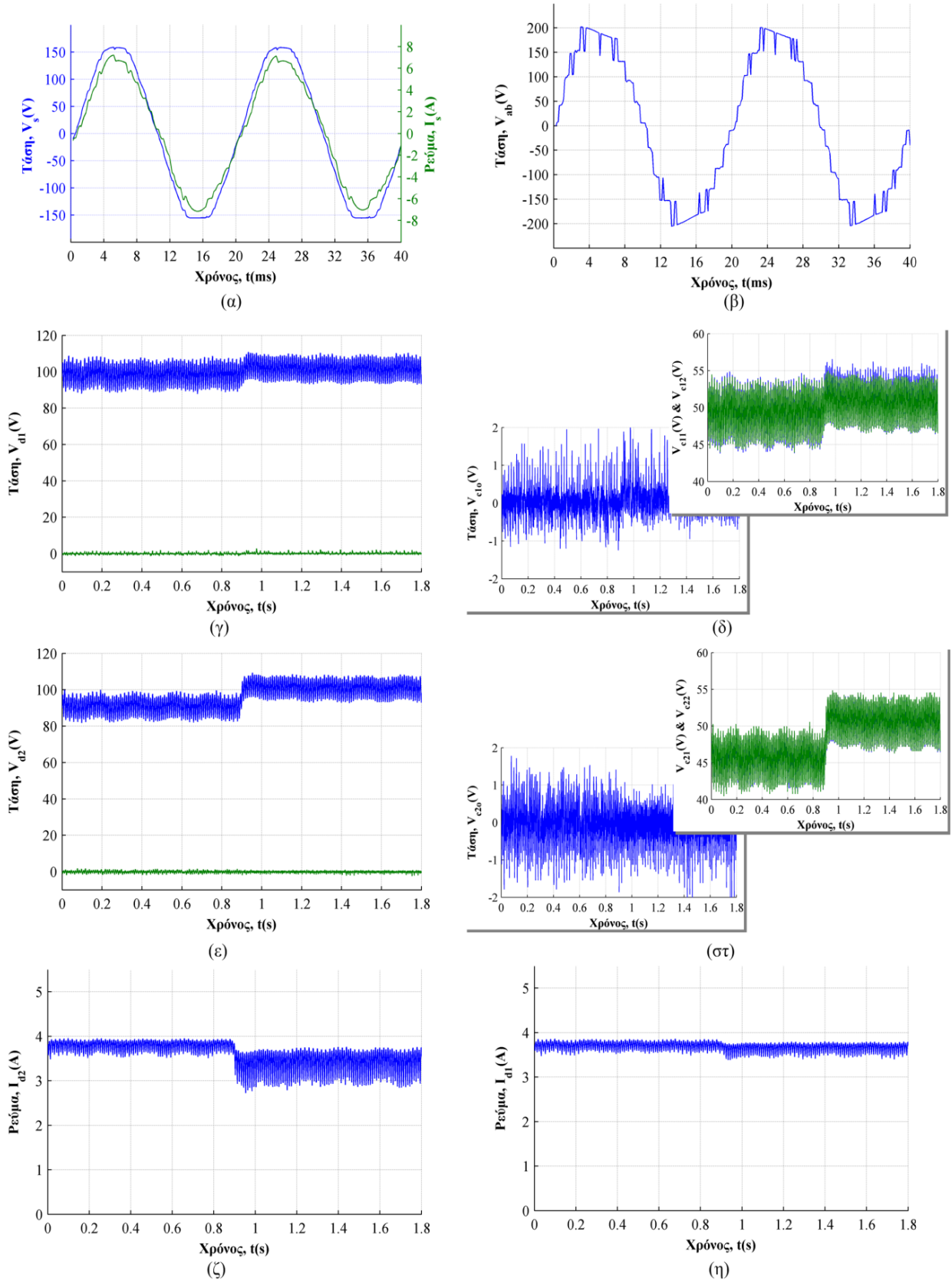
Στο Σχ. 7.74 απεικονίζονται οι κυματομορφές των μεγεθών του αντιστροφέα τάσης όπως αυτές προέκυψαν κατά τη διεξαγωγή πειραμάτων για μεταβολή της αναφοράς της τάσης της 2^{ης} βαθμίδας. Όπως παρατηρείται ο συντελεστής ισχύος είναι ωμικός, ενώ οι τάσεις των πυκνωτών που απαρτίζουν τους DC ζυγούς είναι σχεδόν απόλυτα όμοιες.

Η μεταβολή της τάσης αναφοράς της 2^{ης} βαθμίδας ακολουθείται άμεσα από τον ελεγκτή, ενώ η 1^η βαθμίδα επηρεάζεται ελάχιστα. Στο Σχ. 7.75 απεικονίζονται τα μεγέθη του αντιστροφέα για απότομη αύξηση της τάσης της 2^{ης} βαθμίδας. Και σε αυτήν την περίπτωση η 1^η βαθμίδα επηρεάζεται ελάχιστα μέχρι να σταθεροποιηθεί, ενώ η 2^η βαθμίδα επιτυγχάνει την άμεση παρακολούθηση της νέας αναφοράς. Επειδή το επίπεδο της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα είναι αρκετά κοντά στο επίπεδο της τάσης του δικτύου παρατηρείται αυτή η παραμόρφωση στην τάση εξόδου. Σε επόμενη ενότητα αναλύονται κάποια από τα πιθανά αίτια, καθώς σε αυτό το σημείο διαφοροποιούνται και τα πειραματικά αποτελέσματα από αυτά της προσομοίωσης.

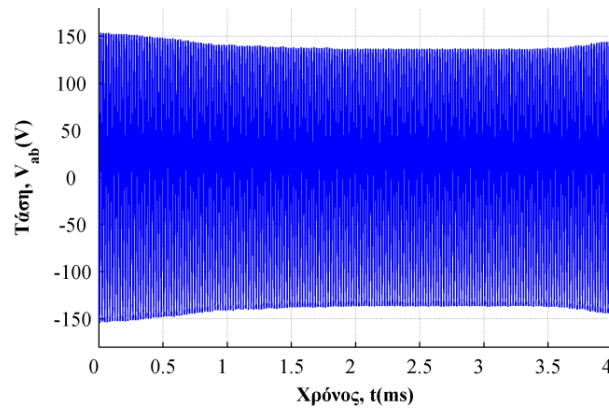
Σύνηθες στις διατάξεις των αντιστροφέων είναι να υπόκεινται σε μεταβατικά φαινόμενα, εξαιτίας όχι μόνο αποφάσεων του ελεγκτή, αλλά και ανεξάρτητων παραγόντων όπως μεταβολές στην τάση του δικτύου. Όταν αυτές οι μεταβολές είναι σημαντικά μεγάλες τότε ο αντιστροφέας είναι υποχρεωτικό να απομονωθεί από το δίκτυο, ενώ όταν είναι μικρές αυτός θα πρέπει να παραμείνει συνδεδεμένος. Στο Σχ. 7.76 απεικονίζεται η μεταβολή της τάσης του δικτύου στην οποία υπόκειται ο αντιστροφέας.



Σχ. 7.74. Μετρημένα μεγέθη του αντιστροφέα για μεταβολή της τάσης αναφοράς της 2^{ης} βαθμίδας.

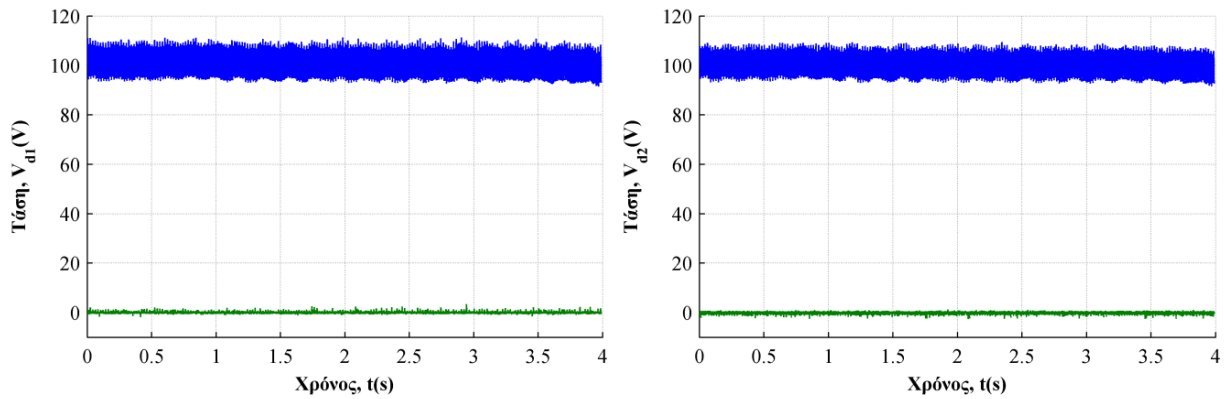


Σχ. 7.75. Μετρημένα μεγέθη του αντιστροφέα για μεταβολή της τάσης αναφοράς της 2^{ης} βαθμίδας.

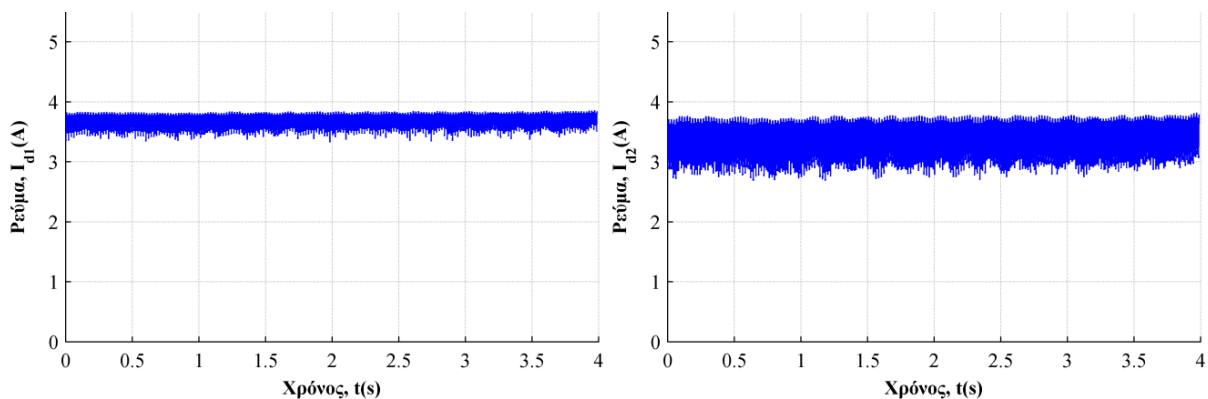


Σχ. 7.76. Μετρημένη μεταβολή στην τάση του δικτύου.

Η τάση και το ρεύμα καθενός DC ζυγού τάσης παραμένουν ανεπηρέαστα από τη μεταβολή της τάσης του δικτύου, κάτι που καταδεικνύει την ανεξαρτησία και την ευρωστία του ελέγχου όπως φαίνεται στο Σχ. 7.77. Πρέπει εδώ να σημειωθεί, ότι παρότι οι δύο Φ/Β συστοιχίες λειτουργούν υπό την ίδια τάση λειτουργίας, η μία εμφανίζει μεγάλη διακύμανση στο ρεύμα της που σημαίνει ότι δεν είναι απόλυτα συμμετρικές οι δύο συστοιχίες.

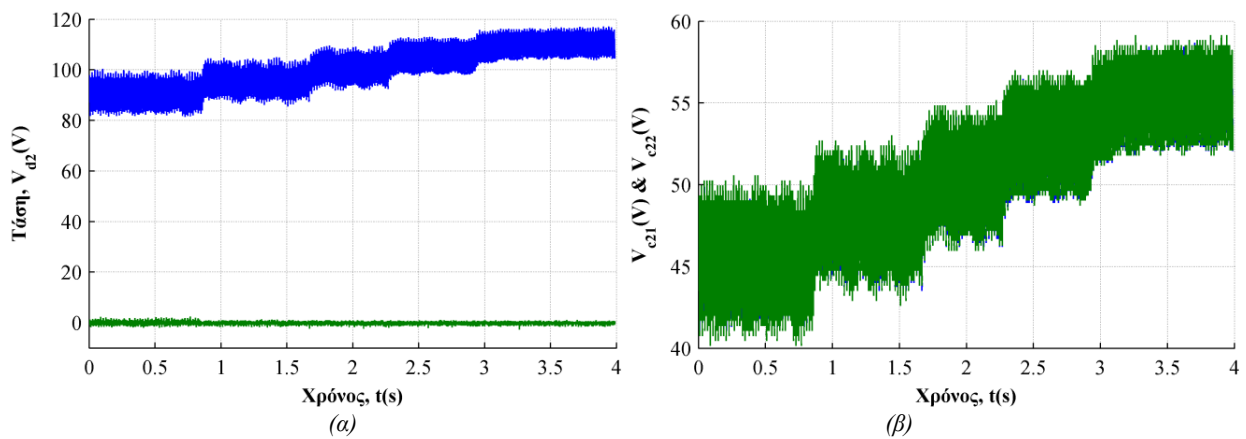


Σχ. 7.77. Μετρημένες τάσεις στα άκρα των ζυγών των δύο βαθμίδων.



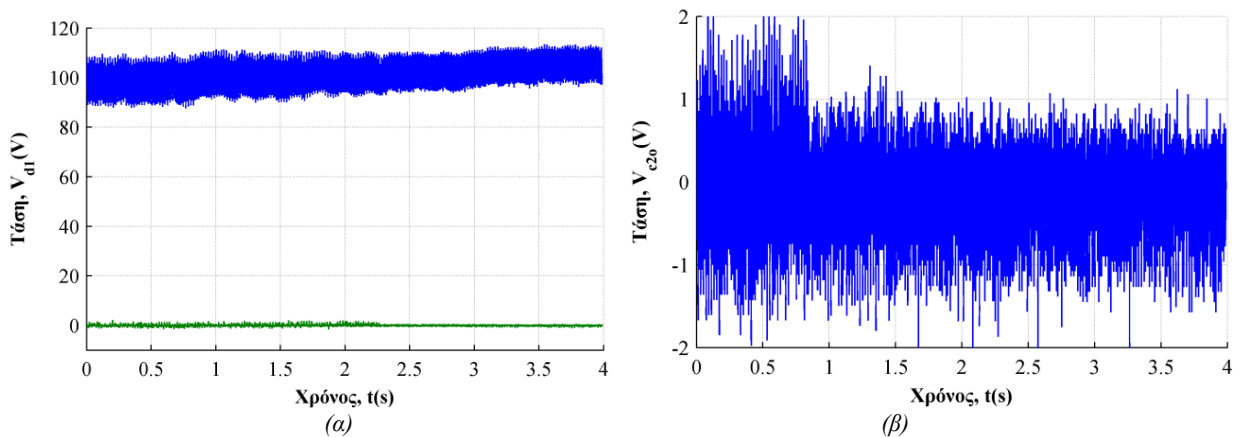
Σχ. 7.78. Μετρημένα ρεύματα στα άκρα των ζυγών των δύο βαθμίδων.

Τέλος, ενώ η μία βαθμίδα λειτουργεί υπό σταθερή αναφορά τάσης, στη 2^η βαθμίδα μεταβάλλεται βηματικά η τάση κατά 5 V όπως απεικονίζεται στο Σχ. 7.79α. Στο Σχ. 7.79β απεικονίζονται οι τάσεις των δύο πυκνωτών οι οποίες καθ' όλη τη λειτουργία παραμένουν ίδιες.



Σχ. 7.79. (α) Μετρημένη τάση της 2^{ης} βαθμίδας. (β) Μετρημένες τάσεις των επιμέρους πυκνωτών του ζυγού.

Η τάση της 1^{ης} βαθμίδας που απεικονίζεται στο Σχ. 7.80 επηρεάζεται ελάχιστα από τη μεταβολή της τάσης της 2^{ης} βαθμίδας. Κυρίως περιορίζεται η το επίπεδο διακύμανσης της τάσης. Η τάση στο ουδέτερο σημείο παρουσιάζει μία μικρή απόκλιση της τάξεως των $2 V_{pp}$.

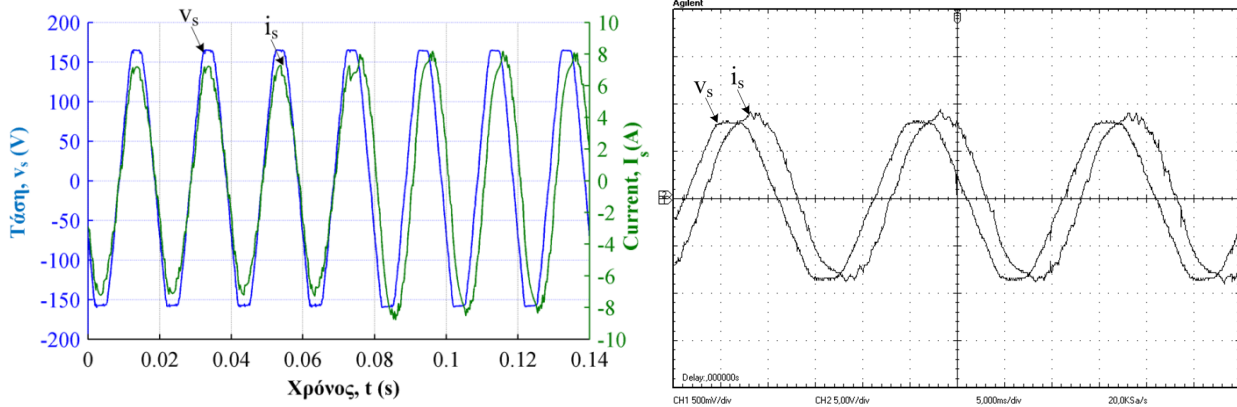


Σχ. 7.80. (α) Μετρημένη τάση στα άκρα της 1^{ης} βαθμίδας για μεταβολές στα άκρα της 2^{ης} βαθμίδας. (β) Μετρημένη τάση ουδέτερου σημείου.

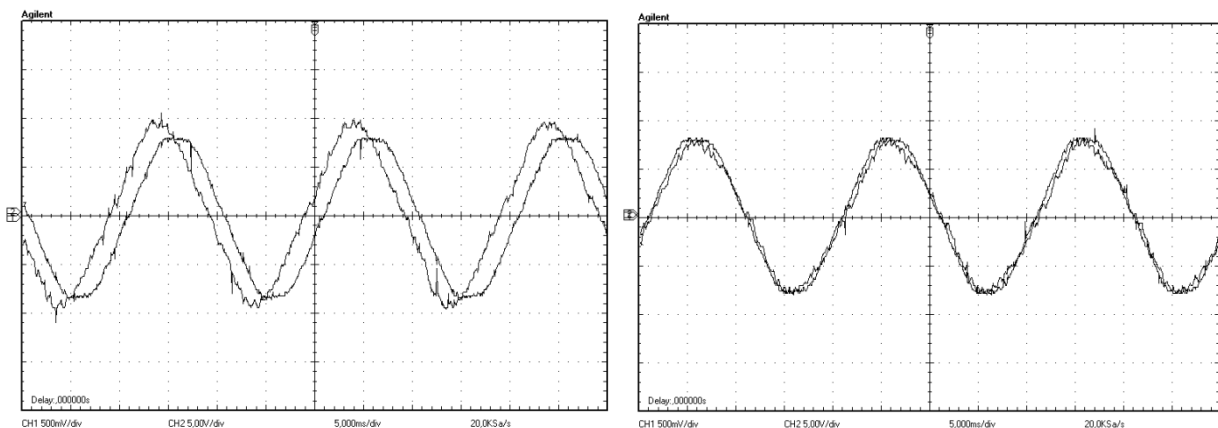
7.3.5.2 Ρύθμιση του συντελεστή ισχύος

Οι διαχειριστές του δικτύου μέσω των εφαρμοζόμενων προτύπων απαιτούν τη δυνατότητα για ρύθμιση του συντελεστή ισχύος εκτός από τη λειτουργία υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Η δυνατότητα αυτή είναι απαραίτητη ώστε να επιτυγχάνεται η στήριξη της τάσης του δικτύου υπό συνθήκες μεταβολών. Για τη ρύθμιση του συντελεστή ισχύος, και εξαιτίας των επιπλέον απαιτήσεων όσον αφορά τον υπολογιστικό χρόνο, η πειραματική επιβεβαίωση καθίσταται δυνατή υπό σταθερό χρόνο δειγματοληψίας εξαιτίας της μείωσης των εξεταζόμενων διακοπτικών συνδυασμών και της απλοποίησης του βρόχου ελέγχου.

Γι' αυτό το λόγο, η επίδοση του προβλεπτικού ελέγχου εξετάζεται στην περίπτωση βηματικής μεταβολής του συντελεστή ισχύος. Στο Σχ. 7.81 απεικονίζεται η μετρημένη τάση και ρεύμα υπό ωμικό επαγωγικό φορτίο όπου ο επιθυμητός συντελεστής ισχύος μεταβάλλεται από μοναδιαίος σε 0.8 επαγωγικός. Εξαιτίας της μαθηματικής φύσης του προβλεπτικού ελέγχου, η υλοποίηση επιπλέον διαδικασιών και βρόχων ελέγχου καθίσταται εφικτή με απλή ενσωμάτωσή τους στη βασική ρουτίνα ελέγχου. Στο Σχ. 7.82 απεικονίζεται η λειτουργία υπό χωρητικό συντελεστή ισχύος αλλά και μοναδιαίο.



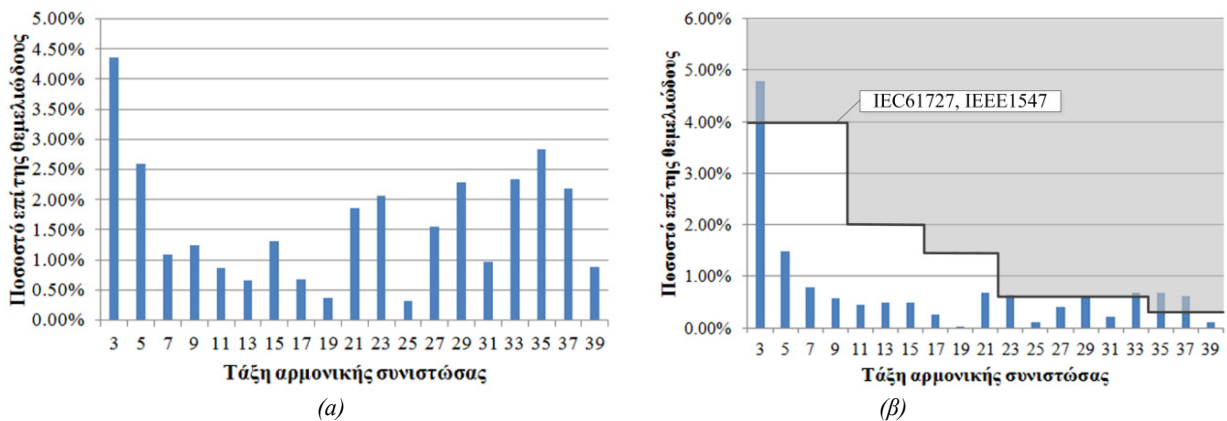
(α) (β)
 Σχ. 7.81. Ρύθμιση του συντελεστή ισχύος από μοναδιαίο σε 0.8 επαγωγικό.



(α) (β)
 Σχ. 7.82. Ρύθμιση του συντελεστή ισχύος. (α) 0.8 χωρητικός. (β) Μοναδιαίος.

7.3.5.3 Αρμονική παραμόρφωση

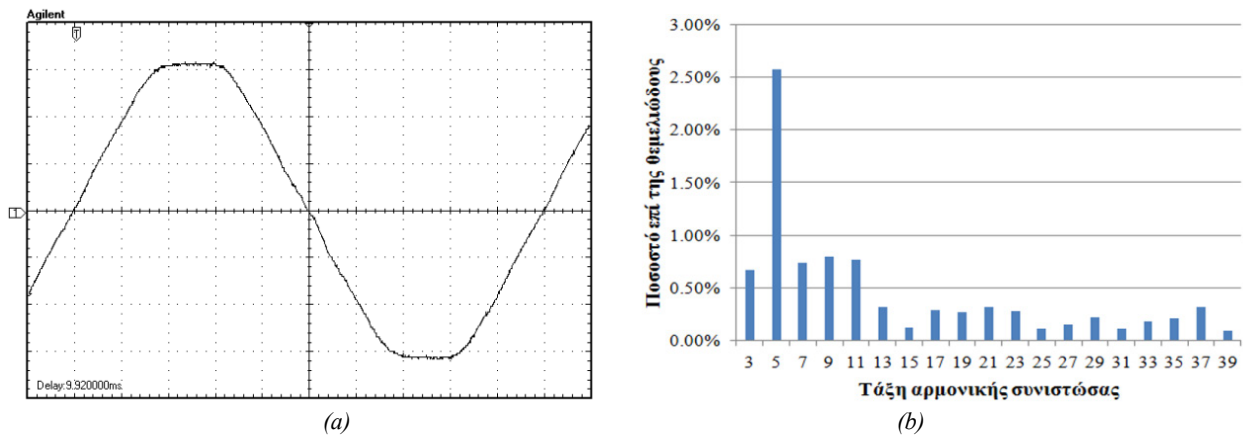
Από την ανάλυση του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος του δικτύου όπως αυτή απεικονίζεται στο Σχ. 7.38, προκύπτει ότι το ρεύμα του δικτύου εμφανίζει 3^η αρμονική συνιστώσα μη αποδεκτή από τα διεθνή πρότυπα καθώς επίσης εμφανίζονται αρμονικές της τάξεως της 35^{ης} και 37^{ης} εκτός των επιτρεπτών ορίων.



(α) (β)
 Σχ. 7.83. Αρμονικό περιεχόμενο. (α) Συνολική τάση εξόδου του αντιστροφέα. (β) Ρεύμα δικτύου.

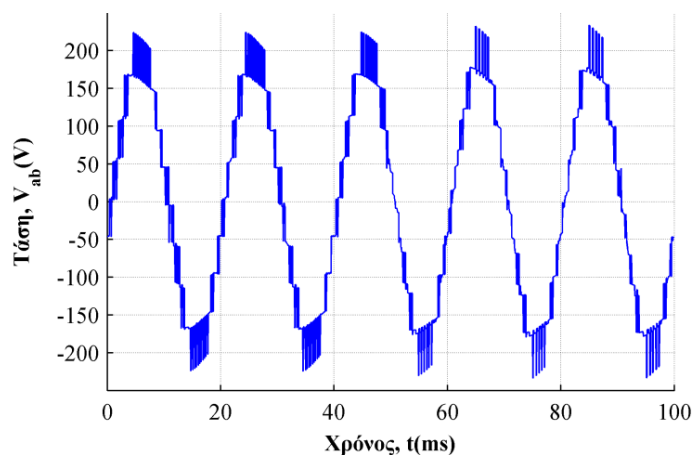
Εξαιτίας της απόκλισης ανάμεσα στα αποτελέσματα προσομοίωσης και του πειράματος κρίνεται απαραίτητη η ανάλυση της τάσης του δικτύου για τον εντοπισμό της αιτίας της απόκλισης αυτή. Στο Σχ.

7.84 απεικονίζεται η τάση στο εργαστήριο που πραγματοποιήθηκε το πείραμα όπως αυτή αποτυπώθηκε στον παλμογράφο. Είναι εμφανές ότι η τάση δεν είναι απόλυτα ημιτονοειδής, ενώ από την αρμονική ανάλυσή της προκύπτει ότι είναι επιβαρυσμένη με έντονη 5^η αρμονική συνιστώσα της τάξεως του 2.5%. Αυτό το γεγονός, είναι επαρκές για να αιτιολογήσει τη σημαντική απόκλιση που παρατηρείται.



Σχ. 7.84. Ανάλυση του αρμονικού περιεχομένου της τάσης του δικτύου.

Για την επιβεβαίωση του προηγούμενου συμπεράσματος, χρησιμοποιείται στο μοντέλο προσομοίωσης τάση που εμφανίζει τα ίδια χαρακτηριστικά με αυτά της μετρημένης τάσης του δικτύου του εργαστηρίου. Στο Σχ. 7.85 απεικονίζεται η συνολική τάση στα άκρα του αντιστροφέα όπως αυτή προκύπτει από τη λειτουργία του. Είναι εμφανές ότι αυτή η τάση ιδιαίτερα μετά τη χρονική στιγμή των 80 ms είναι παρόμοια με αυτή που προέκυψε από την πειραματική επιβεβαίωση του Σχ. 7.74β. Παρατηρούνται δηλαδή περισσότερες εναλλαγές των διακοπών στις 90 ηλεκτρικές μοίρες, διότι εκεί η τάση παύει να είναι ημιτονοειδής αλλά γίνεται σχεδόν επίπεδη.



Σχ. 7.85. Τάση στα άκρα του αντιστροφέα.

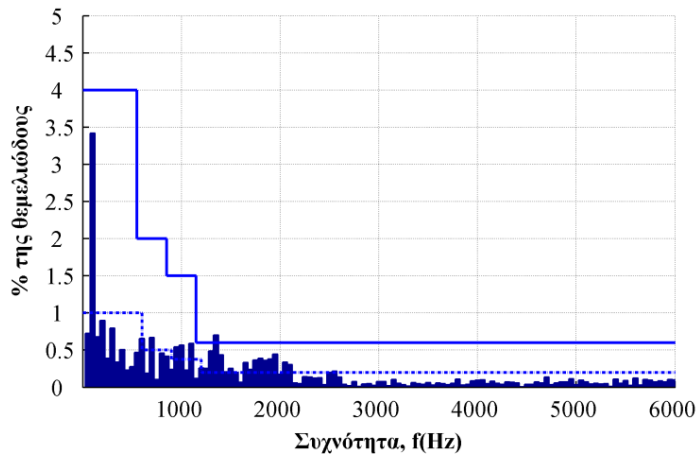
Στον Πιν. 7.8 συνοψίζονται τα χαρακτηριστικά της τάσης και του ρεύματος όπως αυτά προκύπτουν από την αρμονική ανάλυση. Η τάση του δικτύου βρέθηκε ότι εμφανίζει συντελεστή συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης της τάξεως του 3.76%, ενώ το ρεύμα δικτύου εμφανίζει αρμονική παραμόρφωση ίση με 5.87%.

Πιν. 7.8. Συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος και της τάσης.

THDi (%)	THD _{V_{ab}} (%)	THD _{V_s} (%)
5.87	15.62	3.76

7.3.5.4 Περιορισμός της αρμονική παραμόρφωσης του ρεύματος δικτύου

Εξαιτίας της απλοποίησης του βρόχου ελέγχου και της μείωσης των υπό εξέταση διακοπτικών συνδυασμών, καθίσταται εφικτή η χρησιμοποίηση και στην περίπτωση του πειράματος φίλτρου τύπου Notch στις μετρούμενες τιμές των τάσεων των DC ζυγών υπό τον ίδιο χρόνο δειγματοληψίας, πέραν της πειραματικής επιβεβαίωσης της ρύθμισης του συντελεστή ισχύος όπως αυτή προηγήθηκε. Από την εφαρμογή του φίλτρου Notch, ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης μειώνεται από 5.87% σε 4.83% ικανοποιώντας το όριο του 5% όπως αυτό τίθεται από τα διεθνή πρότυπα. Στο Σχ. 7.86 απεικονίζεται το φάσμα συχνοτήτων του ρεύματος δικτύου.



Σχ. 7.86. Φάσμα συχνοτήτων του ρεύματος δικτύου.

Περαιτέρω μείωση του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος δικτύου είναι δυνατή είτε αυξάνοντας το χρόνο δειγματοληψίας και επιβάλλοντας υψηλότερη διακοπτική συχνότητα όπως αποδεικνύεται από τις προσομοιώσεις που πραγματοποιούνται, είτε αυξάνοντας την τιμή της επαγωγής του φίλτρου εισόδου χωρίς να απαιτείται ωστόσο η χρήση ανώτερης τάξης φίλτρου εισόδου.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Σε αυτό το κεφάλαιο συγκεντρώνονται τα συμπεράσματα που εξάγονται από την παρούσα διατριβή. Αναλύονται όλα τα πιθανά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των τεχνικών ελέγχου που αναπτύσσονται, καθώς και όλες οι παραδοχές εκείνες οι οποίες ακολουθούνται για την εξαγωγή των συμπερασμάτων. Επίσης, ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στα σημεία όπου προάγεται η επιστήμη είτε μέσω της ανάπτυξης τεχνικών ελέγχου είτε μέσω της σχεδίασης συστημάτων ελέγχου. Τέλος, υπογραμμίζονται όλα εκείνα τα πιθανά σημεία που θίγονται εντός της διατριβής αλλά χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης.

8.1 Συμπεράσματα

Στην παρούσα διατριβή μελετάται η χρήση σύγχρονων ψηφιακών ελεγκτών σε εφαρμογές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας καθώς και η ανάπτυξη νέων τοπολογιών ελέγχου. Η βασική τεχνική ελέγχου που χρησιμοποιείται είναι αυτή του προβλεπτικού ελεγκτή βασισμένου στο μοντέλο αναπαράστασης του κυκλώματος. Γίνεται προσπάθεια η ανάπτυξη των τεχνικών ελέγχου να είναι εφαρμόσιμες σε οποιοδήποτε σύστημα ΑΠΕ, παρότι η εφαρμογή τους διερευνάται για συστήματα Φ/Β διατάξεων κυρίως για λόγους πειραματικής επιβεβαίωσης των θεωρητικών ευρημάτων. Ο ψηφιακός έλεγχος των DC-DC μετατροπέων και η ανάπτυξη νέας τοπολογίας πολυεπίπεδου αντιστροφέα τάσης και ο έλεγχός τους μέσω της εφαρμογής του προβλεπτικού ελέγχου είναι τα βασικά σημεία που πραγματεύονται για την εξαγωγή των συμπερασμάτων.

Πιο αναλυτικά, αρχικά παρουσιάζονται τέσσερα βασικά είδη του προβλεπτικού ελέγχου από τις δύο βασικές κατηγορίες του, τον διακριτό και τον συνεχή μοντελοποιημένο προβλεπτικό ελεγκτή. Ο πρώτος εμφανίζει μεταβλητή διακοπτική συχνότητα εξαιτίας της φύσης του, ενώ οι άλλες τρεις τεχνικές ελέγχου υλοποιούνται με σταθερή διακοπτική συχνότητα. Η διακοπτική συχνότητα και τα ζητήματα ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας και παρεμβολών που ανακύπτουν καθιστούν αναγκαία τη διερεύνηση εναλλακτικών τεχνικών ελέγχου ώστε να μπορεί να βρεθεί έδαφος εφαρμογής. Οι τεχνικές που διερευνώνται είναι αυτή του ρεύματος κοιλάδας, του μέσου και μεγίστου ρεύματος.

Από τη διερεύνηση των τεχνικών αυτών προκύπτει ότι η τεχνική του μέσου ρεύματος ενέχει αρκετές δυσκολίες διότι η εκτίμηση του μέσου ρεύματος και η επιλογή της κατάλληλης τιμής της σχετικής διάρκειας αγωγής δεν μπορεί να πραγματοποιηθεί με σχετική ακρίβεια αν δεν συμπεριληφθούν σε αυτήν παράγοντες που την επηρεάζουν όπως οι παρασιτικές αντιστάσεις. Η εξίσωση υπολογισμού της σχετικής διάρκειας αγωγής είναι δευτέρου βαθμού από την οποία δεν προκύπτει μονοσήμαντη λύση. Από μόνη της η λύση της εξίσωσης είναι μία διαδικασία που απαιτεί σημαντικούς υπολογιστικούς πόρους. Σε μία προσπάθεια ώστε να καταστεί δυνατή η εφαρμογή της επιβάλλονται διαφορετικές στάθμες της σχετικής διάρκειας αγωγής και το τελικό προβλεπόμενο ρεύμα συγκρίνεται με το επιθυμητό. Ωστόσο, αυτή η διαδικασία για τον συμβατικό μικροεπεξεργαστή απαιτεί πολλές επαναλήψεις εντός μία περιόδου δειγματοληψίας. Η χρήση περιορισμένου αριθμού πιθανών τιμών της σχετικής διάρκειας αγωγής προκαλεί ανεπιθύμητες ταλαντώσεις.

Η χρήση του ελέγχου μεγίστου ρεύματος είναι επιθυμητή κυρίως σε εφαρμογές που απαιτείται ιδιαίτερη μέριμνα προστασίας για ανεπιθύμητες τιμές ρευμάτων. Στην παρούσα εφαρμογή ενώ είναι μία μέθοδος η οποία θα μπορούσε ενδεχομένως να υλοποιηθεί σχετικά εύκολα σε επίπεδο μικροεπεξεργαστή, η εξίσωση στην οποία βασίζεται η εκτίμηση του ρεύματος υποδηλώνει ότι διαταραχές θα εξακολουθούν να συμβαίνουν κατά τη διάρκεια λειτουργίας όταν η σχετική διάρκεια αγωγής είναι μεγαλύτερη από 50% θέτοντας πρόσθετους περιορισμούς. Επίσης, από το μέγιστο ρεύμα του πηνίου δεν προκύπτει άμεσα το μέσο ρεύμα του. Και στην περίπτωση της χρησιμοποίησης του ελέγχου του ρεύματος κοιλάδας δεν προκύπτει άμεσα το μέσο ρεύμα, αλλά εμμέσως μέσω της διακύμανσής του. Η υλοποίηση των εξισώσεων αυτού του ελεγκτή είναι εξαιρετικά απλή, ωστόσο για τον ακριβή υπολογισμό του μέσου ρεύματος απαιτείται κυρίως οι παρασιτικές αντιστάσεις να είναι μικρής τάξεως, οδηγώντας στην απαίτηση για υιοθέτηση μεγαλύτερης διακοπτικής συχνότητας ή για πηνίο μεγάλης τιμής επαγωγής. Σε κάθε περίπτωση το σφάλμα πρέπει να βρίσκεται σε ανεκτά επίπεδα δεδομένης της εφαρμογής. Από τις τρεις τεχνικές ελέγχου τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης αλλά και πειράματος κρίνεται ότι η καταλληλότερη είναι η αυτή της τεχνικής του ρεύματος κοιλάδας.

Πιν. 8.1. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της τεχνικής ελέγχου του ρεύματος κοιλάδας.

- | | |
|--|---|
| ✓ Σταθερή διακοπτική συχνότητα λόγω της χρήσης του διαμορφωτή εύρους παλμών | ✗ Εξάρτηση από τα στοιχεία του κυκλώματος (ίσως μεγαλύτερη και από αυτή του διακριτού προβλεπτικού ελεγκτή) |
| ✓ Ιδιαίτερη ευκολία στην υλοποίησή του και στην κατάσταση των εξισώσεων της τεχνικής | ✗ Ευάλωτος σε θόρυβο στις μετρήσεις των σημάτων |
| ✓ Γρήγορη απόκριση σε μεταβατικά φαινόμενα ακόμα και βηματικής μεταβολής | ✗ Απαίτηση για μεγαλύτερη τιμή πηνίου ώστε να είναι μικρότερη η διακύμανση του ρεύματος πηνίου |
| ✓ Χρήση σε συμβατικούς μικροεπεξεργαστές λόγω της απλότητάς του | |

Επιπλέον, δύο ακόμα τεχνικές ελέγχου διερευνώνται. Η μία είναι αυτή της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας η οποία παρουσιάζει εξαιρετική απλότητα όσον αφορά την υλοποίησή της, ωστόσο ενέχει και αυτή το θέμα της μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας, όπως ο διακριτός προβλεπτικός ελεγκτής. Επίσης, είναι εξαιρετικά εύρωστη ακόμα και σε απότομες μεταβολές της ηλιακής ακτινοβολίας ενώ εμφανίζει περιορισμούς σχετικά με την ευστάθειά της. Για την ανάδειξη των συγκριτικών πλεονεκτημάτων των προαναφερθέντων τεχνικών ελέγχου κρίνεται απαραίτητη και η ανάπτυξη ενός συμβατικού ελεγκτή με χρήση μόνο αναλογικών – ολοκληρωτικών ελεγκτών. Για τη ρύθμιση των κερδών των εμπλεκόμενων ελεγκτών σε όλες τις μεθόδους έγινε χρήση των διαγραμμάτων Bode. Ωστόσο, εξαιτίας της ύπαρξης παρασιτικών αντιστάσεων καθώς και θορύβου, οι τιμές αυτές τροποποιούνται κατάλληλα σε επίπεδο πειράματος. Σε κάθε περίπτωση γίνεται προσπάθεια η σύγκριση να γίνει υπό ίσους όρους για όλους τους ελεγκτές.

Ο διακριτός προβλεπτικός ελεγκτής με μεταβλητή διακοπτική συχνότητα, ο συνεχής προβλεπτικός ελεγκτής με σταθερή διακοπτική συχνότητα και η τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας, χρησιμοποιώντας τις ίδιες παραμέτρους κυκλώματος αλλά και τις ίδιες τιμές για τους διάφορους ελεγκτές, συγκρίνονται τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και με την διεξαγωγή πειραμάτων. Το αποτέλεσμα αυτών των δοκιμών δείχνει ότι ο διακριτός προβλεπτικός ελεγκτής προκαλεί μεγάλη διακύμανση στο ρεύμα εξαιτίας της μεταβλητής του διακοπτικής συχνότητας. Η τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας εμφανίζει επίσης μεταβλητή διακοπτική συχνότητα, ωστόσο η διακύμανση του ρεύματος πηνίου είναι ελάχιστα βελτιωμένη και επίσης η μέθοδος δεν επηρεάζεται από τις τιμές των παραμέτρων του κυκλώματος. Η τεχνική του ελέγχου του ρεύματος κοιλάδας ενώ σε επίπεδο προσομοίωσης λειτουργεί σε πραγματικά σταθερή διακοπτική συχνότητα, αυτό δεν είναι εφικτό στα διεξαχθέντα πειράματα εξαιτίας του θορύβου.

Ωστόσο, όλες οι παραπάνω τεχνικές αποκρίνονται σε βηματική πτώση της ηλιοφάνειας με εξαιρετικά αυξημένη ακρίβεια, σε αντίθεση με τον συμβατικό ελεγκτή ο οποίος ταλαντώνει για συγκεκριμένο χρονικό διάστημα. Πρέπει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση του συμβατικού ελεγκτή πιθανότατα να μπορούν ρυθμιστούν τα κέρδη του για να αποκριθεί όπως οι υπόλοιποι ελεγκτές, ωστόσο αυτό αναμένεται να επηρεάσει τη λειτουργία του σε άλλου είδους διαταραχές. Με δοκιμές που πραγματοποιούνται στην πειραματική διάταξη δεν καθίσταται δυνατή η εύρεση κερδών τέτοιων που να επιτρέπουν καλύτερη απόκριση. Τόσο από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων όσο και των

πειραμάτων καταλληλότερη τεχνική κρίνεται αυτή του ελέγχου του ρεύματος κοιλάδας συγκεντρώνοντας τα συγκριτικά πλεονεκτήματα τόσο του συμβατικού όσο και του ψηφιακού προβλεπτικού ελεγκτή. Στον Πιν. 8.2 συγκεντρώνονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των υπό εξέταση τεχνικών ελέγχου.

Πιν. 8.2. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των υπό εξέταση τεχνικών (✓ - λίγο, ✓✓✓✓ - πολύ)

#	PI	SM-PI	FS-PI	ACC-PI	PCC-PI	VCC-PI
Διακοπτική συχνότητα	Σταθερή	Μεταβλητή	Μεταβλητή	Σταθερή	Σταθερή	Σταθερή
Ευκολία στην υλοποίηση	✓✓✓✓	✓✓✓✓	✓✓	✓	✓	✓✓✓
Χρήση σε συμβατικά DSPs	✓✓✓✓	✓✓✓	✓	✓	✓	✓✓✓✓
Ευάλωτος σε θόρυβο	✓	✓	✓✓✓✓	✓✓✓✓	✓✓✓✓	✓✓✓
Εξάρτηση στις τιμές των παραμέτρων	✓	✓	✓✓✓	✓✓✓✓	✓✓✓✓	✓✓✓
Χρόνος αποκατάστασης	✓✓✓✓	✓	✓	✓	✓	✓
Βύθιση ρεύματος / τάσης	✓✓✓✓	✓	✓	-	-	✓

Στην περίπτωση που το σύστημα της Φ/Β συστοιχίας είναι συνδεδεμένο στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας απαιτείται η χρήση ενός αντιστροφέα τάσης ανάμεσα στον DC-DC μετατροπέα και το δίκτυο AC. Στην παρούσα διατριβή, και για τους λόγους που αναφέρονται στην εισαγωγή εξετάζεται η ανάπτυξη μίας νέας τοπολογίας αντιστροφέα τάσης για εφαρμογές ΑΠΕ. Αυτή η τοπολογία είναι ο πολυεπίπεδος αντιστροφέας τάσης αλληλένδετων βαθμίδων πλήρων γεφυρών με σκέλη περιορισμού του ουδετέρου σημείου. Για την τοπολογία αυτή αναπτύσσεται η κατάλληλη τεχνική ελέγχου βασισμένη στον προβλεπτικό έλεγχο με χρήση του μοντέλου αναπαράστασης του κυκλώματος.

Απαιτήσεις από τη στρατηγική αυτή είναι ο ανεξάρτητος έλεγχος των τάσεων των DC ζυγών, η εξασφάλιση ίσης τάσης στα άκρα των πυκνωτών που απαρτίζουν το DC ζυγό καθώς και η ρύθμιση του συντελεστή ισχύος, με πρωταρχική απαίτηση αυτή του μοναδιαίου συντελεστή ισχύος. Ο ανεξάρτητος έλεγχος των DC τάσεων είναι απαραίτητος σε ένα σύστημα ΑΠΕ ώστε να δύναται να ελέγχει βέλτιστα τις επιμέρους βαθμίδες. Ο μοναδιαίος συντελεστής ισχύος, ή και η ρύθμισή του, είναι απαίτηση από τα διεθνή πρότυπα, ενώ η εξασφάλιση της ίσης τάσεως των πυκνωτών είναι απαραίτητη για την ισοροπημένη καταπόνηση των ημιαγωγικών διακοπών και τη μείωση του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος δικτύου.

Για την ανάδειξη των πλεονεκτημάτων της τοπολογίας αναπτύσσεται ο κατάλληλος προβλεπτικός ελεγκτής και για μία ακόμη τοπολογία αντιστροφέα. Αυτή είναι η τοπολογία των αλληλένδετων συμβατικών Η-γεφυρών, μία τοπολογία ευρέως διαδεδομένη με αρκετά μικρότερο αριθμό διακοπτικών στοιχείων. Το συγκριτικό πλεονέκτημα της προτεινόμενης τοπολογίας είναι ο αυξημένος αριθμός των επιπέδων τάσεως στην τάση εξόδου, με συνέπεια μικρότερο συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης τόσο στην τάση καθεαυτή, όσο και στο ρεύμα δικτύου. Συνεπώς, υπάρχει απαίτηση για μικρότερο φίλτρο εισόδου. Επίσης, μπορεί ο αριθμός των διακοπτικών στοιχείων να είναι αυξημένος, ωστόσο μειώνεται η τάση καταπόνησής τους και άρα δεν απαιτείται να φέρουν υψηλή ικανότητα τάσεως. Ταυτόχρονα, όλα τα πιθανά μειονεκτήματα που αφορούν τη μία τοπολογία σίγουρα θα εμπλέκονται και στην άλλη εξαιτίας της ίδιας εγγενούς φύσης τους.

Είναι σαφές, ότι τα πλεονεκτήματα της προτεινόμενης τοπολογίας σε σύγκριση με τη χρήση δύο πλήρων γεφυρών με NPC σκέλη είναι πολλά. Αρχικά, έχουν το ίδιο πλήθος ημιαγωγικών διακοπών και κυκλωμάτων οδήγησης. Στη πρώτη περίπτωση ο συνδυασμός των δύο γεφυρών οδηγεί στη μείωση του συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης με συνέπεια μικρότερο φίλτρο εισόδου στη διασύνδεση με το δίκτυο. Εμφανίζουν περίπου τις ίδιες απώλειες. Επιπλέον, στην πρώτη περίπτωση υπάρχει ανάγκη για πολυπλοκότερο έλεγχο, αλλά στη δεύτερη ανάγκη για δύο ξεχωριστούς ελεγκτές. Τέλος, η χρήση των δύο ανεξάρτητων γεφυρών μπορεί να επωφεληθεί των ρευμάτων διαρροής ως προς τη γη. Στον Πιν. 8.3 συγκεντρώνονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των προαναφερθέντων τοπολογιών.

Πιν. 8.3. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της τοπολογίας του πολυεπίπεδου αντιστροφέα τάσης (✓ - λίγο, ✓✓✓✓ - πολύ).

#	NPC	2 x NPC	CNPC	CHB
Πλήθος γεφυρών	1	2	2	2
Διακοπτικά στοιχεία / κυκλώματα οδήγησης	8	16	16	8
Πλήθος διόδων	4	8	8	0
Δυσκολία τον έλεγχο	✓	✓	✓✓✓	✓✓
Πλήθος ελεγκτών	1	2	1	1
Αρμονική παραμόρφωση ρεύματος	✓✓✓	✓	✓	✓✓
Απώλειες διακοπών	✓	✓✓✓	✓✓✓	✓
Καταπόνηση διακοπών	✓✓✓	✓✓	✓	✓✓
Ρεύμα διαρροής ως προς γη (χωρίς ΜΣ)	✓	✓	✓✓	✓✓

Ακόμη, αναπτύσσεται ο κατάλληλος προβλεπτικός ελεγκτής και για άλλες παρόμοιου τύπου τοπολογίες, ώστε να είναι δυνατή η σύγκριση σε επίπεδο υλοποίησης του ελεγκτή. Οι τοπολογίες αυτές είναι του υβριδικού αντιστροφέα που συνδυάζει μία πλήρη H-γέφυρα και μία πλήρη γέφυρα NPC, καθώς και μία τοπολογία τριών αλληλένδετων βαθμίδων εν σειρά. Και στις δύο περιπτώσεις, η υλοποίηση του ελεγκτή είναι απλή, ενώ στην περίπτωση των τριών αλληλένδετων με επέκταση των εξισώσεων κατάστασης συνεχίζει με επιτυχία να ικανοποιεί όλες τις απαιτήσεις. Ακόμα, και αυτή του ανεξάρτητου ελέγχου των βαθμίδων, παρότι έχει αυξηθεί το πλήθος τους. Το τελευταίο είναι αποτέλεσμα της μαθηματικής φύσεως του προβλεπτικού ελέγχου όπου μπορεί να διατηρεί την ίδια επίδοση ακόμα και υπό διαφορετικές συνθήκες.

Τέλος, για τη σύγκριση του προτεινόμενου ελεγκτή, απαιτείται η ανάπτυξη ενός συμβατικού ελεγκτή, επειδή η τοπολογία αυτή στη μορφή που παρουσιάζεται δεν εμφανίζεται στη βιβλιογραφία. Ο συνδυασμός της τεχνικής ελέγχου της κλασικής τοπολογίας αλληλένδετων H-γεφυρών με τον κατάλληλο διαμορφωτή εύρους παλμών αποτελεί το συμβατικό τρόπο ελέγχου. Ο συμβατικός ελεγκτής, παρότι είναι εύκολα υλοποιήσιμος, ενέχει δυσκολία ως προς τον τρόπο προσδιορισμού των κερδών των αναλογικών – ολοκληρωτικών ελεγκτών. Όπως αναμένεται, ο συμβατικός ελεγκτής δεν μπορεί σε απότομες μεταβολές, να ξεπεράσει την εύρωστη συμπεριφορά του προβλεπτικού ελεγκτή. Επίσης, δυσκολίες εμφανίζονται και στον προσδιορισμό της τιμής του πηνίου καθώς αυτή καθιστά δύσκολη την επίτευξη του μοναδιαίου συντελεστή ισχύος. Επιπλέον, οι τάσεις των πυκνωτών του κάθε DC ζυγού είναι ίσες, αλλά εμφανίζεται μία σχετική διαφορά δυναμικού. Και οι δύο ελεγκτές για την εξαγωγή των συμπερασμάτων αυτών υπόκεινται σε βηματικές μεταβολές της τάσεως αναφοράς, της ηλιακής ακτινοβολίας ακόμα και υπό ασύμμετρη λειτουργία.

Πιν. 8.4. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της εφαρμογής της τεχνικής του προβλεπτικού ελέγχου.

- | | |
|--|----------------------------------|
| ✓ Γρήγορη απόκριση | ✗ Αυξημένοι υπολογιστικοί πόροι |
| ✓ Εξισορρόπηση του ουδέτερου σημείου | ✗ Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα |
| ✓ Ρύθμιση συντελεστή ισχύος | |
| ✓ Επίτευξη μοναδιαίου συντελεστή ισχύος | |
| ✓ Ανεξάρτητος έλεγχος των v - βαθμίδων | |

Για την επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων του προβλεπτικού ελεγκτή αυτός δοκιμάζεται και σε πειραματική διάταξη. Τα αποτελέσματα του πειράματος είναι εξίσου ικανοποιητικά με αυτά που προκύπτουν από την προσομοίωση. Σημαντική διαφοροποίηση παρατηρείται ωστόσο στο συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης, ο οποίος είναι ιδιαίτερα αυξημένος. Ο λόγος για αυτήν την αύξηση οφείλεται στην παραμόρφωση της τάσεως του δικτύου.

8.2 Σημεία Προαγωγής της Επιστήμης

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται τα σημεία όπου η παρούσα διδακτορική διατριβή προάγει την επιστήμη. Εκτός από την βιβλιογραφική αναζήτηση στις ψηφιακές τεχνικές ελέγχου αλλά και την ανάπτυξη των μοντέλων προσομοίωσης των θεωρητικών ευρημάτων, συνοψίζονται τα ακόλουθα σημεία προαγωγής της επιστήμης:

➤ Πολυεπίπεδοι μετατροπείς

- ❑ Η **πρόταση** και η διερεύνηση της χρήσης **μία νέας τοπολογίας** πολυεπίπεδου αντιστροφέα τάσης σε εφαρμογές **ανανεώσιμων πηγών ενέργειας**. Η εγκατεστημένη ισχύς των συστημάτων ΑΠΕ συνεχώς αυξάνεται και οι απαιτήσεις των διεθνών προτύπων γίνονται ολοένα και αυστηρότερες για να είναι εφικτή η αποδοτική διαχείριση της παραγόμενης ισχύος από πολλούς διανεμημένους παραγωγούς. Τα προηγούμενα, σε συνδυασμό με τη συνεχώς μείωση των τιμών των διακοπτικών στοιχείων οδηγούν στην ανάγκη εύρεσης νέων τοπολογιών μετατροπέων. Στην παρούσα διατριβή προτείνεται μία νέα τοπολογία αντιστροφέα τάσης ο πολυεπίπεδος αντιστροφέας αλληλένδετων βαθμίδων πλήρων γεφυρών με σκέλη περιορισμού ουδετέρου σημείου.
- ❑ Η **ανάπτυξη** ενός προβλεπτικού ελεγκτή για τον έλεγχο πολυεπίπεδων αντιστροφέων τάσης αλληλένδετων βαθμίδων **επιτυγχάνοντας** ανεξάρτητη ρύθμιση των τάσεων των επιμέρους βαθμίδων με εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών του κάθε DC ζυγού τάση και έλεγχο της ενεργού και αέργου ισχύος. Οι προαναφερθείσες προϋποθέσεις είναι απαραίτητες ώστε να πληροί το σύστημα ελέγχου κάποιες από τις πιο βασικές προδιαγραφές που τίθενται.
- ❑ Η **επέκταση** μίας συμβατικής τεχνικής ελέγχου για χρήση σε πολυεπίπεδους αντιστροφείς τάσης αλληλένδετων βαθμίδων με σκέλη περιορισμού ουδετέρου σημείου πληρώνοντας τις απαραίτητες προδιαγραφές που τίθενται. Για την ανάδειξη των συγκριτικών πλεονεκτημάτων της χρήσης του προβλεπτικού ελεγκτή αναπτύσσεται και μία αντίστοιχη τεχνική ελέγχου βασισμένη αποκλειστικά στους συμβατικούς αναλογικούς – ολοκληρωτικούς ελεγκτές.
- ❑ Η **μείωση** της συνολικής **αρμονικής** παραμόρφωσης του ρεύματος και της τάσης του δικτύου χωρίς τη χρήση φίλτρου LCL ανάμεσα στον αντιστροφέα και το δίκτυο. Η απλοποίηση των στοιχείων του κυκλώματος αυξάνει τη συνολική απόδοση του κυκλώματος και συγχρόνως την αξιοπιστία του μειώνοντας τον κίνδυνο σφάλματος.
- ❑ Η μείωση της διακοπτικής συχνότητας συνεπάγεται και μείωση των απωλειών στα ημιαγωγικά στοιχεία που είναι απαραίτητο για χρήση σε διατάξεις μέσης προς μεγάλης ισχύος. Η ισχύς των ηλεκτρικών συστημάτων συνεχώς τείνει να αυξάνεται με συνέπεια να αυξάνεται η απαίτηση ισχύος από τα διακοπτικά στοιχεία. Στα συστήματα μεγάλης ισχύος απαιτούνται μικρότερες διακοπτικές συχνότητες για τον περιορισμό των απωλειών.

➤ DC-DC μετατροπείς

- ❑ Ο **συνδυασμός** της χρήσης **ψηφιακού και αναλογικού** ελέγχου επιτρέπει την αξιοποίηση **συμβατικών** μικροεπεξεργαστών ακόμα και σε απαιτητικές τεχνικές ελέγχου ως προς τους υπολογιστικούς πόρους. Στη βιβλιογραφία επικρατεί η τάση της ανάπτυξης τεχνικών ελέγχου οι οποίες δεν μπορούν να εφαρμοστούν σε πρακτικές εφαρμογές αλλά μόνο σε περιβάλλον εργαστηρίου. Στην παρούσα διατριβή επιλέγεται γι' αυτό το λόγο ένας συμβατικός μικροεπεξεργαστής που δύναται να λειτουργήσει και αυτόνομα.
- ❑ Η **επίτευξη της γρήγορης απόκρισης** του ελεγκτή οδηγεί στην απεξάρτηση από επιμέρους τεχνικές ελέγχου, και επίσης **διευκολύνεται η χρήση σε εφαρμογές ηλεκτροκίνητων οχημάτων** όπου οι μεταβολές της ηλιακής ακτινοβολίας είναι απότομες. Η χρήση ενός γρήγορου ελεγκτή δεν επηρεάζεται από τους περιορισμούς που τίθενται από τις ενσωματωμένες τεχνικές όπως αυτές για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος, και επιτρέπει τη συνδυασμένη εφαρμογή των πιο απλοποιημένων τεχνικών ακόμα και σε απαιτητικές εφαρμογές.

- Η εφαρμογή ενός προβλεπτικού ελεγκτή με **σταθερή διακοπτική συχνότητα** περιορίζει ζητήματα ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας και παρεμβολών. Η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα θέτει συνήθως περιορισμούς στις εφαρμογές που μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία τεχνική ελέγχου γι' αυτό αναπτύσσονται στρατηγικές περιορισμού της.
- Η **σύγκριση της προτεινόμενης τεχνικής** με άλλες τεχνικές της ίδιας κατηγορίας όπως και αυτή της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας, για την ανάδειξη των επιμέρους μειονεκτημάτων και πλεονεκτημάτων. Η χρήση της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφανείας είναι συνεχώς αυξανόμενη σε μία πληθώρα εφαρμογών καθώς προσφέρει απλότητα στον έλεγχο, αλλά δυσκολία στην κατάστροψη του ελεγκτή και στην ευστάθειά του.
- Η **ανάδειξη των πλεονεκτημάτων της χρήσης** του προβλεπτικού ελεγκτή έναντι της υιοθέτησης συμβατικών τεχνικών που χρησιμοποιούνται ευρέως σε εμπορικές εφαρμογές. Οι έως τώρα συμβατικές τεχνικές προσφέρουν μία ανταγωνιστική λύση σε επίπεδο εφαρμογών και για την αντικατάστασή τους επιβάλλεται οι προτεινόμενες τεχνικές να είναι συγκριτικά ανώτερες.
- Η ανάπτυξη μίας **πειραματικής διάταξης ελέγχου γενικού σκοπού** για την πειραματική επιβεβαίωση των θεωρητικών ευρημάτων. Το σύστημα ελέγχου, οι τυπωμένες πλακέτες, η βελτίωση κατάστασης των σημάτων, τα μέτρα προστασίας και η τεχνική γνώση γύρω από τη σχεδίαση διατάξεων ελέγχου αποτυπώνεται εν μέρει στο κείμενο αλλά και στην διάταξη καθεαυτή.

8.3 Σημεία για Περαιτέρω Διερεύνηση

Σε αυτήν την ενότητα συνοψίζονται κάποια από τα σημεία που τίγονται εντός της παρούσας διατριβής αλλά χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης. Αυτά είναι τα ακόλουθα:

- ❑ Η **επέκταση** του μονοφασικού αντιστροφέα τάσης σε **τριφασικό** ώστε να αποκτήσει περισσότερο πρακτικό ενδιαφέρον.
- ❑ Χρήση σύγχρονων **ψηφιακών πλατφορμών FPGA** ή μικροεπεξεργαστών floating point λογικής με μεγαλύτερη υπολογιστική ισχύ για την εφαρμογή των τεχνικών ελέγχου που αναπτύχθηκαν. Η σύγκριση των αποτελεσμάτων αυτών με όσα προέκυψαν αναμένεται να αναδείξει αν τα πλεονεκτήματα της χρήσης υψηλότερων χρόνων δειγματοληψίας είναι σημαντικά.
- ❑ Η εφαρμογή στην τεχνική ολισθήσεως επιφανείας **τεχνικών περιορισμού της διακοπτικής συχνότητας** και σύγκριση με τα ευρήματα που προκύπτουν από τη χρήση του προβλεπτικού ελεγκτή σταθερής διακοπτικής συχνότητας.
- ❑ Η **τροποποίηση** του προβλεπτικού ελεγκτή για τον περιορισμό της διακοπτικής συχνότητας μέσω τεχνικών περιορισμού καθώς και η διερεύνηση της χρησιμοποίησης **δεύτερου βήματος** πρόβλεψης.
- ❑ Η σύγκριση της προτεινόμενης τοπολογίας αντιστροφέα τάσης με άλλες αντίστοιχες τοπολογίες αλληλένδετων βαθμίδων ως προς το **βαθμό απόδοσης**. Μπορεί να αυξάνονται τα διακοπτικά στοιχεία ωστόσο μειώνονται οι τάσεις καταπόνησής τους και οι μεταγωγές τους.
- ❑ Η **διερεύνηση ζητημάτων απομόνωσης** σε διατάξεις πολυεπίπεδων αντιστροφέων. Στην παρούσα διατριβή για την αντιμετώπιση αυτού του φαινομένου λαμβάνεται υπόψη η χρήση μετασχηματιστών απομόνωσης και δεν διερευνώνται τα ρεύματα διαρροής ως προς γη.
- ❑ Ο περιορισμός του πλήθους των υπό εξέταση διακοπτικών συνδυασμών σε κάθε κύκλο δειγματοληψίας με τη χρήση τεχνικών όπως την τεχνική **nearest voltage level**.
- ❑ Πειραματική διερεύνηση διάταξης με **διαφορετικού τύπου DC** πηγές και μεγάλων **ασύμμετρων** διαφορών ως προς το επίπεδο της τάσης.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ

Η παρούσα ενότητα διακρίνεται σε τέσσερις βασικές υποενότητες. Αρχικά παρουσιάζονται κάποιες επιπλέον εφαρμογές όπου χρησιμοποιείται ο προβλεπτικός έλεγχος στα πλαίσια των ερευνητικών προγραμμάτων. Έπειτα παρουσιάζονται τα μοντέλα προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκαν για την εκτίμηση των τεχνικών του ελέγχου που αναπτύχθηκαν, πριν την πειραματική τους επιβεβαίωση. Τα σχέδια των τυπωμένων πλακετών που αναπτύχθηκαν και υλοποιήθηκαν περιλαμβάνονται στην επόμενη ενότητα, ώστε να είναι εφικτό να μπορεί ο χρήστης της διάταξης να επέμβει είτε για να την τροποποιήσει είτε για να διορθώσει την εμφάνιση κάποιου σφάλματος. Όλες οι πλακέτες υλοποιήθηκαν στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος. Τέλος, παρουσιάζονται κάποιες εικόνες που λήφθηκαν κατά το στάδιο της κατασκευής της διάταξης ελέγχου, ώστε να είναι εφικτό ο χρήστης να αποκτήσει πρόσβαση σε σημεία όπου δεν είναι δυνατή η οπτική πρόσβαση.

Π.1 Πρόσθετες εφαρμογές του προβλεπτικού ελέγχου βασισμένου στο μοντέλο αναπαράστασης του κυκλώματος

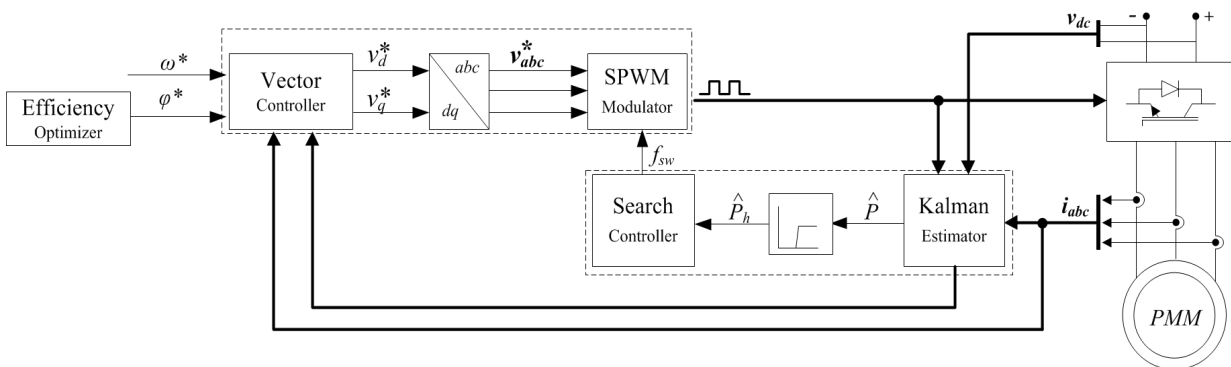
Ελαχιστοποίηση των απωλειών σε μηχανές μονίμων μαγνητών αεροπορικής τεχνολογίας ελέγχοντας τη διακοπτική συχνότητα

Η προτεινόμενη μεθοδολογία που λαμβάνει υπόψη μετρητικά σφάλματα και ανακρίβειες στο μοντέλο αναπαράστασης εφαρμόζεται στην ελαχιστοποίηση των απωλειών του κινητήρα. Ο ελεγκτής που αναπτύσσεται επιβεβαιώνεται πειραματικά σε ένα πρωτότυπο μηχανής μονίμων μαγνητών και δύναται να βελτιώσει την απόδοση του συστήματος.

Εξαιτίας της έλλειψης αναλυτικού μοντέλου για την παρακολούθηση του σημείου μέγιστης απόδοσης με κατάλληλη επιβαλλόμενη διακοπτική συχνότητα για όλη την περιοχή λειτουργίας μίας μηχανής, οι αλγόριθμοι αναζήτησης παρουσιάζουν συγκριτικά πλεονεκτήματα έναντι των μοντέλων απωλειών μηχανής. Στην παρούσα εφαρμογή χρησιμοποιείται ένας αλγόριθμος αναζήτησης σε συνδυασμό με ένα φίλτρο Kalman για την πραγματικού χρόνου εκτίμηση των απωλειών ελέγχοντας την επιβαλλόμενη διακοπτική συχνότητα.

Στη βιβλιογραφία προτείνονται διάφοροι εκτιμητές απωλειών, βασισμένοι κυρίως στα μαγνητικά ισοδύναμα κυκλώματα. Μία τέτοια προσέγγιση αποτυγχάνει να παρέχει την αναγκαία ακρίβεια για την εύρεση του σημείου μέγιστης απόδοσης εξαιτίας της υψηλά μη γραμμικής συμπεριφοράς του μαγνητικού πυρήνα της μηχανής και των σχετιζόμενων φαινομένων δυναμικής υστέρησης που επηρεάζουν σημαντικά την απόδοση της μηχανής. Εν τω μεταξύ, ο απευθείας υπολογισμός της απόδοσης από την παρεχόμενη ηλεκτρική ισχύ και την ισχύ εξόδου εμπεριέχει το θόρυβο των μετρήσεων εμφανίζοντας εξάρτηση από την ακρίβεια μέτρησης, γι' αυτό το λόγο μία υβριδική τεχνική προσέγγισης είναι περισσότερο επιθυμητή.

Στο ακόλουθο σχήμα απεικονίζεται το σχήμα ελέγχου το οποίο αποτελείται από τον κύριο ελεγκτή της μηχανής και από τη ρουτίνα προσδιορισμού του σημείου μέγιστης απόδοσης.

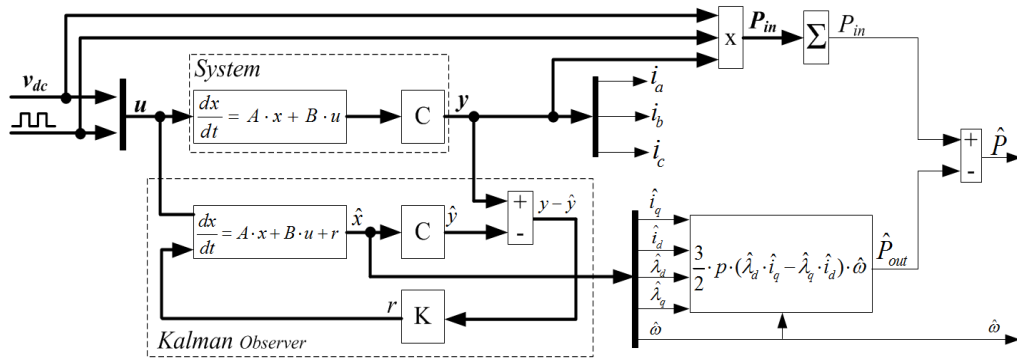


Σχ. Π. 1. Γενική άποψη του σχήματος ελέγχου.

Ο κύριο ελεγκτής δέχεται ως είσοδο τα ρεύματα της μηχανής και την ταχύτητα καθώς επίσης την επιθυμητή ταχύτητα και μαγνητική ροή του δρομέα, και παρέχει ως έξοδο την εντολή τάσης στο διαμορφωτή εύρους παλμών. Η ρουτίνα υπολογισμού του σημείου μέγιστης απόδοσης δέχεται ως είσοδο τα ρεύματα της μηχανής, την τάση του DC ζυγού και την παλμοσειρά ελέγχου, ενώ δίνει ως έξοδο την εντολή για την επιθυμητή διακοπτική συχνότητα αντίστοιχα.

Στο σχήμα απεικονίζεται η εσωτερική δομή της ρουτίνας εκτίμησης της απόδοσης της μηχανής. Ένας εκτιμητής Kalman χρησιμοποιείται ο οποίος λαμβάνει υπόψη φαινόμενα θορύβου και ανακρίβειες του μοντέλου αναπαράστασης. Αν χρησιμοποιηθεί η ταχύτητα στο δυναμικό μοντέλο της μηχανής σαν εξωτερική κατάσταση, τότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί το ανώτερης τάξης Kalman φίλτρο για να

γραμμικοποιηθούν οι μη γραμμικές εξισώσεις κατάστασης του μοντέλου για την εκτίμηση της επόμενης κατάστασης.

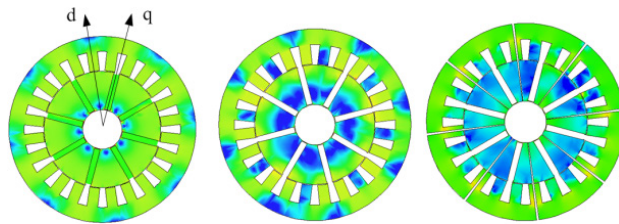


Σχ. Π. 2. Εκτίμηση της απόδοσης του συστήματος.

Η έξοδος του φίλτρου Kalman μπορεί τελικά να χρησιμοποιηθεί ως είσοδος σε έναν αλγόριθμο προσδιορισμού της διακοπτική συχνότητας. Επιπλέον, η είσοδος στο αλγόριθμο αναζήτησης μπορεί να διαμορφωθεί ώστε να συμπεριλάβει τις απώλειες διακοπτικών συχνοτήτων έτσι ώστε ο ελεγκτής να δύναται μελλοντικά να υποστηρίξει διερευνήσεις για τη συνολική βελτίωση της απόδοσης του συστήματος ελέγχου και μηχανής.

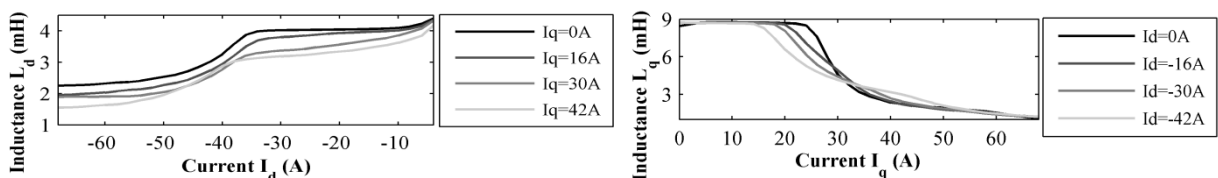
Μοντέλο αναπαράστασης μηχανής μονίμων μαγνητών λαμβάνοντας υπόψη φαινόμενα κορεσμού και τη μη ημιτονοειδή ΗΕΔ

Το μοντέλο αναπαράστασης της μηχανής αναπτύσσεται θεωρώντας φαινόμενα κορεσμού των αξόνων στο σύστημα dq ενσωματώνοντας τα σε ένα ισοδύναμο κύκλωμα παραμέτρων δίνοντας τη δυνατότητα της ακριβούς πρόβλεψης της επίδοσης της μηχανής. Το εξαγόμενο μοντέλο αναπαράστασης δύναται να χρησιμοποιηθεί εντός της στρατηγικής του ελέγχου επιτρέποντας τη χρήση του ακόμα και σε εφαρμογές μέγιστης παραγόμενης ισχύος σε ποικίλες εφαρμογές, όπως αυτές των ανεμογεννητριών. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης επαληθεύονται από τα διεξαχθέντα πειράματα σε ένα πρωτότυπο μηχανής μονίμων μαγνητών. Στο σχήμα απεικονίζεται η κατανομή της μαγνητικής ροής της μηχανής.



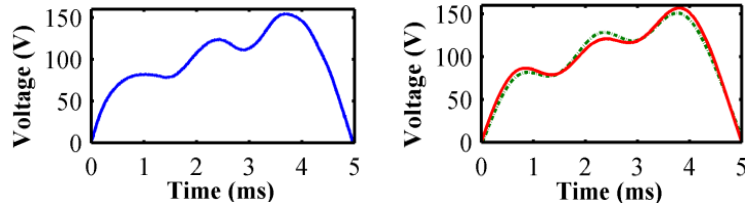
Σχ. Π. 3. Κατανομή της μαγνητικής ροής. (α) Ανοικτού κυκλώματος. (β) Διάταξη στο d άξονα. (γ) Διάταξη στον q άξονα.

Στα σχήματα παρουσιάζεται ότι η επαγωγή στον άξονα d μειώνεται σχεδόν γραμμικά καθώς το ρεύμα στον άξονα d αυξάνεται, ενώ η επαγωγή στον άξονα q είναι περισσότερο ευαίσθητη σε μεταβολές του ρεύματος του άξονα q, εξαιτίας του γεγονότος ότι η ροή του άξονα q επηρεάζεται σημαντικά από το υλικό του δρομέα και του στάτη. Το φαινόμενο αλληλεπίδρασης των αξόνων είναι έντονο καθώς τα ρεύματα των αξόνων αυξάνονται έχοντας σημαντική επίδραση στην τιμή των επαγωγών. Ενσωματώνοντας αυτές τις τιμές των επαγωγών στο ισοδύναμο κύκλωμα τη μηχανής δύναται να προβλεφθεί η επίδοση της μηχανής με μεγαλύτερη ακρίβεια.



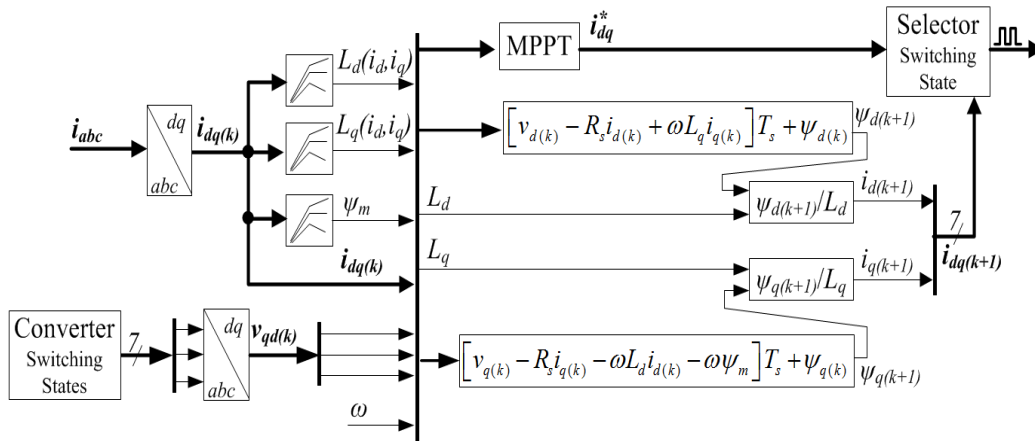
Σχ. Π. 4. Μεταβολή των επαγωγών των αξόνων συναρτήσει των ρευμάτων των αξόνων.

Η τάση εξόδου της μηχανής είναι ασυνήθιστα μη ημιτονοειδής εξαιτίας της δομής και θέσης των μαγνητών. Οι αρμονικές συνιστώσες πρέπει να αναπαραχθούν στην ΗΕΔ εξαιτίας του μεγάλου ποσοστού τους. Γι' αυτό το λόγο χρησιμοποιείται η αρχή της επαλληλίας μέσω ανεξάρτητων κυκλωμάτων θέτοντας τις κατάλληλες τιμές στις παραμέτρους του κυκλώματος. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και των διεξαχθέντων πειραμάτων ταυτίζονται για τη θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα για χαμηλά επίπεδα κορεσμού. Ωστόσο, οι υψηλής τάξης αρμονικές κορένουν ανομοιόμορφα το ελάσματα του δρομέα και του στάτη. Εξαιτίας της μη γραμμικής συμπεριφοράς των υλικών, επιπλέον βελτίωση του μοντέλου μπορεί να επιτευχθεί εφαρμόζοντας τεχνικές προσέγγισης συνδυασμένες με μετρημένα αποτελέσματα από ένα κατασκευασμένο πρωτότυπο μηχανής.



Σχ. Π. 5. Προσομοιωμένη και μετρημένη τάση εξόδου.

Το σχήμα ελέγχου βασισμένο στην τεχνική του προβλεπτικού ελέγχου απαιτεί τη γνώση του ακριβούς μοντέλου αναπαράστασης της μηχανής ώστε να δύναται να προβλέψει την μελλοντική κατάσταση του συστήματος τη στιγμή $k+1$. Οι εξισώσεις του συστήματος εμπλέκοντας τα φαινόμενα κορεσμού μπορούν να αποκτήσουν διακριτή μορφή. Τα τρία ρεύματα μετασχηματίζονται στα ρεύματα των αξόνων dq αποτελώντας την είσοδο στον ελεγκτή.

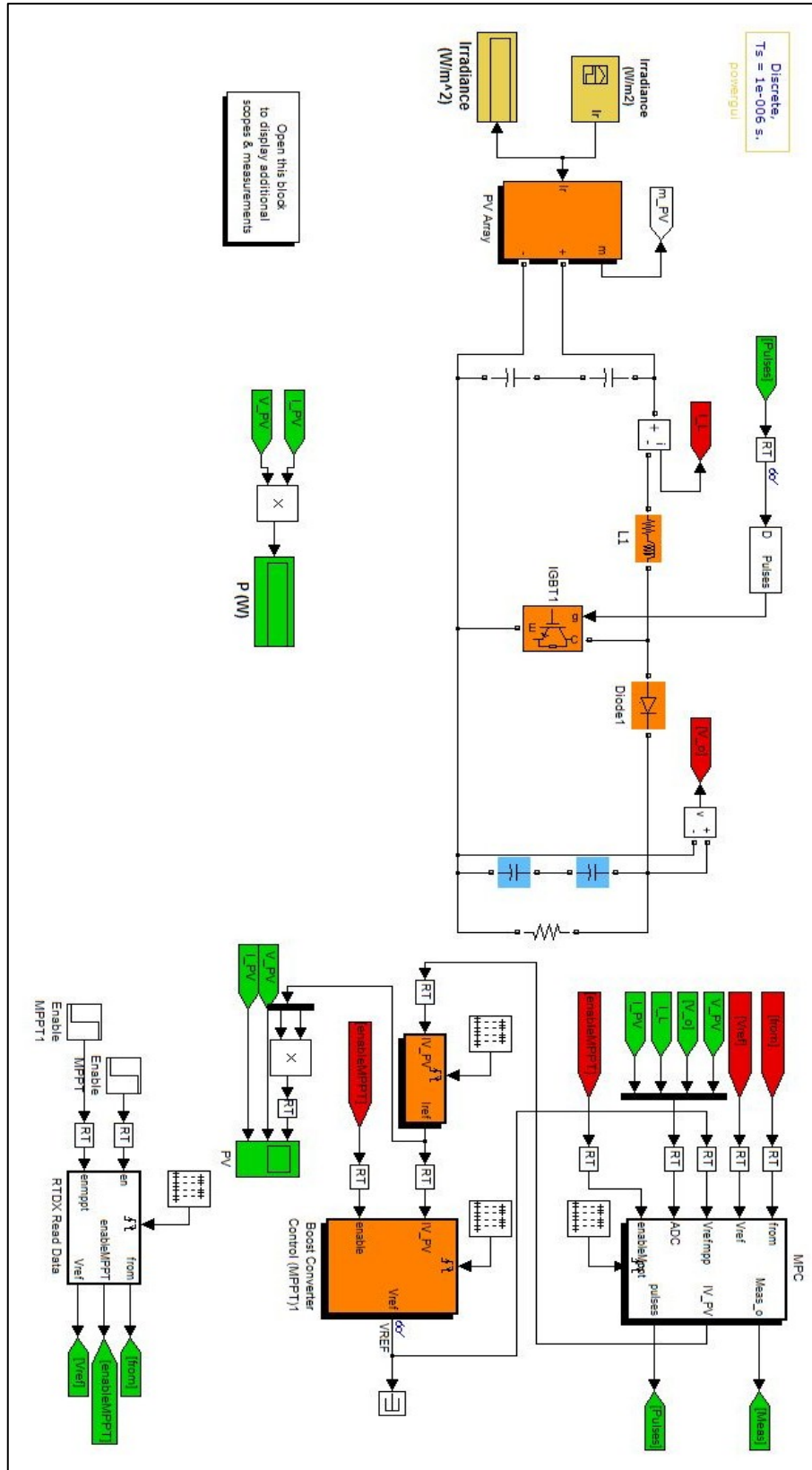


Σχ. Π. 6. Γενική άποψη του σχήματος ελέγχου.

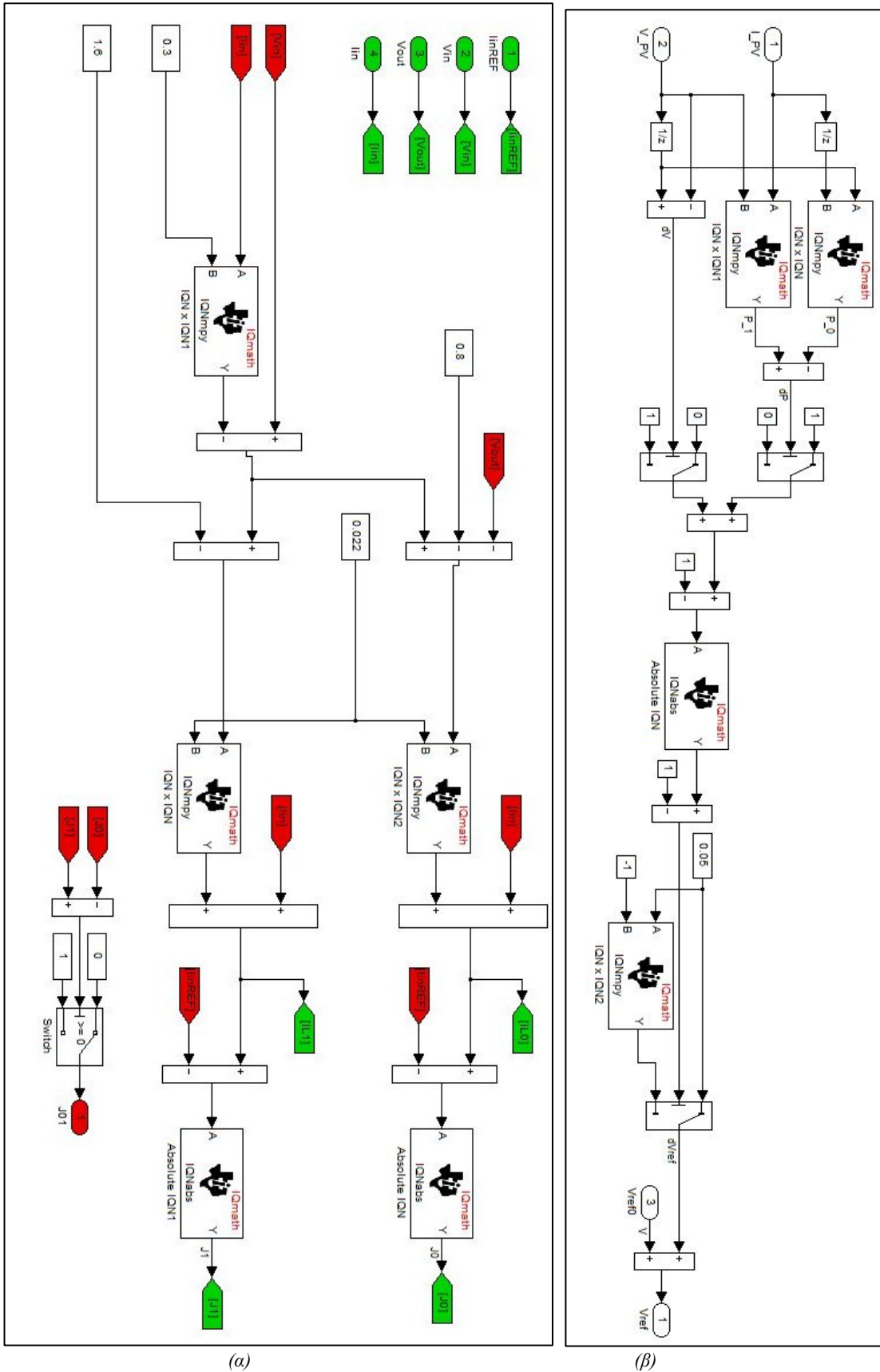
Οι εντολές τάσης των αξόνων για την τρέχουσα χρονική στιγμή δίνονται χρησιμοποιώντας το ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής και εξετάζοντας όλες τις πιθανές διακοπτικές καταστάσεις. Από τη σύγκριση όλων διακοπτικών συνδυασμών για τα ρεύματα αναφοράς και τα ρεύματα πρόβλεψης προκύπτει εκείνος ο διακοπτικός συνδυασμός που επιτρέπει την παρακολούθηση των επιθυμητών ρευμάτων. Από τα προαναφερθέντα, είναι εμφανές ότι η επίδοση του συστήματος εμφανίζει ισχυρή εξάρτηση στην ακρίβεια της πρόβλεψης του μοντέλου μηχανής.

Π.2 Μοντέλα προσομοίωσης στο περιβάλλον Matlab/Simulink για τον DC-DC μετατροπέα

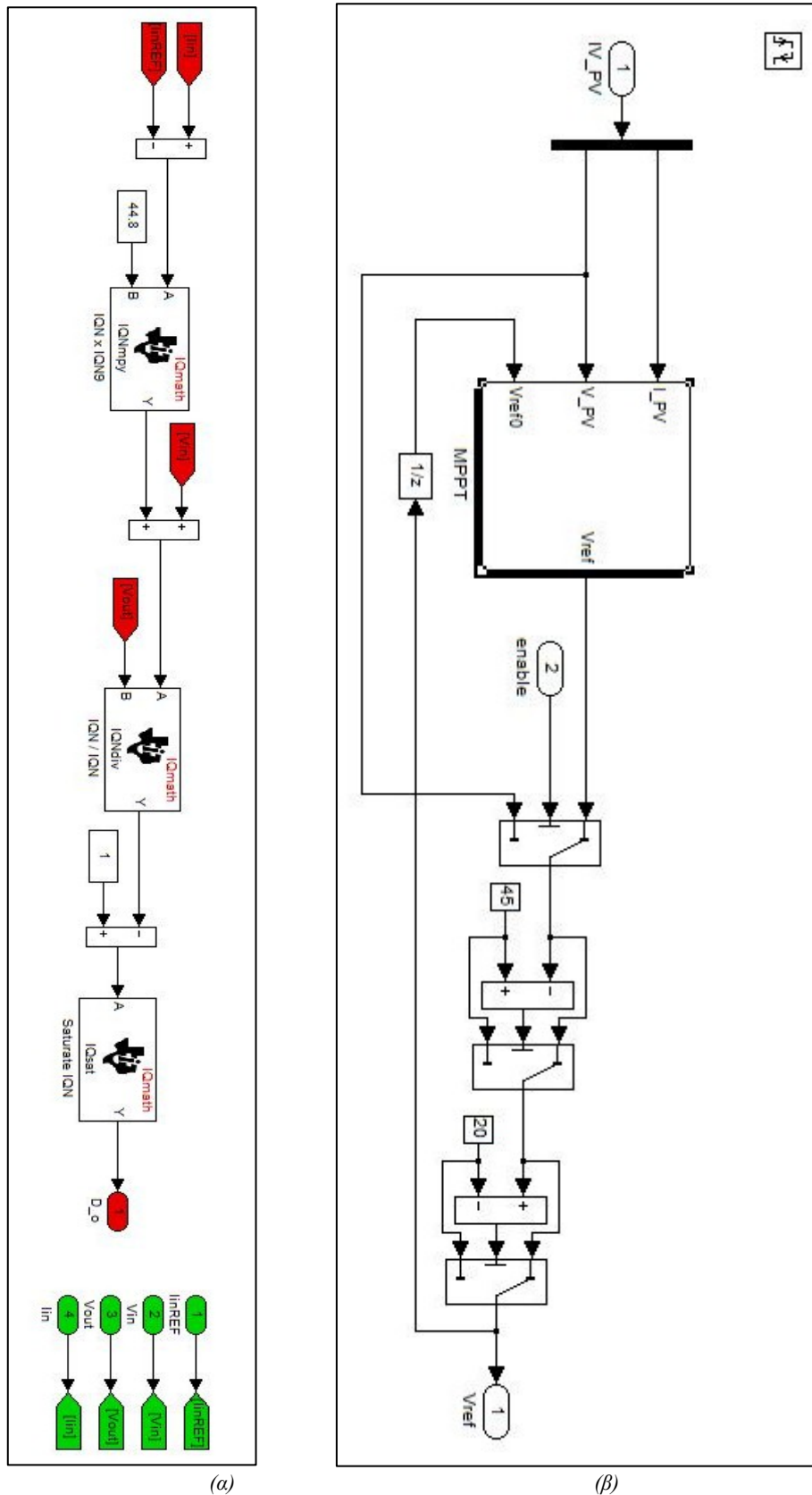
Τα ακόλουθα σχήματα περιλαμβάνουν στιγμιότυπα από κάποια από μοντέλα προσομοίωσης όπως αυτά χρησιμοποιήθηκαν για τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν στην παρούσα εργασία.



Σχ. Π. 7. Γενική άποψη του μοντέλου προσομοίωσης των προβλεπτικών ελεγκτών.



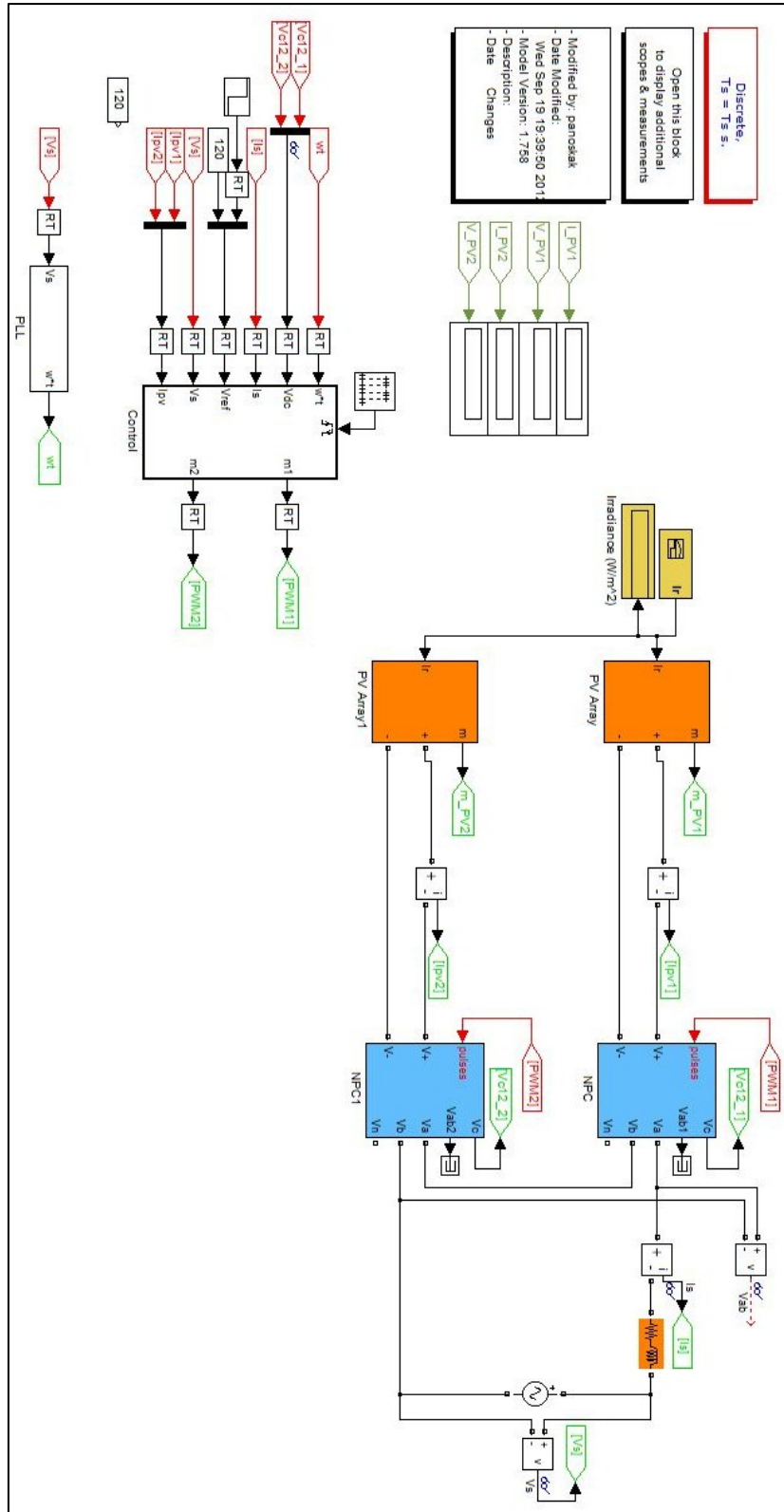
Σχ. Π. 8. (α) Υλοποίηση του προβλεπτικού ελέγχου FS-MPC χρησιμοποιώντας τη βιβλιοθήκη IQ math. (β) Εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος χρησιμοποιώντας τη βιβλιοθήκη IQmath.



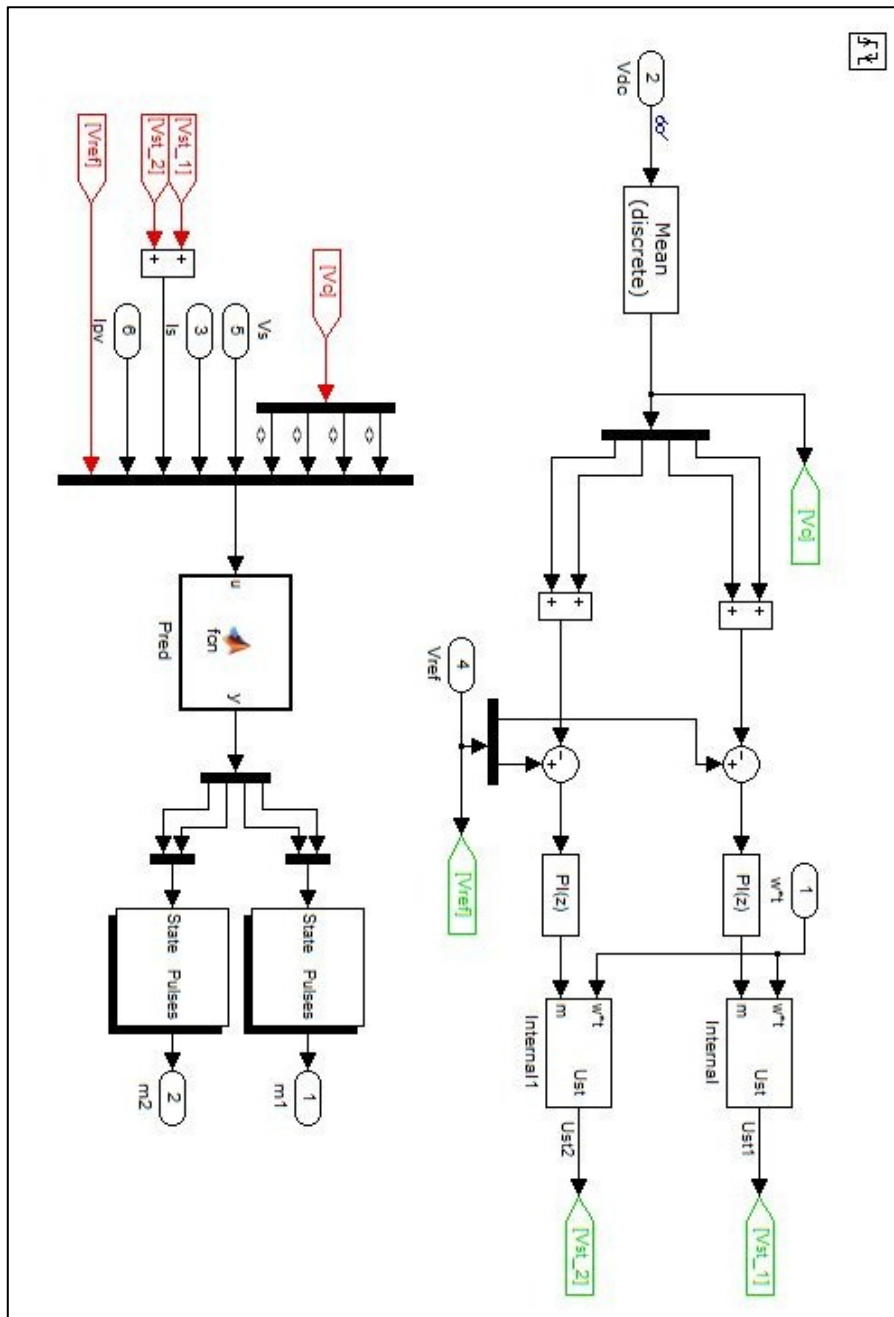
Σχ. Π. 9. (α) Υλοποίηση του προβλεπτικού ελέγχου VCC-MPC. (β) Περιορισμός τάσεως του ελεγκτή.

Π.3 Μοντέλα προσομοίωσης στο περιβάλλον Matlab/Simulink για τον NPC μετατροπέα

Τα ακόλουθα σχήματα περιλαμβάνουν στιγμιότυπα από κάποια από μοντέλα προσομοίωσης όπως αυτά χρησιμοποιήθηκαν για τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν στην παρούσα εργασία.



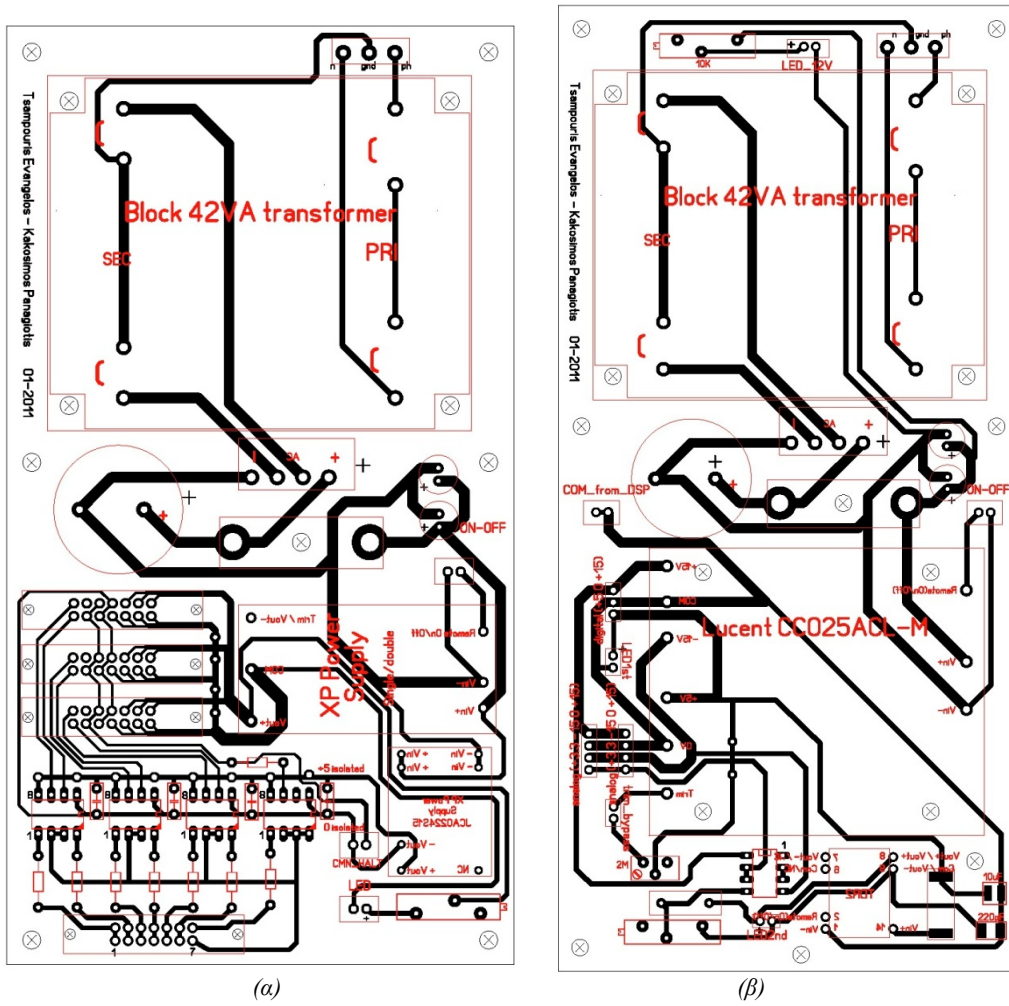
Σχ. Π. 10. Υλοποίηση του προβλεπτικού ηλεκτρή στον NPC αντιστροφή τάσης δύο εν σειρά Η-γεφυρών.



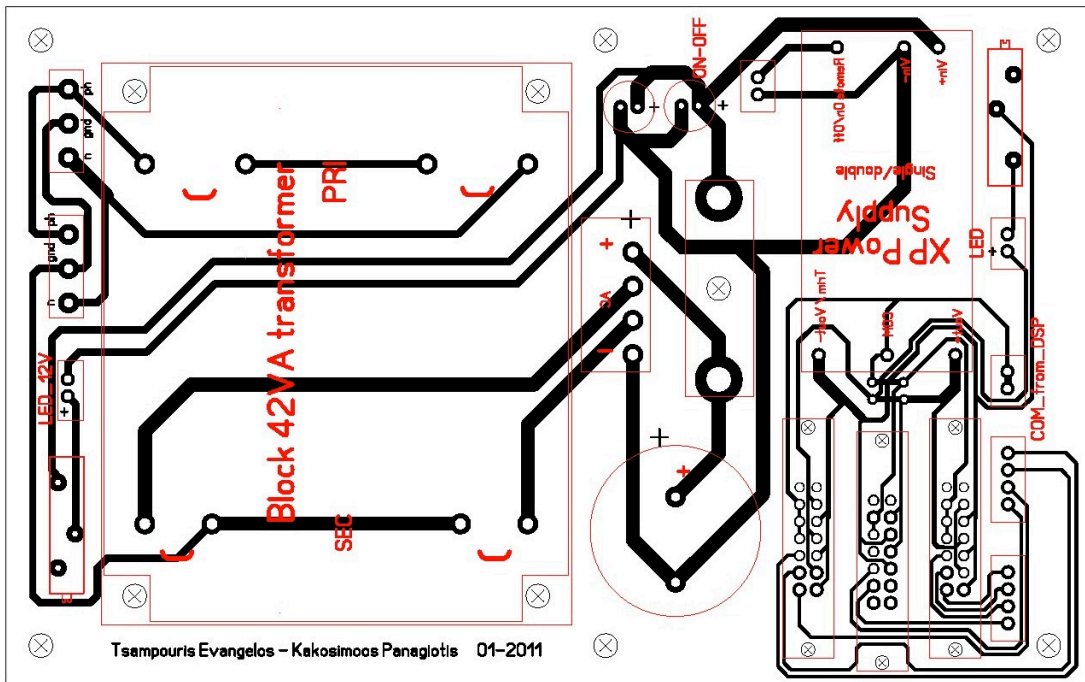
Σχ. Π. 11. Υλοποίηση των PI αντισταθμιστών και του προβλεπτικού ελεγκτή.

Π.4 Τυπωμένες πλακέτες συστήματος ελέγχου

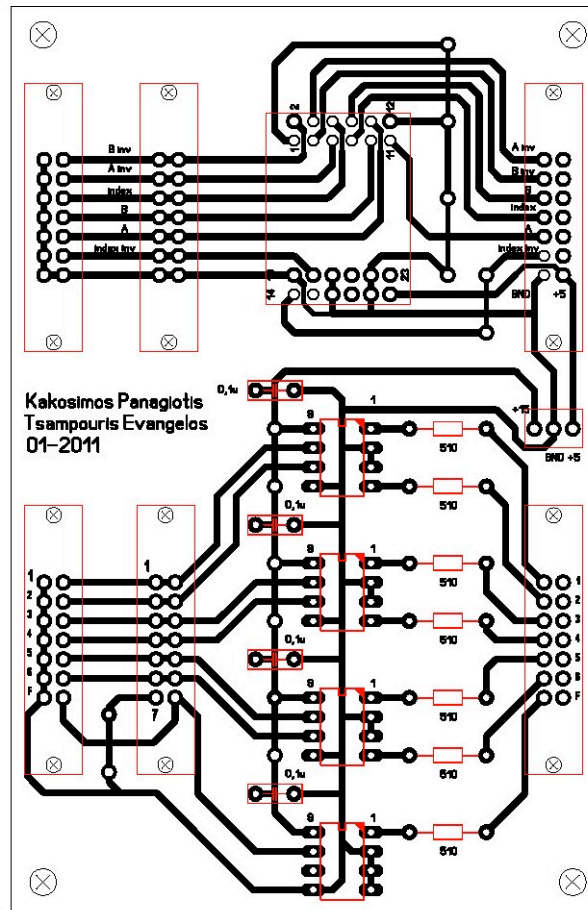
Στα ακόλουθα σχήματα απεικονίζονται οι τυπωμένες πλακέτες που υλοποιήθηκαν και των οποίων η λειτουργία περιγράφεται αναλυτικά στο Κεφάλαιο 6. Τα σχέδια των τυπωμένων πλακετών δεν είναι στις φυσικές τους διαστάσεις αλλά έχουν παραμορφωθεί διατηρώντας την αναλογία της εικόνας σταθερή.



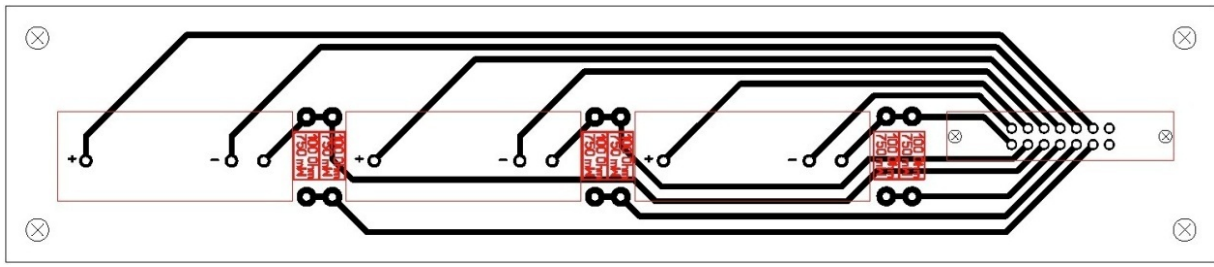
Σχ. Π. 12. Τυπωμένες πλακέτες τροφοδοσίας. (α) Τυπωμένη πλακέτα τροφοδοσίας διακοπτικών στοιχείων και τελευταία βαθμίδα απόζευξης των παλμών οδήγησης. (β) Τυπωμένη πλακέτα τροφοδοσίας πλακετών επεξεργασίας σήματος.



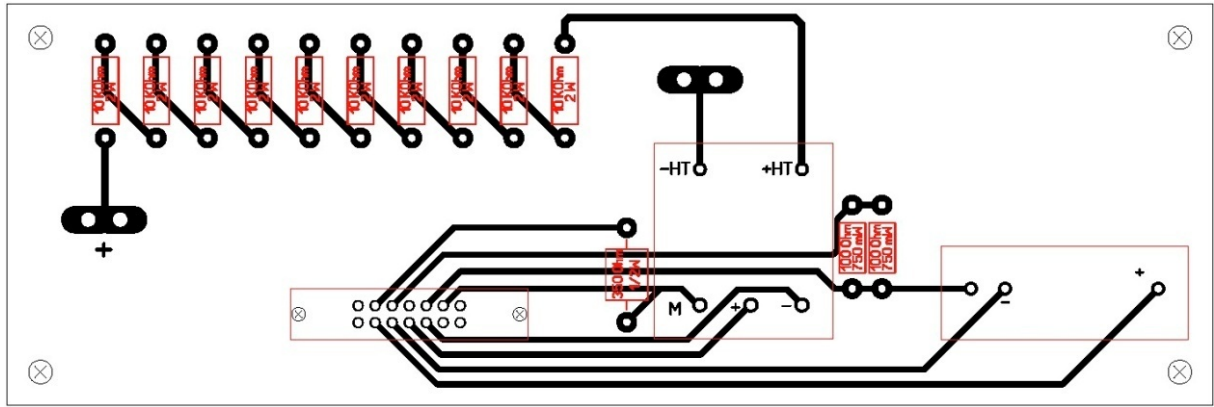
Σχ. Π. 13. Τυπωμένη πλακέτα τροφοδοσίας μετρητικών τάσεων και ρευμάτων.



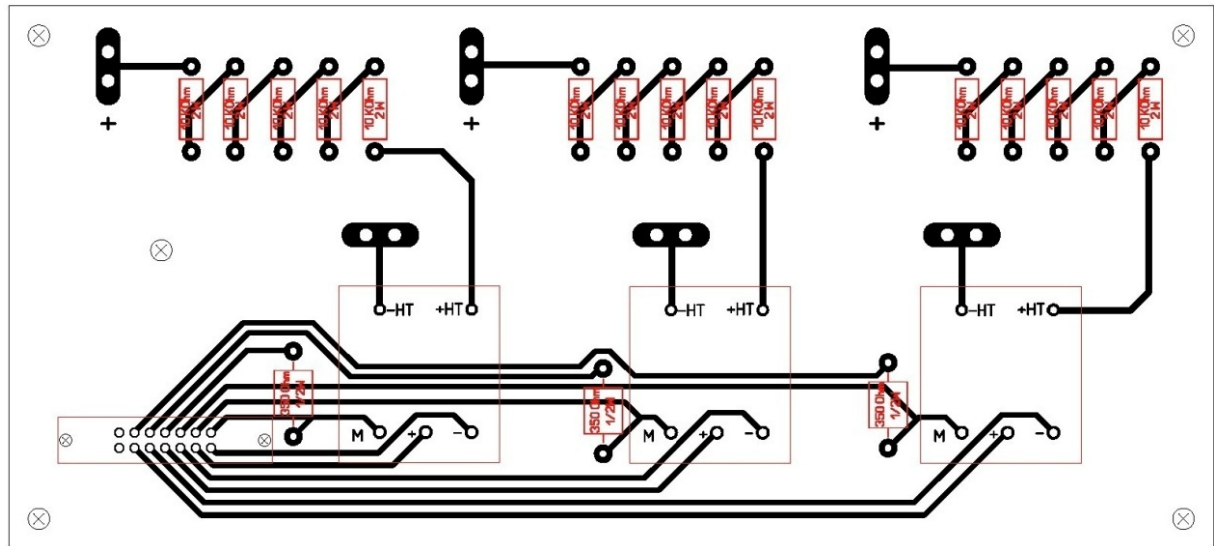
Σχ. Π. 14. Τυπωμένη πλακέτα απομόνωσης παλμών οδήγησης από τον ψηφιακό επεξεργαστή σήματος.



(α)

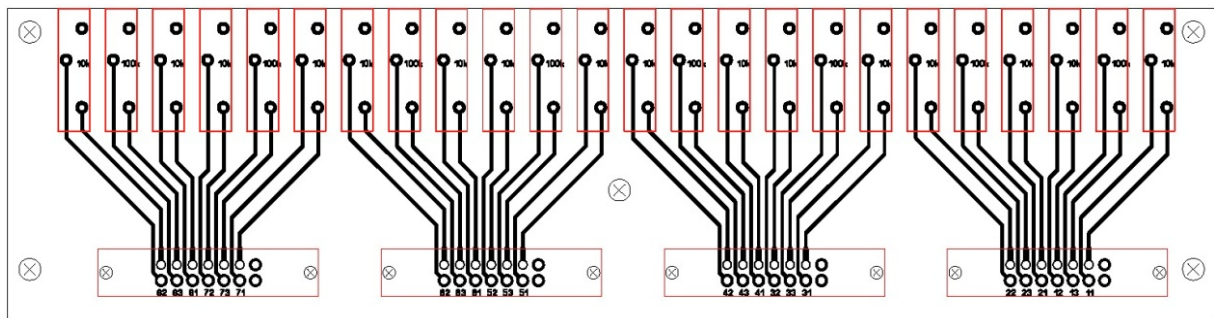


(β)

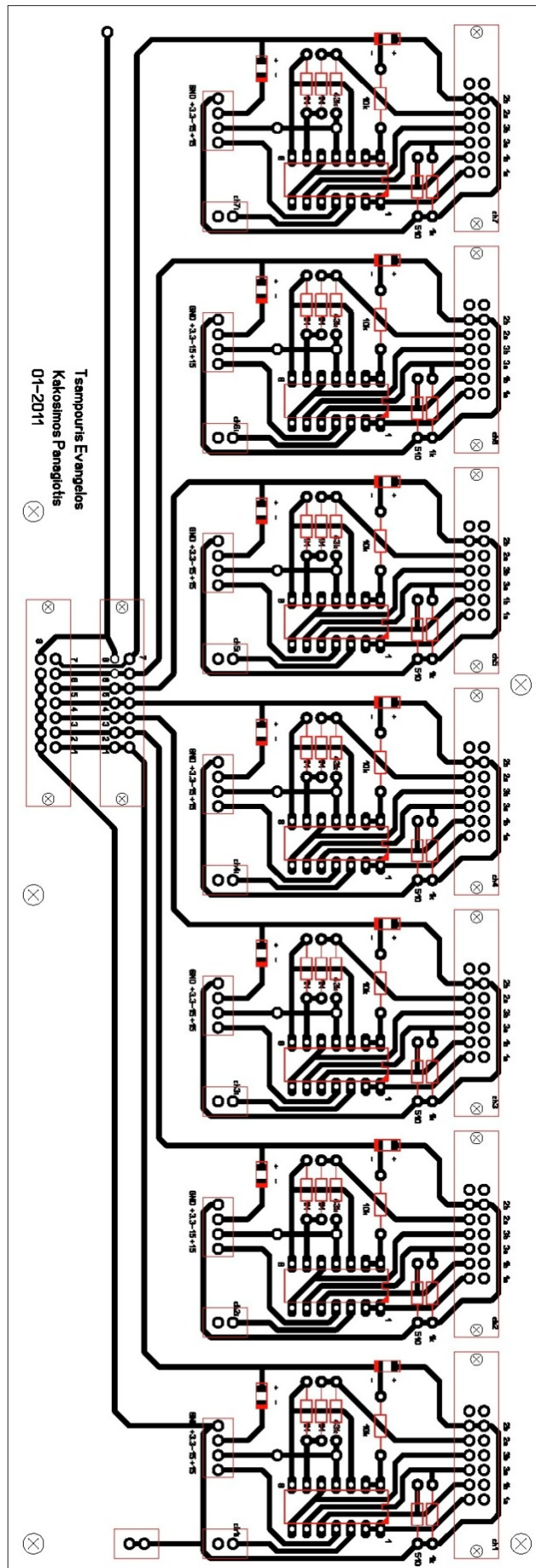


(γ)

Σχ. Π. 15. Τυπωμένες πλακέτες μετρητικών. (α) AC ρεύματος. (β) DC τάσεως και ρεύματος. (γ) AC τάσεων.



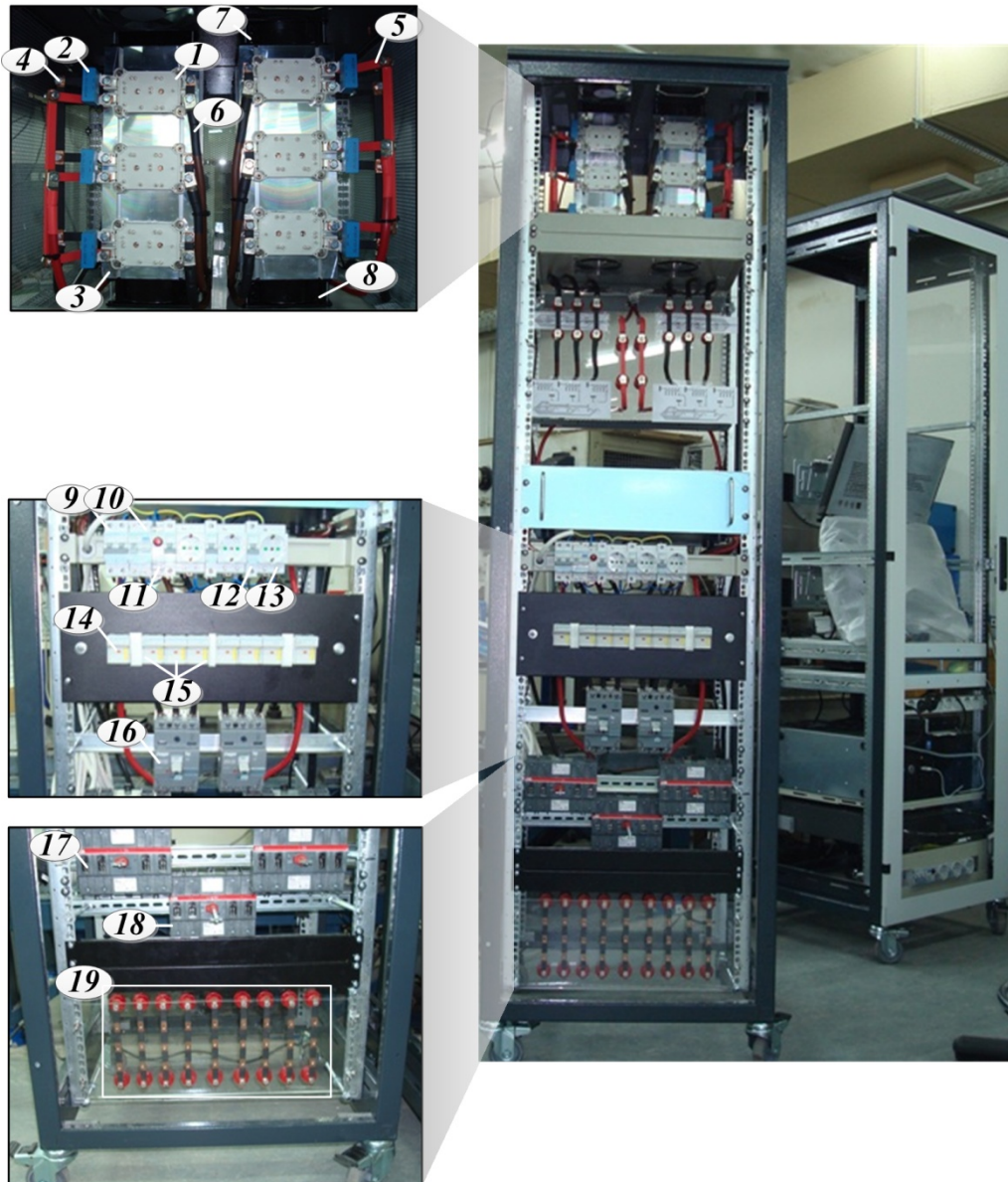
Σχ. Π. 16. Τυπωμένη πλακέτα ροοστατών ρύθμισης του επιπέδου σήματος.



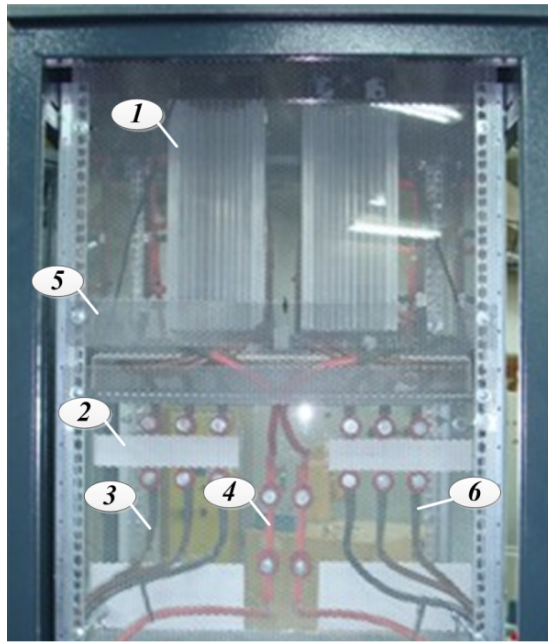
Σχ. Π. 17. Τυπωμένη πλακέτα κατάστασης σήματος.

Π.5 Περισσότερες πληροφορίες για τη διάταξης ελέγχου

Στα επόμενα σχήματα απεικονίζονται κάποιες από τις εικόνες κατά το στάδιο της κατασκευής της διάταξης ελέγχου. Εξαιτίας του γεγονότος ότι η διάταξη βρίσκεται σε μεταλλική κατασκευή είναι δύσκολο για το χρήστη να έχει οπτική πρόσβαση σε κάποια από τα σημεία που τυχόν να απαιτηθούν αλλαγές, γι' αυτό παρατίθενται σε αυτό το σημείο κάποιες εικόνες κατά τη διάρκεια κατασκευής, κυρίως για τη μονάδα ισχύος.



Σχ. Π. 18. Μονάδα ισχύος. (1) Ημιαγωγικός διακόπτης. (2) Πυκνωτής snubber. (3) Ψήκτρα. (4) DC ζυγός τάσης (αρνητικό πόλος). (5) DC ζυγός τάσης (θετικός πόλος). (6) AC καλώδιο. (7) Ανεμιστήρας. (8) Ανεμιστήρας. (9) Διπολικός διακόπτης. (10) Διακόπτης διαρροής. (11) Λυχνία ένδειξης. (12) Μονοπολικός διακόπτης. (13) Μονοφασική πρίζα. (14) Ασφάλεια υπερταχείας DC. (15) Ασφάλειες υπερταχείας AC. (16) Αυτόματος διακόπτης AC. (17) Διακόπτης επιμέρους DC. (18) Διακόπτης συνολικού DC. (19) Μπάρες σύνδεσης (από αριστερά: 3 AC φάσεις, 1 DC πόλος, 1 μεσαία λήψη, 1 DC πόλος, 3 AC φάσεις).



Σχ. Π. 19. Μονάδα ισχύος (πίσω όψη). (1) Ψήκτρεις. (2) Στήριξη μετρητικών ρεύματος. (3) AC καλώδια. (4) DC καλώδια. (5) Πλέγμα. (6) AC καλώδια..

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] The World Bank, “Turn Down the Heat,” 2012. [Online]. Available: climatechange.worldbank.org/.
- [2] “United Nations: Framework Convention on Climate Change,” *18th Doha Climate Change Conference*, 2012. [Online]. Available: http://unfccc.int/meetings/doha_nov_2012/meeting/6815.php.
- [3] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, F. Z. Peng, and A. Valderrabano, “A DC–DC multilevel boost converter,” *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 1, p. 129, 2010.
- [4] A. G. Beccuti, G. Papafotiou, and M. Morari, “Optimal Control of the Boost dc-dc Converter,” in *44th Conference on Decision and Control*, 2005, pp. 4457–4462.
- [5] P. Karamanakos, G. Papafotiou, and S. Manias, “Model predictive control strategies for DC-DC boost voltage conversion,” in *14th IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, pp. 1–9.
- [6] Z. Fei and X. Jianping, “A Novel PCCM Boost PFC Converter With Fast Dynamic Response,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4207–4216, Sep. 2011.
- [7] Y. Li, X. Ruan, D. Yang, F. Liu, and C. K. Tse, “Synthesis of Multiple-Input DC/DC Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 9, pp. 2372–2385, Sep. 2010.
- [8] M. Mostafa, H. Mohamed, A. Mahrous, O. Mohamed, and E. Ahmed Alaa, “Optimum Design for Multilevel Boost Converter,” in *14th International Middle East Power Systems Conference*, 2010.
- [9] J. Bergt, “Improved models for DC DC converters,” Lund University, 2003.
- [10] Y. Qiu, H. Liu, and X. Chen, “Digital Average Current-Mode Control of PWM DC–DC Converters Without Current Sensors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 5, pp. 1670–1677, May 2010.
- [11] W. Song, X. Feng, and C. Xiong, “A neutral point voltage regulation method with SVPWM control for single-phase three-level NPC converters,” in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008, pp. 1–4.
- [12] F. Michael and E. Temesi, “Advantages of NPC Inverter Topologies with Power Modules,” 2009.
- [13] D. Florica, G. Gateau, and A. Leredde, “New Active Stacked NPC Multilevel Converter: Operation and Features,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2272–2278, Jul. 2010.
- [14] L. Ma, T. Kerekes, R. Teodorescu, X. Jin, D. Florica, and M. Liserre, “The high efficiency transformer-less PV inverter topologies derived from NPC topology,” in *13th IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009, pp. 1–10.
- [15] A. Lewicki, Z. Krzeminski, and H. Abu-Rub, “Space-Vector Pulsewidth Modulation for Three-Level NPC Converter With the Neutral Point Voltage Control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5076–5086, 2011.
- [16] R. Maheshwari, S. Munk-Nielsen, and S. Busquets-Monge, “Design of Neutral-Point Voltage Controller of a Three-level NPC Inverter with Small DC-Link Capacitors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, in Press.
- [17] J. D. Barros, J. F. A. Silva, and E. G. A. Jesus, “Fast-Predictive Optimal Control of NPC Multilevel Converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 619–627, 2013.
- [18] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez, and J. Pontt, “Predictive Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2697–2705, Oct. 2007.
- [19] J. Selvaraj and N. A. Rahim, “Multilevel Inverter For Grid-Connected PV System Employing Digital PI Controller,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 1, pp. 149–158, Jan. 2009.
- [20] J. Rodríguez and J. Lai, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.
- [21] S. Daher, J. Schmid, and F. L. M. Antunes, “Multilevel Inverter Topologies for Stand-Alone PV Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2703–2712, Jul. 2008.
- [22] P. Roshankumar, P. P. Rajeevan, K. Mathew, K. Gopakumar, J. I. Leon, and L. G. Franquelo, “A Five-Level Inverter Topology with Single-DC Supply by Cascading a Flying Capacitor Inverter and an H-Bridge,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3505–3512, 2012.
- [23] S. Mekhilef and M. N. Abdul Kadir, “Voltage Control of Three-Stage Hybrid Multilevel Inverter Using Vector Transformation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 10, pp. 2599–2606, 2010.
- [24] J. I. Leon, S. Kouro, S. Vazquez, R. Portillo, L. G. Franquelo, J. M. Carrasco, and J. Rodriguez, “Multidimensional Modulation Technique for Cascaded Multilevel Converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 412–420, Feb. 2011.

- [25] J. Chavarria, D. Biel, F. Guinjoan, C. Meza, and J. J. Negroni, "Energy-Balance Control of PV Cascaded Multilevel Grid-Connected Inverters Under Level-Shifted and Phase-Shifted PWMs," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 98–111, 2013.
- [26] C. Cecati, F. Ciancetta, and P. Siano, "A Multilevel Inverter for Photovoltaic Systems With Fuzzy Logic Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 4115–4125, 2010.
- [27] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, M. A. Pérez, and J. I. Leon, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, Aug. 2010.
- [28] E. Najafi and A. H. M. Yatim, "Design and Implementation of a New Multilevel Inverter Topology," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 11, pp. 4148–4154, 2012.
- [29] 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 Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 3, pp. 857–866, 2008.
- [30] P. Lezana, J. Rodriguez, and D. A. Oyarzun, "Cascaded Multilevel Inverter With Regeneration Capability and Reduced Number of Switches," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1059–1066, 2008.
- [31] N. Yousefpoor, S. H. Fathi, N. Farokhnia, and H. A. Abyaneh, "THD Minimization Applied Directly on the Line-to-Line Voltage of Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 373–380, 2012.
- [32] Y. Liu, H. Hong, and A. Q. Huang, "Real-Time Algorithm for Minimizing THD in Multilevel Inverters With Unequal or Varying Voltage Steps Under Staircase Modulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 2249–2258, 2009.
- [33] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodriguez, and M. Pacas, "Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4399–4406, 2009.
- [34] M. P. Kazmierkowski, *Control in Power Electronics: Selected Problems*. United States of America: Academic Press, 2002, p. 529.
- [35] R. Messenger and J. Ventre, *Photovoltaic Systems Engineering*, 3rd ed. CRC Press, 2010.
- [36] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics*. New York: Academic Press, 2002.
- [37] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [38] I. Altas and a Sharaf, "A novel maximum power fuzzy logic controller for photovoltaic solar energy systems," *Renewable Energy*, vol. 33, no. 3, pp. 388–399, Mar. 2008.
- [39] N. Gounden, S. Annpeter, H. Nallandula, and S. Krithiga, "Fuzzy logic controller with MPPT using line-commutated inverter for three-phase grid-connected photovoltaic systems," *Renewable Energy*, vol. 34, no. 3, pp. 909–915, Mar. 2009.
- [40] Syafaruddin, E. Karatepeb, T. Hiyamaa, E. Karatepe, and T. Hiyama, "Polar coordinated fuzzy controller based real-time maximum-power point control of photovoltaic system," *Renewable Energy*, vol. 34, no. 12, pp. 2597–2606, 2009.
- [41] L. Croci, A. Martinez, P. Coirault, and G. Champenois, "Control strategy for photovoltaic-wind Hybrid System using Sliding Mode Control and Linear Parameter Varying feedback," in *International Conference on Industrial Technology*, 2012, pp. 205 – 210.
- [42] J. Rodriguez, M. Kazmierkowski, J. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. Young, and C. Rojas, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [43] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C. A. Ramos-Paja, and G. Spagnuolo, "A fast current-based MPPT technique employing sliding mode control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1168 – 1178, 2013.
- [44] R.-J. Wai, W.-H. Wang, and C.-Y. Lin, "High-Performance Stand-Alone Photovoltaic Generation System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 240–250, Jan. 2008.
- [45] J. Knight, S. Shirsavar, and W. Holderbaum, "An Improved Reliability Cuk Based Solar Inverter With Sliding Mode Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 1107–1115, Jul. 2006.
- [46] T. Senjyu, T. Kaneko, A. Uehara, A. Yona, H. Sekine, and C.-H. Kim, "Output power control for large wind power penetration in small power system," *Renewable Energy*, vol. 34, no. 11, pp. 2334–2343, Nov. 2009.
- [47] M. Khalid and A. V. Savkin, "A model predictive control approach to the problem of wind power smoothing with controlled battery storage," *Renewable Energy*, vol. 35, no. 7, pp. 1520–1526, Jul. 2010.
- [48] M. R. Belmont, "Increases in the average power output of wave energy converters using quiescent period predictive control," *Renewable Energy*, vol. 35, no. 12, pp. 2812–2820, Dec. 2010.
- [49] a Alalawi, S. Malalawi, and S. Mislam, "Predictive control of an integrated PV-diesel water and power supply system using an artificial neural network," *Renewable Energy*, vol. 32, no. 8, pp. 1426–1439, Jul. 2007.
- [50] P. E. Kakosimos and A. G. Kladas, "Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique," *Renewable Energy*, vol. 36, no. 9, pp. 2514–2508, 2011.
- [51] C. Hua, C.-W. Wu, and C.-W. Chuang, "A Digital Predictive Current Control With Improved Sampled Inductor Current for Cascaded Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1718–1726, 2009.
- [52] G. Abad, M. Á. Rodríguez, and J. Poza, "Two-Level VSC-Based Predictive Direct Power Control of the Doubly Fed Induction Machine with Reduced Power Ripple at Low Constant Switching Frequency," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, pp. 570–580, Jun. 2008.

- [53] a Bahgat, "Estimation of the maximum power and normal operating power of a photovoltaic module by neural networks," *Renewable Energy*, vol. 29, no. 3, pp. 443–457, Mar. 2004.
- [54] S. A. Kalogirou, "Artificial neural networks in renewable energy systems applications: a review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 5, pp. 373–401, 2001.
- [55] a Bahgat, N. Helwa, G. Ahmad, and E. Elshenawy, "Maximum power point tracking controller for PV systems using neural networks," *Renewable Energy*, vol. 30, no. 8, pp. 1257–1268, Jul. 2005.
- [56] F. Almonacid, C. Rus, L. Hontoria, M. Fuentes, and G. Nofuentes, "Characterisation of Si-crystalline PV modules by artificial neural networks," *Renewable Energy*, vol. 34, no. 4, pp. 941–949, Apr. 2009.
- [57] L. Adelard, F. Pignolet-Tardan, T. Mara, P. Lauret, F. Garde, and H. Boyer, "Sky temperature modelisation and applications in building simulation," *Renewable Energy*, vol. 15, no. 2, pp. 418–430, Feb. 1998.
- [58] P. Cortes and J. Rodriguez, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. Wiley-IEEE Press, 2012.
- [59] E. F. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*. New York: Springer-Verlag, 1999.
- [60] G. C. Goodwin, M. M. Seron, and J. A. De Dona, *Constrained Control & Estimation-An Optimized Prespective*. London, U.K.: Springer-Verlag, 2005.
- [61] J. M. Maciejowski, *Predictive Control with Constraints*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [62] C. E. Garcia, D. M. Prett, and M. Morari, "Model predictive control: theory and practice – a survey," *Automatica*, vol. 25, no. 3, pp. 335–348, 1989.
- [63] J. Holtz and S. Stadtfeld, "A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source," in *IEEE International Power Electronics Conference*, 1983, pp. 1665–1675.
- [64] T. Geyer, G. Papafotiou, and M. Morari, "Hybrid Model Predictive Control of the Step-Down DC–DC Converter," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 16, no. 6, pp. 1112–1124, Nov. 2008.
- [65] P. Cortes, J. Rodriguez, D. E. Quevedo, and C. Silva, "Predictive Current Control Strategy With Imposed Load Current Spectrum," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 612–618, Mar. 2008.
- [66] B. Lehman and R. M. Bass, "Extensions of averaging theory for power electronic systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, pp. 542–553, Jul. 1996.
- [67] Y. Abdel-Rady Ibrahim Mohamed and E. F. El-Saadany, "An Improved Deadbeat Current Control Scheme With a Novel Adaptive Self-Tuning Load Model for a Three-Phase PWM Voltage-Source Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 747–759, Apr. 2007.
- [68] S. Saggini, W. Stefanutti, E. Tedeschi, and P. Mattavelli, "Digital Deadbeat Control Tuning for dc-dc Converters Using Error Correlation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1566–1570, Jul. 2007.
- [69] P. Mattavelli, "An Improved Deadbeat Control for UPS Using Disturbance Observers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 206–212, Feb. 2005.
- [70] P. Mattavelli, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers," vol. 20, 2005.
- [71] J. Mossoba and P. W. Lehn, "A controller architecture for high bandwidth active power filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 317–325, Jan. 2003.
- [72] Q. Zeng and L. Chang, "An Advanced SVPWM-Based Predictive Current Controller for Three-Phase Inverters in Distributed Generation Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1235–1246, Mar. 2008.
- [73] H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, and H. A. Toliyat, "Predictive Current Control of Voltage-Source Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 585–593, Jun. 2004.
- [74] G. H. Bode, P. C. Loh, M. J. Newman, and D. G. Holmes, "An Improved Robust Predictive Current Regulation Algorithm," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1720–1733, Nov. 2005.
- [75] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics*, 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley, 1995.
- [76] J. Chen, A. Prodic, R. W. Erickson, and D. Maksimovic, "Predictive Digital Current Programmed Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 411–419, 2003.
- [77] C. Bordons and E. Camacho, "A generalized predictive controller for a wide class of industrial processes," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 6, no. 3, pp. 372–387, 1998.
- [78] D. W. Clarke, C. Mohtadi, and P. S. Tuffs, "Generalized predictive control – part I. The basic algorithm," *Automatica*, vol. 23, no. 2, pp. 137–148, 1987.
- [79] E. El-Kholy, "Generalized predictive controller for a boost ac to dc converter fed dc motor," in *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2005, pp. 1090–1095.
- [80] S. Effler, A. Kelly, M. Halton, and K. Rinne, "Automated optimization of generalized model predictive control for DC-DC converters," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 134–139.
- [81] K. S. Low, "A digital control technique for a single-phase PWM inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 4, pp. 672–674, 1998.
- [82] R. Kennel, A. Linder, and M. Linke, "Generalized predictive control (GPC)-ready for use in drive applications?," in *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2001, vol. 4, pp. 1839–1844.
- [83] P. Eguiguren, O. Caramazana, A. G. Hernandez, and I. G. Hernandez, "SVPWM linear generalized predictive control of induction motor drives," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2008, pp. 588–593.
- [84] S. Hassaine, S. Moreau, C. Ogab, and B. Mazari, "Robust speed control of PMSM using generalized predictive and direct torque control techniques," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2007, pp. 1213–1218.
- [85] A. G. Beccuti, S. Mariethoz, S. Cliquennois, and M. Morari, "Explicit Model Predictive Control of DC–DC Switched-Mode Power Supplies With Extended Kalman Filtering," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1864–1874, Jun. 2009.

- [86] S. Mariethoz and M. Morari, "Explicit Model-Predictive Control of a PWM Inverter With an LCL Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 389–399, Feb. 2009.
- [87] S. Mariethoz, A. Domahidi, and M. Morari, "Sensorless explicit model predictive control of permanent magnet synchronous motors," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2009, pp. 1250–1257.
- [88] R. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. New York: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [89] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control Optimization*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1992.
- [90] J. Ackermann and V. Utkin, "Sliding mode control design based on Ackermann's formula," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43, no. 2, pp. 234–237, 1998.
- [91] V. Utkin, J. Gulder, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, 2nd ed. CRC Press, 2009.
- [92] C. Edwards and K. S. Spurgeon, *Sliding Mode Control: Theory and Applications*. London, U.K.: Taylor & Francis, 1998.
- [93] W. Perruquetti and P. J. Barbot, *Sliding mode control in engineering*. New York: Marcel Dekker, 2002.
- [94] J. J. E. Slotine and W. Li, "Sliding control," *Applied Nonlinear Control*, pp. 276–310, 1991.
- [95] M. Comanescu and L. Xu, "Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, pp. 146–153, 2006.
- [96] B. B. Janardhanan S., "Output feedback sliding-mode control for uncertain systems using fast output sampling technique," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1677–1682, 2006.
- [97] F. Betin, A. Sivert, A. Yazidi, and G.-A. Capolino, "Determination of scaling factors for fuzzy logic control using the sliding-mode approach: Application to control of a dc machine drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 296–309, 2007.
- [98] A. V. Topalov, G. L. Cascella, V. Giordano, F. Cupertino, and O. Kaynak, "Sliding mode neuro-adaptive control of electric drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 671–679, 2007.
- [99] A.-M. Lienhardt, G. Gateau, and T. A. Meynard, "Digital sliding-mode observer implementation using FPGA," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 1865–1875, 2007.
- [100] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching converter power stages," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 18–34, 1976.
- [101] D. M. Mitchell, *DC-DC Switching Regulator Analysis*. New York: McGraw Hill, 1998.
- [102] A. J. Forsyth and S. V. Mollov, "Modelling and control of DC-DC converters," *Power Engineering Journal*, vol. 12, no. 5, pp. 229–236, 1998.
- [103] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1991.
- [104] F. Bilalovic, O. Music, and A. Sabanovic, "Buck converter regulator operating in the sliding mode," in *Annual Power Conversion International Conference*, 1983, pp. 331–340.
- [105] Y. B. Shtessel, O. A. Raznopolov, and L. A. Ozerov, "Sliding mode control of multiple modular DC-to-DC power converters," in *IEEE Conference on Control Applications*, 1996, pp. 685–690.
- [106] M. Oppenheimer, I. Husain, M. Elbuluk, and J. A. De Abreau-Garcia, "Sliding mode control of the cuk converter," in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1996, vol. 2, pp. 1519–1526.
- [107] H. Shi-Peng, X. Hua-Qing, and L. Yan-Fei, "Sliding-mode controlled Cuk switching regulator with fast response and first-order dynamic characteristic," in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1989, vol. 1, pp. 124–129.
- [108] J. Matas, L. G. De-Vicuña, O. López, and M. López, "Discrete sliding mode control of a boost converter for output voltage tracking," in *IEEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, 2000, pp. 351–354.
- [109] N. Vazquez, C. Hernandez, J. Alvarez, and J. Arau, "Sliding mode control for DC/DC converters: A new sliding surface," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 1, pp. 422–426, 2003.
- [110] V. M. Nguyen and C. Q. Lee, "Indirect implementations of sliding-mode control law in buck-type converters," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1996, vol. 1, pp. 111–115.
- [111] C. Morel, "Application of slide mode control to a current-mode-controlled boost converter," in *IEEE International Conference on Industrial Electronics*, 2002, vol. 3, pp. 1824–1829.
- [112] J. Mahdavi, M. R. Nasiri, and A. Agah, "Application of neural networks and state space averaging to a DC/DC PWM converter in sliding mode operation," in *IEEE Industrial Electronics Conference*, 2000, vol. 1, pp. 172–177.
- [113] A. G. Perry, G. Feng, Y.-F. Liu, and P. C. Sen, "A new sliding mode like control method for buck converter," in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, vol. 5, pp. 3688–3693.
- [114] Y. B. Shtessel, A. S. I. Zinober, and I. A. Shkolnikov, "Boost and buck-boost power converters control via sliding modes using dynamic sliding manifold," in *IEEE Conference on Decision and Control*, 2002, vol. 3, pp. 2456–2461.
- [115] V. N. Orosco R., "Discrete sliding mode control for DC/DC converters," *IEEE International Conference on Power Electronics*, pp. 231–236, 2000.
- [116] E. Fossas and A. Ras, "Second order sliding mode control of a buck converter," in *IEEE Conference on Decision and Control*, 2002, vol. 1, pp. 346–347.
- [117] E. Alarcón, A. Romero, A. Poveda, S. Porta, and L. Martínez-Salamero, "Sliding-mode control analog integrated circuit for switching DC-DC power converters," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2001, vol. 1, pp. 500–503.
- [118] E. A. Mahdavi J., "Sliding-mode control of PWM Ćuk converter," *6th IEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, vol. 2, pp. 372–377, 1996.

- [119] V. S. Raviraj and P. C. Sen, "Comparative study of proportional-integral, sliding mode, and fuzzy logic controllers for power converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 2, pp. 518–524, 1997.
- [120] P. F. Donoso-Garcia, B. R. de Menezes, P. C. Cortizo, and M. A. Severo Mendes, "Sliding mode control for current distribution in dc-to-dc converters connected in parallel," in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1996, vol. 2, pp. 1513–1518.
- [121] R. Venkataramanan, A. Sabanovic, and S. Cuk, "Sliding mode control of DC-to-CD converters," in *IEEE Conference on Industrial Electronics*, 1985, pp. 251–258.
- [122] C. Morel, J.-C. Guignard, and M. Guillet, "Sliding mode control of DC-to-DC power converters," in *IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems*, 2002, vol. 3, pp. 971–974.
- [123] L. Martmez-Salamero, J. Calvente, R. Giral, A. Poveda, and E. Fossas, "Analysis of a bidirectional coupled-inductor cuk converter operating in sliding mode," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 355–363, 1998.
- [124] H. Sira-Ramirez, "Geometric approach to pulse-width modulated control in nonlinear dynamical systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 34, no. 2, pp. 184–187, 1989.
- [125] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, "General-purpose sliding-mode controller for DC/DC converter applications," in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1993, pp. 609–615.
- [126] S. A. Bock, J. R. Pinheiro, H. Gründling, H. L. Hey, and H. Pinheiro, "Existence and stability of sliding modes in bi-directional DC-DC converters," in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2001, vol. 3, pp. 1277–1282.
- [127] K. S. L. Mazumder S.K., "Experimental validation of a novel multiphase nonlinear VRM controller," in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, vol. 3, pp. 2114–2120.
- [128] M. Ahmed, M. Kuisma, O. Pyrhonen, and P. Silventoinen, "Sliding mode control for buck-boost converter using control desk dSPACE," in *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2003, vol. 2, pp. 1491–1494.
- [129] B. J. Cardoso, A. F. Moreira, B. R. Menezes, and P. C. Cortizo, "Analysis of switching frequency reduction methods applied to sliding mode controlled DC-DC converters," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 403–410, 1992.
- [130] J. Mahdavi, A. Emadi, and H. A. Toliyat, "Application of state space averaging method to sliding mode control of PWM DC/DC converters," in *IEEE Industry Applications Society Meeting*, 1997, vol. 2, pp. 820–827.
- [131] H. Sira-Ramirez, R. Ortega, R. Perez-Moreno, and M. Garcia-Esteban, "Sliding mode controller-observer for DC-to-DC power converters: a passivity approach," in *IEEE Conference on Decision and Control*, 1995, vol. 4, pp. 3379–3384.
- [132] Y. B. Shtessel, O. A. Raznopolov, and L. A. Ozerov, "Control of multiple modular dc-to-dc power converters in conventional and dynamic sliding surfaces," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 45, no. 10, pp. 1091–1100, 1998.
- [133] V. F. Iannelli L., "Dithering for sliding mode control of DC/DC converters," in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, vol. 2, pp. 1616–1620.
- [134] M. Ahmed, M. Kuisma, P. Silventoinen, and O. Pyrhonen, "Effect of implementing sliding mode control on the dynamic behavior and robustness of switch mode power supply (buck converter)," *5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 2, pp. 1364–1368, 2003.
- [135] M. Lopez, G. de V. Joan, C. Luis, M. Lopez, and O. Majo, "Interleaving of parallel dc-dc converters using sliding mode control," in *IEEE Industrial Electronics Conference*, 1998, vol. 2, pp. 1055–1059.
- [136] S. K. Mazumder, A. H. Nayfeh, and D. Borojević, "Robust control of parallel dc-dc buck converters by combining integral-variable-structure and multiple-sliding-surface control schemes," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 3, pp. 428–437, 2002.
- [137] E. G. O. R. Sira-Ramirez H., "On passivity-based sliding mode control of switched dc-to-dc power converters," *IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 3, pp. 2525–2526, 1996.
- [138] H. Sira-Ramirez, "On the generalized PI sliding mode control of DC-to-DC power converters: A tutorial," *International Journal of Control*, vol. 76, no. 9–10, pp. 1018–1033, 2003.
- [139] M. Ahmed, M. Kuisma, K. Tolsa, and P. Silventoinen, "Implementing sliding mode control for buck converter," in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2003, vol. 2, pp. 634–637.
- [140] P. Mattavelli, L. Rossetto, and G. Spiazzi, "Small-signal analysis of DC-DC converters with sliding mode control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 96–102, 1997.
- [141] M. L. O. J. Fossas Enric, "Sliding mode control reduces audiosusceptibility and load perturbation in the cuk converter," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 39, no. 10, pp. 847–849, 1992.
- [142] S.-C. Tan, Y. M. Lai, M. K. H. Cheung, and C. K. Tse, "On the practical design of a sliding mode voltage controlled buck converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 2, pp. 425–437, 2005.
- [143] F. Dominguez, E. Fossas, and L. Martinez, "Stability analysis of a buck converter with input filter via sliding-mode approach," in *IEEE Industrial Electronics Conference*, 1994, vol. 3, pp. 1438–1442.
- [144] D. Cortes and J. Alvarez, "Robust sliding mode control for the boost converter," in *IEEE International Power Electronics Congress*, 2002, pp. 208–212.
- [145] H. Chiacchiarini, P. Mandolesi, and A. Oliva, "Nonlinear analog controller for a buck converter: theory and experimental results," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 1999, vol. 2, pp. 601–606.
- [146] E. Fossas and D. Biel, "Sliding mode approach to robust generation on dc-to-dc nonlinear converters," in *IEEE International Workshop on Variable Structure Systems*, 1996, pp. 67–71.

- [147] P. Gupta and A. Patra, "Hybrid sliding mode control of DC-DC power converter circuits," in *IEEE Annual International Conference on TENCON*, 2003, vol. 1, pp. 259–263.
- [148] V. M. Nguyen and C. Q. Lee, "Tracking control of buck converter using sliding-mode with adaptive hysteresis," in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1995, vol. 2, pp. 1086–1093.
- [149] H. Sira-Ramirez and M. Rios-Bolivar, "Sliding mode control of dc-to-dc power converters via extended linearization," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 41, no. 10, pp. 652–661, 1994.
- [150] S.-C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, and M. K. H. Cheung, "A fixed-frequency pulsewidth modulation based quasi-sliding-mode controller for buck converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1379–1392, 2005.
- [151] J. Calvente, L. Martinez, and R. Giral, "Design of locally stable sliding modes in bidirectional switching converters," in *Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 1997, vol. 1, pp. 615–618.
- [152] R. Giral, L. Martínez-Salamero, R. Leyva, and J. Maixe, "Sliding-mode control of interleaved boost converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, no. 9, pp. 1330–1339, 2000.
- [153] J. M. Carrasco, J. M. Quero, F. P. Ridaio, M. A. Perales, and L. G. Franquelo, "Sliding mode control of a DC/DC PWM converter with PFC implemented by neural networks," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 44, no. 8, pp. 743–749, 1997.
- [154] M. Castilla, L. García De Vicuña, M. López, O. López, and J. Matas, "On the design of sliding mode control schemes for quantum resonant converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 6, pp. 960–973, 2000.
- [155] H. Sira-Ramirez, "Sliding mode- Δ modulation Control of a 'Buck' converter," in *IEEE Conference on Decision and Control*, 2003, vol. 3, pp. 2999–3004.
- [156] R. Venkataraman, *Sliding Mode Control of Power Converters*. 1986.
- [157] L. Martinez, M. Poveda, J. Majo, L. Garcia-de-Vicuna, F. Guinjoan, J. C. Marpinard, and Valentin, "Lie algebras modeling of bidirectional switching converters," *European Conference on circuit theory and design*, vol. 2, pp. 1425–1429, 1993.
- [158] M. López, G. L. de Vicuña, M. Castilla, O. Gayà, and P. López, "Current distribution control design for paralleled DC/DC converters using sliding-mode control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 2, pp. 419–428, 2004.
- [159] L. Malesani, L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Performance optimization of cuk converters by sliding-mode control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 302–309, 1995.
- [160] G. Escobar, R. Ortega, H. Sira-Ramirez, J.-P. Vilain, and I. Zein, "An experimental comparison of several nonlinear controllers for power converters," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 19, no. 1, pp. 66–82, 1999.
- [161] C. Morel, "Slide mode control via current mode control in DC-DC converters," in *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, 2002, vol. 5, pp. 602–607.
- [162] S.-C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC–DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1160–1174, Mar. 2008.
- [163] R. Kadri, J.-P. Gaubert, and G. Champenois, "An Improved Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Grid-Connected Inverter Based on Voltage-Oriented Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 66–75, Jan. 2011.
- [164] N. Femia, G. Lisi, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Distributed Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Arrays: Novel Approach and System Analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2610–2621, Jul. 2008.
- [165] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. A. Melo, and C. A. Canesin, "Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, in Press.
- [166] K. Ishaque, Z. Salam, M. Amjad, and S. Mekhilef, "An Improved Particle Swarm Optimization (PSO)-Based MPPT for PV With Reduced Steady-State Oscillation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3627–3638, Aug. 2012.
- [167] K. Ishaque and Z. Salam, "A Deterministic Particle Swarm Optimization Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic System under Partial Shading Condition," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, in Press.
- [168] B. N. Alajmi, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Fuzzy-Logic-Control Approach of a Modified Hill-Climbing Method for Maximum Power Point in Microgrid Standalone Photovoltaic System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1022–1030, Apr. 2011.
- [169] L. Zhang, W. G. Hurley, and W. H. Wölfle, "A New Approach to Achieve Maximum Power Point Tracking for PV System With a Variable Inductor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1031–1037, Apr. 2011.
- [170] L. Zhou, Y. Chen, K. Guo, and F. Jia, "New approach for MPPT control of photovoltaic system with mutative scale dual carrier chaotic search," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1038–1048, Apr. 2010.
- [171] H. Patel and V. Agarwal, "Maximum Power Point Tracking Scheme for PV Systems Operating Under Partially Shaded Conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1689–1698, Apr. 2008.
- [172] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, and P. N. Enjeti, "High-Performance Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1010–1021, Apr. 2011.
- [173] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, Jul. 2005.
- [174] M. Masoum, H. Dehbonei, and E. F. Fuchs, "Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power-point tracking," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 4, pp. 514–522, Dec. 2002.

- [175] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C. A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Perturb and Observe MPPT algorithm with a current controller based on the sliding mode," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 44, no. 1, pp. 346–356, Jan. 2013.
- [176] D. Sera, R. Teodorescu, J. Hantschel, and M. Knoll, "Optimized Maximum Power Point Tracker for Fast-Changing Environmental Conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2629–2637, Jul. 2008.
- [177] S. Chattopadhyay and S. Das, "A Digital Current-Mode Control Technique for DC – DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 1718–1726, Nov. 2006.
- [178] Y.-S. Lai and C.-A. Yeh, "Predictive Digital-Controlled Converter With Peak Current-Mode Control and Leading-Edge Modulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1854–1863, Jun. 2009.
- [179] P. Kakosimos, A. Kladas, and S. Manias, "Fast Photovoltaic System Voltage or Current Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, in Press, 2013.
- [180] P. E. Kakosimos, N. M. Kimoulakis, and A. G. Kladas, "Model based control technique for fast MPP tracking in PV systems," in *8th Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion*, 2012.
- [181] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, May 2009.
- [182] B. Andrade Da Costa and J. M. Lemos, "An adaptive temperature control law for a solar furnace," *Control Engineering Practice*, vol. 17, no. 10, pp. 1157–1173, Oct. 2009.
- [183] S. Armstrong and W. G. Hurley, "A new methodology to optimise solar energy extraction under cloudy conditions," *Renewable Energy*, vol. 35, no. 4, pp. 780–787, Apr. 2010.
- [184] M. E. Ropp and S. Gonzalez, "Development of a MATLAB/Simulink Model of a Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 1, pp. 195–202, Mar. 2009.
- [185] W. Xiao, W. Dunford, P. Palmer, and A. Capel, "Regulation of Photovoltaic Voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1365–1374, Jun. 2007.
- [186] I. Houssamo, F. Locment, and M. Sechilariu, "Maximum power tracking for photovoltaic power system : Development and experimental comparison of two algorithms," *Renewable Energy*, vol. 35, no. 10, pp. 2381–2387, 2010.
- [187] U. Eicker, *Solar Technologies for Buildings*. Wiley, 2003.
- [188] O. Lopez-Lapena, M. T. Penella, and M. Gasulla, "A New MPPT Method for Low-Power Solar Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3129–3138, Sep. 2010.
- [189] R.-J. Wai and C.-Y. Lin, "Dual Active Low-Frequency Ripple Control for Clean-Energy Power-Conditioning Mechanism," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5172–5185, Nov. 2011.
- [190] R.-J. Wai and C.-Y. Lin, "Active Low-Frequency Ripple Control for Clean-Energy Power-Conditioning Mechanism," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 11, pp. 3780–3792, Nov. 2010.
- [191] H. T. Duru, "A maximum power tracking algorithm based on $I_{mpp}=f(P_{max})$ function for matching passive and active loads to a photovoltaic generator," *Solar Energy*, vol. 80, no. 7, pp. 812–822, Jul. 2006.
- [192] G. Petrone, G. Spagnuolo, R. Teodorescu, M. Veerachary, and M. Vitelli, "Reliability Issues in Photovoltaic Power Processing Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2569–2580, Jul. 2008.
- [193] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "A Technique for Improving P&O MPPT Performances of Double-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4473–4482, Nov. 2009.
- [194] G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: Principles and practice*. 2003, p. 732.
- [195] S. K. Chattopadhyay, C. Chakraborty, and B. C. Pal, "Cascaded H-Bridge & neutral point clamped hybrid asymmetric multilevel inverter topology for grid interactive transformerless photovoltaic power plant," in *38th IEEE Annual Conference on Industrial Electronics*, 2012, pp. 5074–5079.
- [196] "ABB Review: Technology matters," 2012. [Online]. Available: www05.abb.com.
- [197] N. Farokhnia, H. Vadizadeh, S. H. Fathi, and F. Anvariasl, "Calculating the Formula of Line-Voltage THD in Multilevel Inverter With Unequal DC Sources," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3359–3372, 2011.
- [198] C. R. Sullivan, J. J. Awerbuch, and A. M. Latham, "Decrease in Photovoltaic Power Output from Ripple: Simple General Calculation and the Effect of Partial Shading," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 740–747, Feb. 2013.
- [199] M. F. Kangarlu and E. Babaei, "A Generalized Cascaded Multilevel Inverter Using Series Connection of Submultilevel Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 625–636, 2013.
- [200] 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 *19th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2004, vol. 2, pp. 836–842.
- [201] K. Wang, Z. Zheng, Y. Li, K. Liu, and J. Shang, "Neutral-Point Potential Balancing of a Five-Level Active Neutral-Point-Clamped Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, in Press.
- [202] P. Cortes, S. Kouro, F. Barrios, and J. Rodriguez, "Predictive control of a single-phase cascaded h-bridge photovoltaic energy conversion system," in *International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2012.
- [203] P. Shinde, "Hardware Design Guidelines for TMS320F28xx and TMS320F28xxx DSCs," 2008.
- [204] "TMS320x281x Serial Peripheral Interface," 2009.
- [205] "TMS320x281x DSP External Interface (XINTF) Reference Guide," 2004.
- [206] "TMS320x281x DSP Boot ROM Reference Guide," 2006.
- [207] "TMS320x281x DSP System Control and Interrupts Reference Guide," 2009.

- [208] "TMS320x281x Enhanced Controller Area Network (eCAN)," 2009.
- [209] "TMS320x281x DSP Event Manager (EV) Reference Guide," 2007.
- [210] "TMS320x281x DSP Analog-to-Digital Converter (ADC) Reference Guide," 2005.
- [211] "TMS320R2811, TMS320R2812 Digital Signal Processors," 2006.
- [212] "TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812 TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors," 2011.
- [213] C. Peng, "Getting Started With TMS320C28x Digital Signal Controllers," 2007.
- [214] Mathworks, "Target Support Package™ 4 User's Guide: For Use with Texas Instruments C2000™," 2010.
- [215] "TMS320F2812 digital signal processor implementation tutorial," 2009.
- [216] "eZdsp™ F2812 Technical Reference," 2003.
- [217] K. G. Pavlou, M. Vasiladiotis, and S. N. Manias, "Constrained model predictive control strategy for single-phase switch-mode rectifiers," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 1, p. 31, 2012.
- [218] B. Hauke, "Application report: Basic calculation of a boost converter's power stage," 2010.
- [219] F. Schimpf and L. Norum, "Effective use of film capacitors in single-phase PV-inverters by active power decoupling," in *36th IEEE Annual Conference of Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 2784–2789.
- [220] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, Sep. 2005.
- [221] *IEC photovoltaic (PV) systems - characteristics of the utility interface*. CEI/IEC 61727, 2004.
- [222] *Limits for harmonic current emissions (equipment input current <16 A per phase)*. EN61000-3-2, 1995.
- [223] *IEEE Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems*. IEEE Std. 1547, 2003.
- [224] D. W. Karraker, K. P. Gokhale, and M. T. Jussila, "Inverter for solar cell array," U.S. Patent 0299312, Dec-2011.
- [225] "ABB string inverters PVS300 3.3 to 8.0 kW," 2011. [Online]. Available: <http://www.abb.com/product/seitp322/48572d94d2195fd4c1257892002599ac.aspx>.
- [226] H. Patel and V. Agarwal, "A Single-Stage Single-Phase Transformer-Less Doubly Grounded Grid-Connected PV Interface," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 1, pp. 93–101, Mar. 2009.
- [227] K.-J. Lee, B.-G. Park, R.-Y. Kim, and D.-S. Hyun, "Robust Predictive Current Controller Based on a Disturbance Estimator in a Three-Phase Grid-Connected Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 276–283, Jan. 2012.

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

– Σχ. 1.1. Λειτουργικό διάγραμμα ενός επεξεργαστή ισχύος.....	20
– Σχ. 1.2. Ισοδύναμα κυκλώματα των DC – DC μετατροπέων. (α) Υποβιβασμού τάσης. (β) Ανύψωσης τάσης. (γ) Μικτός. (δ) Cuk.....	21
– Σχ. 1.3. (α) Ένας συμβατικού τύπου τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων (διπολική διαμόρφωση). (β) Κυματομορφή της τάσης εξόδου ενός VSI αντιστροφέα με διαμόρφωση εύρους παλμών.....	21
– Σχ. 1.4. Κυματομορφές τάσης εξόδου. (α) Δύο επιπέδων αντιστροφέας πηγής τάσης. (β) Πέντε επιπέδων αντιστροφέας πηγής τάσης.....	23
– Σχ. 1.5. Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού, ένα σκέλος μίας φάσης. (α) Αντιστροφέας τριών επιπέδων τάσης. (β) Αντιστροφέας πέντε επιπέδων τάσης.....	23
– Σχ. 1.6. Εν σειρά αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων. (α) Δύο συμβατικές Η-γέφυρες εν σειρά. (β) Δύο Η-γέφυρες αποτελούμενες από NPC σκέλη.....	24
– Σχ. 1.7. Τάσεις εξόδου αντιστροφέων τάσης. (α) Δύο επιπέδων. (β) Τριών επιπέδων. (γ) Πέντε επιπέδων. (δ) Εννέα επιπέδων.....	25
– Σχ. 1.8. Σχηματική απεικόνιση τρόπων διασύνδεσης των ΑΠΕ με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας.....	26
– Σχ. 1.9. Βασικές μέθοδοι ελέγχου μετατροπέων [37].....	27
– Σχ. 1.10. Κατηγοριοποίηση των τεχνικών που χρησιμοποιούνται στον προβλεπτικό έλεγχο [37].....	28
– Σχ. 1.11. Γενικευμένο σχήμα ελέγχου [58].....	32
– Σχ. 2.1. Διάγραμμα ροής του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου.....	37
– Σχ. 2.2. Σχηματικό διάγραμμα του τρόπου λειτουργίας του FS-MPC. Η μαύρη γραμμή αντιστοιχεί στις τελικά πραγματοποιηθείσες ενέργειες.....	39
– Σχ. 2.3. Κυματομορφή ρεύματος πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης υπό έλεγχο ελαχίστου ρεύματος (ρεύματος κοιλάδας).....	40
– Σχ. 2.4. Κυματομορφή ρεύματος πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης υπό έλεγχο ελαχίστου ρεύματος με εμφάνιση διαταραχής την αρχική χρονική στιγμή, t_{k-1}	41
– Σχ. 2.5. Κυματομορφή ρεύματος πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης υπό έλεγχο μέσου ρεύματος.....	43
– Σχ. 2.6. Κυματομορφή ρεύματος πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης υπό έλεγχο μέγιστου ρεύματος.....	43
– Σχ. 2.7. Γενικευμένη κυματομορφή ρεύματος πηνίου υπό έλεγχο ελαχίστου ρεύματος.....	45
– Σχ. 2.8. Ορισμός της επιφάνειας ολισθήσεως και των αρχικών συνθηκών [162]. (α) Προσέγγιση της επιφάνειας ολισθήσεως δυσανάλογα με τις αρχικές συνθήκες. (β) Προσέγγιση της τροχιάς κοντά σε μία περιοχή της επιφάνειας ολισθήσεως συγκλίνοντας στην αρχή των αξόνων, O	48
– Σχ. 2.9. Ανάλυση της λειτουργίας της τεχνικής ολισθήσεως επί επιφάνειας στις δύο διαφορετικές συνιστώσες.....	49
– Σχ. 3.1. Σχηματική αναπαράσταση του συνολικού συστήματος.....	53
– Σχ. 3.2. Δομικό διάγραμμα του αλγόριθμου P&O. (x_1 : v_{PV} , x_2 : i_{PV} (προσανατολισμός τάσης), x_1 : i_{PV} , x_2 : v_{PV} (προσανατολισμός ρεύματος)).....	54
– Σχ. 3.3. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής του αναλογικού-ολοκληρωτικού ελέγχου με αναφορά την τάση εισόδου.....	55
– Σχ. 3.4. Κυκλωματικό διάγραμμα μικρών ac μεταβολών του μετατροπέα ανύψωσης υπό σταθερή τάση στην είσοδο.....	56
– Σχ. 3.5. Δομικό διάγραμμα ελέγχου τάσης εξόδου σε DC- DC μετατροπέα ανύψωσης.....	56
– Σχ. 3.6. Δομικό διάγραμμα ελέγχου τάσης εισόδου σε DC- DC μετατροπέα ανύψωσης.....	57
– Σχ. 3.7. Ισοδύναμο κύκλωμα ενός Φ/B κυττάρου.....	57

- Σχ. 3.8. Μεταβολή της δυναμικής αντίστασης για το Φ/Β πλαίσιο Sharp NE-Q5E3E.	58
- Σχ. 3.9. Περιοχές λειτουργίας.....	58
- Σχ. 3.10. Ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος (μικρών ac μεταβολών).....	58
- Σχ. 3.11. Δομικό διάγραμμα ελέγχου.	59
- Σχ. 3.12. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής του προβλεπτικού ελέγχου χωρίς την ύπαρξη πυκνωτή εισόδου με αναφορά το ρεύμα εισόδου.	60
- Σχ. 3.13. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής του προβλεπτικού ελέγχου χρησιμοποιώντας πυκνωτή εισόδου με αναφορά το ρεύμα εισόδου.	61
- Σχ. 3.14. Αναμενόμενη συμπεριφορά του συστήματος υποκείμενο σε απότομη μεταβολή της ηλιοφάνειας... ..	62
- Σχ. 3.15. (α) Επαναπροσδιορισμός του σημείου μέγιστης ισχύος με βάση το ρεύμα της Φ/Β διάταξης έπειτα από απότομη πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας. (β) Τροποποιημένος αλγόριθμος του προβλεπτικού ελεγκτή. (γ) Υπορουτίνα της βασικής διαδικασίας του προβλεπτικού ελέγχου λαμβάνοντας υπόψη ανεπιθύμητες μεταβολές στην τάση.	63
- Σχ. 3.16. Επαναπροσδιορισμός του ρεύματος αναφοράς με βάση την τάση και το ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης εντός της διαδικασίας του MPPT.	63
- Σχ. 3.17. Συνεισφορά της υπορουτίνας του Σχ. 3.15γ στη διαδικασία του ελέγχου.....	63
- Σχ. 3.18. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής του προβλεπτικού ελέγχου με αναφορά την τάση εισόδου.	64
- Σχ. 3.19. Αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής.....	64
- Σχ. 3.20. Βρόχος ελέγχου ρεύματος πυκνωτή.	65
- Σχ. 3.21. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής ολίσθησης επί επιφανείας με αναφορά την τάση εισόδου... ..	66
- Σχ. 3.22. Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής ολίσθησης επί επιφανείας με αναφορά την τάση εισόδου βασισμένη στο ρεύμα πυκνωτή εισόδου, i_{Ci}	67
- Σχ. 3.23. Βρόχος ελέγχου ρεύματος πυκνωτή.	70
- Σχ. 4.1. NPC αντιστροφείας τάσης. (α) Ένα σκέλος – 3 επίπεδα τάσης. (β) Η-γέφυρα – 5 επίπεδα τάσης.	73
- Σχ. 4.2. Αντιστροφείας τάσης NPC τριών επιπέδων τάσης στις τρεις φάσεις λειτουργίας του.....	73
- Σχ. 4.3. Δύο σκέλη NPC σε Η-γέφυρα. (α), (β) Κυματομορφές τάσεων ανάμεσα στο ένα σκέλος και στο ουδέτερο σημείο.(γ) Κυματομορφή τάσης ανάμεσα στα δύο σκέλη.....	74
- Σχ. 4.4. Εν σειρά συνδυασμός δύο NPC αντιστροφέων τάσης Η-γεφυρών.	75
- Σχ. 4.5. Αρχή λειτουργίας του FS-MPC.....	76
- Σχ. 4.6. Λογικό διάγραμμα λειτουργίας του προβλεπτικού ελέγχου.....	78
- Σχ. 4.7. Βρόχος ελέγχου του αθροίσματος των DC τάσεων.....	79
- Σχ. 4.8. Σχήμα ελέγχου συμβατικού ελεγκτή.	82
- Σχ. 4.9. Διανυσματικό διάγραμμα λειτουργίας για δύο(α) και τέσσερις (β) αλληλένδετες βαθμίδες.....	82
- Σχ. 4.10. Βρόχος ελέγχου του ρεύματος εισόδου.....	83
- Σχ. 4.11. Βρόχος ελέγχου του αθροίσματος των DC τάσεων.....	84
- Σχ. 4.12. Βρόχος ελέγχου τάσης.....	84
- Σχ. 4.13. Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών.....	86
- Σχ. 5.1. Εν σειρά συνδυασμός NPC αντιστροφέων τάσης Η-γεφυρών.	91
- Σχ. 5.2. Αλγόριθμος ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος.....	92
- Σχ. 5.3. Σχήμα ελέγχου του προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για τον εν σειρά συνδυασμό η Η-γεφυρών.....	93
- Σχ. 5.4. Σχήμα ελέγχου του προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος για τον εν σειρά συνδυασμό η Η-γεφυρών.....	93
- Σχ. 5.5. Μεταβλητές εισόδου στον προβλεπτικό ελεγκτή και στη συνάρτηση κόστους για την τοπολογία του Σχ. 5.3 και Σχ. 5.4.....	94
- Σχ. 5.6. Δομικό διάγραμμα ελέγχου CHB μέσω πρόβλεψης του ρεύματος δικτύου και της ισχύος [202].....	94
- Σχ. 5.7. Σχήμα ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος.	95
- Σχ. 5.8. Διανυσματικό διάγραμμα ελέγχου ενεργού ισχύος. (Τάση εξόδου αντιστροφέα (μπλε), τάση δικτύου (μαύρο), ρεύμα δικτύου και πτώσεις τάσεως (πράσινο))	96
- Σχ. 5.9. Διανυσματικό διάγραμμα ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος.....	96
- Σχ. 5.10. Βρόχος ελέγχου συμβατικού ελεγκτή.....	97

– Σχ. 5.11. (α) Τάση δικτύου, v_s . (β) Τάση στην έξοδο μίας βαθμίδας NPC, v_{ab1} . (γ) Τάση στην έξοδο δύο αλληλένδετων βαθμίδων NPC, v_{ab} . (δ) Τάση στα άκρα της συστοιχίας των πυκνωτών, v_{pv} . (ποιοτικά αποτελέσματα).....	97
– Σχ. 5.12. (α) Ρεύμα δικτύου, i_s . (β) Ρεύμα μετά τη συστοιχία πυκνωτών, i_{sc} . (γ) Ρεύμα ενός πυκνωτή, i_c . (δ) Ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης, i_{pv}	98
– Σχ. 5.13. Σχεδίαση φίλτρου.....	98
– Σχ. 5.14. Δομικό διάγραμμα φίλτρου.....	99
– Σχ. 6.1. Πρότυπη διάταξη ελέγχου γενικού σκοπού: μονάδα ελέγχου (δεξιά) και μονάδα ισχύος (αριστερά). 103	
– Σχ. 6.2. Χρήση της διάταξης για τον έλεγχο ηλεκτρικών κινητήρων στα πλαίσια του ευρωπαϊκού ερευνητικού προγράμματος CREAM.....	104
– Σχ. 6.3. Διαδρομή των σημάτων ελέγχου.....	105
– Σχ. 6.4. Σχηματικό διάγραμμα eZdsp™ F2812.....	106
– Σχ. 6.5. Η τυπωμένη πλακέτα της ψηφιακής πλατφόρμας της eZdsp™ F2812.....	107
– Σχ. 6.6. Βιβλιοθήκες Texas Instruments C2000/C2812 και Optimization/IQ math στο περιβάλλον του Matlab/Simulink.....	108
– Σχ. 6.7. Στιγμιότυπο από το περιβάλλον του Code Composer Studio v3 της Texas Instruments.....	108
– Σχ. 6.8. Συνδεσμολογία των μετρητικών τάσης και ρεύματος.....	109
– Σχ. 6.9. Κύκλωμα συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή TL084.....	109
– Σχ. 6.10. Οπτική απομόνωση και διαμόρφωση των παλμών από τον μικροεπεξεργαστή προς τα διακοπτικά στοιχεία.....	110
– Σχ. 6.11. Κυκλώματα ισχύος. (α) Διακόπτες και ασφάλειες στην DC παροχή. (β) Προστασία AC παροχής. (γ) Τριφασική πλήρης ανορθωτική διάταξη.....	111
– Σχ. 6.12. (1) Διακοπτικό στοιχείο SEMIX202GB12E4S. (2) Adapter board. (3) Skyper32 Pro.....	111
– Σχ. 6.13. Προσαρμογή του Adapter Board.....	112
– Σχ. 6.14. Σταθεροποιημένο τροφοδοτικό τάσης των πλακετών προστασίας των διακοπτικών στοιχείων καθώς και της τελευταίας βαθμίδας φωτοαπομόνωσης.....	113
– Σχ. 6.15. Σταθεροποιημένο τροφοδοτικό τάσης μετρητικών τάσεως και ρευμάτων.....	113
– Σχ. 6.16. Σταθεροποιημένο τροφοδοτικό τάσης της τυπωμένης πλακέτας επεξεργασίας των σημάτων μέτρησης.....	113
– Σχ. 6.17. Τυπωμένες πλακέτες τροφοδοτικών, επεξεργασίας σήματος και φωτοαπομόνωσης παλμών.....	114
– Σχ. 6.18. Πρόσοψη κουτιού επεξεργασίας σήματος και μικροεπεξεργαστή.....	114
– Σχ. 6.19. Πρόσοψη κουτιού τροφοδοσίας μετρητικών και πλακετών προστασίας διακοπών.....	115
– Σχ. 6.20. Πρόσοψη κουτιού διασύνδεσης των μετρητικών και διακοπών μεταξύ των κουτιών.....	115
– Σχ. 6.21. Κάρτα DS1104. (β) Πάνελ συνδέσεων.....	116
– Σχ. 6.22. Δομικό διάγραμμα DS1104.....	116
– Σχ. 6.23. Σχήμα ελέγχου πολυεπίπεδου αντιστροφέα τάσης.....	117
– Σχ. 7.1. Φ/Β συστοιχία αποτελούμενη από έξι Φ/Β πλαίσια τύπου Sharp NEQ5E3E και μέγιστης ισχύος 165 W στο δώμα του κτιρίου του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών ΕΜΠ.....	119
– Σχ. 7.2. Ισοδύναμο κύκλωμα ενός Φ/Β κελιού εξαρτώμενο από τη θερμοκρασία (T) και την ηλιακή ακτινοβολία (I_{ir}).....	120
– Σχ. 7.3. Χαρακτηριστικές καμπύλες του Φ/Β πλαισίου Sharp NEQ5E3E για διαφορετικές τιμές ηλιακής ακτινοβολίας. (α) Ρεύματος-τάσεως (I-V). (β) Ισχύος-ρεύματος (P-I). (γ) Ισχύος-τάσεως (P-V).....	121
– Σχ. 7.4. Χαρακτηριστικές καμπύλες του Φ/Β πλαισίου Sharp NEQ5E3E για διαφορετικές τιμές θερμοκρασίας του πλαισίου. (α) Ρεύματος-τάσεως (I-V). (β) Ισχύος-ρεύματος (P-I). (γ) Ισχύος-τάσεως (P-V).....	122
– Σχ. 7.5. Χαρακτηριστικές καμπύλες του Φ/Β πλαισίου Sharp NEQ5E3E για συνδυασμό εν παραλλήλω δύο Φ/Β πλαισίων. (α) Ρεύματος-τάσεως (I-V). (β) Ισχύος-ρεύματος (P-I). (γ) Ισχύος-τάσεως (P-V).....	122
– Σχ. 7.6. (α), (β) Μετρημένη I-V χαρακτηριστική υπό ηλιακή ακτινοβολία 950 W/m ² . Ch1 (επάνω): i_L (~2A/div), Ch2 (κάτω): v_{PV} (~10V/div). (γ) Μετρημένη χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος – τάσεως.....	123
– Σχ. 7.7. DC-DC μετατροπέας ανύψωσης τάσης υπό λειτουργία συνεχούς ρεύματος. (α) Το ημιαγωγό στοιχείο άγει. (β) Το ημιαγωγό στοιχείο δεν άγει.....	124
– Σχ. 7.8. Κυματομορφές ρεύματος και τάσης πηνίου υπό λειτουργία συνεχούς ρεύματος.....	124

– Σχ. 7.9. Κυματομορφή της τάσης εξόδου, v_o , σε συνάρτηση της σχετικής διάρκειας αγωγής, D , υπό περίπου ιδανική λειτουργία (μπλε γραμμική) και με την επίδραση των παρασιτικών στοιχείων (κόκκινη γραμμική). Η τάση εισόδου διατηρείται σταθερή.....	125
– Σχ. 7.10. Συντονισμός λειτουργίας Φ/Β διάταξης και μετατροπέα ανύψωσης. (α) Υπό σταθερό φορτίο, R . (β) Υπό σταθερή τάση εξόδου, V_o	127
– Σχ. 7.11. Σχήμα ελέγχου.....	128
– Σχ. 7.12. Σύστημα κλειστού βρόχου για το συμβατικό ελεγκτή. (α) Διάγραμμα Bode. (β) Βηματική απόκριση.....	129
– Σχ. 7.13. Σύστημα κλειστού βρόχου για τον προβλεπτικό ελεγκτή. (α) Προσομοιωμένο διάγραμμα Bode. (β) Διάγραμμα Bode χρησιμοποιώντας την τεχνική διατάραξης και γραμμικοποίησης.....	130
– Σχ. 7.14. Κανονικοποιημένη βηματική απόκριση του συστήματος ελέγχου του προβλεπτικού ελεγκτή.....	130
– Σχ. 7.15. Προσομοιωμένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} υπό βηματική πτώση της ηλιοφάνειας από 1000 W/m^2 σε 700 W/m^2 κατά τη λειτουργία του συμβατικού ελεγκτή.....	131
– Σχ. 7.16. Προσομοιωμένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} υπό βηματική πτώση της ηλιοφάνειας από 1000 W/m^2 σε 700 W/m^2 κατά τη λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή με αναφορά το ρεύμα εισόδου.....	131
– Σχ. 7.17. Προσομοιωμένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} υπό βηματική πτώση της ηλιοφάνειας από 1000 W/m^2 σε 700 W/m^2 κατά τη λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή με μεταβλητή διακοπτική συχνότητα.....	132
– Σχ. 7.18. Προσομοιωμένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} υπό βηματική πτώση της ηλιοφάνειας από 1000 W/m^2 σε 700 W/m^2 κατά τη λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή με σταθερή διακοπτική συχνότητα.....	132
– Σχ. 7.19. Προσομοιωμένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} υπό βηματική πτώση της ηλιοφάνειας από 1000 W/m^2 σε 700 W/m^2 κατά τη λειτουργία του ελεγκτή ολισθήσεως επί επιφανείας.....	133
– Σχ. 7.20. Ρεύμα πηνίου υπό μεταβολή της ηλιακής ακτινοβολίας. (α) P&O. (β) INC.....	133
– Σχ. 7.21. Μετρημένο ρεύμα πηνίου υπό σταθερή αναφορά ρεύματος. (α) VCC. (β) FS. Ch1: i_L (1 A/div), Time (50 $\mu\text{s/div}$).....	134
– Σχ. 7.22. Μετρημένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση v_{PV} ανιχνεύοντας το σημείο μέγιστης ισχύος από την τάση ανοικτού κυκλώματος. (α) FS-MPC (αναφορά ρεύματος). (β) FSPI-MPC (αναφορά τάσης). (γ) Συμβατικός ελεγκτής (αναφορά τάσης).....	134
– Σχ. 7.23. Μετρημένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση Φ/Β πλαισίου v_{PV} υπό 50% πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας για το συμβατικό ελεγκτή.....	135
– Σχ. 7.24. Μετρημένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση Φ/Β πλαισίου v_{PV} υπό 50% πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας για το διακριτό προβλεπτικό ελεγκτή αναφοράς τάσεως.....	135
– Σχ. 7.25. Μετρημένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση Φ/Β πλαισίου v_{PV} υπό 50% πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας για το προβλεπτικό ελεγκτή σταθερής διακοπτικής συχνότητας.....	136
– Σχ. 7.26. Μετρημένο ρεύμα πηνίου i_L και τάση Φ/Β πλαισίου v_{PV} υπό 50% πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας για την τεχνική ολισθήσεως επί επιφανείας.....	136
– Σχ. 7.27. Λειτουργία συμβατικού ελεγκτή υπό διαφορετικά επίπεδα ηλιακής ακτινοβολίας. (α) Ρεύμα πηνίου. (β) Τάση Φ/Β πλαισίου.....	137
– Σχ. 7.28. Λειτουργία VCC-PI υπό διαφορετικά επίπεδα ηλιακής ακτινοβολίας. (α) Ρεύμα πηνίου. (β) Τάση Φ/Β πλαισίου.....	137
– Σχ. 7.29. NPC αντιστροφέας τάσης πλήρους γέφυρας ισχύος 3.3 – 8 kW (ABB PVS300) [196], [225].....	139
– Σχ. 7.30. Διάγραμμα λειτουργίας αντιστροφέα στοιχειοσειράς PVS300.....	139
– Σχ. 7.31. Πειραματική διάταξη ελέγχου.....	140
– Σχ. 7.32. Η τάση αναφοράς της δεύτερης βαθμίδας.....	141
– Σχ. 7.33. Ηλιακή ακτινοβολία των δύο βαθμίδων.....	141
– Σχ. 7.34. Απαλοιφή της συνιστώσας διπλάσιας συχνότητας της θεμελιώδους της τάσης του δικτύου.....	142
– Σχ. 7.35. Διάταξη της Φ/Β συστοιχίας και αντιστροφέα δύο αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC σκέλη.....	142
– Σχ. 7.36. Τάση και ρεύμα δικτύου. (α) Μία περίοδος. (β) Συνολική λειτουργία.....	142
– Σχ. 7.37. Τάση εισόδου. (α) 1 ^η βαθμίδα. (β) 2 ^η βαθμίδα.....	143
– Σχ. 7.38. Δυναμικό ουδετέρου σημείου. (α) 1 ^η βαθμίδα. (β) 2 ^η βαθμίδα.....	143
– Σχ. 7.39. Ρεύμα εξόδου της Φ/Β διάταξης. (α) 1 ^η βαθμίδα. (β) 2 ^η βαθμίδα.....	143
– Σχ. 7.40. (α) Συνολική τάση εξόδου στους ακροδέκτες του αντιστροφέα. (β) Ρεύμα δικτύου και άθροισμα της εξόδου των αναλογικών – ολοκληρωτικών ελεγκτών.....	144

– Σχ. 7.41. Τάση και ρεύμα δικτύου. (α) Μία περίοδος. (β) Συνολική λειτουργία.....	144
– Σχ. 7.42. Τάση εισόδου. (α) 1 ^η βαθμίδα. (β) 2 ^η βαθμίδα.....	145
– Σχ. 7.43. Δυναμικό ουδετέρου σημείου. (α) 1 ^η βαθμίδα. (β) 2 ^η βαθμίδα.....	145
– Σχ. 7.44. (α) Συνολική τάση εξόδου στους ακροδέκτες του αντιστροφέα. (β) Ρεύμα δικτύου και έξοδος του πρώτου αναλογικού – ολοκληρωτικού ελεγκτή.....	145
– Σχ. 7.45. Τάση και ρεύμα δικτύου. (α) Μία περίοδος. (β) Συνολική λειτουργία.....	146
– Σχ. 7.46. Τάση εισόδου. (α) 1 ^η βαθμίδα. (β) 2 ^η βαθμίδα.....	146
– Σχ. 7.47. Συνολική τάση εξόδου στους ακροδέκτες του αντιστροφέα.....	146
– Σχ. 7.48. Διάταξη της Φ/Β συστοιχίας καθώς και του υβριδικού αντιστροφέα δύο αλληλένδετων Η-γεφυρών, μίας συμβατικής Η-γέφυρας και μίας με NPC σκέλη.....	147
– Σχ. 7.49. Τάση και ρεύμα δικτύου. (α) Μία περίοδος. (β) Συνολική λειτουργία.....	147
– Σχ. 7.50. Τάση εισόδου. (α) 1 ^η βαθμίδα. (β) 2 ^η βαθμίδα.....	147
– Σχ. 7.51. (α) Δυναμικό ουδετέρου σημείου. (β) Συνολική τάση εξόδου στους ακροδέκτες του αντιστροφέα.....	148
– Σχ. 7.52. Διάταξη του αντιστροφέα τριών αλληλένδετων Η-γεφυρών με NPC σκέλη για δύο διαφορετικές διατάξεις Φ/Β συστοιχιών.....	148
– Σχ. 7.53. Τάση και ρεύμα δικτύου της διάταξης του Σχ. 7.52α. (α)και Σχ. 7.52β. (β).....	149
– Σχ. 7.54. Τάση εισόδου της 1 ^{ης} βαθμίδας της διάταξης του Σχ. 7.52α. (α)και Σχ. 7.52β. (β).....	149
– Σχ. 7.55. Τάση εισόδου της 2 ^{ης} βαθμίδας της διάταξης του Σχ. 7.52α. (α)και Σχ. 7.52β. (β).....	149
– Σχ. 7.56. Τάση εισόδου της 3 ^{ης} βαθμίδας της διάταξης του Σχ. 7.52α. (α)και Σχ. 7.52β. (β).....	149
– Σχ. 7.57. Τάση εξόδου στους ακροδέκτες του αντιστροφέα Ρεύμα εξόδου της Φ/Β συστοιχίας της 1 ^{ης} βαθμίδας της διάταξης του Σχ. 7.52α. (α) και Σχ. 7.52β. (β).....	150
– Σχ. 7.58. Μεταβολή της αέργου ισχύος.....	150
– Σχ. 7.59. Έλεγχος της ενεργού και αέργου ισχύος. (α) Ρεύματα δικτύου. (β) Ενεργός και άεργος ισχύς.....	151
– Σχ. 7.60. Συμβατικός ελεγκτής. (α) Διάγραμμα Bode. (β) Βηματική απόκριση.....	151
– Σχ. 7.61. Προβλεπτικός ελεγκτής. (α) Διάγραμμα Bode. (β) Βηματική απόκριση.....	152
– Σχ. 7.62. Διάγραμμα Bode συμβατικού(1: PI _v , 2: PI _v) και προβλεπτικού ελεγκτή (3: PI _v).....	152
– Σχ. 7.63. Τάση εξόδου της 1 ^{ης} και 2 ^{ης} βαθμίδας για τον συμβατικό ελεγκτή.....	153
– Σχ. 7.64. Τάση εξόδου της 1 ^{ης} και 2 ^{ης} βαθμίδας για τον προβλεπτικό ελεγκτή.....	153
– Σχ. 7.65. Αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου υπό συμμετρική λειτουργία (περιττές αρμονικές συνιστώσες).....	154
– Σχ. 7.66. Αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου υπό συμμετρική λειτουργία (άρτιες αρμονικές συνιστώσες).....	154
– Σχ. 7.67. Αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου υπό ασύμμετρη λειτουργία (περιττές αρμονικές συνιστώσες).....	155
– Σχ. 7.68. Αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου υπό ασύμμετρη λειτουργία (άρτιες αρμονικές συνιστώσες).....	155
– Σχ. 7.69. Φάσμα συχνοτήτων του ρεύματος δικτύου. (α) Προβλεπτικός ελεγκτής. (β) Συμβατικό ελεγκτής.....	156
– Σχ. 7.70. Φάσμα συχνοτήτων ρεύματος δικτύου για του δύο ελεγκτές.....	156
– Σχ. 7.71. Διερεύνηση των ρευμάτων διαρροής.....	157
– Σχ. 7.72. Συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος δικτύου σαν συνάρτηση της ποσοστιαίας απόκλισης από την ονομαστική τιμή του φίλτρου εισόδου.....	158
– Σχ. 7.73. Σχήμα ελέγχου.....	159
– Σχ. 7.74. Μετρημένα μεγέθη του αντιστροφέα για μεταβολή της τάσης αναφοράς της 2 ^{ης} βαθμίδας.....	160
– Σχ. 7.75. Μετρημένα μεγέθη του αντιστροφέα για μεταβολή της τάσης αναφοράς της 2 ^{ης} βαθμίδας.....	161
– Σχ. 7.76. Μετρημένη μεταβολή στην τάση του δικτύου.....	162
– Σχ. 7.77. Μετρημένες τάσεις στα άκρα των ζυγών των δύο βαθμίδων.....	162
– Σχ. 7.78. Μετρημένα ρεύματα στα άκρα των ζυγών των δύο βαθμίδων.....	162
– Σχ. 7.79. (α) Μετρημένη τάση της 2 ^{ης} βαθμίδας. (β) Μετρημένες τάσεις των επιμέρους πυκνωτών του ζυγού.....	163

- Σχ. 7.80. (α) Μετρημένη τάση στα άκρα της 1 ^{ης} βαθμίδας για μεταβολές στα άκρα της 2 ^{ης} βαθμίδας. (β) Μετρημένη τάση ουδετέρου σημείου.....	163
- Σχ. 7.81. Ρύθμιση του συντελεστή ισχύος από μοναδιαίο σε 0.8 επαγωγικό.....	164
- Σχ. 7.82. Ρύθμιση του συντελεστή ισχύος. (α) 0.8 χωρητικός. (β) Μοναδιαίος.....	164
- Σχ. 7.83. Αρμονικό περιεχόμενο. (α) Συνολική τάση εξόδου του αντιστροφέα. (β) Ρεύμα δικτύου.....	164
- Σχ. 7.84. Ανάλυση του αρμονικού περιεχομένου της τάσης του δικτύου.....	165
- Σχ. 7.85. Τάση στα άκρα του αντιστροφέα.....	165
- Σχ. 7.86. Φάσμα συχνοτήτων του ρεύματος δικτύου.....	166

ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΕΣ

<i>A/D</i>	<i>Analog to Digital</i>	<i>POD</i>	<i>Phase Opposition Disposition</i>
<i>ACC</i>	<i>Average Current Control</i>	<i>PV</i>	<i>Photovoltaic System</i>
<i>APOD</i>	<i>Alternative Phase Opposition</i>	<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>Disposition</i>		<i>QSM</i>	<i>Quasi Sliding Mode</i>
<i>CSI</i>	<i>Current Source Inverters</i>	<i>SJR</i>	<i>SCImago Journal Rank (Elsevier)</i>
<i>DC</i>	<i>Direct Current</i>	<i>SM</i>	<i>Sliding Mode Control</i>
<i>DCMI</i>	<i>Diode Clamped</i>	<i>STC</i>	<i>Standard Test Conditions</i>
<i>DPC</i>	<i>Direct Power Control</i>	<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>DTC</i>	<i>Direct Torque Control</i>	<i>VCC</i>	<i>Valley Current Control</i>
<i>EMI</i>	<i>Electromagnetic Interference</i>	<i>VOC</i>	<i>Voltage Oriented Control</i>
<i>EMPC</i>	<i>Explicit Model Predictive Control</i>	<i>VSI</i>	<i>Voltage Source Inverters</i>
<i>FOC</i>	<i>Field Oriented Control</i>	<i>ΑΠΕ</i>	<i>Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας</i>
<i>GPC</i>	<i>Generalized Predictive Control</i>	<i>A/T</i>	<i>Ανεμογεννήτριες</i>
<i>INC</i>	<i>Incremental Conductance</i>	<i>AI</i>	<i>Anti-Islanding</i>
<i>JCR</i>	<i>Journal Citation Report</i>	<i>Φ/B</i>	<i>Φωτοβολταϊκό / ή</i>
<i>MBPC</i>	<i>Model Based Predictive Control</i>	<i>IIR</i>	<i>Infinite Impulse Response</i>
<i>MI</i>	<i>Multilevel Inverter</i>	<i>FIR</i>	<i>Finite Impulse Response</i>
<i>MIPS</i>	<i>Million Instructions Per Second</i>		
<i>MPC</i>	<i>Model Predictive Control</i>		
<i>MPP</i>	<i>Maximum Power Point</i>		
<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Tracking</i>		
<i>NPC</i>	<i>Neutral Point Clamped</i>		
<i>P&O</i>	<i>Perturb and Observe</i>		
<i>PCC</i>	<i>Peak Current Control</i>		
<i>PD</i>	<i>Phase Disposition</i>		
<i>PI</i>	<i>Proportional Integral</i>		
<i>PID</i>	<i>Proportional Integral Differential</i>		
<i>PLL</i>	<i>Phase Lock Loop</i>		

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΥΜΒΟΛΩΝ

i_{PV}	Ρεύμα εξόδου Φ/B διάταξης	v_{sw}	Τάση στα άκρα του διακόπτη
v_{PV}	Τάση εξόδου Φ/B διάταξης	R_L	Παρασιτική αντίσταση πηνίου
i_L	Στιγμαίο ρεύμα πηνίου	R	Ωμικό φορτίο εξόδου
i_L^*	Επιθυμητό ρεύμα αναφοράς πηνίου	S	Επιφάνεια ολίσθησης
$\langle i_L \rangle$	Μέσο εκτιμώμενο ρεύμα πηνίου	$sign()$	Συνάρτηση πρόσημου
I_L	Μέσο ρεύμα πηνίου	r	Στιγμαία τιμή ωμικού φορτίου εξόδου
$i_L[t_k]$	Εκτιμώμενη τιμή ρεύματος πηνίου για τη χρονική στιγμή t_k	x	Μεταβλητές κατάστασης
$i_L(t_k)$	Μετρημένη τιμή ρεύματος πηνίου για τη χρονική στιγμή t_k	J	Συνάρτηση κόστους
i_v	Ρεύμα σφάλματος	y	Μεταβλητές εξόδου
e	Σφάλμα τάσης/ρεύματος	a	Συντελεστές ολίσθησης
v_L	Τάση στα άκρα του πηνίου	R_s	Παρασιτική τιμή αντίστασης του φίλτρου εισόδου
i_C	Ρεύμα πυκνωτή εξόδου	L_s	Επαγωγή φίλτρου εισόδου
v_C	Τάση πυκνωτή εξόδου	τ	Σταθερά χρόνου
v_i	Συνεχής τάση εισόδου	t_{ss}	Χρόνος αποκατάστασης
v_o	Συνεχής τάση εξόδου	i_s	Ρεύμα δικτύου
i_{Ci}	Ρεύμα πυκνωτή εισόδου	S_x	Κατάσταση διακόπτη
v_{Ci}	Τάση πυκνωτή εισόδου	S	Σήμα διαμόρφωσης
f_s	Συχνότητα δειγματοληψίας	P	Διακοπτικοί παλμοί
f_{sw}	Διακοπτική Συχνότητα		
T_s	Περίοδος δειγματοληψίας		
D	Σχετική διάρκεια αγωγής (μόνιμη κατάσταση λειτουργίας)		
d	Σχετική διάρκεια αγωγής		
v_D	Τάση στα άκρα της διόδου		

ΒΙΟΓΡΑΦΙΚΟ ΣΗΜΕΙΩΜΑ

Ο κ. Κακοσίμος Παναγιώτης γεννήθηκε στην Άρτα το 1986. Αποφοίτησε από τη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών του Α.Π.Θ. τον Ιούλιο του 2009 με βαθμό διπλώματος 8,70/10 (άριστα) καταλαμβάνοντας τη 2^η θέση σε σύνολο 345 φοιτητών από απόψεως βαθμολογίας κατά την απόκτηση του διπλώματος. Κατά τη διάρκεια των σπουδών του έλαβε υποτροφία από το Ίδρυμα Κρατικών Υποτροφιών για την επίδοσή του το ακαδ. έτος 2007–2008. Τον Οκτώβριο του 2009 έγινε δεκτός ως υποψήφιος διδάκτωρ στον Τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος του μεταπτυχιακού κύκλου σπουδών της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών Ε.Μ.Π. λαμβάνοντας υποτροφία από το Ίδρυμα Μποδοσάκη για δύο συναπτά έτη. Ολοκλήρωσε έξι μεταπτυχιακά μαθήματα επιτυγχάνοντας μέσο όρο 10/10.

Συμμετείχε ενεργά στα Ερευνητικά Προγράμματα που εκτελέστηκαν στα πλαίσια του 7^{ου} προγράμματος πλαισίου της Ευρωπαϊκής Ένωσης (FP7/2007-2013), με τίτλους “Innovative technological platform for Compact & Reliable Electronic integrated in Actuator and Motor [DOW – CREAM]” και “Electric Motor And Sensor design and manufacture [Clean Sky – EMAS]”. Συμμετέχει σε δύο Ερευνητικά Προγράμματα του Εθνικού Στρατηγικού Πλαισίου Αναφοράς (ΕΣΠΑ 2007 - 2013) με τίτλους “Ανάπτυξη και δοκιμαστική λειτουργία καινοτόμου υβριδικού οχήματος μεταφοράς προσωπικού μηδενικής εκπομπής ρύπων [SynEIBus]” και “Διερεύνηση εφαρμογής τεχνολογίας υβριδικών και ηλεκτροκίνητων οχημάτων στο ελληνικό περιβάλλον [HyTech]”. Επίσης συμμετείχε στο πρόγραμμα της Νομαρχιακής Αυτοδιοίκησης με τίτλο “Μετατροπή συμβατικών αυτοκινήτων σε υβριδικά και τον διακριτικό τίτλο City Battery Electric Car [CiBeC]”.

Κατά την μέχρι τώρα διάρκεια των μεταπτυχιακών σπουδών του συνέβαλε σημαντικά στην επόπτευση των εργαστηριακών ασκήσεων του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ και ιδιαίτερος στα μαθήματα «Ηλεκτρικές Μηχανές Ι», «Ηλεκτρικές Μηχανές ΙΙ», «Κατασκευή Ηλεκτρικών Μηχανών» και «Μεταβατική Κατάσταση Λειτουργίας Ηλεκτρικών Μηχανών».

Από την μέχρι τώρα ερευνητική εργασία του προέκυψαν εννέα (9) δημοσιεύσεις σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά με δύο (2) επιπλέον δημοσιεύσεις να βρίσκονται υπό κρίση και δεκατρείς (13) δημοσιεύσεις σε πρακτικά διεθνών συνεδρίων μετά από κρίση. Όλες οι δημοσιεύσεις παρατίθενται στη συνέχεια.

ΛΙΣΤΑ ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΩΝ

A. Δημοσιεύσεις σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά μετά από κρίση

1. P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, and S. N. Manias, "Fast Photovoltaic System Voltage or Current Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, in Press (DOI 10.1109/TIE.2012.2233700).
2. P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Implementation of Photovoltaic Array MPPT through Fixed Step Predictive Control Technique," *Renewable Energy*, vol. 36, no. 9, pp. 2805-2814, Sep. 2011.
3. P. Kakosimos, E. Tsampouris, and A. Kladas, "Design Considerations in Actuators for Aerospace Applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 5, May 2013.
4. N. M. Kimoulakis, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Hybrid Technique for Dynamic Modelling of the Performance of Linear Generators with Skewed Mounted Permanent Magnets," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 5, pp. 906-909, May 2011.
5. E. M. Tsampouris, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Coupled Computation of Electric Motor Design and Control Parameters based on Ant Colonies Speed Trajectory Optimization," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 5, May 2013.
6. P. E. Kakosimos, E. M. Tsampouris, N. M. Kimoulakis, and A. G. Kladas, "Overview of the alternative topologies of linear generators in wave energy conversion systems," *Materials Science Forum*, vol. 721, pp. 281-286, Jun. 2012.
7. E. M. Tsampouris, P. E. Kakosimos, C. K. Patsios, and A. G. Kladas, "Power quality considerations for microgrids integrating pairs of mechanically coupled electrical machines driven by power converters," *Materials Science Forum*, vol. 721, pp. 199-204, Jun. 2012.
8. E. M. Tsampouris, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "High temperature permanent magnet machine actuators for aerospace applications," *Materials Science Forum*, vol. 721, pp. 141-146, Jun. 2012.
9. N. M. Kimoulakis, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Time Variation of Operational Characteristics for a Linear Permanent Magnet Synchronous Generator under Various Load Conditions," *Materials Science Forum*, vol. 670, pp. 252-258, 2011.

B. Δημοσιεύσεις σε πρακτικά επιστημονικών συνεδρίων μετά από κρίση

1. P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Modeling of interior permanent magnet machine using combined field-circuit analysis," in *14th International Conference on Electrical Machines*, Sep. 2010.
2. P. E. Kakosimos, N. M. Kimoulakis, and A. G. Kladas, "Permanent magnet generator model considering saturation effects for maximum wind energy extraction applications," in *18th IEEE International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields*, Jul. 2011.
3. P. E. Kakosimos, N. M. Kimoulakis, and A. G. Kladas, "A Survey on Power Generation from Sea Waves using Alternative Types of Electric Generators," in *International scientific conference eRA-6*, Sep. 2011.
4. P. E. Kakosimos, E. M. Tsampouris, and A. G. Kladas, "Aerospace Actuator Design: a Comparative analysis of Permanent Magnet and Induction Motor configurations," in *15th IEEE International Conference on Electrical Machines*, Sep. 2012.

¹⁰ Ο συνολικός συντελεστής Impact Factor JCR υπολογίζεται ίσος με 12.23. Ο δείκτης JCR (Journal Citation Report by Thomson Reuters) καθώς και ο δείκτης SJR (SCImago Journal Rank by Elsevier) αντιστοιχούν στο έτος δημοσίευσης της κάθε εργασίας. Σε περιπτώσεις πρόσφατων άρθρων όπου δεν είναι διαθέσιμοι αναφέρεται ο πιο πρόσφατος διαθέσιμος.

5. P. E. Kakosimos, E. M. Tsampouris, C. Patsios, and A. G. Kladas, "A comparative study of PM and induction motor actuators for on board applications," in *1st International Marinelive Conference on All Electric Ship*, Jun. 2012.
6. P. E. Kakosimos, N. M. Kimoulakis, and A. G. Kladas, "Model based control technique for fast MPP tracking in PV systems," in *8th Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion*, Nov. 2012.
7. P. E. Kakosimos, M. E. Beniakar, and A. G. Kladas, "Application of Taguchi's Methodology to Aerospace Actuators Design," in *8th Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting, Multifunctional and Nanomaterials*, Jun. 2013.
8. P. E. Kakosimos, N. M. Kimoulakis, M. E. Beniakar, and A. G. Kladas, "Parameter Extraction of a PM Machine employing 3D Finite Element Analysis Tools," in *8th Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting, Multifunctional and Nanomaterials*, 2013.
9. E. M. Tsampouris, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Estimation and characterization of PM motor harmonic losses for the control of "more green" aerospace actuators," in *1st Marinelive international Workshop on Propulsion Systems*, Jan. 2012.
10. N. M. Kimoulakis, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Power generation by using a point-absorber wave energy converter coupled with linear permanent magnet generator," in *7th Mediterranean Conference and Exhibition, on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion*, Nov. 2010.
11. A. Sarigiannidis, C. Patsios, P. Kakosimos, and A. Kladas, "Control design and performance analysis of shaft generators in ship power systems," in *1st International Marinelive Conference on All Electric Ship*, Jun. 2012.
12. M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Evolutionary optimization of a Fractional Slot Interior Permanent Magnet motor for a small electric bus," in *8th Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting, Multifunctional and Nanomaterials*, Jun. 2013.
13. C. Krasopoulos, M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, C. Patsios, and A. G. Kladas, "Design Considerations for an In-wheel PM motor with Fractional Slot Concentrated Windings for Light Electric Vehicle Applications," in *8th Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting, Multifunctional and Nanomaterials*, 2013.

Γ. Εργασίες υπό κρίση σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά

1. "Single-Phase Cascaded NPC/H-bridge Multilevel Inverter for Renewable Energy Systems with Independent DC-Link Voltage Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, under Review.
2. "Induction Motors versus Permanent Magnet Actuators for Aerospace Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, under Review.

ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ

Fast Photovoltaic-System Voltage- or Current-Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter

Panagiotis E. Kakosimos, *Student Member, IEEE*, Antonios G. Kladas, *Senior Member, IEEE*, and Stefanos N. Manias, *Fellow, IEEE*

Abstract—In this paper, a photovoltaic (PV)-system maximum power point (MPP) tracking (MPPT) control strategy employing a predictive digital current-controlled converter implemented in conventional hardware resources is presented. Two current-programmed controllers (finite-state predictive control and valley current control) have been integrated into a system with current- or voltage-oriented MPPT. The modifications applied to the perturb-and-observe algorithm enable the MPP tracker to interact rapidly with the controller accounting also for abrupt irradiance drops by considering voltage and current limitations. The implementation of digital control in PV systems entails significant advantages of speed and accuracy, although the controller converges correctly at the MPP under irradiance variations featuring fast dynamic response. The proposed controller scheme has been experimentally demonstrated on a digitally current-controlled boost converter delivering power from a PV system.

Index Terms—DC-DC power converters, maximum power point (MPP) tracking (MPPT), photovoltaic (PV) systems, predictive control.

I. INTRODUCTION

THE FAST and robust maximum power point (MPP) tracking (MPPT) is of vital importance in the operation of any photovoltaic (PV) system in order to harvest the maximum possible amount of energy. Forcing the PV system to operate at the knee of the I - V characteristic constituted a subject of thorough investigation within the research community, leading to considerable scientific results. The rapid rate of integration of PV panels into almost every clean energy technological achievement, such as electric mobility, makes the fast dynamic response and precise control a mandatory contributing to the overall system efficiency improvement. In parallel with the growing interest in the realm of PV systems, the increasing possibilities of today's microprocessors and digital signal processors (DSPs) encouraged the implementation of digitally controlled techniques. The combination of the developed MPPT algorithms with digital

Manuscript received August 6, 2012; revised October 22, 2012 and November 28, 2012; accepted December 2, 2012. The work of P. E. Kakosimos was supported by the Bodossaki Foundation.

The authors are with the Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics, Department of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, 15780 Athens, Greece (e-mail: panoskak@gmail.com; kladasel@central.ntua.gr; manias@central.ntua.gr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2012.2233700

control techniques ameliorates control difficulties and deficiencies, exhibiting significantly enhanced performance.

In particular, the necessity of rapidly and accurately tracking the MPP even under abrupt solar radiation variations enlisted several MPP tracking algorithms and techniques [1]–[5]. The well-established perturb-and-observe (P&O) and INcremental Conductance (INC) algorithms have been widely investigated over the last decade. Fuzzy-model-based approaches [6], genetic algorithms, variable-inductor techniques [7], and chaotic search methods [8] are some of the most recent advances constituting a research point, mainly for their important capability of capturing solar energy, even when the PV system operates under partially shading conditions [9]. Nevertheless, the P&O algorithm, characterized by simplicity and effectiveness, is preferred in many commercial products, thus being subject to several modifications and extensions [10], [11].

Moreover, due to the fact that the PV-system voltage depends nonlinearly on the irradiance level, as well as the power-versus-current (P - I), characteristic changes abruptly around I_{MPP} , the majority of the aforementioned MPP trackers are voltage oriented and controlled [12]. However, the linear dependence of the PV current on the irradiance variations could be proved to be a beneficial factor of detecting solar radiation changes and acting rapidly toward the MPP. In order for a current-controlled MPPT algorithm to be implemented [1], [13], the concern of the sudden irradiance decrease should be taken into account [14], avoiding the PV system to operate at the short-circuit condition and leading the control to failure [15]. Unlike the voltage-controlled MPP trackers, few references for current-controlled MPP algorithms exist in literature. In [16], an appropriate voltage compensation loop is used to interface a current-based controller with an MPP tracker ensuring the right control algorithm operation, overcoming deficiencies.

Regarding the arisen difficulties in the current-controlled tracker implementation, a fast processing controller should be employed to overcome this obstacle, detecting and deciding rapidly the next operating condition. Such a digitally controlled technique is the finite-state (FS) predictive digital current controller [17]–[19]. In literature, there is a significant number of references about digital current control [17], presenting various approaches with constant or variable switching frequency [20], [21]. Some of these techniques distinguished by their performances are the valley current control (VCC), peak current control, or average current control, as developed and

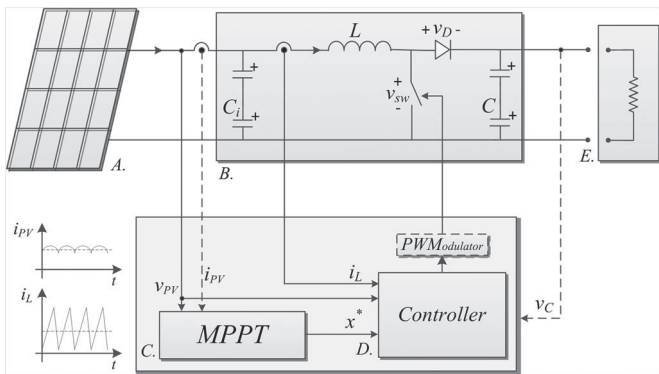


Fig. 1. Main block scheme of the control strategy.

discussed in [20], exploiting the possibilities of conventional hardware means. Although references about digital current control are presented in literature [13], [17], no reference about the implementation of a predictive current-controlled converter delivering power from a PV system by employing voltage- or current-oriented MPPT algorithm exists.

In this paper, a PV-system MPPT control employing a predictive digital current-controlled converter implemented in conventional hardware resources is presented. Two current programmed controllers modified properly (FS predictive control and VCC) are integrated into a system with current- or voltage-oriented MPPT such that the most favorable for this kind of applications is to be selected. An investigation about the current-oriented MPPT is carried out in order for a system without the presence of a proportional-integral (PI) compensator to be implemented. Therefore, the modifications applied to the P&O algorithm enable the MPP tracker to interact rapidly with the controller accounting also for abrupt irradiance drops by considering voltage and current limitations. However, the implementation of digital current control in PV systems with a voltage-oriented MPPT entails significant advantages of speed and accuracy, although the controller converges correctly at the MPP under irradiance variations featuring fast dynamic response. The proposed controller scheme has been experimentally demonstrated on a digitally current-controlled boost converter delivering power from a PV system.

II. OVERALL SYSTEM CONFIGURATION

The control method in this study is based on the regulation of the level of the PV-system current, as well as on the determination of the maximum power exploitation factors. The main block scheme of the control strategy shown in Fig. 1 comprises the following components: the PV solar panel (A.), which generates power directly from solar radiation and the boost converter (B.), whose switch is operated by the controller (D.). The reference current is successively imposed by the MPP tracker (C.) to the digital controller.

The PV-system output voltage (v_{PV}) and current (i_{PV}) measurements are formed as inputs to the MPPT and the controller. The MPPT reference output (x^*) and the converter output voltage (v_C) are also designated as inputs to the digital controller so as to obtain sufficient information in one sampling time and to operate the converter switch. In the case of a

grid-tied system through an inverter, the output voltage (v_C) is not directly dependent on the dc-dc converter operation, reducing the unknowns of the system and facilitating the control implementation. Nevertheless, in this study, an ohmic load is connected at the converter terminals.

Moreover, the capacitors mounted at the PV terminals delay the system voltage variation filtering the switching frequency components, so that the PV current can be taken into account as the average value of the inductor current. The input and output capacitors encourage the consideration that the input and output converter voltages are almost constant during the switching state selection process. This assumption ceases partly to apply when the MPP tracker operates. However, a possible absence of the input capacitors shall attach to the system the fast response characteristic, due to the fact that inductor current variations result simultaneously in PV voltage variations; thus, the MPP tracker could decide rapidly the appropriate direction at the $I-V$ curve. Nevertheless, the switching ripple affecting directly the PV system is not considered as the most appropriate strategy, demanding also high inductance value [15]. Furthermore, the use of the pulsewidth-modulation (PWM) modulator shown in Fig. 1 depends on the applied control scheme. Specifically, the VCC employs the modulator under the commonly used trailing edge PWM method, while the FS control technique employs only the digital output of the microprocessor/DSP unit.

III. PREDICTIVE DIGITAL CURRENT CONTROLLER

The main concept of the predictive digital control technique is the prediction of the future behavior of the controlled variables by employing system state equations. The criterion of the control decision at each sampling time is expressed as a cost function to be minimized. Fig. 2 depicts the flowchart of the general concept of the predictive control technique. At the start of one sampling time t_k , the values of the state variables of interest x and the reference output of the MPPT x^* are designated as inputs to the controller. The variable m denotes the total number of the discrete switch operating conditions or duty cycle S . At one instant time, the state variables are evaluated considering the different values of S . The minimum resultant cost function J , and subsequently the respective switch condition, is chosen as the most suitable determining the controller output until the next instant sampling time. The restriction block is further explained in Section IV.

In the following sections, two current-controlled techniques are discussed. First, the FS predictive control distinguished not only by the fast dynamic response but also by the variable switching frequency is developed. Owing to the known issues of the FS predictive control, alternative control techniques are examined employing a PWM modulator, thus reducing the high signal processing requirements. Using the system equations of the FS control technique and considering the duty cycle instead of the future switch condition, the VCC method is formed.

A. FS Predictive Control

The FS control technique is based on the exact knowledge of the boost converter parameter values. The future inductor

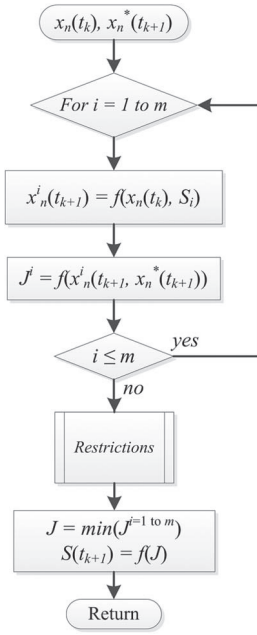


Fig. 2. Flowchart of the main predictive control routine.

current at time t_{k+1} can be found, as a function of the sampled inductor current at the current time t_k and the possible chosen switching condition $u(t_{k+1})$. The discrete time system of equations considering the ON or OFF switching state is as follows:

$$i_L[t_{k+1}] = i_L(t_k) + \frac{T_s}{L} \cdot v_{PV}(t_k) \quad (1)$$

$$i_L[t_{k+1}] = i_L(t_k) + \frac{T_s}{L} \cdot (v_{PV}(t_k) - v_C(t_k)). \quad (2)$$

Equations (1) and (2) can be rewritten in a combined form as

$$i_L[t_{k+1}] = i_L(t_k) + \frac{T_s}{L} \cdot (v_{PV}(t_k) - u'(t_{k+1}) \cdot v_C(t_k)) \quad (3)$$

where the notation $u' = 1 - u$ is adopted. The parameters in brackets declare predicted state variables, while the current sampled values at time t_k are in parentheses.

The behavior of the controlled variable i_L can now be predicted for the next sampling instant t_{k+1} in order to obtain control actions for both the present time and a future period. One step-horizon predictive controller inputs measured values of i_L , v_{PV} , and v_C , estimating future behavior of the controlled variable based on the evaluation of the cost function, as shown in Fig. 2. The determination of the cost function is a key factor in FS control behavior constraining the deviation from the desirable value of the reference current and can be expressed as

$$J = |i_L[t_{k+1}] - i^*| \quad (4)$$

determining the respective future switching condition.

Fig. 3 illustrates the FS control process. At the sampling time t_k , the controller has to decide for the most preferable switching condition on the basis of minimizing the cost function. The black line corresponds to the finally performed actions, while the faded circles are discarded choices. This technique is usu-

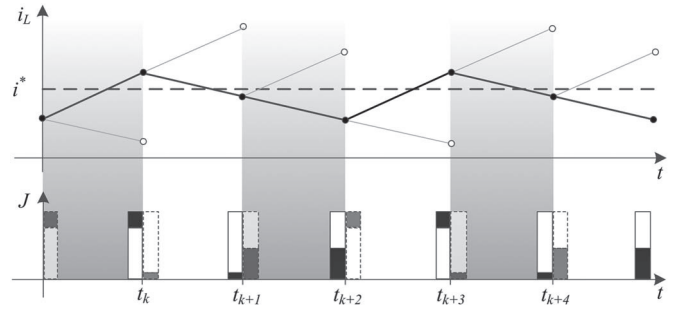


Fig. 3. Schematic diagram of the FS MPC process. The black line corresponds to the finally performed actions.

ally extended to more than one prediction step with increased robustness, as well as computational effort. In PV systems, the prediction of the inductor current value at time t_{k+2} encounters the difficulty of the unknown PV panel voltage $v_{PV}(t_{k+1})$. The n -step-horizon predictive control could be feasible by the combination of lookup tables or the knowledge of the accurate PV panel model as in [15].

B. VCC

Employing the system equations of the FS control and considering the duty cycle instead of the future switch condition, the VCC method is formed. The predicted duty cycle can be derived by solving (3) for the duty ratio as in [20]

$$d'[t_k] = \frac{1}{v_C(t_{k-1})} \left[(i_L(t_{k-1}) - i^*(t_k)) \cdot \frac{L}{T_s} + v_{PV}(t_{k-1}) \right] \quad (5)$$

where the notation $d' = 1 - d$ is adopted. It can be deduced from (5) that the valley inductor current should follow the reference current i^* . Extending (3) for two switching cycles, we can obtain

$$i_L[t_{k+1}] = i_L(t_{k-1}) + \frac{T_s}{L} \cdot (2 \cdot v_{PV}(t_k) - d'(t_k) \cdot v_C(t_k) - d'(t_{k+1}) \cdot v_C(t_k)). \quad (6)$$

Solving (6) for the predicted duty cycle derives that

$$d[t_{k+1}] = 2 - d(t_k) - \frac{1}{v_C(t_k)} \times \left[(i_L(t_k) - i_L^*(t_{k+1})) \cdot \frac{L}{T_s} + 2 \cdot v_{PV}(t_k) \right]. \quad (7)$$

Fig. 4 shows the expected behavior of the inductor current by employing VCC technique under trailing edge modulation. It is worth to be pointed out that the extension of the predicted duty cycle for two switching cycles is not necessary to be adopted for the system to operate efficiently. The overall performance, however, benefits from possible simplifications of the required calculations, particularly in a conventional DSP, without affecting significantly system stability. Nevertheless, the VCC technique faces an important issue. The reference current i^* , which constitutes the valley current, differs from the average value. High ripple in the inductor current may cause

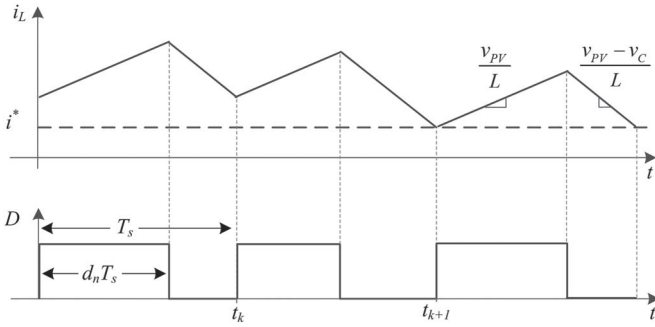


Fig. 4. VCC under trailing edge modulation.

considerable deviation from the desirable imposed current; hence, higher inductance value could be beneficial.

Furthermore, the parasitic resistance of the inductor is not involved in (5), thus being a factor of overestimating the inductor current inside the controller compared to the finally established. Eliminating the deviation of the inductor current from the imposed reference current, it is necessary to take into consideration the half inductor current ripple which is defined by the inductor value and switching frequency

$$\Delta i_L = \frac{v_{PV} \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_s}. \quad (8)$$

IV. MPPT ALGORITHM

In this section, the adopted MPPT technique is discussed and further explained. The predictive control strategy modified properly is integrated into a model employing voltage- and current-oriented MPPT algorithms accounting for solar irradiance variations. The investigation of a current-oriented MPPT in order for a system without the presence of a PI compensator to be implemented is followed by the implementation of a digitally current-controlled voltage-oriented MPPT constituting the common strategy in literature.

A. MPPT Technique

The most widely used MPPT technique is the P&O algorithm. Featuring simplicity and effectiveness is preferred in many commercial products. The main drawbacks against contemporary methods are that, at steady-state operation, the reference output varies between neighboring values and that under transient phenomena is not able of tracking accurately the MPP. Fig. 5 shows the block scheme of the adopted P&O algorithm, where x_1 and x_2 denote the system v_{PV} and i_{PV} , respectively, for the voltage-oriented MPPT and vice versa for the current-oriented MPPT control. The condition $\Delta x_2 \cdot \Delta x_1 \leq 0$ ensures that the MPPT algorithm cancels out measurements affected by noise, by imposing the previous reference x^* , due to the fact that the $I-V$ curve is monotonically decreasing. This addition is important for a system operating at comparable speeds between sampling and switching period. In the following sections, different approaches are followed so as to integrate predictive control technique with the voltage- and current-oriented MPPT control.

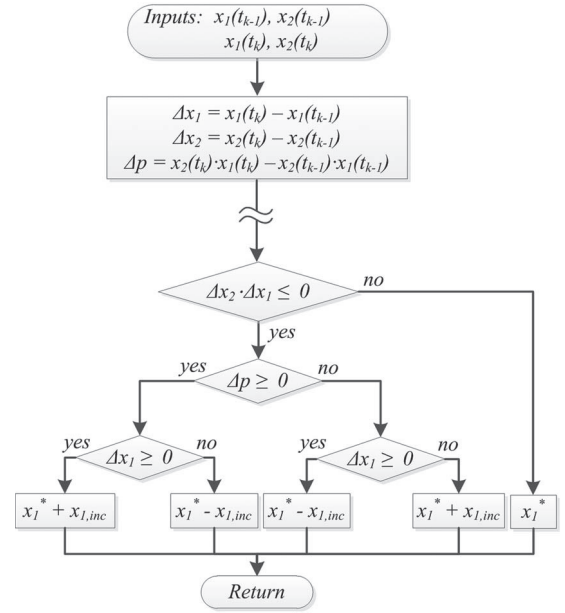


Fig. 5. Block scheme of the adopted P&O algorithm imposing the reference to the controller [(voltage-oriented MPPT) $x_1: v_{PV}$, $x_2: i_{PV}$; (current-oriented MPPT) $x_1: i_{PV}$, $x_2: v_{PV}$].

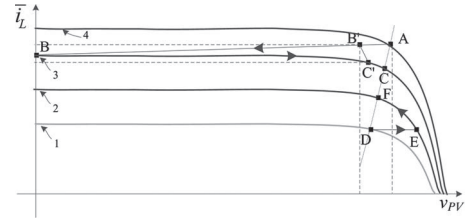


Fig. 6. Expected system behavior under abrupt insolation variations.

B. Investigation of a Current-Oriented MPPT Control

In the case where a fast control technique satisfying simultaneously multiple criteria is adopted, as predictive control, an investigation about the implementation of a current-oriented MPPT should be carried out, without the addition of a PI compensator in order to convert the voltage error into current, against the prevailing approach in literature. Therefore, it should be noted that this section constitutes an investigation about the feasibility of this attempt.

Regarding the aforementioned approach, the P&O algorithm is subject to two major modifications. First, the algorithm is modified to impose the reference current to the controller (current-based), and second, voltage and current limitations have been added. The latter modifications make the system capable of not being significantly affected by sudden irradiance drops in the case of a current-controlled converter. When the converter operates at a specific reference current and, suddenly, an abrupt irradiance decrease occurs, then the controller forces the system to operate at the short-circuit condition, until the MPP tracker changes the reference, leading the control to failure.

Fig. 6 depicts a situation where the PV system operates at point A. When a sudden solar radiation decrease occurs

(from curve 4 to 3), the reference current imposed at the controller remains constant, until the moment that the MPPT tracker changes the reference current. Afterward, the system tracks the new MPP at point *C*. The concern of the sudden irradiance drops should be taken into account for a current-oriented MPPT; hence, voltage and current limitations are added first in the controller algorithm, and subsequently in the MPPT algorithm, as the controller is faster enough. The voltage restriction is related to the v_{PV} slope (k_{VPV}) and level (k_V), while the current restriction refers to the i_{PV} variations (k_{IPV}). It is worthwhile to mention that the i_{PV} in Fig. 6 is not the actual PV-system current but the average value of the i_L . In the case of an abrupt radiation decrease, the PV-system voltage tends to zero, while the i_{PV} obtains almost instantaneously the short-circuit current value of the new irradiance level. The controller continuously inspects the voltage rate and current variations, and when a sudden decrease is detected, the reference current changes instantly and is configured around the new reference value by employing the k_I correction factor.

The k_I factor value for the reference current is around 0.9 [per unit] of the i_{PV} at point *B*, considering that the controller detects a variation at point *B'*, and then, the reference current is configured at point *C'*. The value of this parameter derives from the fact that the i_{PV} is at the short-circuit condition from the initial moment of the sudden solar radiation variation. The k_V (in volts) factor is a voltage limitation under which the system should never operate. A typical value may be the 70% of the V_{OC} under standard conditions. The k_{VPV} (in volts per second) factor depends on the preferable variation to be detected; an extremely low value may lead to undesirable oscillations, while a significantly high value affects the system sensitivity. The value of this factor could be found with the trial-and-error method or through simulation modeling dependently on the specific system. The perturbation of the MPPT algorithm should also be considered, so as the controller not to be confused during the normal operation. The k_{VPV} and k_V factors contribute supplementarily to the system operation, while k_I and k_{IPV} are of vital importance. Finally, under an abrupt solar increase (from curve 1 to 2), the system operates at point *E* and tracks the new MPP.

Fig. 7 illustrates the previously described case where, at time t_1 , a step solar radiation decrease occurs. At the same time, the i_{PV} is equal to the short-circuit current of the next irradiance level. The voltage of the input capacitor decreases while the i_L continues to be at the same level discharging the input capacitor. The detection of the i_{PV} and v_{PV} variations and the reference current reset enables the controller to react rapidly.

Since the controller detects the solar radiation variation monitoring the v_{PV} and i_{PV} , the MPPT algorithm is also required to reset the reference current for the next MPPT period; thus, the following component shown in Fig. 8 is added to the main MPPT flowchart illustrated in Fig. 5. However, since a time gap exists between controller and MPPT decisions, owing to the different sampling times, a concern about the controller failure to react has to be considered. Fig. 9 shows a subroutine substituting the voltage restriction block in Fig. 2. According to this addition, when a sudden v_{PV} variation is detected, the

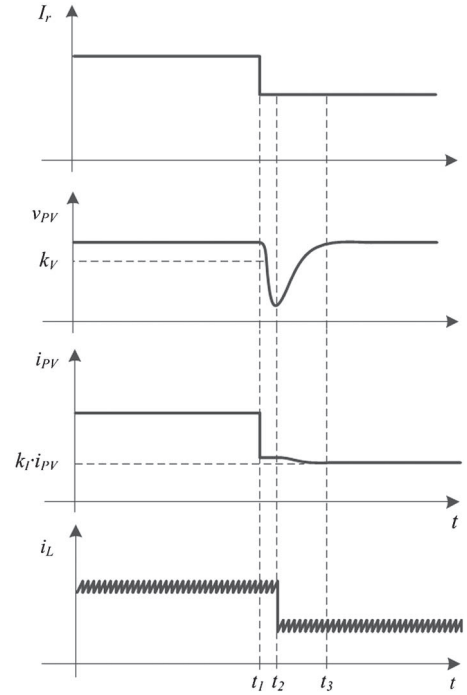


Fig. 7. MPPT reference reset monitoring the PV current under irradiance drop.

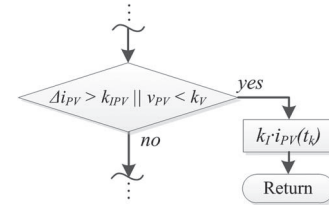


Fig. 8. Reference current reconsideration according to voltage and current restrictions inside the MPPT process shown in Fig. 5.

control changes from current to voltage based on the weighting factor $w_{B,n}$

$$J = |i_L[t_{k+1}] - i^*| + w_{B,n} \cdot |\bar{v}_{PV} - v_{PV}(t_k)|. \quad (9)$$

The parameter \bar{v}_{PV} denotes an average value of the input voltage calculated for a quite long period during normal operation. It is, however, obvious that the input voltage variation has a time constant dependent on the input capacitance value; hence, the input voltage is expected to vary significantly as shown in Fig. 10. The solid line in Fig. 10 corresponds to the contribution of the added subroutine, while the dashed line refers to the operation shown in Fig. 7.

C. Voltage-Oriented MPPT Control

The most prevailing approach in literature is the use of a PI compensator combined with a voltage-oriented MPPT algorithm. In the case of a rapid irradiance variation, the compensation loop guarantees the continuous and precise operation of the controller [16]. However, the conventional approach could be benefited from the advantages of the predictive control

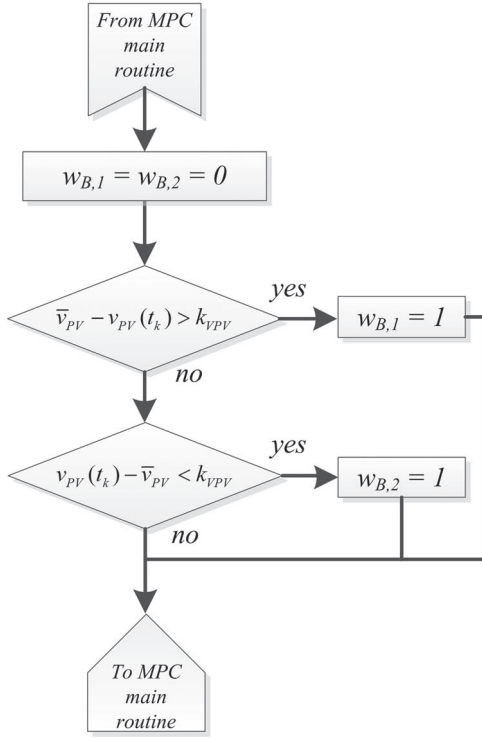


Fig. 9. Subroutine of the main predictive control routine in Fig. 1 accounting for undesirable voltage variations.

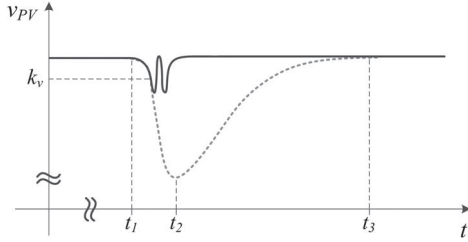


Fig. 10. Contribution of the subroutine in Fig. 9 until MPPT reference reset.

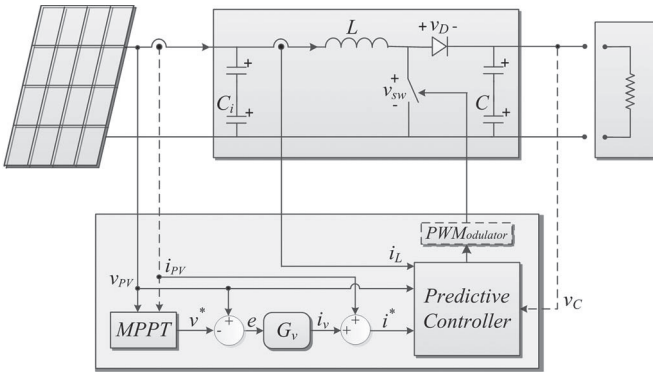


Fig. 11. System block scheme inserting a PI compensator between MPP tracker and main controller.

featuring fast dynamic response and accuracy. The control scheme shown in Fig. 11 is adopted in order to integrate the predictive controller with the PI compensator and the voltage-based MPPT technique. A relatively slow outer voltage loop combined with a fast inner current loop is employed.

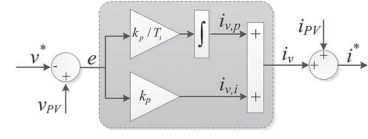


Fig. 12. Current loop diagram.

The error signal e between the MPP tracker voltage reference v^* and the actual PV voltage v_{PV} is designated as input to the system transfer function $G_v(s)$ obtaining the current error signal i_v . The reference current i^* can now be computed from (10), as i_v constitutes the constant and necessary error added to the i_{PV} , so as the system to operate at MPP

$$i^* = i_{PV} + i_v. \quad (10)$$

In order to calculate the PI gains, i_v can be separated as follows:

$$i_v(t) = i_{v,p}(t) + i_{v,i}(t) = k_p \cdot e(t) + \int_0^t \frac{k_p}{T_i} \cdot e(\tau) \cdot d\tau. \quad (11)$$

From (11), the transfer function $G_v(s)$ can be obtained

$$G_v(s) = \frac{k_p \cdot s + k_p \cdot \frac{k_i}{T}}{s} = \frac{k_p \cdot s + k'_i}{s} \quad (12)$$

where T is the sampling period, the integral gain k_i is equal to T/T_i , and T_i is the integral time of the PI compensator. Employing that $k_p = 2 \cdot C_i \cdot \zeta \cdot \omega_n$ and $k'_i = C_i \cdot \omega_n^2$ by adopting the approach presented in [13], then the PI gains can be calculated, while the transfer function is formed as follows:

$$T(s) = \frac{v_{PV}(s)}{v^*(s)} = \frac{k_p \cdot s + k'_i}{C_i \cdot s^2 + k_p \cdot s + k'_i}. \quad (13)$$

Considering the input capacitor parasitic resistance [equivalent series resistance (ESR)], then a high-frequency zero at $-1/C_i/R$ is added. The detailed transfer function including the input capacitor ESR is then of the following form:

$$T(s) = \frac{v_{PV}(s)}{v^*(s)} = \frac{k_p C_i R C_i s^2 + (k_p + k_i C_i R C_i) s + k'_i}{(C_i + k_p C_i R C_i) s^2 + (k_p + k_i C_i R C_i) s + k'_i}. \quad (14)$$

The current loop diagram is depicted in Fig. 12.

V. EXPERIMENTAL SETUP

In order to experimentally demonstrate the developed methodology, the experimental setup, as shown in Fig. 13, has been employed. A multipurpose control unit has been constructed so as to receive and process signals of the voltage and current transducers, and output the desirable pulses. Fig. 14 depicts the signal routing from and to the main component of DSP (*TMS320F2812*). The basic drawback of the employed DSP is the low computational capability for such demanding applications, determining the finally chosen switching frequency. In order to capture the presented data in the following section, an *Agilent* oscilloscope and a *National Instruments PXI* are used.

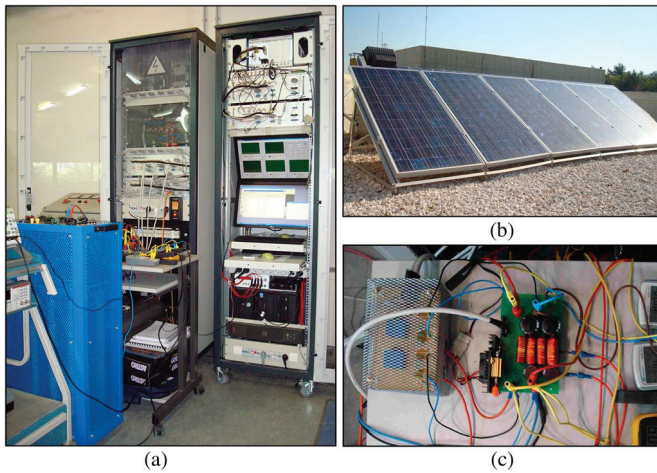


Fig. 13. Experimental setup. (a) Overall system configuration. (b) 0.99-kWp PV system. (c) Boost converter.

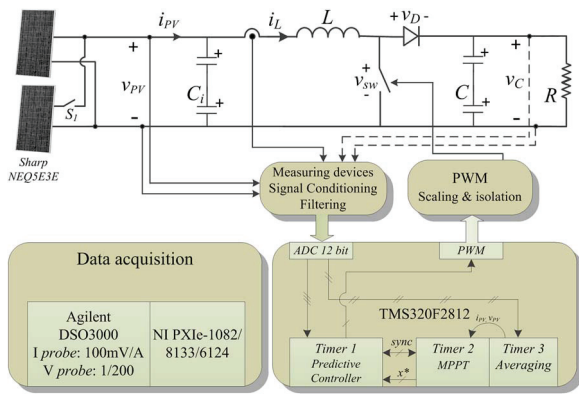


Fig. 14. System configuration.

The total inductance value is a function of the direct current; thus, the provided curve of inductance versus direct current by the manufacturer (*Multicomp-MCAP115018077A*) is used as a lookup table inside the DSP. The total inductance value is calculated of about 1 mH with a direct current of about 5 to 6 A. It could be considered as a quite high value of such an application, but due to the quite low switching frequency, it was found as the most appropriate; hence, it was adopted during experiments. It may be noted that lower values of inductance result in higher ripple current and, in combination with the relative low switching frequency, deteriorate PV module output power ripple.

Sharp NEQ5E3E PV panels (Fig. 13) are used, whose short-circuit current (I_{SC}) under standard conditions is about 5.5 A, while the open circuit voltage (V_{OC}) is approximately 43 V. Fig. 15 depicts the measured I - V characteristic of the examined PV panel versus time under a measured irradiance level of about 950 W/m^2 . The boost converter capacitances (*Epcos-B41505*) are 50 and $235 \mu\text{F}$, for C_i and C , respectively, corresponding to the total value of the two series-connected capacitors. Electrolytic capacitors, selected in this work, are widely used in some commercial products, because of their good capacitance value per volume ratio and reduced cost. However, electrolytic capacitors are inferior to film capacitors, owing to the much higher lifetime and tolerance of the latter ones [22].

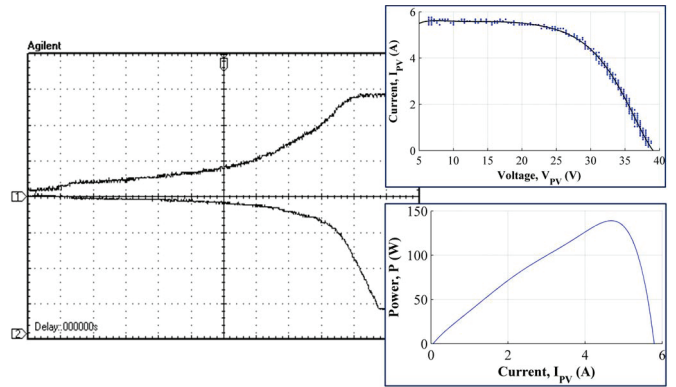


Fig. 15. Measured I - V characteristic of the examined PV panel versus time at 950 W/m^2 . (Ch. 1) i_L ($\sim 2 \text{ A/div}$). (Ch. 2) v_{PV} ($\sim 10 \text{ V/div}$).

The series capacitor connection provides high voltage capacity and the capability of extending the application of the proposed system by connecting the total PV system shown in Fig. 13 to an inverter at the system output terminals. In practical applications, the parallel connection of the input electrolytic capacitors is also common, filtering the switching components of the inductor current that are derived from the electrolytic capacitors' ESR and the electromagnetic interference radiated by the connection wires from the PV panels to the boost converter.

Moreover, a hyperfast rectifier (*Vishay-ETH1506*) and an insulated-gate bipolar transistor (IGBT) switch with antiparallel diode (*Fairchild-10N120BND*) have been employed. Due to the final low-enough selected switching frequency, an IGBT switch, presenting low conduction losses and short-circuit capability, has been selected, instead of MOSFETs that are commonly used in such applications mainly under higher applied switching frequencies.

In this paper, an ohmic load of about 30Ω is used. The selection criterion is based on the fact that boost converters reflect the actual output resistance at the input, as an equivalent value depending on the duty cycle and according to $R(1 - D)^2$. By evaluating this equation for the range of 0–0.6 for the duty cycle, the equivalent input value varies from 30 to 4.8Ω . Under various irradiance conditions from the I - V characteristic, as shown in Fig. 15, derives that the reflected load resistance corresponds to a specific range involving a wide range of acceptable points of operation. In the case of a load resistance and duty cycle mismatch, the MPP tracking is hindered because unacceptable values for the duty cycle are forced to be used.

VI. RESULTS AND DISCUSSION

In the first step, the two current programmed control techniques are examined under constant reference current such that the main advantages and drawbacks are to be highlighted. Fig. 16 shows the measured i_L under constant reference current and the same sampling frequency for the two strategies. The VCC technique, as expected, achieves higher switching frequency under the same sampling time, presenting also low ripple level [Fig. 16(a)]. The FS technique exhibits significantly higher ripple level, as the finally performed switching

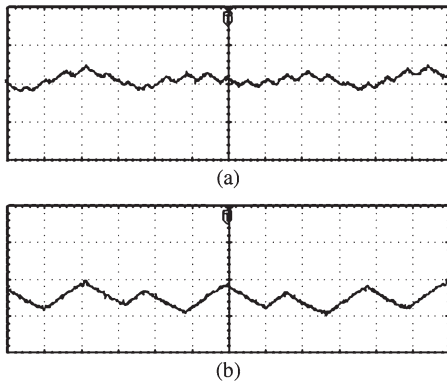


Fig. 16. Measured i_L under constant reference current. (a) VCC. (b) FS. (Ch. 1) i_L (1 A/div). Time: 50 μ s/div.

frequency is lower compared to the VCC technique employing, however, the same sampling time [Fig. 16(b)]. Finally, the VCC technique exhibits a considerably better performance than the FS technique on the basis of exploiting the benefits from the employed conventional hardware.

In order to implement the PI compensator for the control system shown in Fig. 11, then the PI gains have to be computed considering (10)–(14). Regarding the fact that the adopted sampling frequency of the system is hardware limited to 36.6 kHz and that the FS predictive control is common to operate at switching frequencies between $f_s/4$ and $f_s/5$ results in an actual switching frequency of about 10 kHz ($T_{sw} = 100 \mu$ s). The settling time t_S is considered equal to eight times the T_{sw} , thus obtaining the equivalent time constant of the closed loop τ , which equals $t_S/4$ [13], [23]. The damping ratio has been selected at 0.707.

From the aforementioned considerations presented in Section IV-C, (12) and (14), the k_p and k_i gains have been calculated and found equal to 0.5 and 0.18, respectively. Fig. 17(a) depicts the Bode diagram of the closed-loop system for both ideal and nonideal C_i 's, while Fig. 17(b) shows the step response confirming the aforesaid design considerations. Nevertheless, a final fine-tuning process has been followed at the experimental setup employing the previously calculated values as the initial values. It has been found that the finally chosen k_p and k_i values are neighboring values of the computed and are equal to 0.2 and 0.1, respectively, assessing the fact that they exhibited better response and stability in the real system; thus, they are preferred.

From Fig. 17 derives that the inclusion of the input capacitor ESR to the transfer function in (14) limits the available phase margin affecting system stability. The variation of the k_p gain between the simulation and experimental case is possibly explained by the high-frequency zero introduced by the capacitor parasitic resistance. The addition of a high-frequency pole in the transfer function G_v so as to compensate the high-frequency zero could enhance additionally system stability.

Furthermore, the MPPT period (T_{MPPT}) can be subsequently determined by employing the previously calculated settling time in order for the reference to be established before taking further actions. The improvement of the system transient response could be attained also by adding a low-pass filter

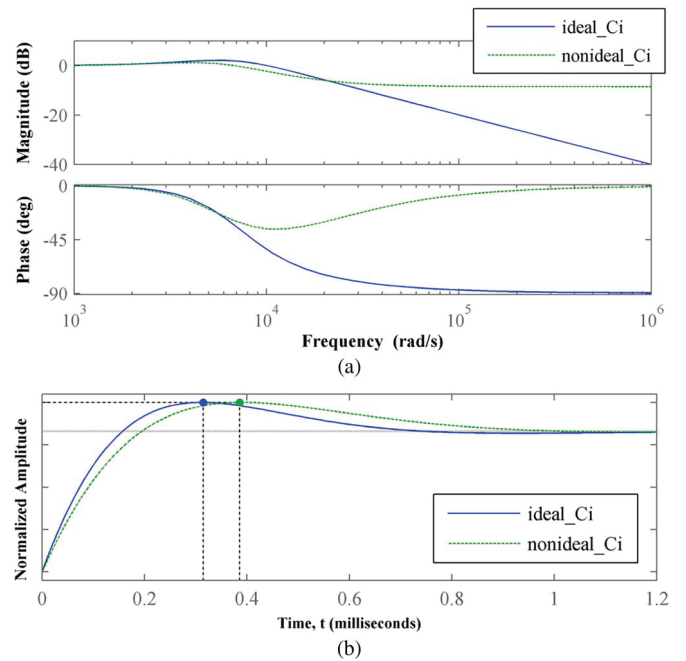


Fig. 17. Closed-loop system from MATLAB/Simulink. (a) Bode diagram. (b) Step response.

TABLE I
MAIN MODEL PARAMETERS

Type	Control Technique	Reference (V or I)	Increment	f_{sw} (kHz)	T_s (μ s)	T_{MPPT}
FS (V & I_{res})	FS	I_{REF}	1 mA	36.5	27.3	855 μ s
	SM-PI					
	FS-PI	V_{REF}	50 mV			
	VCC-PI					

(LPF) in cascade with the MPPT block with a cutoff frequency around MPPT frequency. Typical values of LPF components may be $R_{LPF} = 3.3 \text{ k}\Omega$ and $C_{LPF} = 50 \text{ nF}$ considering a cutoff frequency of approximately 1 kHz. Table I summarizes the main model parameters used for both experimental and simulation results for the FS control, the VCC, the sliding-mode (SM) control as presented in [13], and the different aforementioned approaches in Sections III and IV. It is worth noticing for the MPPT inputs that digital averaging has been used replacing input filters, so as the MPPT to decide correctly for the right direction and not to be confused by noisy measurements.

Measured i_L and v_{PV} under transient behavior tracking the MPP from *open circuit* are shown in Fig. 18 for the FS control based on I_{REF} [FS (I_{REF})] and the FS-PI based on V_{REF} [FS-PI (V_{REF})]. On the one hand, the low current increment constitutes a bottleneck for the FS (I_{REF}), and on the other hand, a greater value affects MPP tracking stability, leading to undesirable v_{PV} oscillations. Under such circumstances, the current-oriented MPPT seems to be inferior to the voltage-oriented MPPT, as expected and discussed.

Fig. 19 summarizes the simulated results of the MPPT methods and control strategies discussed in Sections III and IV under irradiance drop from 1000 to 700 W/m^2 . The classical approach of the PI controller presents overshoot oscillating around the

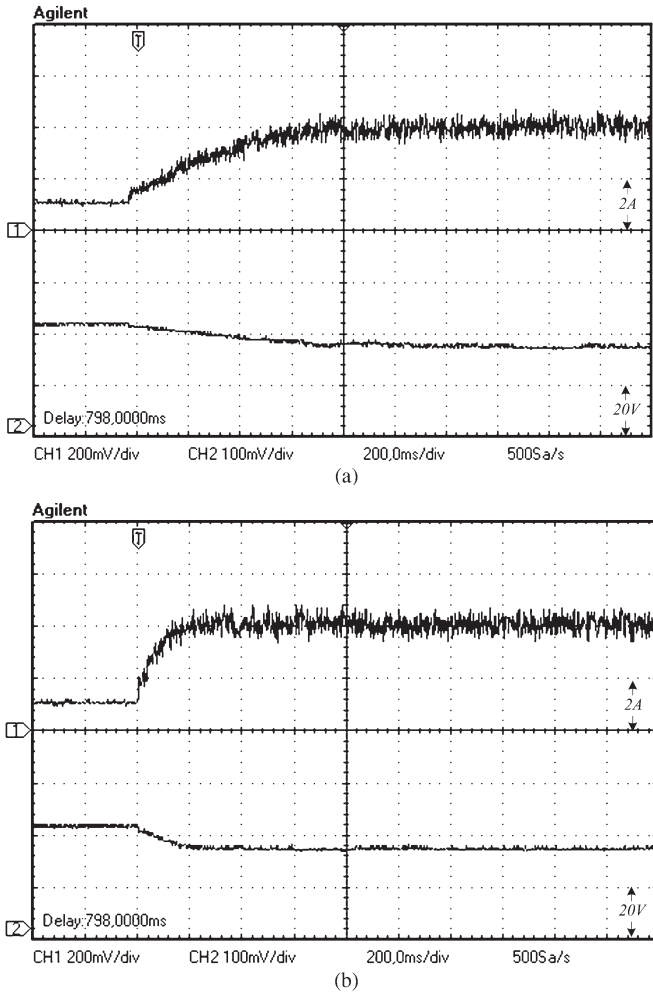


Fig. 18. Measured i_L and v_{PV} under transient behavior tracking the MPP from *open circuit*. (a) FS (I_{REF}). (b) FS-PI (V_{REF}). (Ch. 1) i_L (~ 2 A/div). (Ch. 2) v_{PV} (~ 20 V/div).

reference voltage, resulting also in current oscillations for a specific period [Fig. 19(a)]. The combination of the current-oriented MPPT and FS control, applying the voltage restrictions described by (9), exhibits the expected but not favorable behavior in the case where the irradiance drop occurs at the time gap between T_{MPPT} and T_s [Fig. 19(b)]. However, without the reference current reset option inside the predictive controller, the system oscillates around \bar{v}_{PV} until the MPP tracker changes the reference value. Applying the reference current reset option, then the fast dynamic response characteristic is attached to the system performance [Fig. 19(c)]. For the FS (I_{REF}) technique, k_{VPV} and k_{IPV} are equal to 200 mV/ μ s and 24 mA/ μ s, respectively, which correspond to irradiance drop detection at least by 12%. These values have been found through simulation model in order to achieve a satisfying behavior. It should be noted that the current-oriented case presents oscillations being affected by the reference increment value. Moreover, in the DSP environment, it has been found that the necessary execution time for the conventional P&O algorithm demands 3.59 μ s, while the modified one requires 8.33 μ s, due to the included additional blocks.

The integration of the voltage-oriented MPPT into the predictive controller is expected to present the best performance,

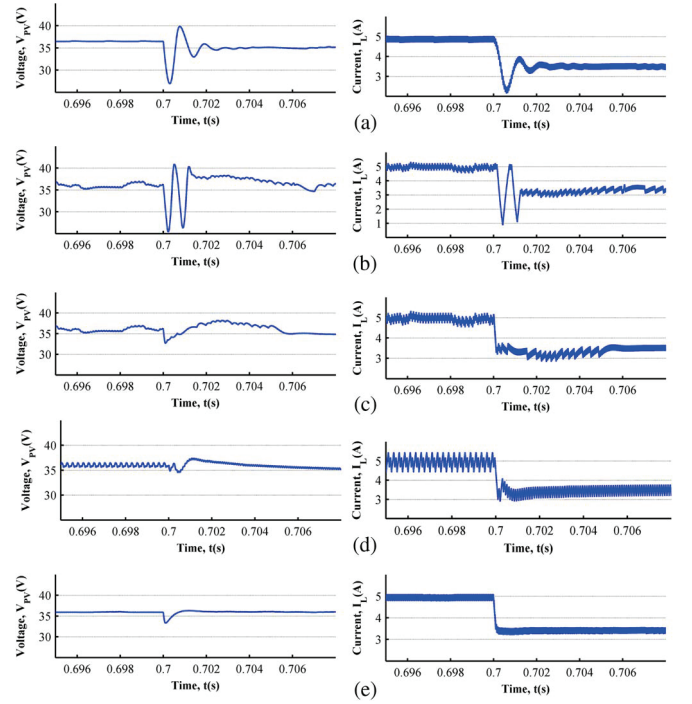


Fig. 19. Simulated i_L and v_{PV} under irradiance drop from 1000 to 700 W/m^2 . (a) PI (V_{REF}). (b) FS (I_{REF}) with voltage restrictions. (c) FS (I_{REF}) with current reset. (d) FS-PI (V_{REF}). (e) VCC-PI (V_{REF}).

combining the facts that the voltage remains almost constant under irradiance variations and that the predictive controller reacts rapidly. The difference between the FS and VCC controllers is the higher and constant switching frequency for the latter under the same system conditions and parameters [Fig. 19(d) and (e)]. The FS controller features the n -horizon prediction characteristic, which is, however, not feasible in PV systems, owing to the unknown v_{PV} at time t_{k+1} . The VCC implementation seems to concentrate all these characteristics so as to constitute the best option under these circumstances.

In order to further examine the system's behavior under extreme levels of irradiance drop, the traditional PI compensator and the VCC-PI controller, which exhibited the best performance, have been tested. As shown in Fig. 20, the solar radiation has been abruptly reduced by 25%, 50%, and 75%. Under these circumstances, even though the VCC-PI controller presents undershoot, it remains stable. On the contrary, the conventional PI controller is unstable and oscillates for a large period of time before tracking again the MPP. From Fig. 20, it is obvious that the conventional PI controller, under these extreme levels of disturbances, deviates from the MPP, while the VCC-PI controller reacts accurately.

Although, in this work, the P&O algorithm has been adopted for the aforesaid reasons, another competitor of MPPT algorithms is the INC algorithm. The main advantage over the other MPP trackers is the ability to remain constant the output reference at steady-state operation and to track the MPP precisely under irradiance variations. Nevertheless, from Fig. 19, it is obvious that the P&O algorithm, in combination with a fast controller, reacts also accurately under step irradiance variation. However, the main P&O drawback in contrast with the INC algorithm is expected to emerge in the case of a smooth solar

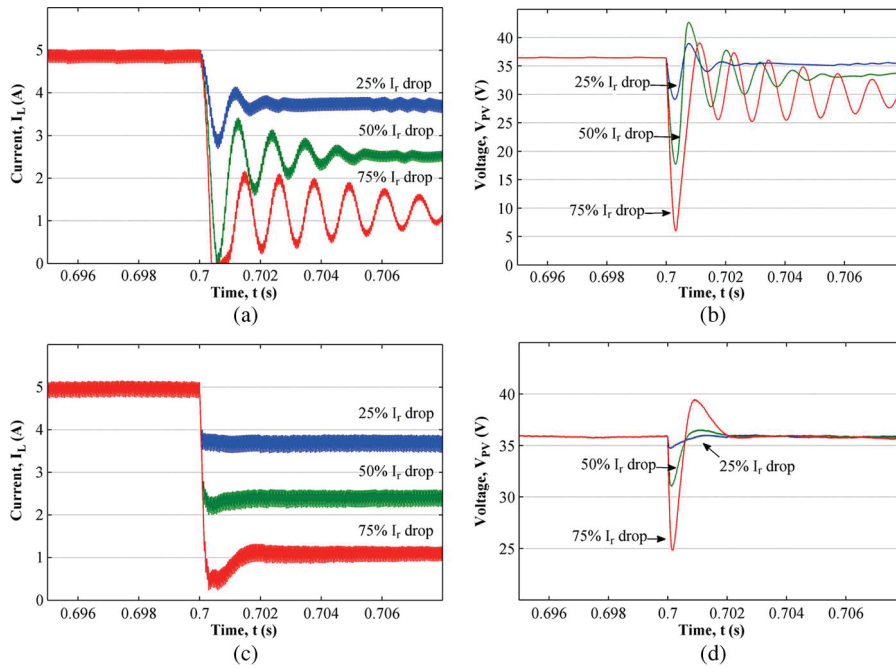


Fig. 20. Simulated i_L and v_{PV} under different levels of irradiance drop. (a) and (b) PI (I_{REF}). (c) and (d) VCC-PI (V_{REF}).

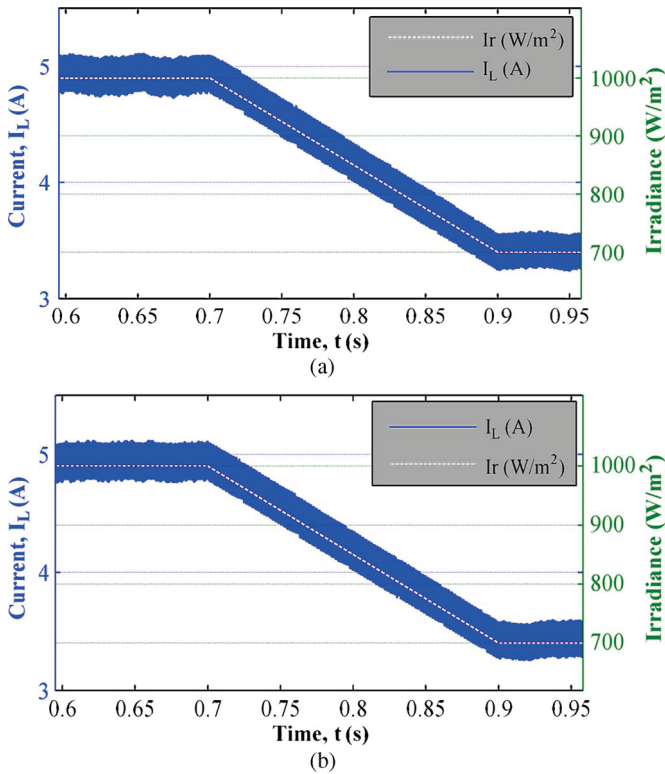
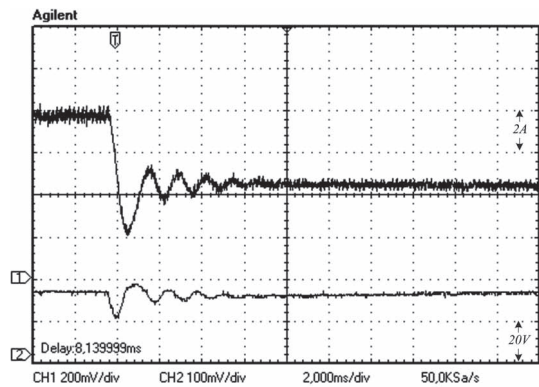


Fig. 21. Inductor current under solar irradiance variation for VCC-PI (V_{REF}). (a) P&O. (b) INC.

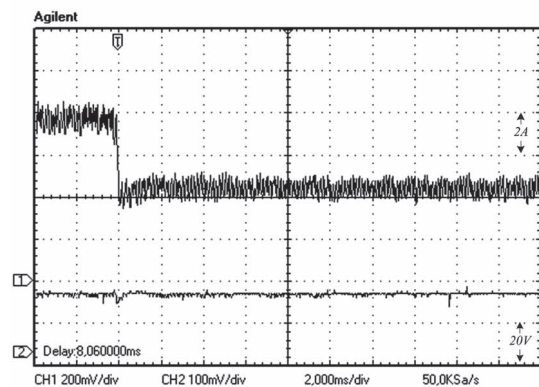
irradiance variation, confusing the irradiance with the power variation and failing to follow the right orientation. Fig. 21 shows the inductor current for VCC-PI (V_{REF}) for both MPPT algorithms, P&O and INC. Due to the fact that the MPPT acts at high speed comparable with the controller speed, the performed behaviors of both algorithms are almost identical, presenting, however, insignificant differentiations at steady-state operation.

Comparing the simulated with the experimental results, the same procedure has to be followed. Therefore, two PV panels in parallel connection, as shown in Fig. 14, are suddenly disconnected by operating the switch S_1 , thus emulating irradiance drop by approximately 50%. The controller has to track now the MPP for the remaining PV panel. The output PV voltage v_{PV} remains almost constant under irradiance variations; hence, the voltage-oriented MPPT is benefited from. Fig. 22 shows the measured i_L and v_{PV} under the aforesaid irradiance decrease. The examined control algorithm behavior is in good agreement with the simulation, tracking accurately the MPP and without oscillations, comparing the predictive controllers with the classical approach of PI compensator. The approach presented in [13] has also been examined, as shown in Fig. 22, named as SM (SM-PI (V_{REF})), under the system parameters and assumptions discussed.

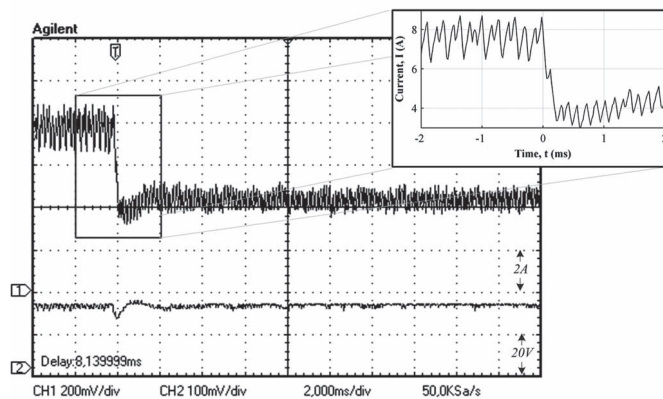
Examining further the experimental results derives that fast dynamic response is the attached characteristic to the integration of digital control and voltage-oriented MPPT algorithms. In Fig. 22(c), the variation of the performed switching frequency of the FS technique for the two conditions of operation is obvious, presenting also high ripple level for the same sampling time. As for the SM-PI technique, it is important to highlight the fact that the outer voltage loop time constant is lower in this work, as well as the MPPT time interval, attempting to achieve faster response. SM-PI MPPT features indeed the fast transient response characteristic, attaining almost the same performance with the FS-PI (V_{REF}), which however presents variable switching frequency. Even in the case of such an abrupt radiation variation, the VCC-PI (V_{REF}) technique, as shown in Fig. 22(d), achieves fast response and accurate approach to the MPP, with constant switching frequency implemented, however, in conventional hardware means. Table II summarizes the controllers' characteristics at 50% irradiance drop from the carried-out experiments.



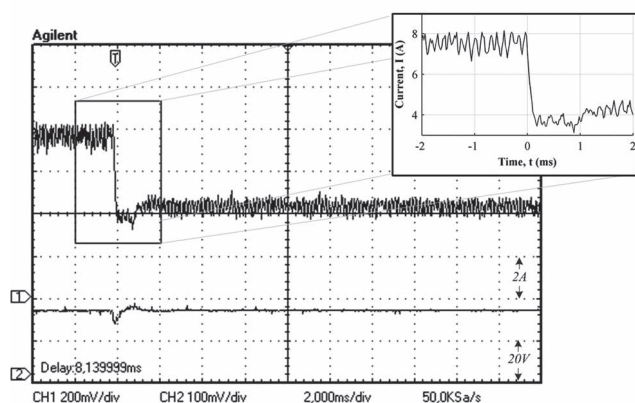
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 22. Measured i_L and v_{PV} under irradiance drop by 50%. (a) PI (V_{REF}). (b) SM-PI (V_{REF}). (c) FS-PI (V_{REF}). (d) VCC-PI (V_{REF}). (Ch. 1) (Top) i_L (~ 2 A/div). (Ch. 2) (Bottom) v_{PV} (~ 20 V/div).

TABLE II
CONTROLLER CHARACTERISTICS AT 50% IRRADIANCE DROP

	PI	SM-PI	FS-PI	VCC-PI
Switching frequency	Constant	Variable	Variable	Constant
Reference		Voltage		
Recovery time	~ 4.5 ms	~ 95 μ s	~ 166 μ s	~ 95 μ s
Current undershoot	54.5%	10.9%	18.2%	12.7%
Voltage undershoot	25.1%	6.25%	12.3%	6.45%

TABLE III
COMPARISON OF THE VCC AND PI CONTROLLERS

	PI (V_{REF})	VCC-PI (V_{REF})
Controller time, t(μ s)	5.35	18.08
MPPT time, t(μ s)	3.61	
Voltage / current transducers	1/1	2/1

Table III summarizes the computational time of the employed DSP for the predictive controller and the conventional PI compensator, as well as attempts to outline a cost comparison of the necessary transducers for the controller operation. Under grid-tied operation, the additional voltage transducer for the predictive controller is not required, because the dc voltage bus is already known and kept constant, unless the voltage bus is heavily affected by the second-order grid harmonics. From Table III derives also that the computational time of the VCC-PI is significantly higher than that of the conventional approach, as expected. Furthermore, from Fig. 22, it is obvious that the predictive controller, under the carried-out experiments, presents oscillations, in contrast with that of the simulation model (Fig. 19), due to noisy measurements under the real circumstances. Nevertheless, in this work, the conventional employed DSP (150 MIPS) cannot be compared with other advanced platforms as dSPACE (2500 MIPS) allows further measurement signal process and computational capacity. The main aim of this work is, however, to present an advanced control technique that could be finally applicable; thus, the aforesaid strategy has been followed.

Moreover, the implementation of a fast controller in conjunction with an efficient MPP tracker may contribute to various aspects of PV-system operation such as partial shading. In some commercial products, the dc-dc converter features the capability of scanning periodically the voltage range in order to find the total MPP, while in literature, it is proposed that the array power peaks are displaced by an integral multiple of 80% of the module open circuit voltages [9]. In Fig. 23, both methods are briefly presented highlighting a potential use of the proposed controller where three PV modules equipped with clamping diodes are series connected, while the one is partially shaded by 50%. Although, in some conventional controllers, the necessary time to scan the voltage range or the total MPP search lasts some seconds, a fast controller is enabled to fulfill this procedure in some milliseconds (Fig. 23). It is worthwhile to mention that the simulation results shown in Fig. 23 have been carried out for a slightly different system configuration, as expected.

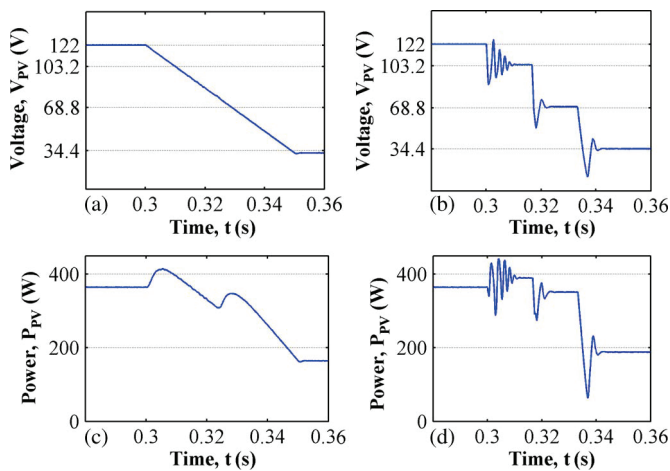


Fig. 23. PV-system voltage and power under partial shading conditions for VCC-PI. (a) and (c) Voltage control. (b) and (d) Step voltage responses.

VII. CONCLUSION

In this paper, the implementation of a PV-system MPPT control strategy employing a predictive digital current-controlled converter implemented in conventional hardware resources has been presented. Two current programmed controllers (FS technique and VCC) have been integrated into a system with current- or voltage-oriented MPPT and experimentally demonstrated on a digitally current-controlled boost converter delivering power from a PV system. The modifications applied to the P&O algorithm enabled the MPP tracker to interact rapidly with the controller accounting also for abrupt irradiance drops by considering voltage and current limitations. A current-oriented MPPT has been found as difficult to implement in such applications even when a fast and multivariable case consideration control technique is adopted, while the combination of a voltage-oriented MPPT and a PI compensator offers remarkable benefits. Finally, the results have shown that the VCC and FS predictive control techniques employing a voltage-oriented MPPT algorithm are the most favorable featuring fast dynamic response and accuracy under almost any circumstances.

REFERENCES

- [1] R. Kadri, J.-P. Gaubert, and G. Champenois, "An improved maximum power point tracking for photovoltaic grid-connected inverter based on voltage-oriented control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 66–75, Jan. 2011.
- [2] N. Femia, G. Lisi, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Distributed maximum power point tracking of photovoltaic arrays: Novel approach and system analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2610–2621, Jul. 2008.
- [3] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. A. Melo, and C. A. Canesin, "Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 1156–1167, Mar. 2013.
- [4] K. Ishaque, Z. Salam, M. Amjad, and S. Mekhilef, "An improved particle swarm optimization (PSO)-Based MPPT for PV with reduced steady-state oscillation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3627–3638, Aug. 2012.
- [5] K. Ishaque and Z. Salam, "A deterministic particle swarm optimization maximum power point tracker for photovoltaic system under partial shading condition," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, to be published.
- [6] B. N. Alajmi, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Fuzzy-logic-control approach of a modified hill-climbing method for maximum power point in microgrid standalone photovoltaic system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1022–1030, Apr. 2011.
- [7] L. Zhang, W. G. Hurley, and W. H. Wölfle, "A new approach to achieve maximum power point tracking for PV system with a variable inductor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1031–1037, Apr. 2011.
- [8] L. Zhou, Y. Chen, K. Guo, and F. Jia, "New approach for MPPT control of photovoltaic system with mutative-scale dual-carrier chaotic search," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1038–1048, Apr. 2011.
- [9] H. Patel and V. Agarwal, "Maximum power point tracking scheme for PV systems operating under partially shaded conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1689–1698, Apr. 2008.
- [10] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, and P. N. Enjeti, "High-performance adaptive perturb and observe MPPT technique for photovoltaic-based microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1010–1021, Apr. 2011.
- [11] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, Jul. 2005.
- [12] M. Masoum, H. Dehbonei, and E. F. Fuchs, "Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power-point tracking," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 4, pp. 514–522, Dec. 2002.
- [13] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C. A. Ramos-Paja, and G. Spagnuolo, "A fast current-based MPPT technique employing sliding mode control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 1168–1178, Mar. 2013.
- [14] D. Sera, R. Teodorescu, J. Hantschel, and M. Knoll, "Optimized maximum power point tracker for fast-changing environmental conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2629–2637, Jul. 2008.
- [15] P. E. Kakosimos and A. G. Kladas, "Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique," *Renew. Energy*, vol. 36, no. 9, pp. 2508–2514, Sep. 2011.
- [16] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C. A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Perturb and observe MPPT algorithm with a current controller based on the sliding mode," *Int. J. Elect. Power Energy Syst.*, vol. 44, no. 1, pp. 346–356, Jan. 2013.
- [17] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, Dec. 2008.
- [18] P. Karamanakos, G. Papafotiou, and S. Manias, "Model predictive control strategies for DC–DC boost voltage conversion," in *Proc. 14th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 2011, pp. 1–9.
- [19] S. Chattopadhyay and S. Das, "A digital current-mode control technique for DC–DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1718–1726, Nov. 2006.
- [20] J. Chen, A. Prodic, R. W. Erickson, and D. Maksimovic, "Predictive digital current programmed control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 411–419, Jan. 2003.
- [21] Y.-S. Lai and C.-A. Yeh, "Predictive digital-controlled converter with peak current-mode control and leading-edge modulation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1854–1863, Jun. 2009.
- [22] F. Schimpf and L. Norum, "Effective use of film capacitors in single-phase PV-inverters by active power decoupling," in *Proc. 36th IEEE Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2010, pp. 2784–2789.
- [23] R. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. New York: Kluwer, 2001.



Panagiotis E. Kakosimos (S'12) received the B.Eng. and M. Eng. degrees in electrical and computer engineering from the Aristotle University of Thessaloniki, Thessaloniki, Greece, in 2009. He is currently working toward the Ph.D. degree in the Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics, Department of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, Athens, Greece.

His current research involves power generation from renewable energy sources, industrial drives, and electric machine design for aerospace and electric vehicle applications.

Mr. Kakosimos is a member of the IEEE Industrial Electronics and IEEE Power Electronics Societies and a Registered Professional Engineer in Greece.



Antonios G. Kladas (SM'10) was born in Greece in 1959. He received the Diploma in Electrical Engineering from the Aristotle University of Thessaloniki, Thessaloniki, Greece, in 1982 and the D.E.A. and Ph.D. degrees from the University of Pierre and Marie Curie (Paris 6), Paris, France, in 1983 and 1987, respectively.

From 1984 to 1989, he was an Associate Assistant with the University of Pierre and Marie Curie. During the period 1991 to 1996, he joined the Public Power Corporation of Greece, where he was engaged in the System Studies Department. Since 1996, he has been with the Department of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, Athens, Greece, where he is currently a Professor. His research interests include transformer and electric machine modeling and design, as well as analysis of generating units by renewable energy sources and industrial drives.

Dr. Kladas is a member of the Technical Chamber of Greece.



Stefanos N. Manias (F'04) received the B.Eng., M.Eng., and Ph.D. degrees in electrical engineering from Concordia University, Montreal, QC, Canada, in 1975, 1980, and 1984, respectively.

In 1975, he joined the Canadian Broadcasting Corporation, where he was responsible for the design of radio and television automation systems. In 1980, he joined Northern Telecom of Canada, where he was responsible for the design of power supplies, battery chargers for telecommunication applications, and other power electronics conversion topologies.

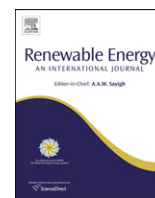
Since 1989, he has been with the Department of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, Athens, Greece, where he is currently a Full Professor and the Director of the Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics and teaching and conducting research in the areas of power electronics and motor drive systems. He is the author of more than 80 IEEE and IEE publications on power electronics and motor drive systems (at least 500 citations and ten patent references). His research interests include power electronics conversion topologies, battery energy storage systems, and motor drive systems.

Prof. Manias is the Chairman of IEEE Greece section of the joint IEEE Industry Applications Society–Power Electronics Society–Industrial Electronics Society Chapter. He is a Registered Professional Engineer in Canada and Europe.



Contents lists available at ScienceDirect

Renewable Energy

journal homepage: www.elsevier.com/locate/renene

Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique

Panagiotis E. Kakosimos*, Antonios G. Kladas

Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics, Faculty of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, 9 Iroon Polytechniou Street, GR 15780 Athens, Greece

ARTICLE INFO

Article history:

Received 22 November 2010

Accepted 28 February 2011

Available online 17 March 2011

Keywords:

Incremental conductance algorithm

Maximum power point tracking

Photovoltaic arrays

Predictive control technique

ABSTRACT

This paper proposes the implementation of Photovoltaic (PV) array Maximum Power Point Tracker (MPPT) through Fixed Step-Model Predictive Controller (FS MPC). The proposed controller scheme is based on the modified INcremental Conductance (INC) algorithm combined with the two-step horizon FS MPC. The current based INC algorithm is subject to major modifications in order to be capable of real time interaction between the MPPT and the controller obtaining sufficient information in one sampling time. The developed technique has been incorporated into a model for the overall simulation of the performance of a PV array for solar energy exploitation and is compared to the conventional approach under solar radiation variation improving PV system utilization efficiency and enabling to optimize system performance. This study also illustrates the effectiveness of the proposed controller scheme under various sky conditions with a simulation model employing real solar radiation data.

© 2011 Elsevier Ltd. All rights reserved.

1. Introduction

Produced power from photovoltaic (PV) systems can be delivered to the load by the implementation of a DC converter boosting the level of the solar panel output voltage and attaining maximum energy extraction. Forcing the PV system to operate at the Maximum Power Point (MPP) located at the knee of the I–V characteristic constitutes the main target of the controller operating the converter switch. A Maximum Power Point Tracker (MPPT) is also required in order to track the MPP and supply the controller with the appropriate reference input.

One of the most widely used MPPT is the INcremental Conductance (INC) algorithm imposing the reference output to the controller and achieving operation at the maximum power conditions [1,2]. Conventional approach of such an application demands the implementation of a proportional-integral (PI) controller characterized by two main drawbacks, the slow transient response and the possible undesirable oscillations around the MPP. Specifically, PI controller requires sufficient time for the system to reach steady state operation increasing the time interval between two successive reference outputs from the MPPT and hence; deteriorating dynamic performance [3–5].

The interest in this area is significantly growing in researcher communities focusing mainly on the MPPT efficiency improvement.

Fuzzy model-based approach [6–8], genetic algorithms [9] and full gradient-based techniques have been enlisted to improve MPPT performance obtaining sufficient information in one sampling time and thus speeding up MPPT operation [10]. However, the possibilities of today's microprocessors facilitate also the implementation of efficient control techniques, achieving significant improvements almost independently of the adopted MPPT algorithm [11]. Such a control technique is the Model Predictive Controller (MPC) employed to solve a finite-horizon optimal control problem at each sampling instant and obtain control actions for both the present time and a future period [12,13].

MPC presents several advantages over the conventional control techniques such as easy implementation and multivariable case consideration [14,15], and is expected to improve PV system utilization efficiency under continuous changes in solar radiation overcoming disturbances and uncertainties [16]. The implementation of a PV array MPPT using MPC combines two keys of vital importance, speed and reliability, avoiding unacceptable oscillations despite the increased speed. The most obvious limitations in these applications are the required computational effort and the quality of the microprocessor [12].

In this paper the implementation of a PV array MPPT through Fixed Step (FS) MPC is presented for first time. The two-step horizon predictive control technique combined with the modified INC algorithm is initially analyzed. A particular methodology is then introduced proposing real time interaction between the MPPT

* Corresponding author.

E-mail address: panoskak@gmail.com (P.E. Kakosimos).

and the controller improving system transient response under rapid changes in solar radiation and is compared with the conventional approach. Moreover, this study illustrates the effectiveness of the proposed controller employing real solar radiation data for various sky conditions. Results have shown that the overall system can attain high power conversion efficiency.

2. Overall system configuration

The overall system, as shown in Fig. 1, consists of the main following components: the PV array (A.), which generates power directly from solar radiation, the boost converter (B.), whose switch is operated by the control scheme of the MPPT (F.) and the MPC (G.). Due to the fact that the first priority of the boost converter control is MPP tracking, variations may appear in system output voltage (V_C) and therefore, an inverter AC to DC (D.) is then applied to provide energy to the network with stable voltage.

Control strategy in this study is based on the DC step-up converter boosting the level of the PV system output voltage, as well as determining the factors of maximum power exploitation. PV system output voltage (v_{PV}) and current (i_{PV}) measurements are formed as inputs for the MPPT and the predictive controller. The MPPT reference output current (i^*) and the converter output voltage (v_C) are also designated as inputs for the MPC in order to obtain sufficient information in one sampling time and operate the boost converter switch with the binary output of s . The switch condition is determined by the value of the binary variable of s , which is considered as closed when s is equal to zero; while on the other case is considered as open.

3. Proposed control system analysis

MPPT techniques can be divided into three main categories: lookup table methods, perturbation and observation and, computational methods. For the purpose of comparison and owing to its proven good performance, the INC algorithm classified in perturbation and observation methods, is modified and combined with the proposed predictive control technique and hence; is briefly introduced.

3.1. Modified INC algorithm

Because of being easily implemented the INC algorithm is the traditionally used MPPT technique. The main drawbacks against contemporary methods are that at steady state operation, the reference output varies between neighboring values and that under transient phenomena, is not capable of tracking rapidly the MPP. Fig. 2 shows the block scheme of the modified INC algorithm, where

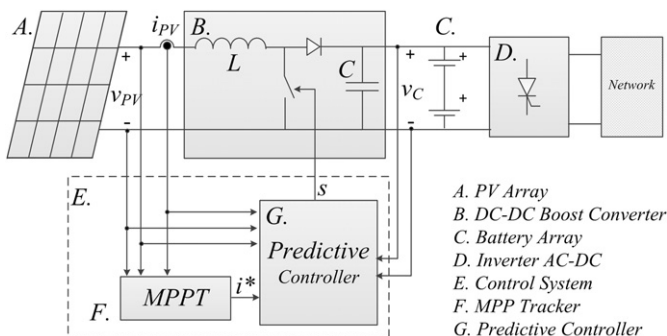


Fig. 1. Simplified schematic of the overall grid connected PV system configuration implementing MPPT through MPC technique.

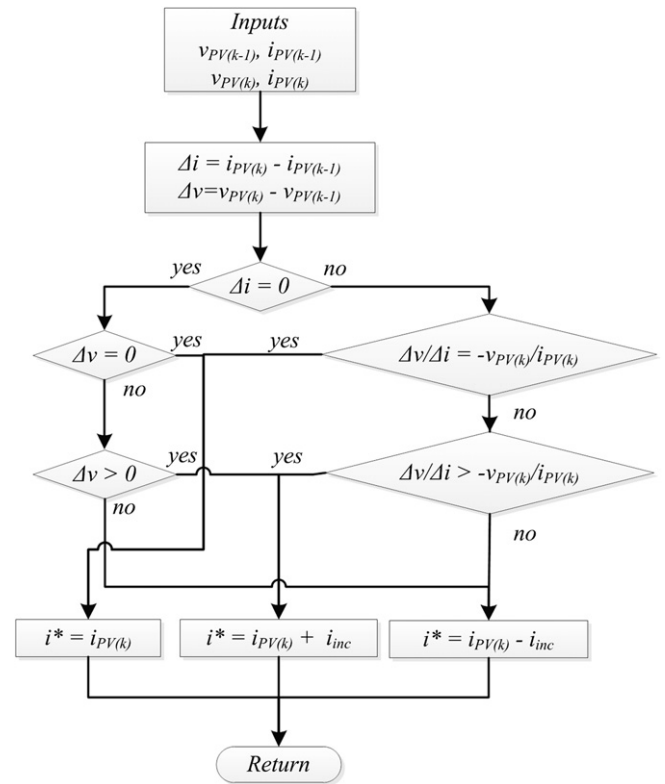


Fig. 2. Block scheme of the modified INC algorithm imposing the reference current i^* to the controller.

time $k - 1$ corresponds to the previous sampling time $t - 1$, while k indicates the real time measured values.

The INC algorithm is subject to two major modifications. Firstly, the algorithm is modified to impose the reference current to the controller (current based) and secondly, the reference output is defined as the increment of the PV system current measurement ($i_{PV(k)}$), and not as the increment of the previous sampling time reference current ($i^*_{(k-1)}$). The latter modification makes the system capable of deciding rapidly the right direction in $P-V$ curve and following the MPP with larger steps especially during variations.

Tracking the MPP is based on the derivative of the PV system output power (p_{PV}) with respect to the current (i_{PV}). The slope at the MPP is equal to zero determining the desirable operation point:

$$\frac{\partial p_{PV}(v_{PV}, i_{PV})}{\partial i_{PV}} = 0 \rightarrow v_{PV} + i_{PV} \cdot \frac{dv_{PV}}{di_{PV}} = 0 \quad (1)$$

3.2. Predictive controller implementation

The main concept of the FS MPC technique is the prediction of the future behavior of the controlled variables. The criterion of the control method is expressed as a cost function to be minimized. Fig. 3 shows the DC–DC boost converter equivalent circuits for the two conditions of the ideal switch.

When the switch is considered as open, the boost converter operation can be described by the well-known system of equations as follows:

$$\frac{di_{PV}}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot i_{PV} + \frac{1}{L} \cdot v_{PV} \quad (2)$$

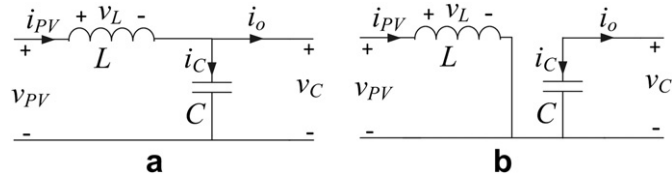


Fig. 3. Boost converter equivalent circuits for the two states of the ideal switch. (a) Open switch, $s = 1$. (b) Closed switch, $s = 0$.

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{PV} + \frac{1}{R \cdot C} \cdot v_C \quad (3)$$

In case of the closed switch, the first order terms vanish and the previous equation system is of the following form:

$$\frac{di_{PV}}{dt} = \frac{1}{L} \cdot v_{PV} \quad (4)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot v_C \quad (5)$$

The discrete time system of equations can derive from (1)–(4) considering the sampling frequency T_s , when the switch is open (5) and (6), or closed (7) and (8).

$$i_{PV(k+1)} = i_{PV(k)} - \frac{T_s}{L} \cdot v_C(k) + \frac{T_s}{L} \cdot v_{PV(k)} \quad (6)$$

$$v_C(k+1) = \frac{T_s}{C} \cdot i_{PV(k)} + \left(1 - \frac{T_s}{R \cdot C}\right) \cdot v_C(k) \quad (7)$$

$$i_{PV(k+1)} = i_{PV(k)} + \frac{T_s}{L} \cdot v_{PV(k)} \quad (8)$$

$$v_C(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{R \cdot C}\right) \cdot v_C(k) \quad (9)$$

The aforementioned discrete time equation system can be expressed in matrix form as:

$$\begin{bmatrix} i_{PV(k+1)} \\ v_C(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -s \cdot \frac{T_s}{L} \\ s \cdot \frac{T_s}{C} & 1 - \frac{T_s}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{PV(k)} \\ v_C(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{PV(k)} \quad (10)$$

Behavior of the controlled variables i_{PV} and v_C can now be predicted for the next sampling instant in order to obtain control actions for both the present time and a future period. One-step horizon predictive controller inputs measured values of i_{PV} , v_{PV} , and v_C estimating future behavior of the controlled variables based on the evaluation of a cost function. Evaluating the chosen cost function two times, for each switch condition, the value of the binary variable s can be computed in order of the predictive controller to decide which one direction in P – V curve must be followed so as to satisfy the applied criteria as shown in Fig. 4.

The determination of the cost function plays a key role in MPC behavior constraining the deviation from the desirable values (i^* and v^*) and can be expressed as:

$$J_{s=n}^{n=0,1} = w_A \cdot |v_{C,s=n(k+1)} - v^*| + w_B \cdot |i_{PV,s=n(k+1)} - i^*| \quad (11)$$

where parameters w_A and w_B are in $[1/V]$ and $[1/A]$ units, respectively.

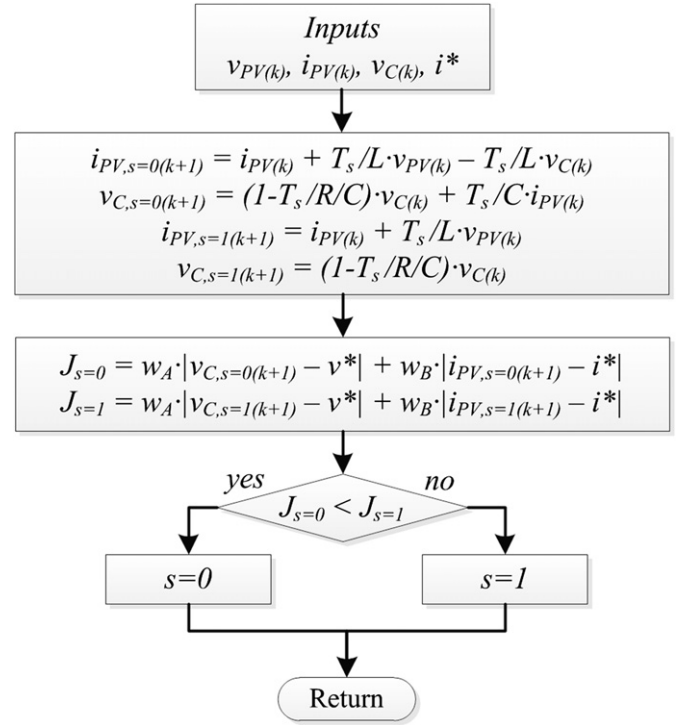


Fig. 4. Block scheme of the MPC technique operating switch state.

Furthermore, MPC technique provides the capacity of predicting system behavior for a future period of n -sampling instants obtaining necessary control actions at present time. Considering n -step horizon MPC is expected to extend system capability of avoiding undesirable oscillations at time $t + n$ because of a variation happened at time t , providing robustness to system behavior.

Discrete time system of equations for the n -step horizon MPC is the following for the two switch conditions, respectively as (6)–(9):

$$i_{PV(k+n+1)} = i_{PV(k+n)} - s \cdot \frac{T_s}{L} \cdot v_C(k+n) + \frac{T_s}{L} \cdot v_{PV(k+n)} \quad (12)$$

$$v_C(k+n+1) = s \cdot \frac{T_s}{C} \cdot i_{PV(k+n)} + \left(1 - \frac{T_s}{R \cdot C}\right) \cdot v_C(k+n) \quad (13)$$

In the case of the two-step horizon MPC the cost function is required to be evaluated four times, for each one combination for the binary variable s at the respective sampling times $t + 1$ and $t + 2$ and has the following form:

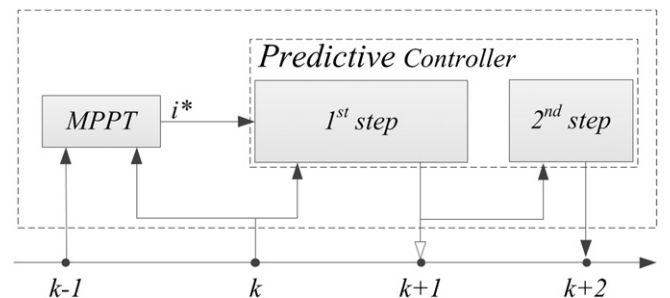


Fig. 5. Time sequence of the interaction between the controller (MPPT, predictive controller) and the controlled system. Time k corresponds to the measured values at the specific sampling instant.

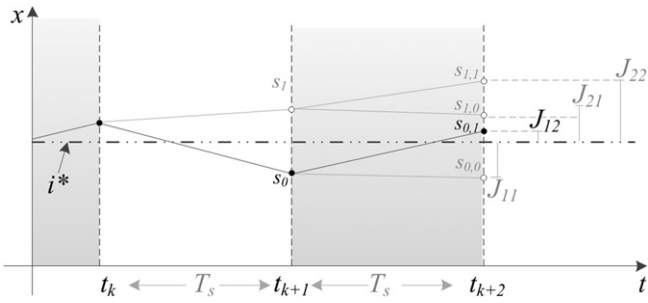


Fig. 6. Schematic diagram of the MPC process for the two-step horizon prediction. The dotted line corresponds to MPPT output, while the black line corresponds to the finally performed actions.

$$J_{s=m}^{n=0,1 \& m=0,1} = W_C \cdot |v_{C,s=m(k+2)} - v^*| + W_D \cdot |i_{PV,s=m(k+2)} - i^*| + J_{s=n} \quad (14)$$

In order to calculate i_{PV} at time $k + 2$ from (12) and (13), there is need to estimate v_{PV} at time $k + 1$ for the resultant i_{PV} at the same sampling instant. The output voltage of the PV system can be estimated by using a simplified equivalent equation describing PV system behavior. The PV output voltage (v_{PV}) does not affect significantly controller decision because of the involvement in the equation system for the two switch operations. Avoiding estimation error in the output PV system voltage the cost function at time $k + 1$ can play a key role. In (14) the cost function $J_{s=n}$ constitutes a regulator factor depending on the estimation error of the prediction for the output PV voltage at time $k + 1$.

Fig. 5 depicts the process of the proposed control scheme for the two-step horizon MPC. MPPT at time k compares the stored values for time $k - 1$ with the measured ones saving the recent values, and concurrently, yields and imposes the desirable reference current to the MPC. The latter inputs the measured values and the reference current forcing the PV system to operate with the desirable current at time $k + 2$.

Fig. 6 depicts the schematic diagram of the MPC process for the two-step horizon prediction considering only one controlled variable. The dotted line corresponds to the MPPT output, which constitutes the reference current for the controller to follow. At the first step the one-step horizon MPC had to decide between s_0 and s_1 , whose difference may not be significant. The two-step horizon MPC decides among s_{00} , s_{01} , s_{10} and s_{11} evaluating the four corresponding cost functions and considering the cost function of the previous step at time $k + 1$.

The black line in Fig. 6 corresponds to the finally performed actions indicating the switch state for each step of the prediction.

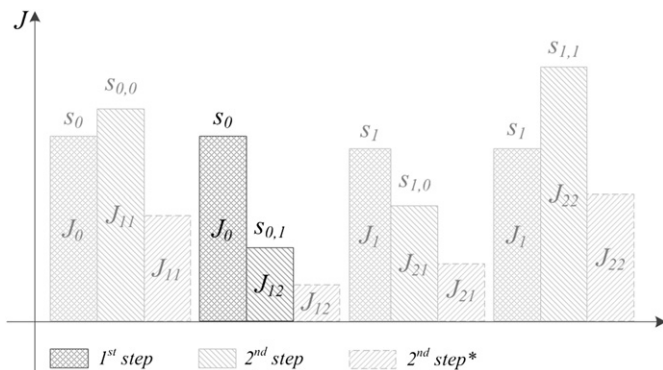


Fig. 7. The four combinations of the switch condition for the two-step horizon MPC and the evaluation of the respective cost functions.

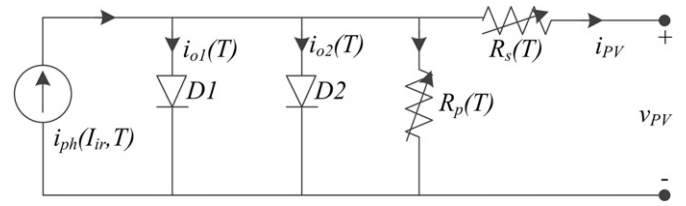


Fig. 8. Equivalent circuit of the solar cell depending on temperature (T) and irradiance values (W/m^2).

Proper configuration of the parameters in the cost function for the two cost functions leads to a robust and stiff system, independent from the estimation error of the non-controlled variables.

Fig. 7 shows the evaluation of the cost function for the two switch conditions and for the two steps of the MPC. Faded colors represent the combinations whose cost function value is higher for the second step than that of the combination with the black color. Considering only the evaluation of the cost function for the second step then the chosen combination may not be the most appropriate depending on the estimation error of the non-controlled variables. Therefore, a combined cost function as in (14) involving the two steps can provide better system response.

Dashed lines in Fig. 7 correspond to the case where the evaluation of the cost function for the second step is taken into consideration with less significance than that of the first step. Depending on the difference between the two evaluated cost functions for the first step the resulting switch condition may differ.

4. Results and discussion

Considering a typical PV system configuration the proposed control technique has been tested under abrupt changes in solar irradiance. In order to illustrate the effectiveness of the introduced control scheme real solar radiation data have been employed for a day with the sporadic presence of clouds.

4.1. PV system configuration

Series and parallel combination of the ideal solar cell model composes the PV array, whose basic mathematical equations are briefly introduced. The equivalent circuit consists of one current source, two exponential diodes and two resistors, one is parallel and the other one is in series with the generated current as shown in Fig. 8.

The output current of the solar cell can be computed by [17–19]:

$$i = i_{ph} - i_{o1} \cdot \left(e^{\frac{v+i \cdot R_s}{a_1 \cdot v_t}} - 1 \right) - i_{o2} \cdot \left(e^{\frac{v+i \cdot R_s}{a_2 \cdot v_t}} - 1 \right) - \frac{v+i \cdot R_s}{R_p} \quad (15)$$

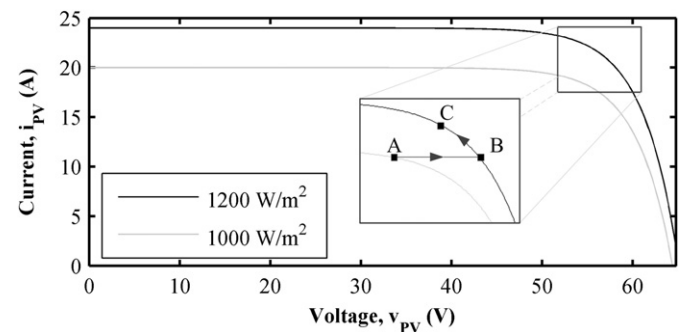


Fig. 9. I – V characteristics of the PV system for two different irradiance levels with marked respective maximum power points A and B for 1000 and 1200 W/m^2 , respectively.

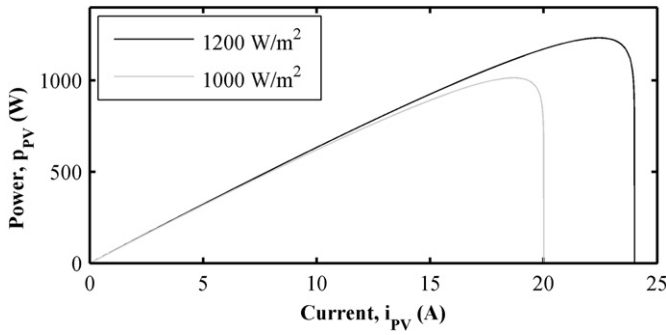


Fig. 10. P – I characteristics of the PV system for two different irradiance levels.

where i_{ph} is the photovoltaic current generated by solar irradiation, i_{o1} , i_{o2} are the $D1$, $D2$ reverse saturation currents, a_1 , a_2 are the diode ideal constants, v_t is the thermal voltage and v is the terminal voltage. In case of the parallel and series combination of solar cells, i_{ph} , i_{o1} , i_{o2} can be multiplied by N_p and v_t by N_s , where N_p and N_s are the parallel and series connection of cells, respectively.

From the evaluation of (15), I – V characteristics of the examined PV system configuration for two different values of irradiance level, 1000 and 1200 W/m^2 , can be obtained as shown in Fig. 9.

With letter A is marked the MPP of the I – V characteristic for solar radiation equal to 1000 W/m^2 . Under an abrupt change in solar radiation from 1000 to 1200 W/m^2 the system is expected to operate, after the MPPT contribution, at point C , which is the MPP for 1200 W/m^2 solar irradiance. PV system current (i_{pv}) at point A and C is 18.6 and 22.3 A, respectively.

Fig. 10 shows the P – I characteristic of the PV system for the two aforementioned solar radiation levels, where the respective MPPs can be easily observed.

4.2. Investigation among the presented approaches

In the proposed control methodology, MPPT reference output constitutes the real time input in the predictive controller. The controller provided with the computed reference output (i^*) by the MPPT operates suitably the boost converter switch considering two-step horizon prediction in one sampling period. Contrarily, the PI controller demands sufficient time for the system to reach steady state operation, increasing time interval between two successive reference outputs from the MPPT and thus deteriorating system dynamic performance under abrupt and continuous variations.

In order to illustrate the benefits from the proposed control technique three different approaches are examined under solar irradiance variations: conventional approach (PI controller interacts with the traditional MPPT requiring sufficient time interval), the simplified MPC (MPC is configured as the conventional approach) and the proposed MPC (real time interaction between the modified MPPT and the MPC). Table 1 summarizes the main characteristics of the compared methodologies.

Table 1
Characteristics of the presented approaches.

	Conventional approach	Simplified MPC	Proposed MPC
Controller type	PI controller	MPC	MPC
Interaction with MPPT	$t_{interval}$	$t_{interval}$	T_s
Reference current $i^*(t+1)$	$i^*(t) + i_{inc}$	$i^*(t) + i_{inc}$	$i_{pv(t)} + i_{inc}$
MPPT increment		i_{inc}	
System parameters		Same	

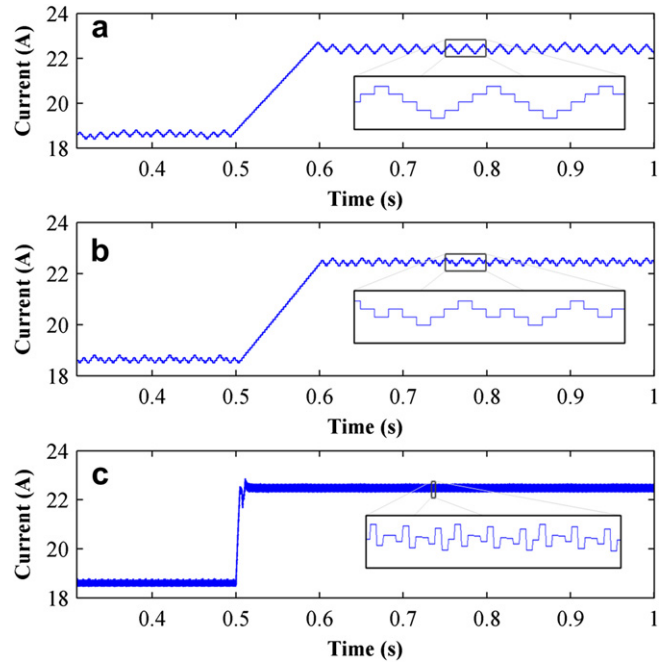


Fig. 11. MPPT output reference current (i^*) under irradiance variation from 1000 to 1200 W/m^2 for each different approach. (a) Conventional approach. (b) Simplified MPC. (c) Proposed MPC.

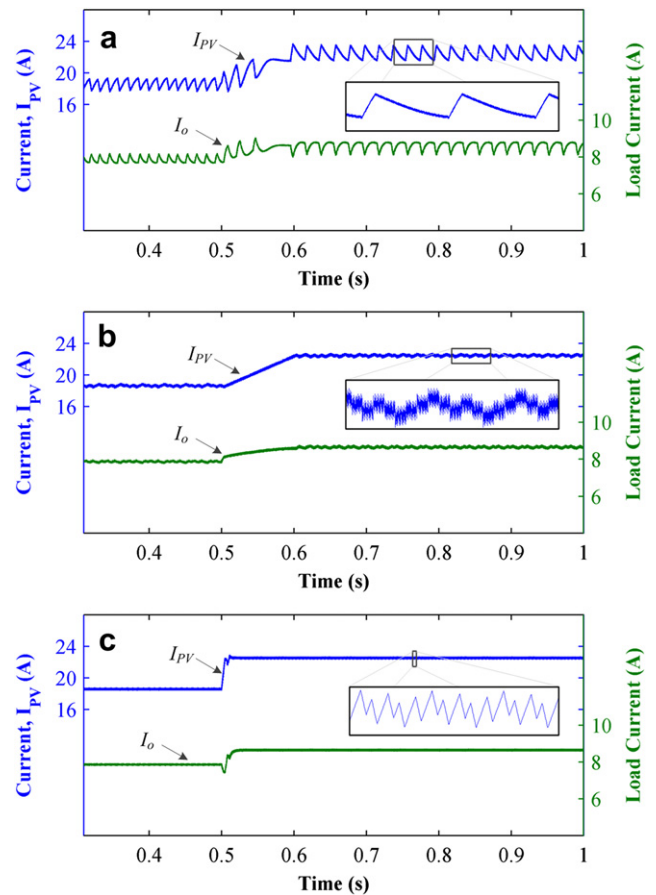


Fig. 12. PV system output current (i_{pv}) under irradiance variation from 1000 to 1200 W/m^2 for each different approach. (a) Conventional approach. (b) Simplified MPC. (c) Proposed MPC.

4.2.1. System behavior under abrupt solar irradiance variation

Presented approaches have been tested under an abrupt increase of solar radiation by 20% examining transient behavior and maximum energy exploitation. Fig. 11 shows MPPT output references (i^*) for the three different approaches. The conventional technique and the simplified MPC are not capable of following rapidly the change in solar radiation because of the required time interval for the system to remain stable.

Furthermore, oscillations around the MPP can be observed for these two approaches, but not with the same intensity for the simplified MPC. Conventional approach for the same system settings presents oscillations due to system delay to reach steady state operation. PI gains adopted have been obtained from different simulations carried out as the most appropriate for this system configuration.

In contrast, the proposed MPC due to the real time interaction with the MPPT presents advantages over the conventional techniques tracking the MPP with significantly increased speed and thus saving power energy. Fig. 12 shows that the output PV system current (i_{PV}) follows accurately the reference currents for the methods involved MPC.

The mathematical character of the MPC enables system to behave the same way under any transient phenomenon tracking accurately the MPP, and does not necessitate the reevaluation of control system parameters. Contrarily, through PI controller it is possible to present steady state error, due to the fact that the PI gains cannot guarantee same transient response under different system conditions keeping concurrently increased speed.

Fig. 13 depicts the produced power from the PV array and the total system output power. Total power dissipation comparing the three control schemes is higher for the conventional and simplified

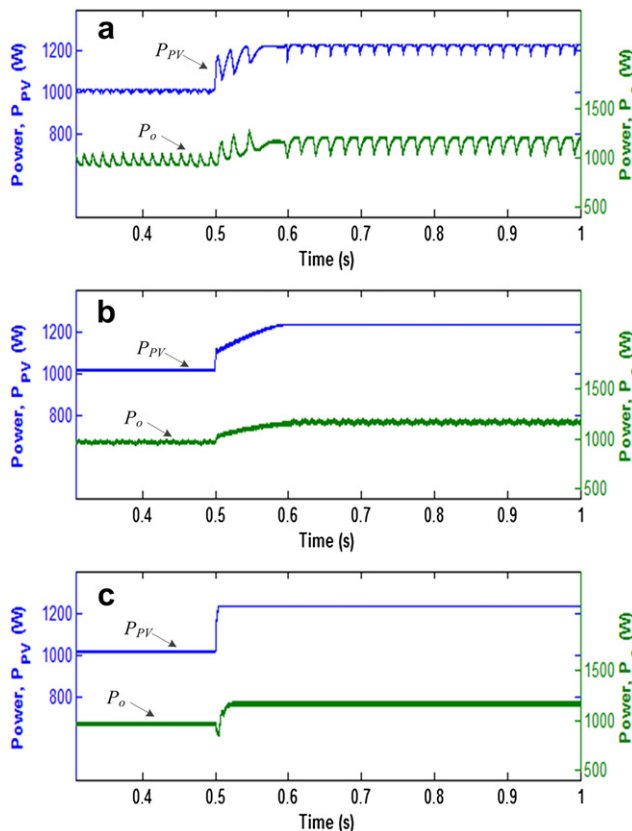


Fig. 13. Overall system generated power under irradiance variation from 1000 to 1200 W/m². (a) Conventional approach. (b) Simplified MPC. (c) Proposed MPC.

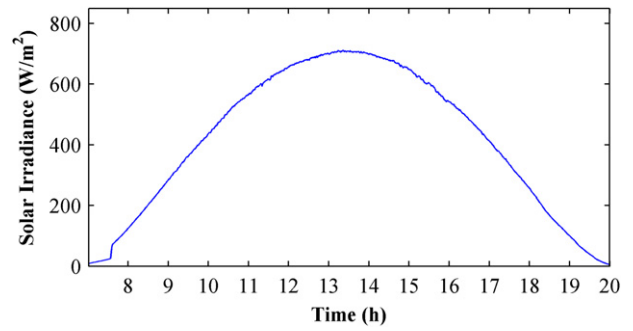


Fig. 14. Measured time series of the solar irradiance levels at NTUA campus (August 2010).

approach considering the time required for the system to reach MPP.

However, methods involving MPC, the simplified and the proposed method, as already mentioned, are not affected significantly from transient phenomena; though converge precisely and almost independently at the MPP. Considering the examined variation system achieve high level of MPPT efficiency of about 99.86%, while the conventional approach efficiency is of 99.36%, without considering power dissipation during transient response. The total amount of energy is significant assuming continuous operation all over the year.

4.2.2. Solar irradiance variations under various sky conditions

Previous analysis has shown that the proposed MPC is featured by its capability of achieving both better transient response and higher PV system utilization. In order to illustrate the effectiveness of the proposed control scheme real solar radiation data measured at the National Technical University Campus in Athens (NTUA), have been employed.

Measurements of solar irradiance levels under three different weather conditions have been carried out. Fig. 14 depicts the measured time series of the solar radiation for a sunny day without the presence of clouds and, therefore, the differentiation of the three presented control schemes is marginal.

Figs. 15 and 16 show the measured time series of the solar irradiance levels under the sporadic presence of clouds. Under cloudy sky conditions solar radiation fluctuates with abrupt changes necessitating the MPPT control to be reliable and accurate overcoming such difficulties and disturbances and increasing system conversion efficiency. Fig. 16 refers to a winter day where the solar irradiance levels are significantly low.

The results derived from the solar radiation data reveal that the proposed MPC achieves conversion system efficiency of about

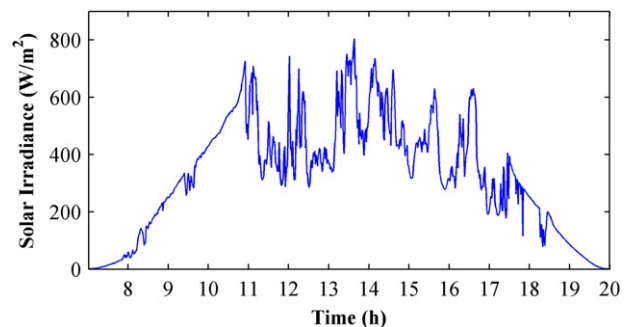


Fig. 15. Measured time series of the solar irradiance levels at NTUA campus (April 2010).

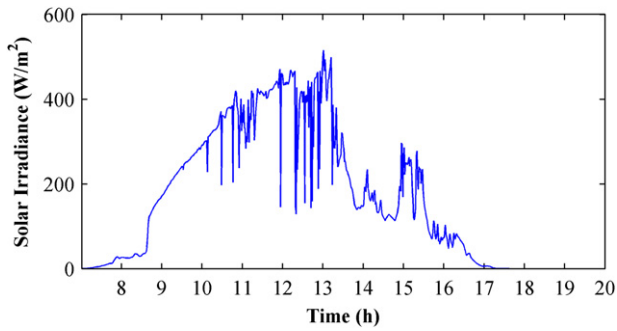


Fig. 16. Measured time series of the solar irradiance levels at NTUA campus (December 2009).

95.7% compared to the maximum energy exploitation, while the simplified approach attains lower efficiency of 94.1% considering a cloudy day as the solar radiation data employed.

5. Conclusions

This study focuses on the controller technique in order to attain maximum energy exploitation by applying modifications to one of the most widely used MPPT, thus a PV array MPPT through predictive control technique has been developed. The capacity of the MPC of being supplied with the reference current by the MPPT at one sampling time enables high transient response under abrupt changes in solar irradiance, presented usually under cloudy sky conditions. Solar irradiance varies continuously and abruptly under such sky conditions necessitating methods for harnessing maximum energy considering operation all over the year. Proposed control scheme efficiency has been illustrated by employing real solar radiation data into the simulation model.

Appendix. Table S1 summarizes main specifications for the examined PV system configuration.

Table S1
Main system specifications.

Inductance, L (mH)	20
Capacitance, C (μ F)	50
MPPT increment (mA)	100
Time interval (MPPT) (ms)	0.5
Time interval (MPC) (μ s)	50
Sampling time, T_s (μ s)	50

References

- [1] Houssamo I, Locment F, Sechilariu M. Maximum power tracking for photovoltaic power system: development and experimental comparison of two algorithms. *Renewable Energy* 2010;35:2381–7.
- [2] Masoum M, Dehbonei H, Fuchs E. Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power-point tracking. *IEEE Transactions On Energy Conversion* 2002;17:514–22.
- [3] Ropp ME, Gonzalez S. Development of a MATLAB/Simulink model of a single-phase grid-connected photovoltaic system. *IEEE Transactions On Energy Conversion* 2009;24:195–202.
- [4] Pandey A, Dasgupta N, Mukerjee AK. High-performance algorithms for drift avoidance and fast tracking in solar MPPT system. *IEEE Transactions On Energy Conversion* 2008;23:681–9.
- [5] Pan C, Juan Y. A novel sensorless MPPT controller for a high-efficiency microscale wind power generation system. *IEEE Transactions On Energy Conversion* 2010;25:207–16.
- [6] Chiu C. T–S fuzzy maximum power point tracking control of solar power generation systems. *IEEE Transactions On Energy Conversion*; 2010: 1–10.
- [7] Gounden N, Annpeter S, Nallandula H, Krithiga S. Fuzzy logic controller with MPPT using line-commutated inverter for three-phase grid-connected photovoltaic systems. *Renewable Energy* 2009;34:909–15.
- [8] Larbes C, Ait Cheikh S, Obeidi T, Zerguerras A. Genetic algorithms optimized fuzzy logic control for the maximum power point tracking in photovoltaic system. *Renewable Energy* 2009;34:2093–100.
- [9] Chen L, Tsai C, Lin Y, Lai Y. A biological swarm chasing algorithm for tracking the PV maximum power point. *IEEE Transactions On Energy Conversion* 2010;25:484–93.
- [10] Syafaruddin, Karatepe E, Hiyama T. Polar coordinated fuzzy controller based real-time maximum-power point control of photovoltaic system. *Renewable Energy* 2009;34:2597–606.
- [11] Salas V, Alonso-Abellá M, Chenlo F, Olías E. Analysis of the maximum power point tracking in the photovoltaic grid inverters of 5 kW. *Renewable Energy* 2009;34:2366–72.
- [12] Cortés P, Kazmierkowski MP, Kennel RM, Quevedo DE, Rodríguez J. Predictive control in power electronics and drives. *IEEE Transactions On Industrial Electronics* 2008;55:4312–24.
- [13] Kouro S, Cortes P, Vargas R, Ammann U, Rodriguez J. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions On Industrial Electronics* 2009;56:1826–38.
- [14] Khalid M, Savkin A. A model predictive control approach to the problem of wind power smoothing with controlled battery storage. *Renewable Energy* 2010;35:1520–6.
- [15] Hua C, Wu C, Chuang C. A digital predictive current control with improved sampled inductor current for cascaded inverters. *IEEE Transactions On Industrial Electronics* 2009;56:1718–26.
- [16] Teng T-P, Nieh H-M, Chen J-J, Lu Y-C. Research and development of maximum power transfer tracking system for solar cell unit by matching impedance. *Renewable Energy* 2010;35:845–51.
- [17] Villalva MG, Gazoli JR, Filho ER. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions On Power Electronics* 2009;24:1198–208.
- [18] Andrade Da Costa B, Lemos J. An adaptive temperature control law for a solar furnace. *Control Engineering Practice* 2009;17:1157–73.
- [19] Armstrong S, Hurley WG. A new methodology to optimise solar energy extraction under cloudy conditions. *Renewable Energy* 2010;35:780–7.

Design Considerations in Actuators for Aerospace Applications

Panagiotis E. Kakosimos¹, Evangelos M. Tsampouris², and Antonios G. Kladas³

^{1,2,3} Department of Electrical and Computer Engineering National Technical University of Athens
9 Iroon Polytechniou Street, Zografou, 15780, GREECE

In this paper, a comparative optimal design of actuators for aerospace applications based on Induction Machine (IM) and Permanent Magnet Machine (PMM) technologies is undertaken, by means of a combined electromagnetic and thermal evaluation. Initially, three-dimensional (3D) time-stepping finite element analysis is employed for the determination of the actuators basic dimensional and operating characteristics. As the actuator thermal constraints constitute a key-feature of the respective systems, the proposed configurations are compared on the basis of equal thermal evacuation. Both configurations considered are in a next step optimized regarding the mean torque and torque ripple through the application of a specific optimization procedure employing Taguchi's methodology in conjunction with an extended Rosenbrock's method accounting also for the machine operation cycle. Resulting IM and PMM optimal configurations have been validated through manufactured prototypes illustrating the effectiveness of the proposed optimization algorithm presenting however complementary advantages for aerospace applications.

Index Terms—Aerospace actuators, finite element methods, induction motors, design optimization, permanent magnet motors.

I. INTRODUCTION

IN high performance actuation systems, such as in aerospace applications, where strict specifications govern as well as safety and reliability issues, the actuator design optimization necessitates further analysis of its operational characteristics. Multiobjective design optimization procedures exist in literature involving optimum design criteria of actuator geometry [1-5]; however, the combination of different optimization algorithms has been proven to provide a more efficient approach to the global optimum [6-8]. Nevertheless, the actuator's operating cycle is of vital importance to be considered during the design procedure, as it constitutes a determining factor for satisfying the desired machine specifications. More specifically, in aerospace applications the existence of two significantly different modes of operation is typical. Under emergency circumstances undesirable disturbances are required for safety reasons. Therefore the optimized performance involves both points of operation.

In this paper, two different machine topologies, a Permanent Magnet (PM) and an Induction Machines (IM), complying with particular specifications of a typical aerospace application, are designed through the application of a specific optimization procedure as shown in Fig. 1. Three-dimensional (3D) time-stepping Finite Elements (FE) are enlisted enabling to specify actuator basic features and determine the detailed machine configuration by applying innovative stator geometry optimization methods regarding the equal thermal evacuation criterion. The combination of the Taguchi's method and the modified Rosenbrock's optimization methodology enabled the optimal design of the stator configuration in terms of maximizing the mean torque and minimizing the torque ripple accounting also for the demanding machine's operating cycle in a particular aerospace application. Both resulting IM and PMM optimal configurations have been validated through manufactured prototypes illustrating the effectiveness of the proposed optimization algorithm.

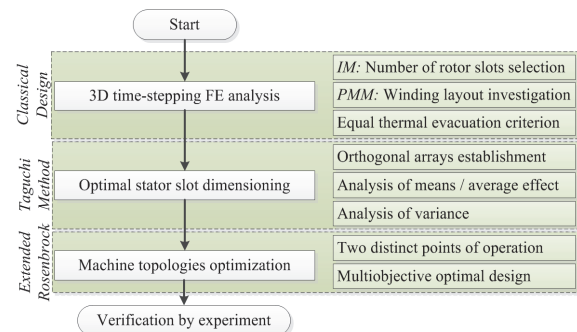


Fig. 1. Flowchart of the proposed optimal design methodology accounting for two distinct points of operation.

II. ACTUATOR SPECIFICATIONS

The actuator topology has to comply with particular geometrical and electromechanical requirements. The actuator main specifications and dimensions are summarized in Table I, for two significantly different modes of operation. Under normal operation the output torque is continuous and about five times less compared to the emergency mode of operation presenting also limited duration increase in rotor speed from 180 to 6000 rpm. Such an extreme difference in machine specifications is common in aerospace applications mainly for safety reasons during certain manoeuvres lasting short time intervals. The absence of a cooling system deteriorates even more machine operation environment.

In order to determine the main actuator dimensions, preliminary analysis has been carried out for both machine types considering initially the fundamental design principles. 3D FEM is employed especially for obtaining an accurate thermal profile of the machines.

TABLE I
MAIN ACTUATOR SPECIFICATIONS AND DIMENSIONS

Parameter	Value
Rated torque, Nm / Torque ripple (%) / Rated speed, rpm	1.2 / 4 / 180
Max. torque, Nm / Max. speed, rpm	6.0 / 6000
DC link voltage, V	270
Maximum outer diameter, mm	90
Maximum length, mm	120

III. PRELIMINARY DESIGN

The preliminary design involves a first step of electromagnetic dimensional analysis by using classical formulae for the considered specifications, refined through a finite element investigation [6, 7]. Selection of the main configuration parameters has been equally assisted by previous investigations in this class of problems [8] while appropriate sensitivity analysis has been operated at the optimization stage. In a second step the electromagnetic modelling is combined to a thermal 3D FEM analysis enabling satisfaction of the equal thermal evacuation criterion. Both FEM models are in house developments [9] involving time discretization of diffusion equations with unknown variables the magnetic vector potential and temperature, respectively.

A. Induction Actuator Case

The most critical characteristic featuring the induction actuators is the lack of excitation in the rotor side. The establishment of the rotor magnetic field demands higher current density to flow in the stator winding. Hence, it is reasonable the IM to require larger envelope dimensions than a PMM in order to achieve the equal output torque under the same stator current density levels. The selection of the stator and rotor numbers of slots is of vital importance for reducing parasitic torque, additional losses, noise and vibration. However, the construction of multi-pole and small in size machines delimits the available and feasible stator and rotor slots combinations.

In order to identify the most appropriate correspondence between the stator and rotor numbers of slots, possible combinations have been examined [6]. Classical winding configuration, 24 stator and 30 rotor slots has been finally selected for the 8-pole IM determined mainly by construction limitations. Fig. 3 shows the five distinctive cases examined and illustrates the impact of the increased number of rotor slots, as well as the 3D representation model. The torque ripple for the normal operation of the selected rotor slots is below 2 %, which is in a quite satisfying level. Fig. 2 shows the flux density distributions of the IM for both modes of operation at different time sequences. The actual supplied current density is 6 A/mm² and 13 A/mm² respectively, offering the required torque levels and exploiting adequately core materials.

B. PMM Case

Different winding topologies have been examined by using the 3D time-stepping FE analysis investigating which winding layout, alternate teeth wound and all teeth wound, and the numbers of rotor poles and stator slots are the best for this specific application. The alternate teeth wound winding is considered a more favorable choice, however it presents some considerable drawbacks. The number of poles and slots has to be chosen carefully, otherwise the winding factor may be low, the torque ripple and the rotor losses high and the machine may be quite noisy. In PMM which have fewer stator slots than rotor poles, the MMF harmonic component that interacts in the mean torque production is not the fundamental but a higher harmonic component [7].

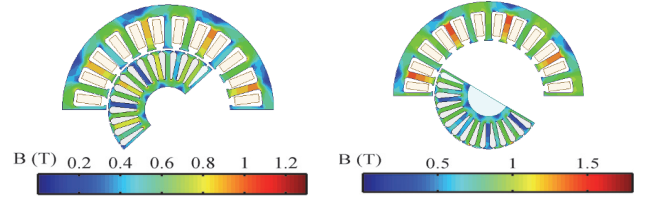


Fig. 2. Flux density distribution under normal and emergency operating conditions.

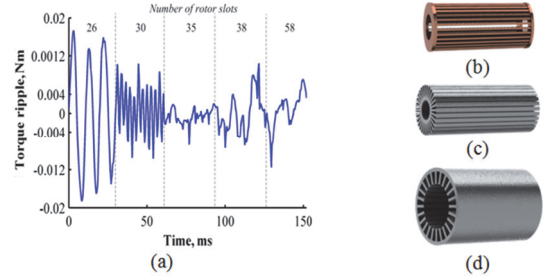


Fig. 3. (a) Instantaneous torque profile for different number of rotor slots. 8 pole induction machine: (b) Rotor bars. (c) Rotor. (d) Stator.

TABLE II
WINDING LAYOUT CHARACTERISTICS

		Winding layout	Poles	T_r (%)	k_w
Single	a.	B A A' C' C B...	20	2.24	0.966
	g.	B A A' A A' C' C' C B...	22	1.55	0.958
	c.	B A A' A A' C' C' C B...	26	1.39	0.958
	e.	B A A' C' C B...	28	1.28	0.966
Double	b.	B'A A'A' AC' CC'C'B...	20	1.72	0.933
	d.	B'A A'A' AA A'A' AC' CC...	26	1.06	0.950
	f.	B'A A'A' AC' CC'C'B...	28	0.91	0.933
	h.	B'A A'C C'B...	32	4.16	0.866

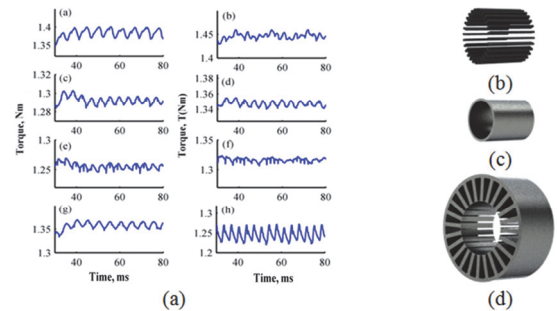


Fig. 4. (a) Output torque profile for different winding layouts, alternate teeth wound (left) and all teeth wound (right). 24 slots - 28 pole PMM. (b) Permanent magnets. (c) Rotor. (d) Stator.

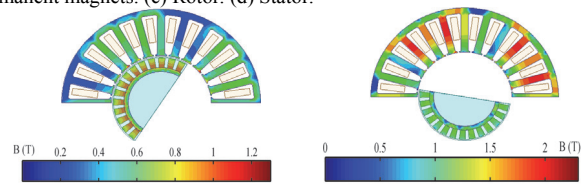


Fig. 5. Flux density distribution under normal and extreme operating condition.

For this specific application and requirements, the 24 stator slots and 28 rotor poles single layer fractional slot machine topology has been selected exhibiting low torque ripple with high winding factor, and subsequently, higher EMF capacity. Fig. 4 depicts the output torque profile for different winding layouts (Table II), single or double layer, as well as the finally selected PMM configuration. Fig. 5 shows the flux density distributions of the PMM for both modes of operation at different time sequences.

C. Thermal Assessment

Due to the heavy environmental conditions in aerospace applications, the contribution of the actuators to the temperature rise is important. Thermal analysis results, shown in Fig. 6, demonstrate that each configuration presents almost equal heat flux levels meeting the main aim of the preliminary design. To that respect the PMM configuration is favored as it involves important size and weight reduction through the same thermal constraint. In order to obtain the results shown, natural convection from stagnant air at room temperature has been employed without considering cooling system. The isotropic thermal conductivity of the air and steel considered are 0.26 and 45 W/m/C, respectively.

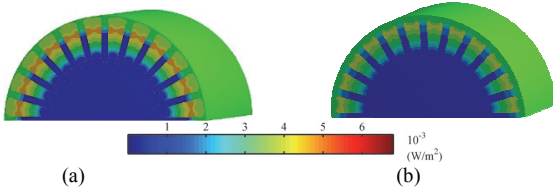


Fig. 6. Heat flux distribution under rated operation. (a) IM. (b) PMM.

IV. TAGUCHI'S METHODOLOGY

The application of the Taguchi's methodology to the design of electrical machines provides the capability of approaching the near optimum settings of the already found design parameters through the classical design [10-12]. In order to establish the prerequisite orthogonal arrays of the problem to be solved, Table III has to be filled with the chosen parameters for the machine optimization and their allowable values. The main stator parameters selected under this stage of optimization are the tooth length, L , the tooth tip width, W_{t1} , and tooth width, W_{t2} , noted hereafter as A, B and C, respectively. The initial values derived from the classical design are typed in bold font. Considering the fact that three parameters with three respective levels have been selected, a standard Taguchi's orthogonal array L-9 has to be adopted conducting the required computations for each topology focusing on the computation of average torque, T_m , and the torque ripple, T_r , where torque ripple is defined as the peak-to-peak value. The results from the conducted computations employing Maxwell's stress tensor are tabulated in Table IV. The average value of T_m is 1.2 Nm for both machine types, while the average ripple is calculated to be about 0.0226 Nm and 0.0411 Nm for the IM and PMM, respectively.

Fig. 7 depicts the average effect of T_m and T_r , illustrating the impact of the selected design variables. The Analysis of Variance (ANOVA) enables the thorough evaluation of the effect of the various factors on T_m and T_r . The Sum of Squares (SS) could be calculated by the equation (3).

$$SS = 9 \cdot \sum_{i=1}^9 (m_i - m)^2 \quad (3)$$

Table V summarizes the results of the ANOVA. The average torque for both stator geometries depends considerably on the tooth length, while the cogging torque is affected significantly by the tooth tip width as expected. Considering the IM, the combination A2-B2-C3, is selected because A2 and C3 affect significantly T_m , while, on the other hand B2 element affects considerably T_r .

IM			PMM		
A	B	C	A	B	C
13.01	3.88	2.74	18.53	4.61	3.43
13.73	4.09	2.89	18.91	4.70	3.50
14.45	4.31	3.05	19.30	4.79	3.57

No.	IM			PMM	
	A	B	C	T_m (Nm)	T_r (Nm)
1	1	1	1	1.1859	0.0283
2	1	2	2	1.2005	0.0217
3	1	3	3	1.1986	0.0195
4	2	1	2	1.2064	0.0285
5	2	2	3	1.2092	0.0205
6	2	3	1	1.1959	0.0202
7	3	1	3	1.2035	0.0288
8	3	2	1	1.2008	0.0166
9	3	3	2	1.1992	0.0195

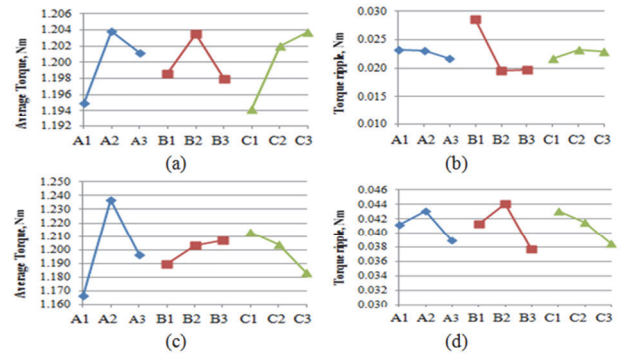


Fig. 7. Main parameters effect on T_{mean} and T_{ripple} . (a), (b) IM case. (c), (d) PMM case.

Factor		A	B	C
IM	T_m	124	56	155
		36.89	16.76	46.36
		4	157	4
PMM	T_r	2.64	95.05	2.31
	T_m	7.41	0.51	1.399
		79.51	5.48	15.01
PMM	T_r	25	60	34
		20.77	50.90	28.34

V. EXTENDED ROSENBRACK METHOD

The Taguchi's methodology, a particular optimization algorithm, facilitating the comparative approach on the stator geometry optimization has been employed enabling also the consideration of both distinct operating points [7]. The procedure is based on the interaction between a 3D FEM parametric model and the optimizer block through Matlab scripts. The penalty function, P , at the beginning of k_{th} iteration shown in the block scheme is given by [7]:

$$P^k(\mathbf{X}_k) = G_1 \frac{T_m(\mathbf{X}_k)}{T_m(\mathbf{X}_0)} + G_2 \frac{T_r(\mathbf{X}_k)}{T_r(\mathbf{X}_0)} + G_3 \frac{T_m(\mathbf{X}_k)}{\sqrt{P_{cu}(\mathbf{X}_k)}} \left(\frac{T_m(\mathbf{X}_0)}{\sqrt{P_{cu}(\mathbf{X}_0)}} \right)^{-1} \quad (4)$$

where \mathbf{X}_k is equal to $[L_{tooth}^k, W_{t1}^k, W_{t2}^k]$, G_1 - G_4 represent the weight coefficients. The extended Rosenbrock method accounts for the maximization of T_m , the minimization of T_r and the efficient performance, as well as for the optimum operation under the two significantly different operating points, as described in Table I. The objective equation involves proportionally both operating points as follows:

$$P^k(\mathbf{X}_k) = G \cdot P_I^k(\mathbf{X}_k) + (1-G) \cdot P_{II}^k(\mathbf{X}_k) \quad (5)$$

where G is a weight coefficient dependent on the specific application operation cycle. In this application the emergency mode of operation involves about 5% of the normal mode.

VI. RESULTS AND DISCUSSION

When considering both points of operation, the examined machine topology is expected to present improved performance for the extreme operating mode in comparison with classical approach of Section III. However, under the rated operation machine performance remains within the specifications, affecting considerably the operational characteristics. Fig. 8 shows the torque ripple under the rated operation for both machine topologies and employed design techniques, where the minimization of the torque ripple is distinguishable for both cases. Torque ripple contains a large amount of harmonic content, as previously depicted in Figs. 3 and 4, thus a specific part has been selected to be shown. However, difficulties are involved in the measurement process demanding a low profile torque reaction transducer to be used presenting at least accuracy of about 2 to $5 \cdot 10^{-3}$ Nm.

Table VI summarizes the comparison results of the classical design and the Taguchi’s methodology while Fig. 9 depicts the manufactured IM and PMM prototypes. Because the effect of the optimization on the torque ripple cannot be clearly observed from the plots of the torque curves under the emergency operating mode, the respective results are summarized in Table VI.

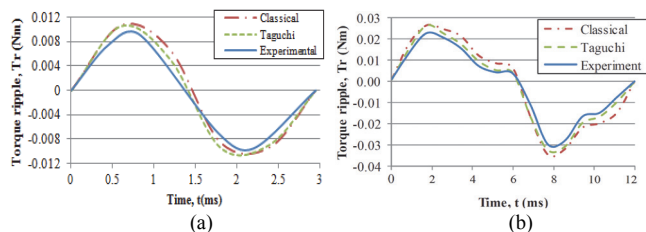


Fig. 8. Torque ripple under rated operation. (a) IM. (b) PMM.

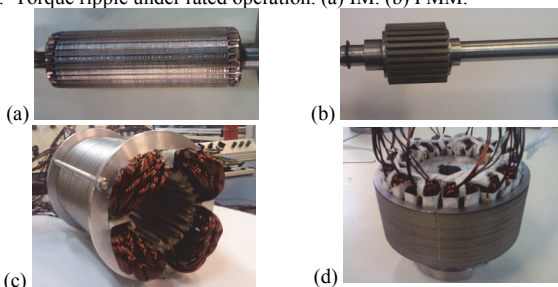


Fig. 9. IM rotor (a) and stator (c). PMM rotor (b) and stator (d).

TABLE VI
PARAMETERS VARIATION THROUGH THE DESIGN PROCEDURE

	IM			PMM		
	Classical	Taguchi	Rosenbrock	Classical	Taguchi	Rosenbrock
A	13.01	13.73	13.88	18.53	18.91	19.02
B	4.09	4.09	4.01	4.70	4.606	4.64
C	2.89	3.05	3.03	3.50	3.43	3.41
Normal T_m	1.2005	1.2092	1.195	1.1704	1.231	1.221
Mode T_r	0.0217	0.0205	0.0191	0.0433	0.0429	0.405
Emergency T_m	1.60	-	1.591	1.621	-	1.602
Mode T_r	<2.1%	-	<1.2%	<7%	-	<6%

VII. CONCLUSION

In this paper, a comparative optimal design of aerospace actuators based on IM and PMM technologies has been carried

out. Different combinations of rotor-stator slots for the IM and different winding layouts for the PMM have been modeled, and performances have been compared. The derived stator design variables from 3D time-stepping FEM in terms of the equal evacuation criterion constituted the optimization target. Both configurations considered have been in a next step optimized regarding the mean torque and torque ripple through the application of specific optimization procedure employing Taguchi’s methodology in conjunction with an extended Rosenbrock’s method accounting also for the machine points of operation. Resulting IM and PMM optimal configurations have been validated through manufactured prototypes illustrating the effectiveness of the proposed optimization procedure. Under the presented analysis the PMM configuration seems to be a favorable choice in terms of the torque per ampere ratio, while on the other hand IM presented much lower torque ripple. Nevertheless, the final choice of the actuator technology is an overall system considerations dependent problem.

ACKNOWLEDGMENT

The research leading to these results has received funding from the EU, in the frame of “Clean Sky” Program, CFP Topic Nbr: JTI-CS-2009-1-SGO-02-010 under Grant Agreement 255811EMAS.

REFERENCES

- [1] F. Parasiliti, M. Villani, S. Lucidi, and F. Rinaldi, “Finite-Element-Based Multiobjective Design Optimization Procedure of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Wide Constant-Power Region Operation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2503–2514, 2012.
- [2] S. J. Park, “Optimum design criteria based on the rated Watt of a synchronous reluctance motor using a coupled FEM and SUMT,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 10, pp. 3970–3972, 2005.
- [3] M. Horii, N. Takahashi, and J. Takehara, “3-D optimization of design variables in x-, y- and z-directions of transformer tank shield model,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, no. 5, pp. 3631–3634, 2001.
- [4] T. Ohnishi and N. Takahashi, “Optimal design of efficient IPM motor using finite element method,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp. 3537–3539, 2000.
- [5] K.-C. Kim, J. Lee, H. J. Kim, and D.-H. Koo, “Multiobjective Optimal Design for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 3, pp. 1780–1783, 2009.
- [6] I. Boldea and S. Nasar, *The Induction Machines Design Handbook*, 2nd ed. CRC Press, 2010, p. 826.
- [7] F. Meier, “Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications,” Royal Institute of Technology, 2008.
- [8] E. M. Tsampouris, M. E. Beniakar, and A. G. Kladas, “Geometry Optimization of PMSMs Comparing Full and Fractional Pitch Winding Configurations for Aerospace Actuation Applications,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 2, pp. 943–946, 2012.
- [9] G. D. Kalokiris, T. D. Kefalas, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos “Special air-gap element for 2D FEM analysis of electrical machines accounting for rotor skew”, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 41, no 5, pp. 2020-2023, May 2005.
- [10] C.-C. Hwang, L.-Y. Lyu, C.-T. Liu, and P.-L. Li, “Optimal Design of an SPM Motor Using Genetic Algorithms and Taguchi Method,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 4325–4328, 2008.
- [11] H. T. Wang, Z. J. Liu, S. X. Chen, and J. P. Yang, “Application of Taguchi method to robust design of BLDC motor performance,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, no. 5, pp. 3700–3702, 1999.
- [12] S. Kim, J. Lee, Y. Kim, J. Hong, S. Member, and Y. Hur, “Optimization for Reduction of Torque Ripple in Interior Permanent Magnet Motor by Using the Taguchi Method,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 5, pp. 1796–1799, 2005.

Hybrid Technique for Dynamic Modeling of the Performance of Linear Generators With Skewed Mounted Permanent Magnets

Nikolaos M. Kimoulakis, Panagiotis E. Kakosimos, and Antonios G. Kladas

Faculty of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, GR-15780 Athens, Greece

This paper proposes a specific hybrid 2-D simulation model of magnetic field distribution accounting for magnet skew in the case of a linear permanent magnet generator (LPMG). The proposed methodology is based on a hybrid numerical technique implementing standard finite elements for the analysis of stator and rotor parts combined with an analytical solution in the Cartesian coordinate system in the air-gap area specified for magnet skew consideration. The developed technique has been incorporated in a coupled field-circuit model for the overall simulation of the performance of an electrical generating unit for sea-wave energy extraction using LPMG. The derived model has been implemented in the control subsystem aiming to tune the movement of the wave energy absorber to the system resonance frequency enabling to optimize its performance. Simulation results have been validated by measurements on a sea-wave energy extraction demonstration plant.

Index Terms—Hybrid numerical models, linear permanent magnet generator (LPMG), magnet skew, sea-wave applications.

I. INTRODUCTION

THE PREVAILING machine type for sea-wave energy extraction is the linear permanent magnet generator (LPMG) featured by the total structure's simplicity and effectiveness owing to the direct exploitation of the incident wave without the presence of complex additional mechanical parts [1], [2]. A particular linear generator for this type of application with mounted permanent magnets on the translator has been designed and analyzed by using finite element (FE) techniques [3] (Fig. 1). Such devices are exposed to extreme weather conditions, thus their strength is tested by the total applied forces.

The main cause of important mechanical vibrations and undesirable damages of LPMGs is the tangential component of electromagnetic force, referred to in literature as cogging force. Cogging force levels also affect the conditions of maximum power absorption and consequently constitute an important optimization factor [3], [4].

Minimization of cogging force impact can be attained [5], not only by geometry optimization [6], but also by magnet skew on the translator [7]. Models involving three-dimensional (3-D) and two-dimensional (2-D) finite element techniques accounting for magnet skew in rotational electric machines exist in literature [8], [9].

Appropriate 3-D FE models enabling the consideration of permanent magnet skew [8], and 2-D FE techniques using simultaneous solution of shifted rotor positions and segmentation methods have already been introduced for machines of cylindrical shape [9]. The demand of computational resources of these models increases magnetic field analysis and simulation time hindering the development of a coupled field-circuit dynamic simulation model accounting for magnet inclination, necessitating 2-D FE methodologies with increased magnetic field analysis speed.

Manuscript received May 31, 2010; accepted August 23, 2010. Date of current version April 22, 2011. Corresponding author: N. M. Kimoulakis (e-mail: kladasel@central.ntua.gr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2010.2072988

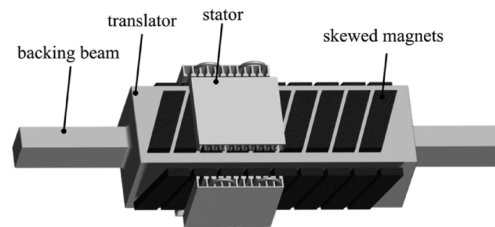


Fig. 1. LPMG with skewed magnets mounted on the translator.

Such methodologies using one 2-D configuration for skew consideration have been proposed in the cylindrical coordinate system [10], implementing 2-D mixed FE analysis combined with analytical solution of a Laplace equation in the air-gap area [11]–[13]. Analytical solution of a Laplace equation in a macroelement area and multislice consideration decreases magnetic field analysis time due to the reduced number of unknowns in the equation system to be solved [10], facilitating the development of a coupled field-circuit simulation model.

Although references about the implementation of analytical and numerical techniques for flat air gaps are presented in literature [14], no reference accounting for magnet skew in the Cartesian coordinate system exists.

In this paper, it is the first time that an analytical solution of a Laplace equation in the Cartesian coordinate system for flat air gaps is developed including skewing consideration. This consists of an original contribution of the methodology developed enabling efficient modeling of magnet skew in flat air gaps through appropriate coupling with standard 2-D FE techniques. The proposed methodology has been validated by comparing its results to standard 3-D FE models and has been incorporated in a coupled field-circuit dynamic model for the overall simulation of the performance of an electrical generating unit for sea-wave energy extraction using LPMG. The complete system simulation results have been equally validated by measurements on a constructed sea-wave energy extraction demonstration plant.

II. CARTESIAN MACROELEMENT MODEL WITH MAGNET SKEWING CONSIDERATION

In the air-gap area of an LPMG, owing to the absence of current sources and the constant value of magnetic permeability,

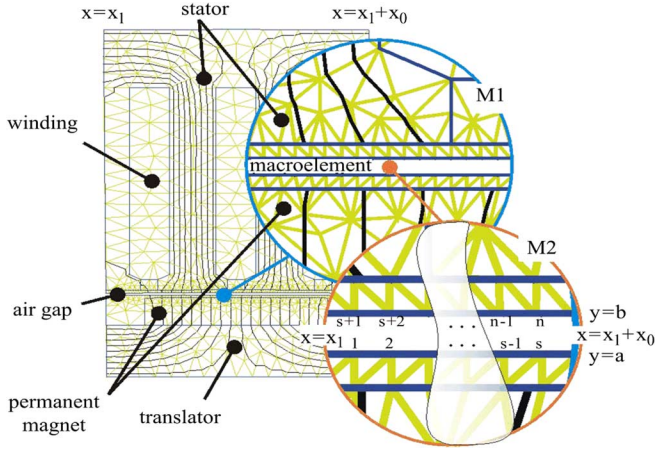


Fig. 2. Overview of one pole geometry of the linear generator. M1: Focus in the domain where analytical solution is applied. M2: Arrangement of nodes on the boundaries of air gap.

magnetic field distribution is governed by a Laplace equation given by the following homogenous differential equation in terms of vector potential:

$$\frac{\partial^2 A(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A(x, y)}{\partial y^2} = 0. \quad (1)$$

The general solution of Laplace equation (1), in the case of a 2-D Cartesian coordinate system using the method of separation of variables, is of the form [14]

$$A(x, y) = (A_0 + B_0 \cdot x) \cdot (C_0 + D_0 \cdot y) + \sum_{n=1}^{\infty} [(A_n \cdot \cos(k_n \cdot x) + B_n \cdot \sin(k_n \cdot x)) \cdot (C_n \cdot \cosh(k_n \cdot y) + D_n \cdot \sinh(k_n \cdot y))] \quad (2)$$

where $A_0, B_0, C_0, D_0, A_n, B_n, C_n, D_n$, and k_n are arbitrarily constants determined by boundary and periodicity conditions. A_0 and B_0 constants vanish considering periodicity of the following form:

$$A(x_1, y) = A(x_1 + x_0, y) \quad (3)$$

where x_0 is the width of one stator pole of the LPMG.

Applying Fourier analysis to the function $A(x, y)$, it can be decomposed to [14]

$$A(x, y) = \sum_{i=1}^{n_{\text{tot}}} a_i(x, y) \cdot A_i \quad (4)$$

where $a_i(x, y)$ are Langrage polynomials and functions of x and y , A_i are the nodal values of vector potential in the air-gap area, and n_{tot} is the number of nodes on the air-gap boundaries of the macroelement region as shown in Fig. 2. Equation (4) ensures the continuity of $A(x, y)$ at the transition between analytical and numerical techniques.

The function of minimization equation of the air-gap energy is determined from [10]

$$\frac{\partial F}{\partial A_i} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \sum_{j=1}^{n_{\text{tot}}} A_j^g \cdot \int_{\Gamma_g} a_i \cdot \frac{\partial a_j}{\partial n} \cdot d\Gamma_g \quad (5)$$

TABLE I
SPECIFICATIONS AND DIMENSIONS OF THE LPMG

Parameter	Value
Nominal power	16 kW
Nominal voltage	188 V
Nominal phase current	28.3 A
Stator length	1808 mm
Stator width	200 mm
Translator length	2900 mm
Air gap length	2 mm
Pole pitch	45 mm
Magnet skew	2 deg
Magnet cross section	160 mm ²
Number of poles per side	40

where μ_0 is the air permeability, Ω_g is the air-gap region, and Γ_g is the external boundary of the air gap.

The system of equations to be solved can be written in matrix form

$$[S][A] = [F] \quad (6)$$

where $[S]$ is the stiffness matrix, $[F]$ is the entry matrix, and A are the nodal values of vector potential to be computed.

Macroelement for multislice consideration limiting the number of unknowns of the equation system has been introduced [10]. Considering the case of two slices for magnet skew representation, the respective equation for the node i that involves macroelement contributions with the absence of current sources is of the form [10]

$$\sum_{j=1}^{n_{\text{tot}}} s_{ij}^{g1} \cdot A_j^1 + \sum_{j=1}^{n_{\text{tot}}} s_{ij}^{g2} \cdot A_j^2 = 0 \quad (7)$$

where s_{ij} are the terms of the submatrices for the nodes surrounding the macroelement part and A_j are the nodal values of vector potential in the air-gap region for the two slices. The conservation of energy flow across neighboring nodes is considered by [10]

$$\sum_{j=1}^{n_{\text{tot}}} s_{ij}^{g1} \cdot A_j^1 - \sum_{j=1}^{n_{\text{tot}}} s_{ij}^{g2} \cdot A_j^2 - \sum_{j=1}^{n_{\text{tot}}} s_{i+1,j}^{g1} \cdot A_j^1 + \sum_{j=1}^{n_{\text{tot}}} s_{i+1,j}^{g2} \cdot A_j^2 = 0. \quad (8)$$

III. DEVELOPED METHODOLOGY VALIDATION

Applying the developed hybrid technique accounting for magnet skew to the particular LPMG magnetic field solution has been derived. Main specifications and dimensions of the LPMG for nominal linear velocity of 0.9 m/s, which corresponds to the angular frequency of $\omega = 2.8$ rad/s [3] of a sinusoidal sea wave 1 m in height, are tabulated in Table I.

Magnetic flux density computed is shown in Fig. 3 at no-load operation with one slot pitch skewed or unskewed magnets on the translator, and for the cases of the proposed model and the standard 3-D FEM analysis.

It should be noted that magnet width was set to the particular value of one tooth width in order to intensify the effect of magnet skew. Flux density distributions derived from the two aforementioned models are in good correlation for the two different cases of magnet inclination.

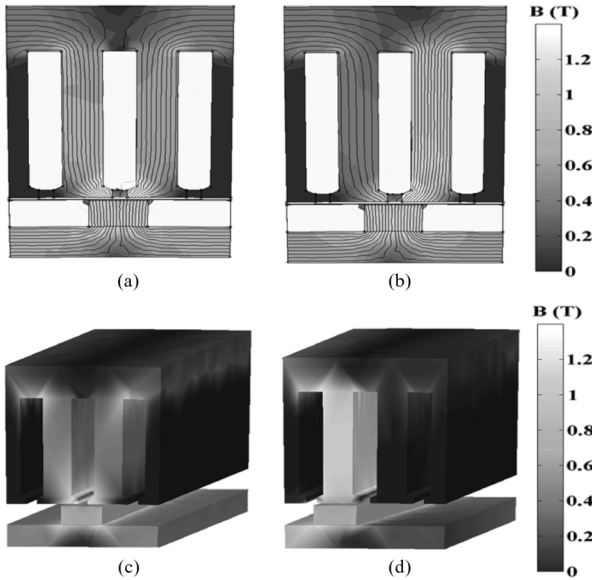


Fig. 3. Flux density distribution for one pole part at no-load operation. 2-D hybrid technique (a) without magnet skew and (b) with magnet skew. 3-D FEM simulation (c) without magnet skew and (d) with magnet skew.

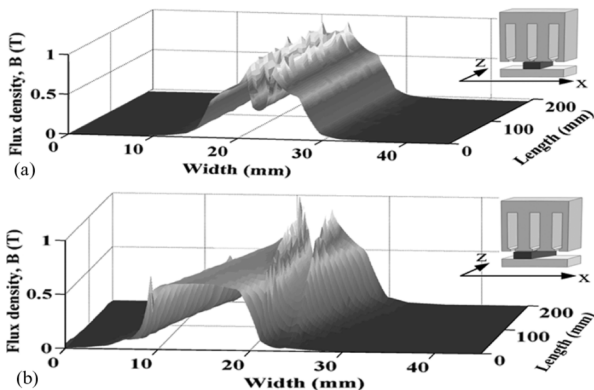


Fig. 4. Magnetic field under no-load condition distribution in air-gap area (a) without magnet inclination and (b) with one slot pitch magnet inclination.

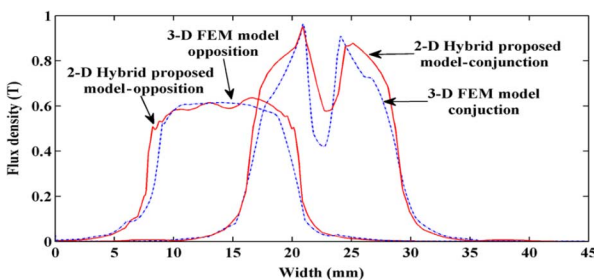


Fig. 5. Comparison of simulation results for magnetic field distribution in the air-gap area under no-load condition along one pole pitch of the LPMG.

Fig. 4 shows the flux density distribution in the air-gap area, for the entire LPMG length, with and without magnet skew obtained by standard 3-D FEM model. The comparison of the 3-D FEM model to the 2-D hybrid proposed model is shown in Fig. 5 for two specific positions, where conjunction refers to the position where the magnet is aligned with the stator slot, whereas opposition refers to the alignment with the stator tooth.

The results derived from the two models are in relatively good agreement. Nevertheless, the benefits of the proposed

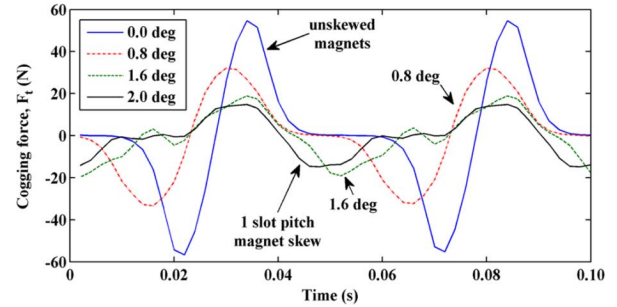


Fig. 6. Effect of permanent magnet skew on magnetic field distribution under nominal linear velocity of 0.9 m/s.

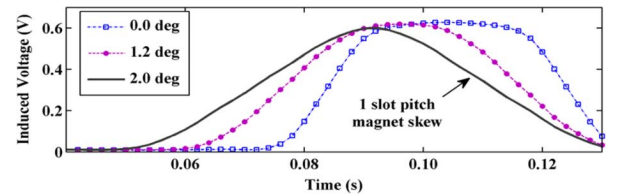


Fig. 7. Effect of permanent magnet skew on induced voltage at no load under nominal linear velocity of 0.9 m/s.

model dominate against standard 3-D and 2-D FE due to the reduced number of unknowns in the system of equations, and consequently the increased speed of magnetic field analysis and simulation.

IV. SYSTEM AND CONTROL CONFIGURATION

Dynamic simulations of the performance of the LPMG have been performed for different cases of magnet skew on the translator in order to suitably configure overall system parameters. The impact of magnet inclination on cogging force and induced electromotive force (EMF) has been studied, as well as the appropriate control design for maximum wave energy absorption. Fig. 6 illustrates the time variation of developed cogging forces as a function of magnet skew in degrees.

Apart from eliminating the impact of cogging force, magnet inclination decreases induced EMF, necessitating further examination of the appropriate inclination. After examining cases of different magnet skew, one slot pitch was found as the most appropriate for cogging force elimination reducing the peak value by 72.9%.

In Fig. 7, induced EMF is shown with reduced distortion for increased magnet skew. The distortion of voltage waveforms owing to EMF harmonics of the permanent magnet generator can affect produced power quality. Minimization of EMF distortion and cogging force impact facilitates control design of the generating unit.

Further optimization of system efficiency can be achieved by the appropriate configuration of the LPMG control enabling to exploit maximum wave energy.

Power spectral density of measured wave time variations has shown that power density from sea-wave energy is accumulated into two main frequencies. After measuring a wave time variation and analyzing its spectral density, it was found that 0.14 Hz is the dominating frequency and the second frequency is at 0.24 Hz as shown in Fig. 8.

In normal operation conditions, the condition of maximum power absorption is achieved when the natural frequency of the

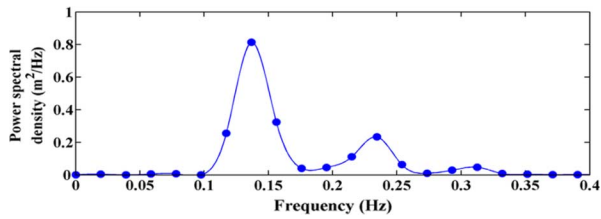


Fig. 8. Power spectral density of the measured sea-wave time variation.

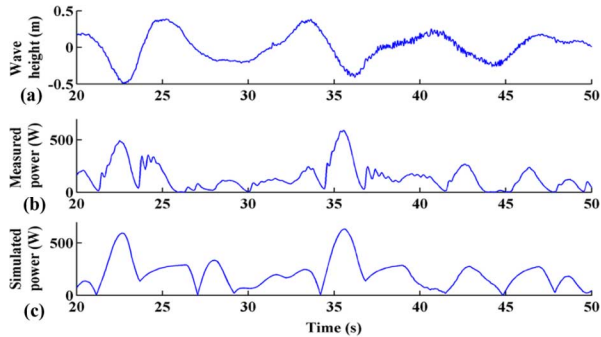


Fig. 9. Comparison of simulated and measured results. (a) Measured wave time variation. (b) Measured power. (c) Simulated power.

moving coupled mechanism is the same as the dominant frequency of the incident sea wave.

The target of the controller is to tune the movement of the wave energy absorber to the system resonance frequency enabling to optimize its performance. The control subsystem consists of a rectifier, a boost converter, and a microprocessor. The main aim of the latter one is to calculate power spectral density of the existing sea wave potential and with respect to simulation results to achieve maximum transferred power from the sea wave to the point absorber through dynamic load adjustment.

The magnet skew is of great importance for the reliability of sea-wave extraction devices, as EMF variations and the resulting cogging forces provoke fatigue constraints that can considerably compromise the device operating life, while providing very small additional energy amounts. Moreover, as illustrated previously, the overall efficiency of the device is maximized when the buoy movement is tuned to the low-frequency spectral density of the waves included within the floating body resonant frequency region, consisting of the control target.

V. RESULTS AND DISCUSSION

A demonstration plant has been constructed for sea-wave energy extraction applications. The floating body for the exploitation of sea wave potential was of cylindrical shape and vertical in heave [3]. Alternative configurations of generating units for various sea-wave time variations were examined, and measurements were carried out for simulation model validation.

In Fig. 9 is shown measured and simulated power generation for the LPMG with one-slot pitch magnet skew for the specific measured wave time variation. Simulation results have been obtained from the developed simulation model where sea-wave time variation is considered as input.

The simulation model adopting the developed control strategy and having the capacity of magnet skew consideration in the Cartesian coordinate system through the hybrid numer-

ical model estimates system performance under various loading conditions.

Measured and simulation results concerning generated power are in good agreement. The simulation model accurately estimates the overall system performance as shown in Fig. 9, pointing out the suitability of the implemented control strategy for sea-wave applications optimizing the produced power.

VI. CONCLUSION

In this paper, a mixed 2-D FEM analytical solution dynamic model has been developed enabling magnet skew consideration in the Cartesian coordinate system in linear permanent magnet generators. The proposed methodology requires very reduced computational means and has been introduced in the control system of a sea-wave energy extraction plant enabling to optimize efficiency. The experimental validation has shown that the system efficiency can attain the level of 22%, which is considered very promising for this class of applications.

REFERENCES

- [1] O. Danielson, M. Leijon, and E. Sjöstedt, "Detailed study of the magnetic circuit in a longitudinal flux permanent-magnet synchronous linear generator," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 9, pp. 2490–2495, Sep. 2005.
- [2] M. Leijon, H. Bernhoff, O. Agren, J. Isberg, J. Sundberg, M. Berg, K. E. Karlsson, and A. Wolfbrandt, "Multiphysics simulation of wave energy to electric energy conversion by permanent magnet linear generator," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 1, pp. 219–224, Mar. 2005.
- [3] N. M. Kimoulakis, A. G. Kladas, and J. A. Tegopoulos, "Power generation optimization from sea waves by using a permanent magnet linear generator drive," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 6, pp. 1530–1533, Jun. 2008.
- [4] J. H. Choi, J. H. Kim, D. H. Kim, and Y. S. Baek, "Design and parametric analysis of axial flux PM motors with minimized cogging torque," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 5, pp. 2855–2858, May 2009.
- [5] J. Faiz, M. Ebrahimi-Salari, and G. Shahgholian, "Reduction of cogging force in linear permanent magnet generators," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 1, pp. 135–140, Jan. 2010.
- [6] N. M. Kimoulakis, A. G. Kladas, and J. A. Tegopoulos, "Cogging force minimization in a coupled permanent magnet linear generator for sea wave energy extraction applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1246–1249, Mar. 2009.
- [7] K. Yong-Jae, H. Suk-seung, and J. Yu-Seok, "Cogging force reduction of a stationary discontinuous armature PM-LSM by magnet segmentation," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 6, pp. 2750–2753, Jun. 2009.
- [8] T. Yamaguchi, Y. Kawase, and S. Sano, "3-D finite-element analysis of skewed squirrel-cage induction motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, pp. 969–972, Mar. 2004.
- [9] H. De Gersem, K. Hameyer, and T. Weiland, "Skew interface conditions in 2-D finite-element machine models," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 3, pp. 1452–1455, May 2003.
- [10] G. D. Kalokiris, T. D. Kefalas, A. G. Kladas, and J. A. Tegopoulos, "Special air-gap element for 2D FEM analysis of electrical machines accounting for rotor skew," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 5, pp. 2020–2023, May 2005.
- [11] A. Razeq, J. Coulomb, M. Feliachi, and J. Sabonnadiere, "Conception of an air-gap element for the dynamic analysis of the electromagnetic field in electric machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-18, no. 2, pp. 655–659, Mar. 1982.
- [12] K. F. Rasmussen, J. H. Davies, T. J. E. Miller, M. I. McGelp, and M. Olaru, "Analytical and numerical computation of air-gap magnetic fields in brushless motors with surface permanent magnets," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, pp. 1547–1554, Nov.–Dec. 2000.
- [13] B. L. J. Gysen, E. A. Lomonova, J. J. H. Paulides, and A. J. A. Vandenput, "Analytical and numerical techniques for solving Laplace and Poisson equations in a tubular permanent magnet actuator: Part II. Schwarz–Christoffel mapping," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 7, pp. 1761–1767, Jul. 2008.
- [14] R. Wang, H. Mohellebi, T. J. Flack, M. J. Kamper, J. D. Buys, and M. Feliachi, "Two-dimensional Cartesian air-gap element (CAGE) for dynamic finite-element modeling of electrical machines with flat air gap," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 2, pp. 1357–1360, Mar. 2002.

Coupled Computation of Electric Motor Design and Control Parameters based on Ant Colonies Speed Trajectory Optimization

Evangelos M. Tsampouris¹, Panagiotis E. Kakosimos², and Antonios G. Kladas³

^{1,2,3} Department of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens
9 Iroon Polytechniou Street, Zografou, 15780, GREECE

The multiplicity of operational and technical specifications, characterizing the design of electric drives, favors the application of coupled computation techniques. When the combined optimization of steady-state and transient-state operation is required in terms of energy efficiency versus speed performance, the coupled computation of electric motor design and control parameters can be utilized. In this paper, a particular electric motor design technique is introduced, based on the simultaneous optimization of motor steady-state performances and speed controller transient responses. The proposed methodology has been applied for the optimization of a Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) drive and offered practical reduction of the complex optimization criterion cost when compared to the decoupled approach. Implementation of the resulting drive system has been undertaken, and overall performance improvements have been experimentally validated.

Index Term— Ant colony optimization, Design optimization, Energy efficiency, Performance evaluation, Permanent magnet machine.

I. INTRODUCTION

DESIGN and control of traction motors based on multi operating points performance and efficiency criteria is nowadays a common place. This has been the result of numerous contributions, on the enhancement both of the design and control methodologies, applicable to electric drives [1]. Despite the extensive diffusion of methodologies, little work has been done on the integration of these tools on a system-design suit [2]. Moreover, a coupled optimization of the overall system is yet to be addressed.

In this paper a particular design concept is introduced, for the coupled computation of design and control parameters of electric motors, based on the optimization of the motor speed transient response. Specifically, an Ant Colony Optimization (ACO) routine has been developed for the computation of optimum motor speed trajectories, based on an integral drive system model. The latter has been coupled to a 0th order Rosenbrock-based motor design optimization routine, presented in previous work [3].

The proposed algorithm offered improved convergence characteristics, when compared to the decoupled motor geometry and controller gain optimization. The resulting drive system configuration has been experimentally tested under several control input profiles and efficiency improvements have been experimentally validated.

II. SYSTEM LAYOUT AND OPERATION

The optimization suit comprises of the motor geometry and the speed trajectory optimization modules (modules "A" and "B" respectively), as illustrated in Fig. 1 and eq. (1).

At k-iteration, each module contributes to a subset of the objective function terms. For the evaluation of these terms, iterative calls to particular system models are generated by the optimization modules A and B. More specifically, module A

iteratively calls the 2D FEM of the PMSM in order to compute its steady-state performance characteristics, through a two-step analysis, described in paragraph II-A. Module B, respectively, calls an integral Matlab/Simulink model of the vector controlled, Maximum Torque Per Ampere (MTPA), PMSM drive, in order to assess the dynamic performances of the motor, in terms of energy consumption versus speed response time (paragraph II-B). This has been achieved by interfacing an ACO routine with the drive system model that enabled the computation of optimum acceleration paths for each geometry under consideration.

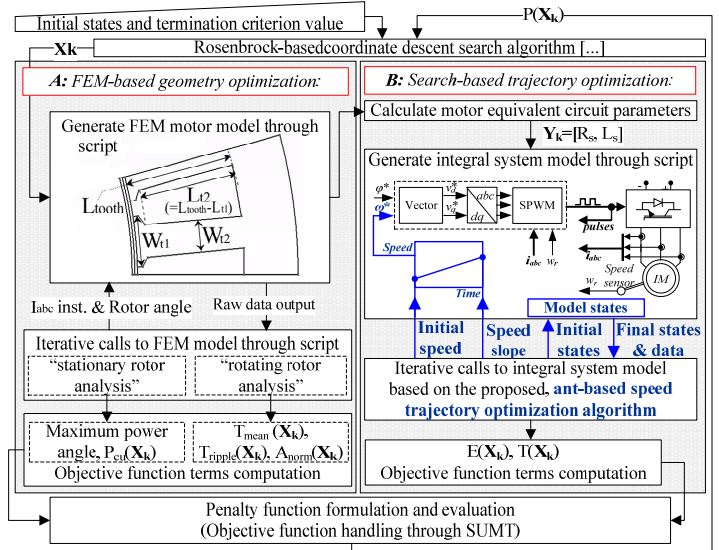


Fig. 1. Optimization system layout.

$$P^k(\mathbf{X}_k) = G_1 \frac{T_{mean}(\mathbf{X}_k)}{T_{mean}(\mathbf{X}_0)} + G_2 \frac{T_{ripple}(\mathbf{X}_k)}{T_{ripple}(\mathbf{X}_0)} + G_3 A_{norm}(\mathbf{X}_k) + G_4 \frac{T_{mean}(\mathbf{X}_k)}{\sqrt{P_{cu}(\mathbf{X}_k)}} + G_5 \frac{C(\mathbf{X}_k)}{C(\mathbf{X}_0)} + G_6 \frac{E(\mathbf{X}_k)}{E(\mathbf{X}_0)} + G_7 \frac{T(\mathbf{X}_k)}{T(\mathbf{X}_0)} + R^k \sum 1/(g_i(\mathbf{X}_k)), \quad R^k > 0 \quad (1)$$

where: $\mathbf{X}_k = [L_{100th}^k, W_{11}^k, W_{12}^k]$ (see also Fig.1)

$G_l - G_7$: weight coefficients $\in (0,1)$

T_{mean}, T_{ripple} : mean, ripple torque (N*m)

P_{cu} : copper loss (W)

A_{norm} : 3rd and 5th h. EMF normalized amplitudes sum

$C(\mathbf{X}_k)$: technical cost terms, modeling manufacturing cost variations with the winding fill factor and the slot shape respectively, of the form of eq.(2), as described in [3].

$$C(\mathbf{X}_k) = C_1 \left(\frac{L_{100th}^k}{L}, \frac{W_{12}^k}{W} \right) + C_2 \left(\frac{W_{11}^k}{W_{12}^k}, \frac{W_{12}^k}{L_{100th}^k} \right) = \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^3 a_{ij} \exp \left(- \left(\frac{(x_i - b_{ij})}{c_{ij}} \right)^2 \right), (L, W) = \max(L_{100th}, W_{12}) \quad (2)$$

$E(\mathbf{X}_k) \Big|_{(G_E E(\mathbf{X}_k) + G_T T(\mathbf{X}_k))_{opt}}$: Energy consumption (mWh)

$T(\mathbf{X}_k) \Big|_{(G_E E(\mathbf{X}_k) + G_T T(\mathbf{X}_k))_{opt}}$: System response time (sec),

both calculated for 0% - 100% acceleration, under 2nd order static load torque - speed characteristic, for the optimum acceleration path case (eq.(3)).

G_E, G_T : gain coefficients (Wh⁻¹, sec⁻¹).

These model-based and search-based computations are finally used for the evaluation of the proposed penalty function formula, given in eq. (1).

The proposed multi-objective function formula is an expansion of the classical form, used for the optimization of steady-state motor performances [2]-[4]. The main concept of the proposed modification is to investigate the possibility of developing system level design strategies, in the case of high performance electric drives, in a way that expands the traditional multi-objective basis by including both steady state and transient state performance as well as technical cost criteria.

The novelty of this contribution relies on the constitution of the particular speed trajectory optimization module, based on ACO, which allows for a weighted estimation of the traction system dynamic performance during motor design, on the basis of energy consumption (E) versus response time (T).

The methodology has been applied to optimize a Fractional Slot single layer Concentrated Winding (FSCW) PMSM, with surface permanent magnet topology. In a first step, an estimation of the motor structure is achieved by considering classical machine design techniques. Table I summarizes the basic properties of the surface mounted PMSM prototype.

TABLE I
MACHINE PROTOTYPE DESIGN CHARACTERISTICS (DIMENSIONS IN MM)

General		Number of phases	3
		Number of poles	28
		Motor active length	100
		Magnet inner radius	32.75
Rotor		Magnet (rotor) outer radius	35.75
		Magnet angle	9.78 deg
Gap		Gap width	0.50
Stator		Stator outer radius	50

Parametric 2D FEM of the PMSM is then introduced, by utilizing convenient Matlab scripting.

A. FEM based geometry optimization

At k-iteration, two sets of magnetostatic analyses, determine steady-state performances. During the "stationary

rotor analysis", phase shifting of the stator currents occurs, enabling the calculation of maximum power angle and respective copper loss. This power angle is then kept constant through the next "rotating rotor analysis" stage, by synchronously rotating the rotor and stator MMFs. During this second set of analyses, all the steady state performance terms are calculated and sent to the penalty function evaluation module.

Figs. 2a and 2b show FEM solution snapshots during the first iteration ($k=1$), in the case of the "stationary rotor analysis", involving different loading levels of the PMSM. These figures illustrate the circumferentially inhomogeneous magnetic field distribution created by the fractional slot windings in the machine, accentuating local saturation effects and non-linear behaviour with current.

Figs. 2b and 2c, respectively, present snapshots of the "rotating rotor analysis" for the same stator currents and different rotor angular displacements, corresponding to the PMSM synchronous operation. These figures show the important impact that small internal angle variations have on the flux distribution and saturation level in this type of machines. During each call the PMSM geometry is reconstructed and retriangulated through an external Matlab-Lua interface script. The respective FEMs contain, in average, 34500 nodes.

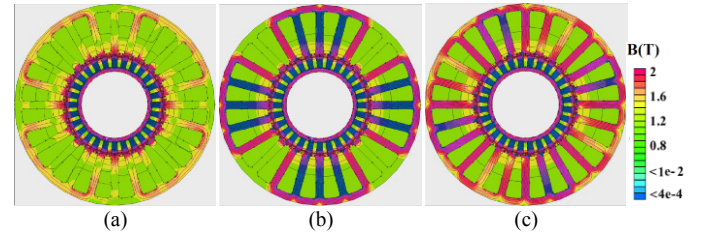


Fig. 2. FEM solution snapshots. (a)-(b) "stationary rotor analysis". (a) no load. (b) full load condition. (b)-(c) "rotating rotor analysis". (b) 0 deg. (c) 360/28/2 deg. rotor angular displacement.

B. Search based trajectory optimization

In order to additionally account for the dynamic performance of the PMSM, a combinative, energy consumption versus response time criterion has been introduced. The later is calculated under properly specified control input, so that comparable performances can be acquired.

For each design input vector \mathbf{X}_k a corresponding vector of stator equivalent circuit parameter values, $\mathbf{Y}_k = [R_s, L_s]$, is generated. (R_s and L_s is the phase resistance - inductance of the PMSM stator, calculated directly by the FEM script). A stochastic search process, based on ACO, is then applied on the resulting system model and the optimum acceleration path of the PMSM, satisfying eq.(3), is computed.

$$\left(G_E E(\mathbf{X}_k) + G_T T(\mathbf{X}_k) \right)_{opt} = \min_{path=1,2,\dots,PATH} (G_E E^{path}(\mathbf{X}_k) + G_T T^{path}(\mathbf{X}_k)) \quad (3)$$

The proposed search algorithm methodology, integrated in the optimization module B of the developed system-level design suit, is graphically explained in Fig. 3.

As described in this figure, the proposed algorithm applies a stochastic search, over a quantized speed-time 2D space. At

the j^{th} -step of the m^{th} -ant during l^{th} -iteration, N input speed ramps, corresponding to N different speed slopes are simulated over a user defined time window (T_{sim}). For each one of the N simulations, energy consumption ($E(n,j,m,l)$) and estimated system response time ($T(n,j,m,l)$) are stored, along with the final states of the integral model. Results are then used to populate the cost matrix $[C_{dyn}(X_k)] = G_E[E(X_k)] + G_T[T(X_k)]$. That is the model output matrix, which in combination with the pheromone matrix of the ACO algorithm is used in order to select the optimum j^{th} -path segment, of the m^{th} -ant during l^{th} -iteration [5]. The procedure is then repeated, after updating the initial states of the Simulink model, until all the M ants have reached the target speed level or travelled for J path segments for the l^{th} -time. In this stage, the best of the M paths (each one divided to a maximum of J segments) is selected and stored. The whole procedure is then restarted, for the $(l+1)^{\text{th}}$ iteration, after the ant pheromone is decayed and updated [5].

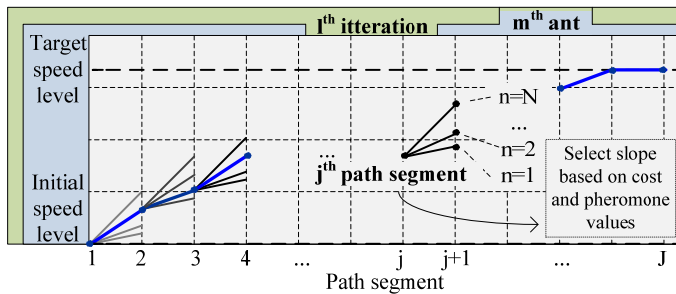


Fig. 3. Graphical explanation of the proposed ant colony speed trajectory optimization algorithm.

The algorithm stops when in a single iteration the standard deviation of path cost values ($1 \times M$ matrix) drops below 5%. The proposed termination criterion offers a convenient compromise between accuracy and computational cost, resulting to an average of 37 iterations for a complete run.

The proposed design of the ACO routine enables the coupled computation of PMSM control and design parameters that affect motor dynamic performance, in terms of transient energy consumption versus transient response time. The optimum acceleration path of the drive is finally selected during the k^{th} -iteration of the main Rosenbrock based search routine. Under this control input, the minimum dynamic performance cost (term $G_6 \frac{E(X_k)|_{(G_1 E(X_k) + G_7 T(X_k))_{opt}}}{E(X_0)} + G_7 \frac{T(X_k)|_{(G_1 E(X_k) + G_7 T(X_k))_{opt}}}{T(X_0)}$

of eq.(1)) is computed. The search for the optimum motor geometry is now guided from an updated penalty function formula, which expands the objectives of the optimization to a system-oriented, rather than a component-oriented level.

III. RESULTS AND DISCUSSION

The methodology has been applied to optimize the FSCW PMSM of Fig. 2. Fig. 4 presents the calculated acceleration trajectories, during the 1st iteration of the main search routine ($k=1$) for the run (i) 10, 20, 30 and 40 of the proposed speed trajectory optimization algorithm. In the case considered, 10 ants ($M=10$) travel for a maximum of 20 path segments ($J=20$) while choosing between 10 slopes of the speed ramp ($N=10$). A 20msec simulation interval (T_{sim}) per path segment has been

selected. Factors G_E and G_T have been set to handle energy consumption and response time criteria with equal priorities, while the PMSM operates under the static load torque-speed characteristic of eq. (4).

$$T = T_0 + T_2 w^2 = 0.1 T_{nom} + 0.9 T_{nom} w^2 \quad (4)$$

where w is the normalized mechanical speed of the PMSM.

Fig. 4. illustrates the convenient convergence characteristics of the proposed ACO. In all the cases considered, the algorithm has converged to the optimum path and required a maximum of 53 cycles ($L_{max}=53$). The resulting optimum path of Fig. 4d approaches a parabolic curve, due to the direct impact that load torque profile has on the selection mechanism. The proposed ACO resets during each call to the main Rosenbrock search routine, while contributing the cost terms E and T , linked to the dynamic motor performance.

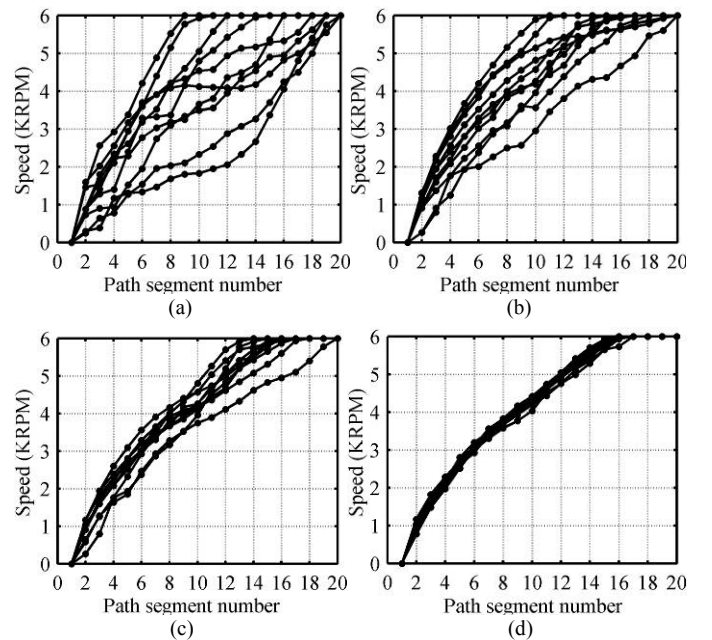


Fig. 4. Proposed ACO algorithm. (a) $i=10$. (b) $i=20$. (c) $i=30$. (d) $i=40$.

The optimized output of the design suit is compared to the initial user input in Table II, in the case of unary weight coefficient gains ($G_1=G_2=\dots=G_7=1$). Fig. 5 compares the optimized speed trajectories of the respective PMSM configurations.

TABLE II
OPTIMIZED PMSM DESIGN - EQUIVALENT CIRCUIT PARAMETER VALUES

Var.	Initial	Optimized	Change (%)
L_{tooth} (mm)	18.8	18.46	- 1.8
W_{l2} (mm)	4.6	4.74	3.04
W_{t1} (mm)	3.7	3.61	- 2.43
R_s (Ω)	0.401	0.395	- 1.50
L_s (mH)	4.74	4.96	4.64

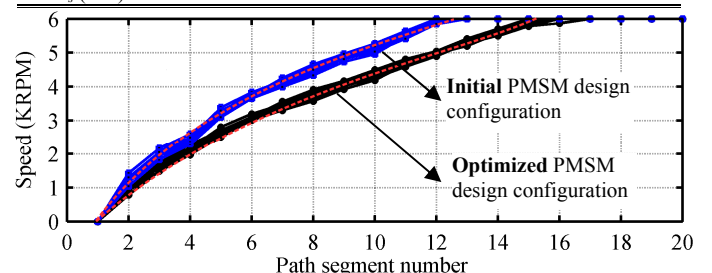


Fig. 5. Optimum acceleration paths of the PMSM drive.

As can be observed, even the performed fine tuning on the stator optimization vector \mathbf{X}_k , have a considerable effect on motor equivalent circuit parameters vector (\mathbf{Y}_k) and consequently on the optimum acceleration path of the resulting MTPA vector controlled drive. Such a phenomenon has to be addressed during the design of high performance PMSMs, destined for high load variability drives that are supplied by battery energy storage devices.

IV. EXPERIMENTAL VALIDATION

The optimized geometry has been introduced in a PMSM prototype (Figs. 6a-6b), which has been integrated to the experimental test bench of Fig. 6c. The later utilizes two Texas Instruments F2812 DSPs, along with data acquisition equipment, implementing precise vector control of the PMSM under controllable speed-load torque input. The simulated optimum acceleration path of Fig. 5 as well as two detuned reference inputs are emulated. E and T terms are measured. Simulated and experimental results are then compared in Table III. The good agreement of measured and simulated performances, presented in Table III, under the speed input profiles of Fig. 7, validate the accuracy of the proposed modeling methodology. Additionally, the experimental validation of the computed optimum acceleration performance confirms the suitability of the proposed ACO routine in the specific class of applications.

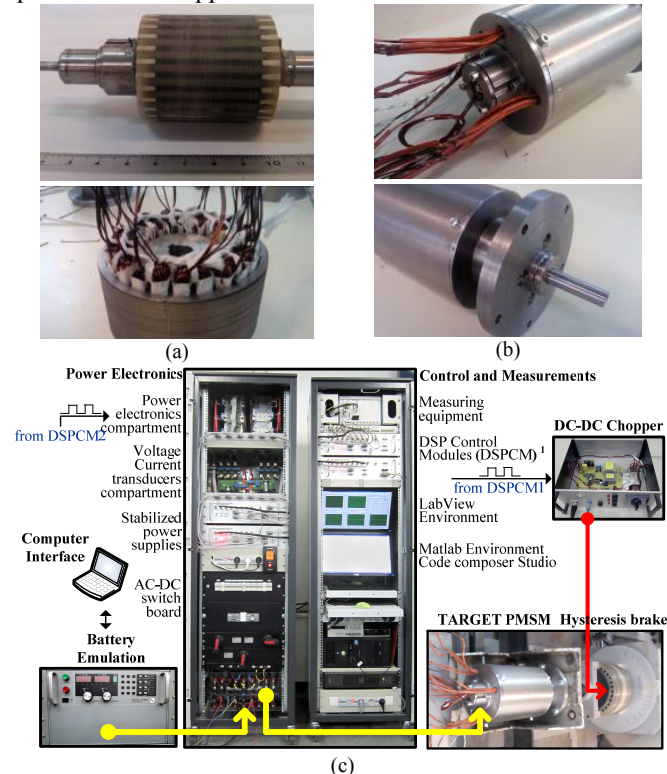


Fig. 6. Experimental validation. PMSM (a) rotor and stator (b) housing. (c) PMSM MTPA vector control drive and programmable load.

TABLE III

COMPARISON OF MEASURED AND SIMULATED E AND T VALUES						
Trajectory	Simulated			Measured		
	$E(mWh)$	$T(msec)$	$G_E E + G_T T$	$E(mWh)$	$T(sec)$	$G_E E + G_T T$
1	52.7	74	1.93	54.3	74	2.03
2	34.4	140	1.87	36.1	142	1.94
Optimized	39.3	96	1.64	41.9	97	1.73

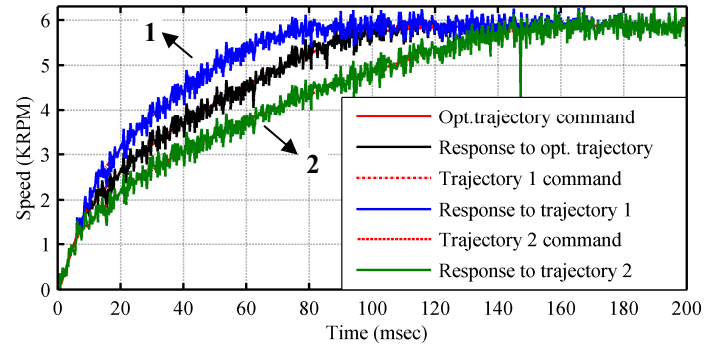


Fig. 7. Measured acceleration trajectories of the PMSM drive.

Finally, the practical importance of the methodology presented is validated by the measured variation of the complex optimization formula values under dynamic operation, $[C_{dyn}(\mathbf{X}_k)]$, with the motor speed response time. As can be observed by comparing Fig. 7 with Table III, a 20% change of the optimum speed response time, increases the overall dynamic performance cost of the drive system by a considerable 12%. As shown in Fig. 5, such a variation of the optimum response time can occur during motor design optimization, which also validates the practical importance of the proposed coupled computation.

V. CONCLUSIONS

A method for the coupled computation of electric motor design and control parameters, based on the ACO of the motor speed transient response was introduced. The later was applied to optimize an FSCW PMSM drive and provided system-oriented design capabilities combined with the experimentally verified method on the motor dynamic performance. The proposed ACO routine involves reduced memory space and execution time requirements, related to the dynamic operation cost of the drive system, when compared to the decoupled approach, while it can be easily implemented in a real-time, embedded speed controller.

ACKNOWLEDGMENT

This research has been co-financed by the European Union (European Social Fund – ESF) and Greek national funds through the Operational Program "Education and Lifelong Learning" of the National Strategic Reference Framework (NSRF) - Research Funding Program: Heracleitus II.

REFERENCES

- [1] A.M. El-Refai, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no 1, pp. 107-121, 2010.
- [2] A. Sarikhani and O.A. Mohammed, "Multiobjective Design Optimization of Coupled PMSM-Drive Using Physics-Based Modeling Approach," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no 5, pp. 1266-1269, 2011.
- [3] E.M. Tsampouris, M.E. Beniakar and A.G. Kladas, "Geometry Optimization of PMSMs Comparing Full and Fractional Pitch Winding Configurations for Aerospace Actuation Applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol.48, no.2, pp.943-946, Feb. 2012.
- [4] K. Jeonghu, M. Seungjae and H. Jung-Pyo, "Optimal Stator Design of Interior PM Motor to Reduce Torque Ripple Using the Level Set Method," *IEEE Trans. Magn.*, vol.46, no.6, pp.2108-2111, June 2010.
- [5] M.S. Kwang and H.S. Weng, "Ant colony optimization for routing and load-balancing: survey and new directions," *IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics*, vol.33, no.5, pp. 560- 572, Sept. 2003.

Overview of the Alternative Topologies of Linear Generators in Wave Energy Conversion Systems

Panagiotis E. Kakosimos^{1,a}, Evangelos M. Tsampouris^{2,b},
Nikolaos M. Kimoulakis^{3,c}, and Antonios G. Kladas^{4,d}

^{1,2,3,4}Full Faculty of Electrical and Computer Engineering, national Technical University of Athens, 9 Iroon Polytechniou Street, 15780 Athens, Greece

^apanoskak@gmail.com, ^betsab@central.ntua.gr, ^ckimnikos@central.ntua.gr,
^dkladasel@central.ntua.gr

Keywords: Linear generators, permanent magnet machines, wave energy conversion systems.

Abstract.

Several operation principles and generator types have been developed because of the growing interest for the wave energy conversion systems (WECSs). A WECS is demanded to be more efficient so that the overview of the already developed systems is necessary. An overview of the different operation principles and the various linear generator types is presented analyzing the advantages and the disadvantages. Finally, a complete scheme gathering the most vital characteristics is introduced.

Introduction

In the recent years the advances and trends in renewable energy resources constitute the focal point of the research community. The increasing interest is followed by the development of innovative schemes in each realm of the renewable energy exploitation presenting remarkable concepts. Specifically, in the sea wave energy conversion systems, with the notably rapid development, several machine types and designs have been proposed in literature furthering also the advances in magnetic materials and their applications. The most promising type of such machines is the linear generator owing to the numerous advantages.

The main target of this paper is to provide an overall perspective on several types of the existing wave generator configurations presenting their advantages and disadvantages. The various linear wave machine topologies are classified in categories depending on the applications that can be employed and the underlying overall system principles. Among the prevalent machine designs are the tubular, the transverse flux, the octagonal and the square shaped generators with skewed mounted permanent magnets.

Linear Generator Topologies

Wave Energy Conversion System Principles. Predominant machine type for sea wave energy extraction is the linear generator owing to the overall system simplicity to follow sea wave oscillating movement and thus exploiting efficiently maximum amount of energy. Cylindrical shaped machines demand complex mechanical parts in order to be capable of transferring wave energy as the wave propagation is necessary to be transformed into rotational movement.

Several configurations exist so as to capture ocean wave energy depending on different working operation principles. Some systems are based on the Archimedes Wave Swing (AWS) in order to convert ocean wave energy into electric energy without a floating buoy but with the employment of an air filled chamber [1 - 2] and others such as the oscillating water column and the wave pump [3]. Some other configurations consist of a floating buoy on the ocean surface and the mounted generator at the sea bottom [4]. However, the machine is less vulnerable in storms when it is submerged into the water, but cooling problems and hydraulic and pneumatic intermediaries tend to

cause failures requiring high maintenance cost [5]. Avoiding the construction and operational difficulties; the best practice is the generator not to be submerged into the water [6]. The latter one configuration is featured by its simplicity due to the fact that there is no need for the generator to be constructed for a water persistent operation.

Archimedes Wave Swing (AWS). The AWS operation principle is based on the oscillating movement of the sea waves causing the pressure levels to increase and decrease successively under the sea surface as the wave propagates. In order to exploit this pressure variation some researchers have introduced a cylindrical air-filled chamber with a movable lid [1-2] Fig. 1 illustrates a schematic view of an AWS system. The waves move this floater in vertical direction forcing the air inside the chamber to be compressed. When the air pressure becomes larger than that of the wave, then the volume inside the chamber increases. Electrical energy can be extracted by exploiting this linear movement.

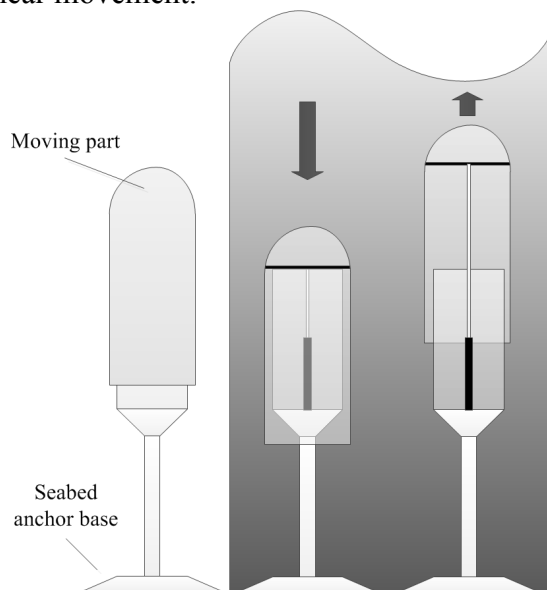


Fig. 1 AWS operation principle.

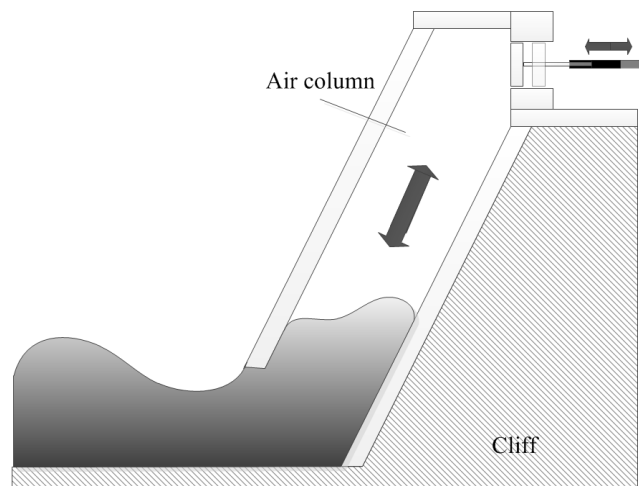


Fig. 2 OWC operation principle.

The advantages and disadvantages of the AWS rely on the same reason, the completely submerged system. Such systems are less vulnerable in abrupt weather condition variations as well as are not visible gaining the public acceptance. However, the high maintenance cost demanded by the severe environmental conditions, such as the corrosion of metals, and the disturbance of the marine life are two disadvantages of vital importance.

Oscillating Water Column (OWC). The most developed of the shoreline devices are based on the OWC operation principle. An OWC system consists of an air chamber and a piston as shown in Fig. 2 [3]. When a wave enters inside the air column forces the air in the column to push the moving piston at the end; when the wave retreats, the air will be drawn back and the piston will return in the initial position. Large scale constructions are required in order the OWC operation principle to be employed. There is demand for concrete constructions in the shoreline allowing the waves to directly act pressure on the air column.

Floating Buoy on the Sea Surface. The linear generator mounted at the seabed is connected with a floating buoy on the sea surface with a tether [7] as shown in Fig. 3. The moving part of the generator is driven by the motion of the buoy and counteracted by a fixed at the bottom sea spring. The latter one constitutes the main deficiency factor for applications based on complicated parts at the bottom of the sea. Precautions have to be taken into consideration in order the spring extension or compression capacity not to affect its elasticity because of the hard replacement conditions.

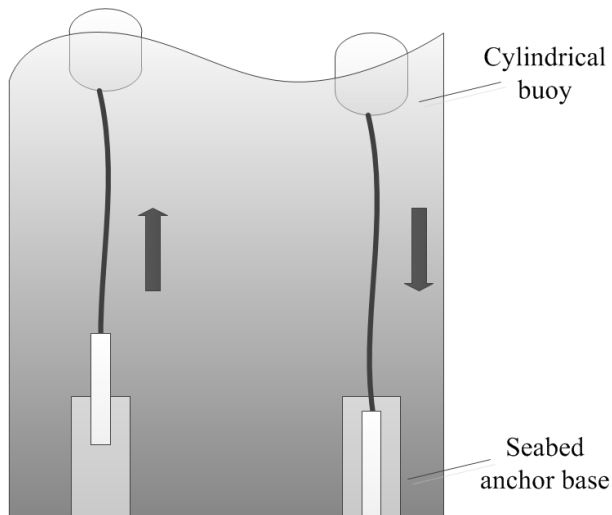


Fig. 3 Mounted piston at the bottom of the sea.

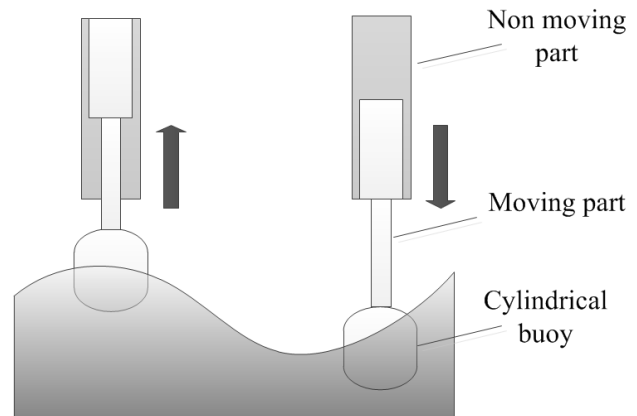


Fig. 4 Floating buoy and piston on the sea surface.

However, due to the difficulties arising from the submerged systems, the most appropriate technique is the total system to be partially above the sea surface. Fig. 4 describes such systems where a cylindrical buoy follows the oscillating movement of the waves transferring the energy to the translator with the mounted permanent magnets. A platform for the placement of the non moving parts is also necessary to be constructed, but there is no need for a spring because the translator uses its gravity to return to the initial position. These two considerations employing the floating buoy face similar difficulties.

Alternative Linear Generator Types. Regardless the operation principle the most common generator type as already mentioned is the linear generator because of the total structure's simplicity and effectiveness as directly exploits the incident wave. The first alternative linear generator type is the tubular generator allowing the electromagnetic thrust density to be improved because the force-to-weight ratio of such machines has been proved to be higher than the flat linear topology [7]. An octagonal generator may be closer to the desirable cylindrical shape than a four- or six- sided machine achieving a suppression of the power fluctuations and more even electromagnetic-force (EMF) distribution between the stator and the translator [8]. The transverse flux machines are being employed in wave applications because tend to present much higher force density, but the significant eddy current losses decrease machine efficiency [9], [10]. The construction of the aforementioned linear generator types are more complicated than a four-sided generator, which means also increased maintenance cost.

Tubular Generator Topology. The use of a tubular machine as a linear generator for the heavy-buoy wave energy conversion allows the improvement of the force density N/m^3 . The force-to-weight ratio of such machines has been proved to be higher than the flat linear topology [7].

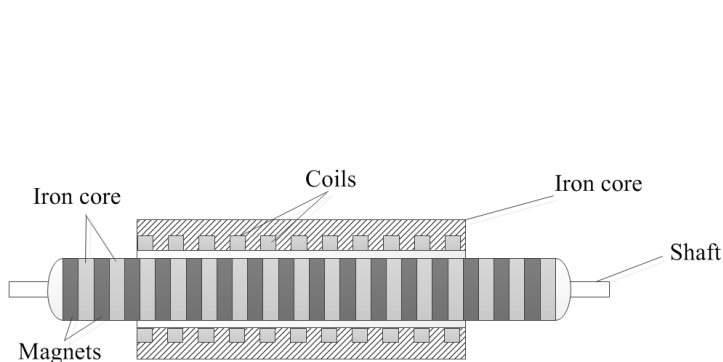


Fig. 5 Tubular generator topology.

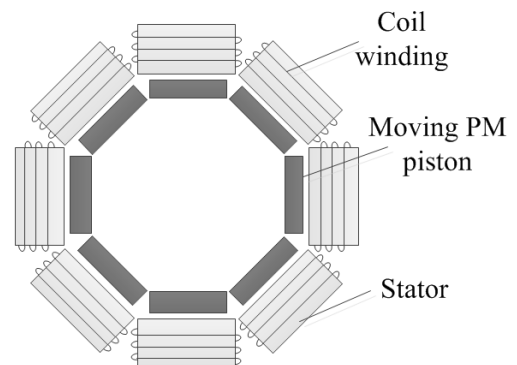


Fig. 6 Octagonal linear generator topology.

Octagonal Linear Generator Topology. An alternative of the cylindrical machine type is the linear longitudinal-flux generator of octagonal shape shown in Fig. 6 [8] presenting a substantial reduction in power fluctuations and voltage harmonics. The construction of the aforementioned linear generator types are more complicated than a four-sided generator, which means also increased maintenance cost.

Transverse Flux Generator. The transverse flux machines are being employed in wave applications because they tend to present much higher force density, but the significant eddy current losses decrease machine efficiency [9].

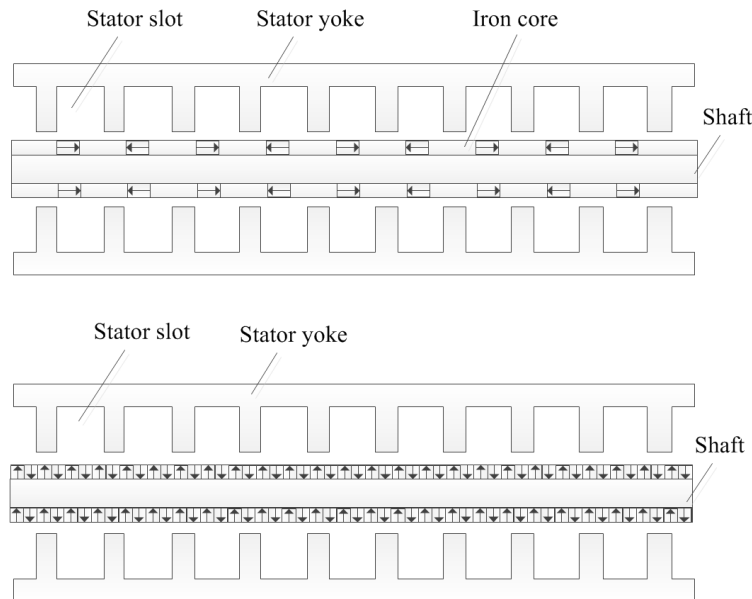


Fig. 7 Schematic view of the transverse flux generator type.

Proposed Linear Generator. A system configuration gathering all the advantages from the aforesaid technologies and principles is a linear generator placed at a platform with a floating buoy on the ocean surface. In order this system configuration to be feasible necessitates a platform and therefore refers to offshore power generation. The direct exploitation of the incident wave without the presence of complex additional mechanical parts increases overall system performance [11]. Cogging force levels are increased compared to the tubular generator but research has shown that can be improved by the proper magnet inclination [12], as shown in Fig. 8, facilitating also the applied control technique and enabling to optimize overall system performance [13], [14].

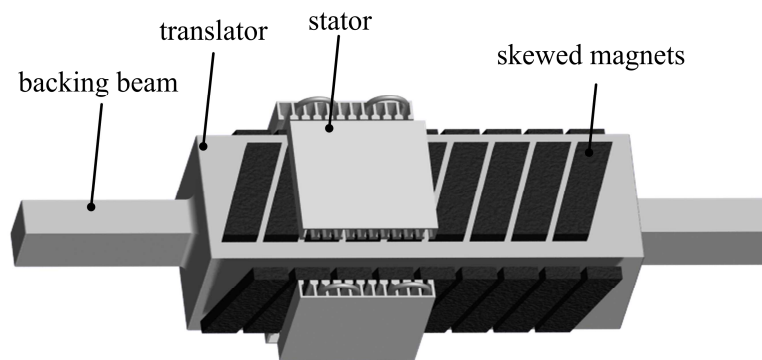


Fig. 8 Linear generator with skewed mounted permanent magnets.

Fig. 9 depicts the measured sea wave time variation with duration of 30 s and the respective simulated voltage under load condition for one of the phases of the LPM [15].

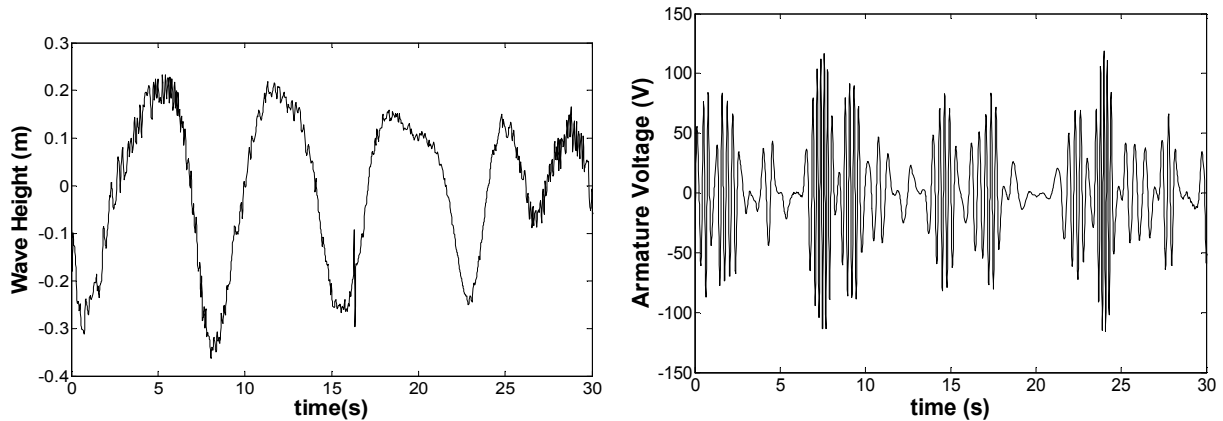


Fig. 9 Measured sea wave time variation with duration of 30 s and the respective simulated voltage under load condition for one of the phases of the LPM.

The time variation of developed cogging force F_t as a function of w/w_p ratio is illustrated in Fig. 10, where w is the magnet width and w_p is the pole pitch length. 2D FEM analysis has shown that the cogging force F_t can be eliminated, by using a ratio w/w_p equal to 0.7 that corresponds to a permanent magnet of 3.15 mm width and of 5.14 height for the desired cross section of 160 mm^2 . A constant cross section of 160 mm^2 was chosen and a variety of dimensions for parallelepiped shape were examined. Fig 10 depicts system configuration including magnet inclination illustrates the impact of magnet inclination on the cogging force F_t . It is obvious that magnet inclination limits cogging force, and consequently limits vibrations and speed ripple overcoming the presented disadvantage compared to the other types of LPMGs.

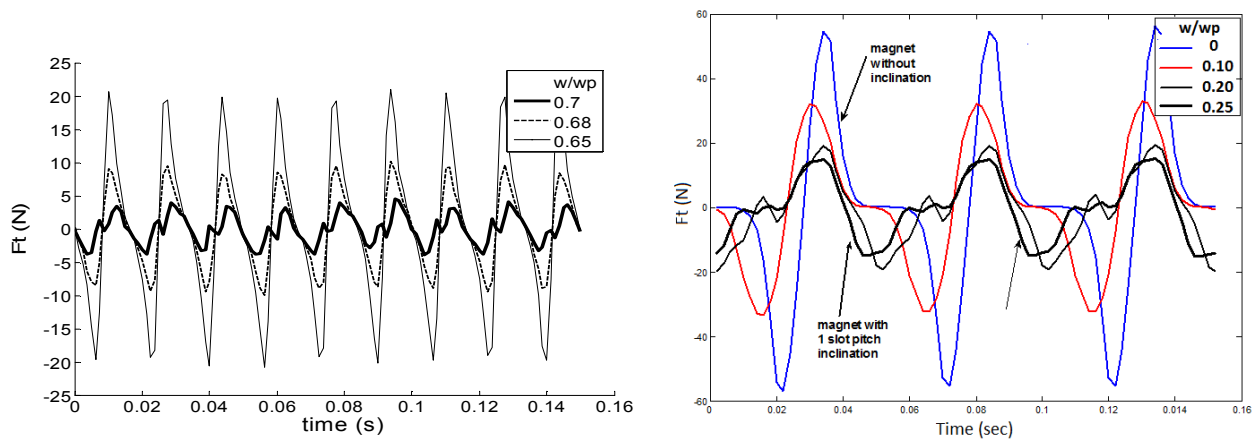


Fig. 10 Time variation of no load tangential electromagnetic force component F_t for a translator displacement of three pole pitches, under nominal linear velocity of 0.9 m/s and the examination of different cases of magnet inclination (where w is the magnet width and w_p is the pole pitch length).

Summary

The paper provides an overview of different wave energy conversion principles and possible linear generator types. The basic configurations and characteristics of various WECSs are described with their advantages and disadvantages. The promising linear permanent magnet generators have been studied examining various different topologies. A complete system with a linear generator with skewed mounted permanent magnets driven by the up and down movement of the attached floating buoy is proposed as the most appropriate for wave applications.

References

- [1] H. Polinder, B.C. Mecrow, A.G. Jack, P.G. Dickinson, and M.A. Mueller, "Conventional and TFPM Linear Generators for Direct-Drive Wave Energy Conversion," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, pp. 260-267, Jun. 2005.
- [2] H. Polinder, M.E.C. Damen, and F. Gardner, "Linear PM Generator System for Wave Energy Conversion in the AWS," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 19, pp. 583-589, Sep. 2004.
- [3] D. Elwood, S.C. Yim, J. Prudell, C. Stillinger, A. von Jouanne, T. Brekken, A. Brown, and R. Paasch, "Design, construction, and ocean testing of a taut-moored dual-body wave energy converter with a linear generator power take-off," *Renewable Energy*, vol. 35, pp. 348-354, Feb. 2010.
- [4] M. Leijon, O. Danielsson, M. Eriksson, K. Thorburn, H. Bernhoff, J. Isberg, J. Sundberg, I. Ivanova, E. Sjostedt, and O. Agren, "An electrical approach to wave energy conversion," *Renewable Energy*, vol. 31, pp. 1309-1319, Jul. 2006.
- [5] E. Agamloh, A. Wallace, and A. Vonjouanne, "A novel direct-drive ocean wave energy extraction concept with contact-less force transmission system," *Renewable Energy*, vol. 33, pp. 520-529, Mar. 2008.
- [6] K. Rhinefrank, E. Agamloh, A. Vonjouanne, A. Wallace, J. Prudell, K. Kimble, J. Aills, E. Schimdt, P. Chan, and B. Sweeny, "Novel ocean energy permanent magnet linear generator buoy," *Renewable Energy*, vol. 31, pp. 1279-1298, Jul. 2006.
- [7] V.D. Colli, P. Cancelliere, F. Marignetti, R. DiStefano, and M. Scarano, "A Tubular-Generator Drive For Wave Energy Conversion," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 1152-1159, Jun. 2006.
- [8] I.A. Ivanova, O. Agren, H. Bernhoff, and M. Leijon, "Simulation of wave-energy converter with octagonal linear generator," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 30, pp. 619-629, Jul. 2005.
- [9] K. Jung, "Couple compensation of magnetic forces of transverse flux linear induction motor," *Mechatronics*, vol. 15, pp. 919-931, Oct. 2005.
- [10] Nikolaos Tsouvalas, Ioannis Xydis, Ioannis Tsakirakis, Z. Papazacharopoulos, "Asynchronous motor drive loss optimization," *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 181, no.1-3, pp. 301-306, January 2007
- [11] N.M. Kimoulakis, P.E. Kakosimos, and A.G. Kladas, "Time Variation of Operational Characteristics for a Linear Permanent Magnet Synchronous Generator under Various Load Conditions," *Materials Science Forum*, vol. 670, pp. 252-258, 2011.
- [12] J. Faiz, M. Ebrahimi-Salari, and G. Shahgholian, "Reduction of Cogging Force in Linear Permanent-Magnet Generators," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, pp. 135-140, Jan. 2010.
- [13] N.M. Kimoulakis, P.E. Kakosimos, and A.G. Kladas, "Hybrid Technique for Dynamic Modelling of the Performance of Linear Generators with Skewed Mounted Permanent Magnets," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 11, pp. 906-909, May 2011.
- [14] N. M. Kimoulakis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, "Cogging Force Minimization in a Coupled Permanent Magnet Linear Generator for Sea Wave Energy Extraction Applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no 3, pp. 1246-1249, March 2009.
- [15] N. M. Kimoulakis, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Power generation by using a point-absorber wave energy converter coupled with linear permanent magnet generator," *7th Mediterranean Conference and Exhibition, on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion*, Agia Napa, Cyprus, 2010.

Power quality considerations for microgrids integrating pairs of mechanically coupled electrical machines driven by power converters

Evangelos M. Tsampouris^{1, a}, Panagiotis E. Kakosimos^{2, b},
Charalampos K. Patsios^{3, c} and Antonios G. Kladas^{4, d}

^{1, 2, 3, 4}National Technical University of Athens, Faculty of Electrical and Computer Engineering,
Lab. of Electrical Machines and Power Electronics, 9 Iroon Polytechniou st., 15773, Athens,
Greece

^aetsab@central.ntua.gr, ^bpanoskak@gmail.com ^chpatsios@gmail.com, ^dkladasel@central.ntua.gr

Keywords: Electrical drives, Locomotive microgrids, Power quality analysis, Traction applications.

Abstract. Microgrids integrating distributed motor-generator units are commonplace in locomotive and industrial applications. The behavior of these systems is dependent upon various design-operating parameters. However there is a distinct relation between power quality and power flow within these units. This paper presents an analysis of power quality measurements, depicting this interdependence. Respective results can be taken under consideration during power flow programming, enabling enhanced system operation.

Introduction

Power converters supplying electric motor drive systems are a common component of industrial microgrids. They interconnect local loads and power supply elements within the microgrid enabling controllable power flow. In addition, power converters can provide ancillary services, enabling power quality improvements within the microgrid and facilitating interconnection with the electrical power system [1]-[2].

Power quality monitoring within such microgrids is nowadays a matter of factual importance. Exploitation of the know-how acquired through measurements analysis can enable more efficient operation of the microgrid, thus minimizing running and maintenance costs [3]-[4]. Researchers interest on these subjects is steadily growing while advances in power electronics technology motivate further investigations.

Many previous works have presented power quality analysis results for converter-electric motor operation [5]-[8]. This paper focuses on a more complex topology of two AC and DC electrical machines mechanically coupled and driven by separate converters within a microgrid. In contrast to previous work, this paper examines the variation of both motor and generator side power quality indexes. Power quality tradeoffs are provided for different system settings and the interdependence between power quality and power flow within such generator-motor pairs is exploited.

Microgrid layout and PQ monitoring procedure

The topology, the number and the power rating of local loads integrated within an industrial microgrid depend on the power flow variation [9]. A modular approach is possible where electric drives can be paralleled and operated in a load sharing mode to facilitate optimum operation of equipment within the microgrid. Such configurations are standard in locomotive power-trains, as they offer time tested reliability, in conjunction with improved flexibility [10].

Fig. 1 illustrates a typical cluster of motor - generator pairs, operating along with the main traction motor. A 22KW DC motor along with 2Hp induction motors and 2.5KW DC generators have been used in order to implement the experimental setup. The main traction motor is driven by standard 4-quadrant thyristor converter, while induction motors are driven by distributed-dedicated IGBT inverters. All the DC generators coupled to the induction motors are interconnected through the system DC bus.

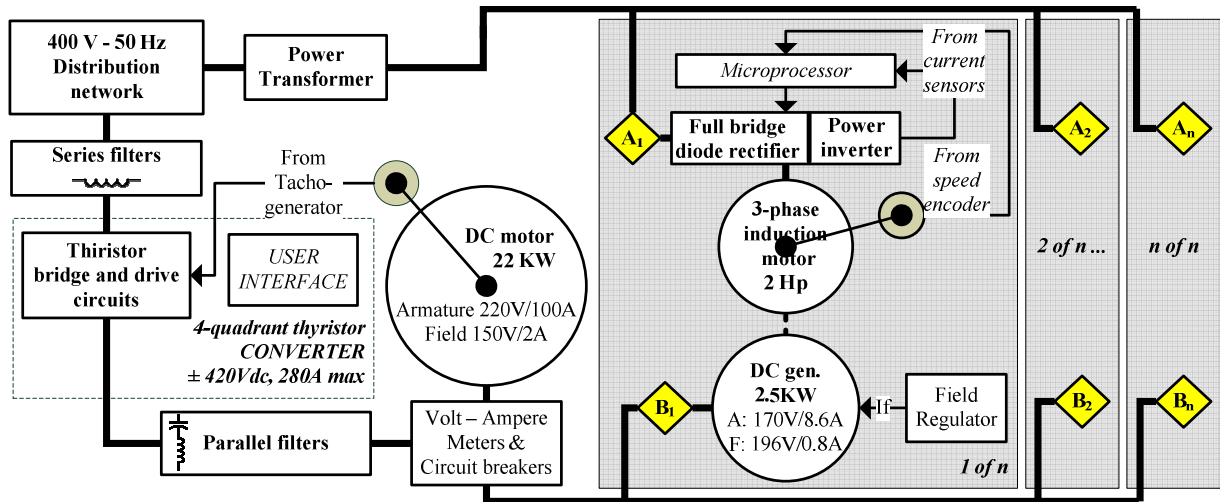


Fig. 1. Experimental microgrid block diagram based on distributed motor-generator units.

The experimental microgrid of Fig.1 has been designed in order to emulate the operation of electric powertrains within locomotive and industrial microgrids allowing for controllable power flow. In the specific configuration power flow is regulated through the main AC/DC thyristor converter as well as through the distributed DC/AC inverters. The first implements closed-loop speed control of the main traction motor, while distributed induction motors are operating under torque control. DSP-based vector controllers have been developed in order to ensure optimum operation of the distributed motor-generator pairs allowing for detailed power quality measurements. Fig. 2a illustrates the detailed block diagram of the n^{th} motor-generator pair. The experimental setup implementing the first motor-generator pair is depicted in Fig.2b.

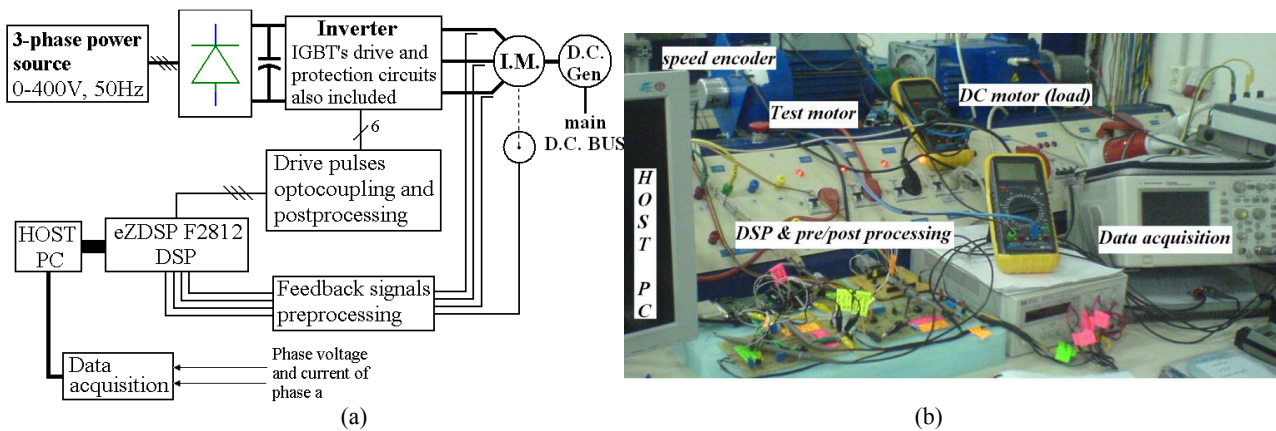


Fig. 2. Motor-generator distributed unit (a) block diagram (b) experimental setup

In order to achieve a clear interaction profile between motor and generator side power quality indexes, the number of mechanically coupled electrical machine pairs has been limited to two ($i=2$), while the main 22KW DC motor has been operated at nominal speed, no load conditions.

Data acquisition equipment has been utilized in order to monitor power quality at points A_1 and B_1 of the microgrid, as illustrated in Fig.1, and convenient power quality indexes have been calculated in each case.

Power quality measurements

Power quality measurements are conducted both at the AC and DC side of the generator-motor modules (points A_i , B_i respectively). Voltage and current waveforms recording and post-processing is undertaken under different power inverter switching frequency, field regulator output current as well as power flow settings. In a next step analysis, the impact of these parameter settings on power quality within each pair is explained.

Power quality measurements at test points A₁, A₂. Power quality at the AC system side is evaluated through current Total Harmonic Distortion (THD) index evaluations.

Initially, current waveforms at test points A₁, A₂ of the experimental setup are acquired. Fig. 3 shows current waveforms measured at point A₁ of the microgrid for 50% and 100% loading.

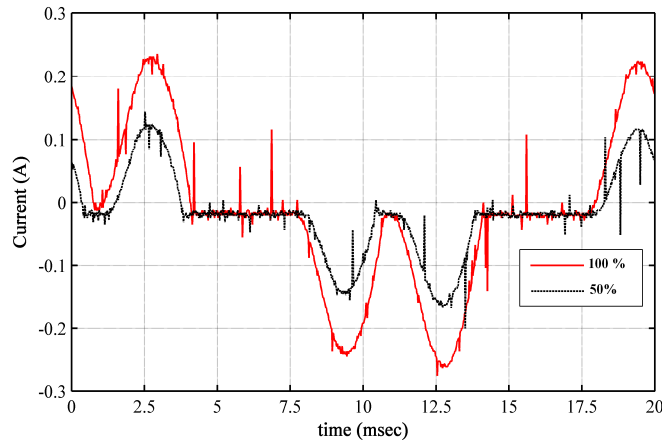


Fig. 3 Recorded current waveforms for different loading conditions at A₁ test point.

Current THD is calculated under several operating conditions and respective results are summarized in Table 1.

Table 1
Current THD(%) for Different System Settings – Test Points A₁ – A₂

Power (%)	Test Point	50		100	
		A ₁	A ₂	A ₁	A ₂
Sw. F (KHz)	1	91.05	91.10	68.21	68.25
	4	99.53	99.47	72.2	72.30
	9	111	110.42	81.3	81.85

Table 1 shows that a 100% increase of power flow within each pair, lead in an overall 26% reduction of current THD. Additionally, the good agreement between A₁, A₂ test point power quality measurements is illustrated. The later allows for the validation of measuring accuracy as pairs one and two operate under identical conditions. A current THD average standard deviation of 0.16% can be observed, which is typical for this class of measurement applications.

Power quality measurements at test points B₁, B₂. DC side power quality holds a key role in traction and locomotive microgrids emulated by the experimental setup of Fig.1. This is mainly due to the fact that distributed (auxiliary) as well as main traction motors are interconnected through the main DC bus of the system. Such architecture, commonly employed in nowadays traction systems, creates additional interdependencies that influence power quality.

This paper provides measurements analysis at the system DC bus for different operating conditions. These results can be combined with the AC side analysis and the particular interdependence can be demonstrated. For this reason a detailed measurements analysis is undertaken at points B₁, B₂ of the experimental microgrid. Voltage and current THD index values are calculated and summarized in Tables 2 and 3 respectively, under different system settings.

Table 2
Voltage THD(%) for Different System Settings - Test points B₁, B₂ Average

Power (%)	If (A)	50			100		
		0.4	0.6	0.92	0.4	0.6	0.92
Switching Freq. (KHz)	1	26.43	26.70	27.42	37.37	39.06	38.60
	4	26.06	25.05	28.09	37.76	38.93	37.55
	9	29.78	25.69	24.17	39.78	36.08	37.03

Table 3
Current THD(%) for Different System Settings - Test points B₁, B₂ Average

Power (%)		50			100		
If (A)		0.4	0.6	0.92	0.4	0.6	0.92
Switching	1	11.47	12.24	13.80	15.50	16.15	17.39
Freq.	4	10.96	10.49	15.50	14.48	16.27	16.92
(KHz)	9	13.66	11.71	10.49	15.83	15.20	16.35

Moreover, voltage and current form-ripple factors have been calculated at test points B₁, B₂, enabling better assessment of DC power quality. Form and ripple factor calculations undertaken use the following formulas:

$$FormFactor_X = \frac{RMS}{MEAN} = \frac{\sqrt{(1/T_{sample}) * \sum_{n=1}^{N_s} X_n^2 * \Delta t}}{\sum_{n=1}^{N_s} X_n / n} \quad (1)$$

$$RippleFactor_X = \sqrt{(FormFactor_X)^2 - 1} \quad (2)$$

where: T_{sample} is the sampling time, N_s the number of samples and Δt the sampling interval. Tables 4 and 5 summarize form – ripple factor values under various operating conditions.

Table 4
Current Ripple Factor (R.F.) and Form Factor (F.F.) Values - Test points B₁, B₂ Average

Power (%)		50				100							
If (A)		0.4	0.6	0.92	0.4	0.6	0.92						
Sw F. (KHz)		R.F.	F.F.	R.F.	F.F.	R.F.	F.F.	R.F.	F.F.	R.F.	F.F.		
1		0.162	1.013	0.173	1.015	0.195	1.019	0.219	1.024	0.228	1.026	0.246	1.030
4		0.155	1.012	0.148	1.011	0.219	1.024	0.205	1.021	0.230	1.026	0.239	1.028
9		0.193	1.019	0.166	1.014	0.148	1.011	0.224	1.025	0.215	1.023	0.231	1.026

Table 5
Voltage Ripple Factor (R.F.) and Form Factor (F.F.) Values - Test points B₁, B₂ Average

Power (%)		50				100							
If (A)		0.4	0.6	0.92	0.4	0.6	0.92						
Sw F. (KHz)		R.F.	F.F.	R.F.	F.F.	R.F.	F.F.	R.F.	F.F.	R.F.	F.F.		
1		0.374	1.068	0.378	1.069	0.388	1.073	0.529	1.131	0.552	1.142	0.546	1.139
4		0.369	1.066	0.354	1.061	0.397	1.076	0.534	1.134	0.551	1.142	0.531	1.132
9		0.421	1.085	0.363	1.064	0.342	1.057	0.563	1.147	0.510	1.123	0.524	1.129

As can be observed, form factor and ripple factor values are in agreement with THD analysis results. Both indicate that there is a distinct relation between power flow and power quality within distributed motor generator pairs operating in a load-sharing mode. This relation is counteracting the effect of load increase in AC side power quality (at test points A_i). More specifically, an increase of power flow from 50% to 100% leads to an overall increase of B_i voltage THD of 37% and current THD increase of 15% which counteracts power quality improvement observed at A_i test points. Tables 4 and 5 verify that power flow increase affects the DC bus voltage and current quality, as it leads systematically to higher ripple and form factor values.

This pattern results from the single DC bus architecture, interconnecting all the DC loads. As the main DC converter is programmed to maintain constant voltage levels (for constant speed operation of the main traction motor), it properly adjusts thyristors firing angle. Fig. 4 illustrates current and voltage waveforms for the two operating conditions of 50% and 100% loading at B₁ test point, illustrating the impact that power variations can have on DC voltage-current waveforms.

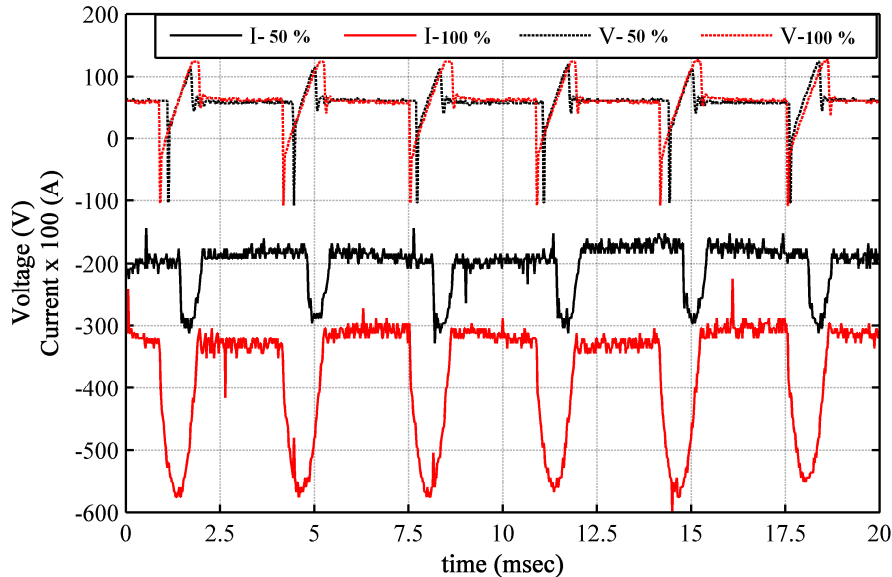


Fig. 4 Recorded waveforms for different loading conditions - voltage and current at B₁ test point.

Results and discussion

Distributed traction units of motor-generator pairs driven by industrial converters are a common component of nowadays locomotive microgrids. This paper presents power quality measurements within an experimental microgrid emulating the operation of such systems.

Analysis results indicate that there is a particular dependence linking power flow and power quality both at motor and generator side. Moreover, it is demonstrated that power flow programming within such units could incorporate additional power quality criteria. Such an approach would allow for power quality improvements leading to improved system performance.

Conclusions

The analysis performed has shown a distinct relationship between power quality and loading established within units of mechanically coupled electrical motors driven by industrial power converters. Such an observation can be taken into consideration when respective microgrid power flow is programmed and optimized through power-sharing algorithms.

Acknowledgement



This research has been co-financed by the European Union (European Social Fund – ESF) and Greek national funds through the Operational Program "Education and Lifelong Learning" of the National Strategic Reference Framework (NSRF) - Research Funding Program: Heracleitus II. Investing in knowledge society through the European Social Fund.

References

- [1] Roscoe, A.J, Finney, S.J, Burt, G.M, "Tradeoffs between AC power quality and DC bus ripple for 3-phase 3-wire inverter-connected devices within microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, issue.3, pp.674-688, March 2011.
- [2] Christian Brylinski, Olivier Menard, Nicolas Thierry-Jebali, Frederic Cayrel and Daniel Alquier, "Active Devices for Power Electronics: SiC vs III-N Compounds – The Case of Schottky Rectifiers," *Mater. Sci. Forum*, Vol. 645-648 (2010), p. 879-884.
- [3] Seon-Ju Ahn, Jin-Woo Park, Il-Yop Chung, Seung-Il Moon, Sang-Hee Kang, Soon-Ryul Nam, "Power-Sharing Method of Multiple Distributed Generators Considering Control Modes and Configurations of a Microgrid," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, issue.3, pp. 2007-2016, June 2010.
- [4] B.A. Adegboye, "Power Quality Assessment in a Distribution Network," *Advanced Materials Research*, Vol. 62-64 (2009), pp. 53-59.
- [5] Kroposki, B., Pink, C., DeBlasio, R., Thomas, H., Simooes, M., Sen, P.K., "Benefits of Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 25, issue.3, pp. 901 - 908, September 2010.
- [6] Pavlos S. Georgilakis and Peter G. Vernados, "Flexible AC Transmission System Controllers: An Evaluation," *Mater. Sci. Forum*, Vol. 670 (2010), pp. 399-406.
- [7] Papazacharopoulos Z.C., Kladas A.G, Manias S.N., "Investigation of the Switching Frequency Harmonics Impact on PWM Induction Motor Drive Efficiency", *Power Electronics Specialists Conference PESC 2001*, Vancouver (Canada), June 2001.
- [8] Gino D'Ovidio, Francesco Crisi and Giovanni Lanzara, "Design and Optimization of UAQ4 Experimental Maglev Module," *Mater. Sci. Forum*, Vol. 670 (2010), pp. 42-47.
- [9] Pavlos S. Georgilakis, Constantine Karytsas, Peter G. Vernados, "Genetic algorithm solution to the market-based transmission expansion planning problem," 5th Japanese-Mediterranean Workshop on applied electromagnetic engineering for magnetic, superconducting and nano materials (JAPMED5), Larnaca (Cyprus), September 2007.
- [10] E.N Andreev, L.I. Chubraeva, D.A. Korotkov, M.V. Manzuk, S.S. Timofeyev, N.Yu. Vandyuk, D.A. Volkov, I.V. Volynkin, "Results of Development and Investigation of HTSC Electric Power Installation," 5th Japanese-Mediterranean Workshop on applied electromagnetic engineering for magnetic, superconducting and nano materials (JAPMED5), Larnaca (Cyprus), September 2007.

High Temperature Permanent Magnet Machine Actuators for Aerospace Applications

E.M. Tsampouris^a, P.E. Kakosimos^b and A.G. Kladas^c

National Technical University of Athens, Faculty of Electrical and Computer Engineering,
9 Iroon Polytechniou street, 15780 Zografou, Athens, Greece

^aetsab@central.ntua.gr, ^bpanoskak@central.ntua.gr, ^ckladasel@central.ntua.gr

Keywords: Actuators, aerospace applications, finite element method, high temperature, permanent magnet machines, pulse width modulation techniques.

Abstract. The paper presents technologies for developing efficient high temperature permanent magnet machines implemented in aerospace drive applications. Selection criteria and experimental investigation of the permanent magnet material is undertaken and design considerations enabling to meet the specifications set are described. The proposed control algorithm for an appropriate PWM inverter is introduced.

Introduction

In this paper, in a first step, the comparison in high temperature ranges of the commercially available Neodymium-Iron-Boron alloy Neomax magnet presenting the best thermal stability with the Samarium-Cobalt alloy (in particular $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$) exhibiting the greater remanence will be illustrated both in terms of magnetic field simulation and experimental validation in magnetic circuits. The selection criteria and procedure enabling determination of the best-suited permanent magnet material for the project specifications will be outlined.

In a second step the geometry optimization methodology adopted for the motor design will be explained and the main results concerning investigation of fractional slot concentrated winding for both alternative teeth wound and all teeth wound permanent magnet motor optimal configurations will be compared [1-2]. Moreover, the experimental validation of the proposed geometry through measurements on a prototype will be given.

Finally, the first results on the thermal models for the actuator under development will be shown and an overview of the control algorithm under consideration enabling motor drive losses minimization based on fuzzy logic techniques and incorporating inverter switching frequency monitoring will be presented [3].

Modeling and Optimization Methodologies

The paper implements 2D and 3D FEM analysis for both permanent magnet material properties investigation and respective temperature variation consideration and permanent magnet synchronous machine design and modeling [1].

Permanent Magnet Material Selection. Alternative adjoin modeling procedures of permanent magnet materials were implemented using vector and scalar magnetic potentials, respectively. Figs. 1a and 1b illustrate the geometry and mesh of the problem and the field distribution that occurred in the case of 2D model. Respective results for the 3D model are shown in Figs. 2a and 2b, respectively. The flux distributions depicted in these figures are for SmCo magnet material and for an operating temperature of 25 °C (room temperature).

Simulations were carried out for both PM materials and for operating temperatures ranging from 26 °C to 350 °C (SmCo) and 250 °C (NdFeB). Figs. 3a and 3b respectively, show the comparison between simulation (2D analysis) and experimental results for two operating temperatures. The

thermal behaviour and stability of the two materials were investigated and the validity of the two different PM models was verified [4-7]. It has been assessed that below 180 °C the tested NdFeB magnets exhibit better characteristics while above 180 °C SmCo magnets are favored. Taking into consideration the severe thermal environment of this application SmCo magnet technology has been selected.

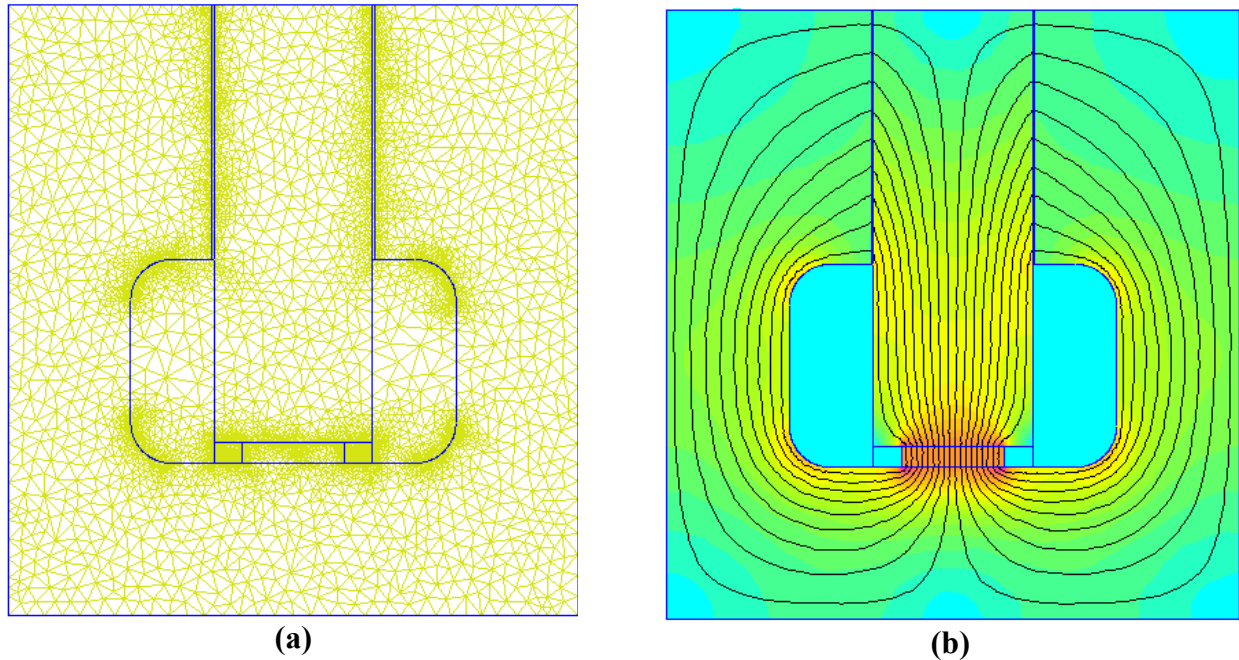


Figure 1. Geometry and mesh of the modeled magnetic circuit.
 (a) and magnetic field distribution calculated by the 2D model
 (b) SmCo alloy magnet operating temperature 25 °C

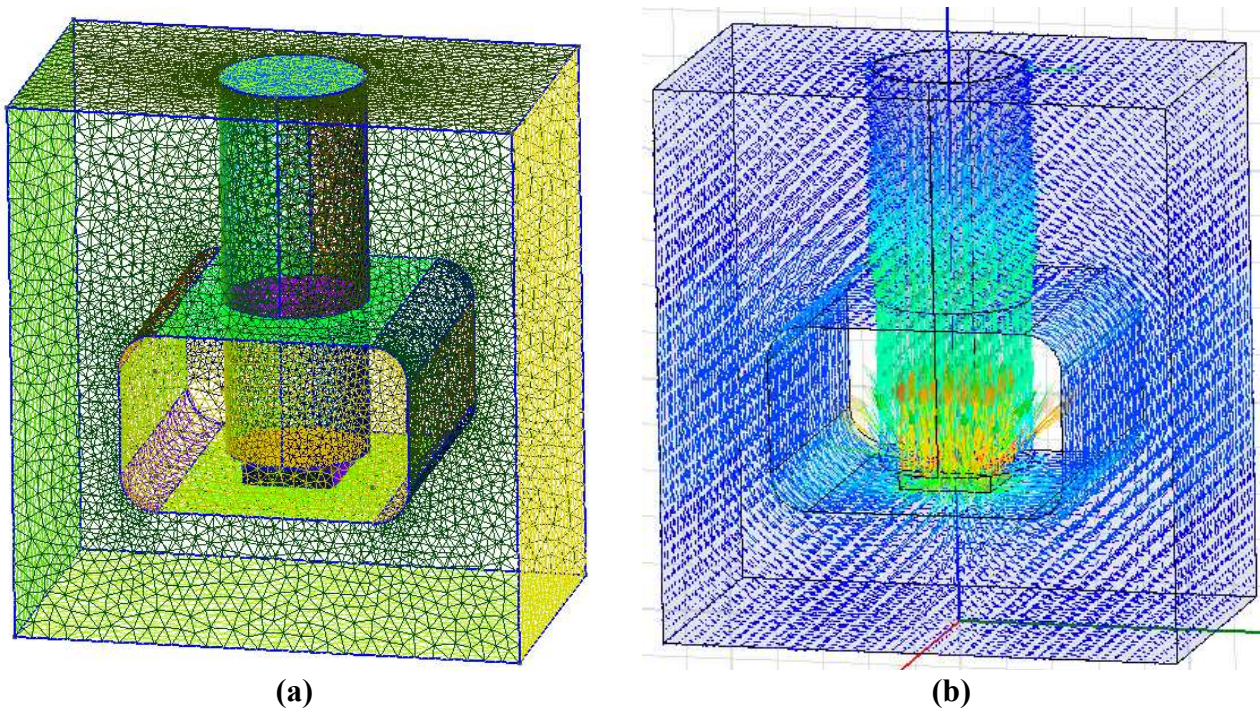


Figure 2. Geometry and mesh of the modeled magnetic circuit.
 (a) and magnetic field distribution calculated by the 3D model
 (b) SmCo alloy magnet operating temperature 25 °C.

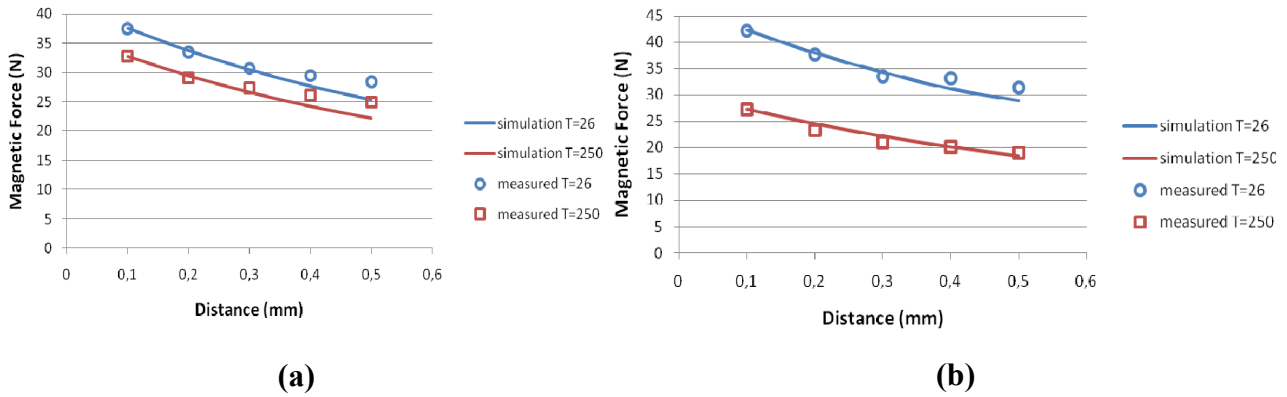


Figure 3. Comparison of experimental and simulation results for two different operating temperatures (26 °C and 250 °C, respectively) and two magnetic materials: (a) SmCo and (b) NdFeB alloy magnets.

Motor Geometry Optimization. The configuration of fractional slot concentrated winding permanent magnet synchronous machines has been considered due to the advantages of low cogging torque, short end turns, high slot fill factor, fault tolerance and flux-weakening capabilities [8-9]. Figs. 4a and 1b show the FEM models of the alternative teeth wound and all teeth wound permanent magnet machine configurations (involving 34353 and 26588 nodes respectively). The number of stator slots in each case has been determined conveniently, in order to enable optimal electromagnetic coupling of the stator and multipole rotor MMF vectors.

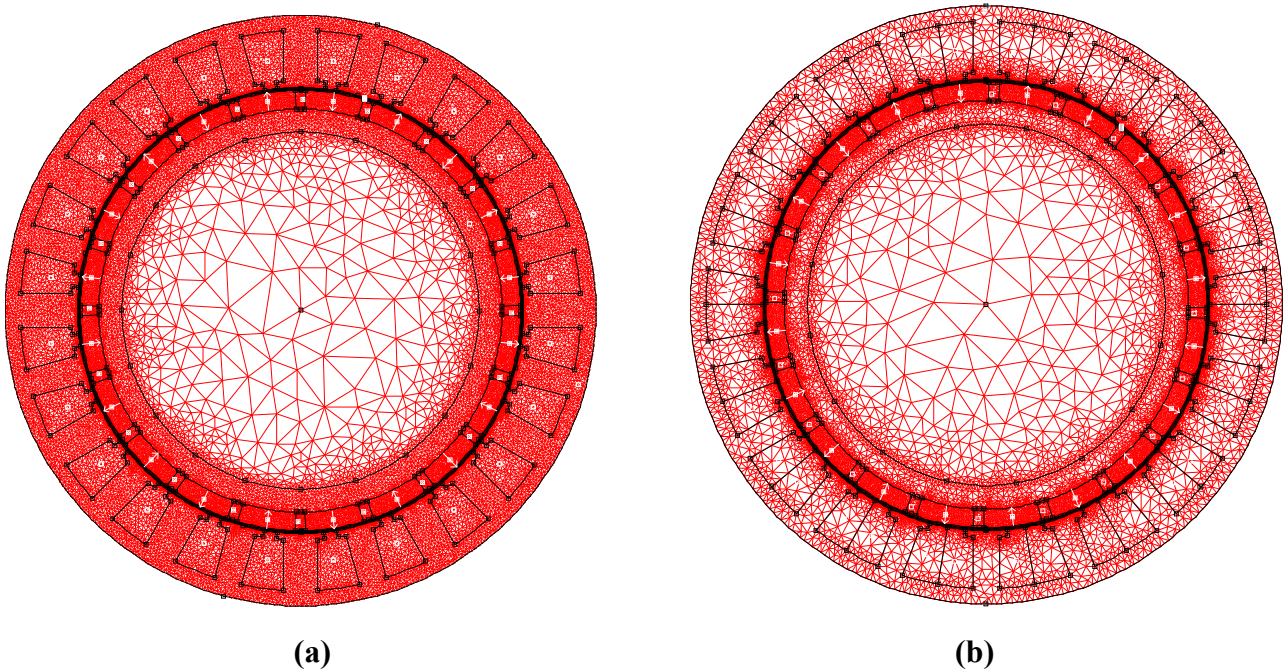


Figure 4. Meshes implemented for the 2D FEM analysis of the two fractional slot concentrated winding permanent magnet synchronous machines: (a) non-overlapping, alternate teeth wound and (b) non-overlapping, all teeth wound.

Control Strategy

Due to the lack of analytical models for the determination of Tracking of Maximum Efficiency Switching Frequency Point (MESFP) over motor range of operation, search algorithms present several advantages over the Loss Model Controllers. This paper proposes a search based [2] algorithm in conjunction with proper Kalman filter based motor power loss estimation [3] for the real time control of the inverter system switching frequency.

Various motor power loss estimators, based on magnetic core equivalent circuit models have been proposed in literature [10-11]. Such an approach fails to provide the necessary accuracy for the MESFP tracking routine to operate due to the highly non-linear behavior of motor magnetic cores, in conjunction with the associated dynamic hysteresis phenomena significantly affecting motor efficiency. Meanwhile, direct calculation of motor input and output power using sensors involves measurement noise - accuracy and system reliability issues, hence; a hybrid estimation technique is more favorable [12-13].

Fig. 5 shows the control block scheme which comprises of the main vector controller and the MESFP tracker.

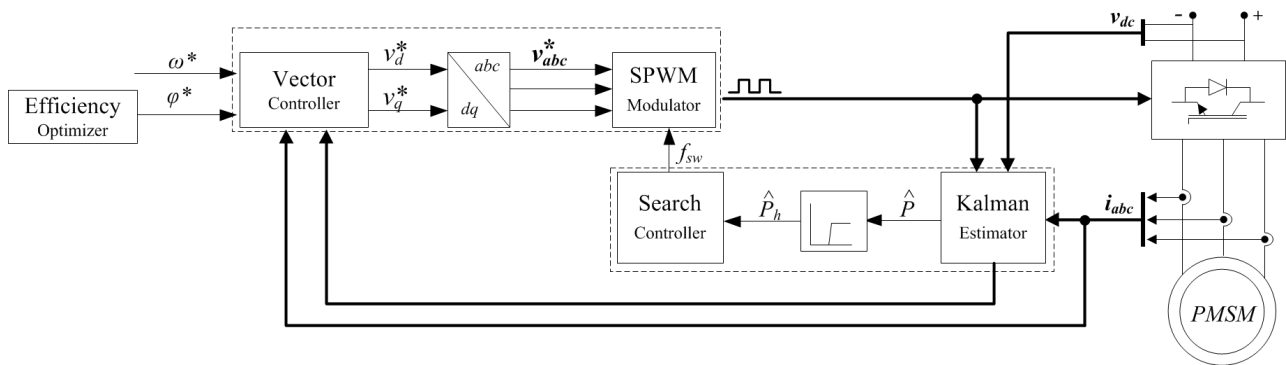


Figure 5. Control system block diagram for Tracking of Maximum Efficiency Switching Frequency Point (MESFP).

The main controller inputs motor currents and speed as well as speed and rotor magnetic flux commands, the latter optionally supplied from an efficiency optimizer, and outputs voltage command vector to a SPWM modulator. The MESFP tracker inputs motor currents, inverter DC bus voltage and drive pulses measurements while outputting switching frequency command respectively.

Fig. 6 exhibits the internal structure of the proposed power loss estimator. As Kalman filter directly accounts for the effects of the disturbance noises of the control system while handling model parameter errors as noise too, it can be used as a special kind of power loss observer. If rotor speed is included in the dynamic model of the PMM as an extended state, the Extended Kalman filter (EKF) can be used to relinearize the nonlinear state model for each new estimate as it becomes available [3].

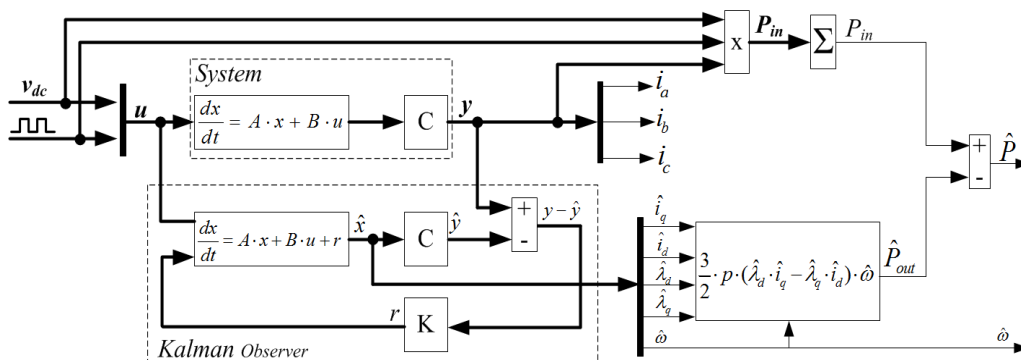


Figure 6. Motor power losses Kalman filter based observer.

The EKF power loss estimation can be finally assigned as input to a switching frequency search algorithm. The latter can be developed in order to combine the simplicity of heuristic techniques with the superior dynamic response of fuzzy logic based controllers. Moreover, the search algorithm input can be easily configured to include inverter switching losses so that the controller will be able to support future investigations on overall inverter - motor system efficiency.

In a next step the proposed control algorithm is integrated into the prototype PMM drive system, and the potential benefits from the optimization of the control procedures are exploited.

Experimental Validation

Experimental validation has enabled to check the modeling methodologies precision. Figure 7 shows the constructed prototype parts. A good agreement has been obtained between the optimum motor configuration and the respective prototype results in all tests. As an example Fig. 8 illustrates a good agreement of measured and simulated output voltage waveforms corresponding to no load operation at 750 RPM (the ripple observed in the simulated waveform can be attributed to the FE rotor rotation consideration by using a sliding line in the air-gap). Moreover, as can be observed in Table 1, a voltage Total Harmonic Distortion (THD) less than 5% is achieved in both simulation and experimental case studies.



Figure 7. Prototype parts configurations: (a) stator part and (b) rotor part

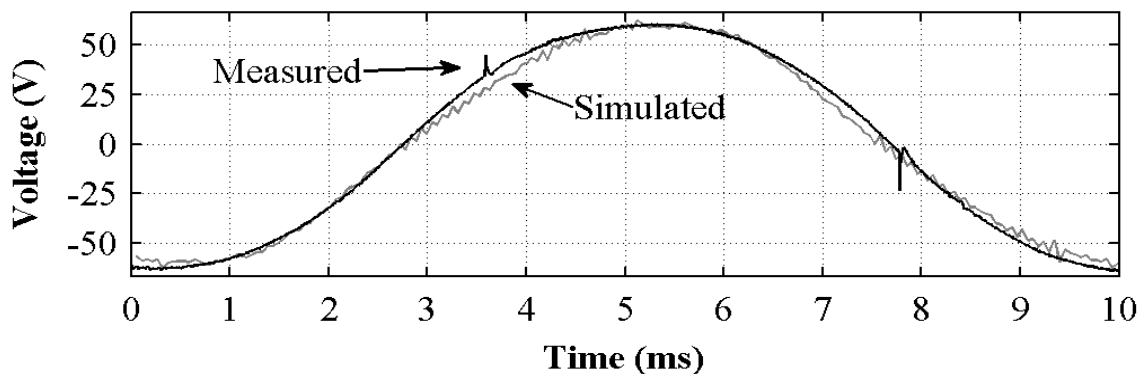


Figure 8. Comparison of measured and simulated back - EMF at 750 RPM, no load operation.

		Experiment (%)	Simulation (%)
Harmonic order	3 rd	3.35	3.13
	5 th	0.86	1.64
THD (%)		3.46	3.53

Acknowledgment

The research leading to these results has received funding from the European Union Seventh Framework Programme (FP7/2007-2013) under grant agreement AAT.2008.4.2.4-234119 CREAM within TEIP Consortium Member.

References

- [1] K. Laskaris and A. Kladas, Internal Permanent magnet motor design for electric vehicle drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (2010) 138-145.
- [2] E. M. Tsampouris and A.G. Kladas, Efficiency Optimization Considerations for Standard Induction Motor Fed by PWM Inverter, 8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium, Lille, France (2009) 1-6.
- [3] K. L. Shi, T.F. Chan, Y. K. Wong, and S. L. Ho, Speed Estimation of an Induction Motor Drive using an Optimized Extended Kalman Filter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49 (2002) 124-133.
- [4] J. Fan, C. Zhang, Z. Wang, Y. Dong, C. Nino, A. Tariq and E. Strangas, Thermal Analysis of Permanent Magnet Motor for the Electric Vehicle Application Considering Driving Duty Cycle, *IEEE Transactions on Magnetics*, 46 (2010) 2493-2496.
- [5] G.K. Kalokiris, A.G. Kladas, I.K. Hatzilau, S. Cofinas and I.K. Gyparis, Advances in magnetic materials and their impact on electric machine design, Fourth Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting and Nano Materials (JAPMED'4), Cairo, Egypt. *Journal of Materials Processing Technology*, 181 (2007) 148–152.
- [6] M. Beniakar, T. Kefalas and A. Kladas, Investigation of the Impact of the Operational Temperature on the Performance of a Surface Permanent Magnet Motor, *Materials Science Forum*, 670 (2011) 259-264.
- [7] P. Rovolis, A. Kladas and J. Tegopoulos, Laminated iron core losses evaluation and measurements, Fourth Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting and Nano Materials (JAPMED'4), Cairo, Egypt, *Journal of Materials Processing Technology* 181 (2007) 182–185.
- [8] A.M. El-Refaie, Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (2010) 107-121.
- [9] J.S. Choi and J. Yoo, Structural Topology Optimization of Magnetic Actuators Using Genetic Algorithms and on/off Sensitivity, *IEEE Transactions on Magnetics*, 45 (2009) 2276-2279.
- [10] E. Tsampouris, C. Patsios, A. Chaniotis, A. Kladas and J. Prousalidis, Coupled Field and Circuit Model Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine for Direct Torque Control Optimization, *Materials Science Forum*, 670 (2011) 265-272.
- [11] J. Lee, K. Nam, S. Choi, and S. Kwon, Loss-Minimizing Control of PMSM with the Use of Polynomial Approximations, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24 (2009) 1071-1082.
- [12] M.N. Uddin and S.W. Nam, New Online Loss-Minimization-Based Control of an Induction Motor Drive, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23 (2008) 926-933.
- [13] J. Siahbalaee, S. Vaez-Zadeh, and F. Tahami, A New Loss Minimization Approach with Flux and Torque Ripples Reduction of Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motors, 13th European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona (2009) 1-8.

Time Variation of Operational Characteristics for a Linear Permanent Magnet Synchronous Generator under Various Load Conditions

Nikolaos M. Kimoulakis^a, Panagiotis E. Kakosimos^b and Antonios G. Kladas^c

Faculty of Electrical and Computer Engineering, National Technical University of Athens, 9 Iroon Polytechniou Street, 15780 Athens, Greece

^akimnikos@mail.ntua.gr, ^bpanoskak@gmail.com, ^ckladase@central.ntua.gr

Keywords: Hybrid numerical models, linear permanent magnet generator, magnet skew, sea wave applications.

Abstract. The paper presents the simulated time variation of the operational parameters of a Linear Permanent Magnet Synchronous Generator (LPMSG). A hybrid specific simulation model, incorporating standard finite elements combined with analytical solution of Laplace equation in the air gap area, has been coupled with a dynamic simulation model for the external electrical circuit loading the LPMSG. The proposed model enables the simulation of generator's overall performance under various load conditions, taking also into account the case of surface magnet skew on the translator of the linear generator.

Introduction

The applicability of Linear Permanent Magnet Synchronous Generators (LPMSG) for the case of sea wave energy extraction applications has already been presented [4], [8], [12], [13], [14].

The basic advantage for the use of LPMSG for sea wave energy extraction applications is that the generator exploits directly the vertical movement of the incident sea wave.

In such a case, the linear generator is directly coupled with a vertical cylindrical buoy in heave. This topology involves a lighter and simpler mechanical system, against a complex system that converts the linear movement to rotation, in case that a conventional generator was used.

A particular linear generator with permanent magnets was designed, taking into consideration the features of the incident waves and the behaviour of the floating buoy [4]. The translator (moving part) of the linear generator is made of solid steel with rectangular cross-section. Surface mounted magnets are used on the four sides of the translator. Neodymium alloy permanent magnet material has been chosen. The stator magnetic circuits are fixed on the non moving parts and involve three phase windings.

In the special case when small sea waves are available, a short-range overloading of the generator can provide non negligible energy. The combination of low speed and overloading in order to optimize the generated power drives the generator to important local saturation [18]. For this reason the saturation effects on generator's performance have to be studied using a specific simulation model for the magnetic field analysis.

In normal operation conditions, the condition of maximum power absorption is achieved when the natural frequency of the moving coupled mechanism (buoy-translator), is the same as the dominant frequency of the incident sea wave. One design requirement that arises from this last notice is about cogging force levels of the LPMSG, in order that resonance between coupled mechanism and incident wave can be achieved.

The tangential component F_t of the electromagnetic force at no load is usually referred as cogging force. Cogging forces result from the interaction of the permanent magnets fixed on the translator with the stator teeth [15]. This interaction may cause important mechanical vibrations, which may lead to undesirable damages to the magnets and the stator teeth, so it has to be accounted when dimensioning the translator and the support structure of the machine [10].

The influence of magnet profile on the cogging force, as well geometry optimization of the particular designed LPMSG has already been presented [5]. In case of rectangular cross section of the magnet, the cogging force can be eliminated, by using a ratio w/w_p equal to 0.7, where w is the magnet width and w_p is the pole pitch length as it is shown in Fig.1.

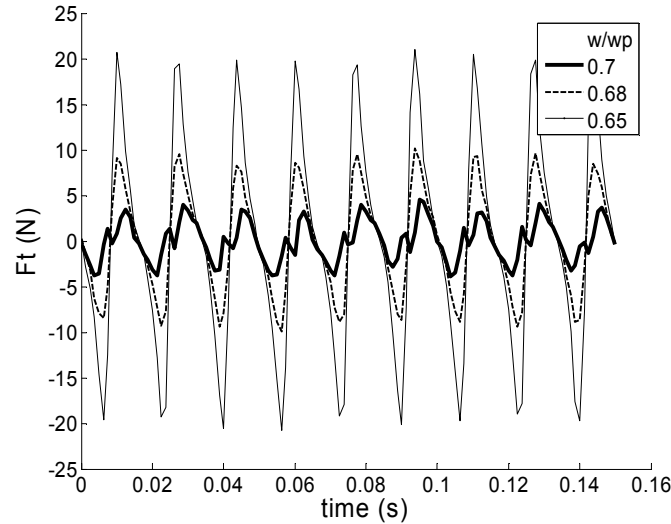


Fig.1. Time variation of no load tangential electromagnetic force component F_t for a translator's displacement of three pole pitches, under nominal linear velocity of 0.9 m/s.

Moreover, magnet skewing leads to reduction of cogging force [11], while several techniques have been proposed about the implementation of rotor skewing [17].

Magnetic Field Modelling using Combined and Analytical Solution

A hybrid specific simulation model, incorporating standard finite elements (FE) combined with analytical solution of Laplace equation in the air gap area, has been coupled with a dynamic simulation model for the external electrical circuit loading of the LPMSG.

A special air-gap element based on analytical solution of Laplace equation combined with standard 2D finite element techniques has already been proposed [1], [2], [3].

Also, a special Cartesian air-gap element for the dynamic modeling of flat air gap electrical machines has been introduced in (Wang et al, 2002). Also a technique for magnet skew consideration using a macro air-gap element in polar coordinates has been introduced in (Kalokiris et al, 2005).

The present work extends the technique presented in [6], using Cartesian coordinates for the analytical solution of Laplace equation in the air-gap area (macroelement) [7].

In the air gap of an electrical generator, the magnetic permeability is constant and also there are no current sources. Under these circumstances, the magnetic field distribution in the air gap is governed by Laplace equation. So, in case of two dimensional Cartesian coordinate system, the general solution in terms of vector potential is given by (1) [7]:

$$A(x, y) = \sum_{i=1}^{n_{tot}} a_i^e(x, y) A_i^b \quad (1)$$

where A_i^b is the nodal value of magnetic vector potential \mathbf{A} at node i and n_{tot} is the total number of nodal situated on the air gap boundaries. Also $a_i^e(x, y)$ is calculated for upper ($y=b$) and lower ($y=a$) boundaries of air-gap area, as a function of two combined constants c and c' (2) [7].

In Fig. 1 the mesh the arrangement of nodes surrounding the air-gap (macroelement part) is presented.

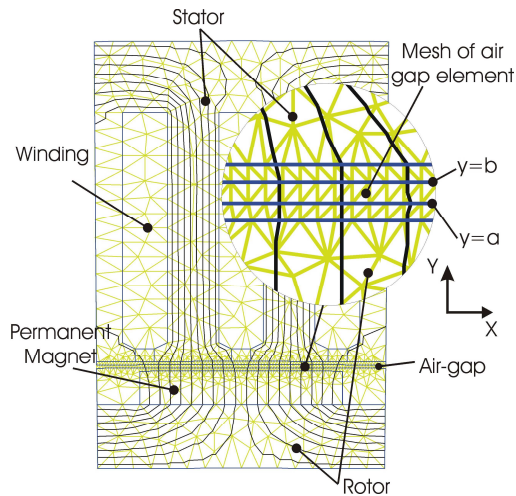


Fig. 2. Arrangement of nodes in a 2D geometry of LPMSG with focus in the air gap area where the analytical solution is used.

The function of minimization equation of the air-gap energy is defined as follows [6]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F^g}{\partial A_i} &= \frac{1}{\mu_0} \sum_{j=1}^{ntot} A_j^g \iint_{\Omega_g} \bar{\nabla} \alpha_i \cdot \bar{\nabla} \alpha_j d\Omega_g \\ &= \frac{1}{\mu_0} \sum_{j=1}^{ntot} A_j^g \int_{\Gamma_g} \alpha_i \frac{\partial \alpha_j}{\partial n} d\Gamma_g \end{aligned} \tag{2}$$

where μ_0 is the air permeability, Ω_g is the air-gap area and Γ_g is the external boundary of the air-gap.

Finally the system of equations to be solved can be written in matrix form:

$$[S] [A] = [F] \tag{3}$$

where [S] is the stiffness matrix, **A** is the matrix of unknown vector potential nodal values and [F] the source matrix.

Magnet Skewing Consideration

Translator skew in case of a PMLSG can be considered using simultaneous two-dimensional solutions (slices) and forcing the currents to be the same for all of them.

In Fig.3 a 3-D arrangement of inclinational surface permanent magnet on the translator of the PMLSG is shown. At the left side of the stator, skew magnet is realistic represented, while at the right side the multislice consideration of the inclination is shown.

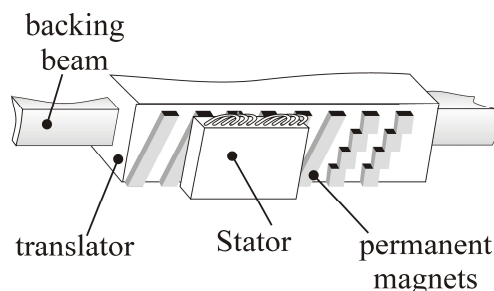


Fig.3. 3D representation of LPMSG translator with skew magnets.

Considering the case of two slices for magnet skew representation, the respective equation for the node i that involves macroelement contributions and also taking in account that the air gap region has no current sources, is of the form [6]:

$$\sum_{j=1}^{ntot} s_{ij}^{g1} A_j^1 + \sum_{j=1}^{ntot} s_{ij}^{g2} A_j^2 = 0 \quad (4)$$

where s_{ij}^{g1} , s_{ij}^{g2} are the terms of sub-matrices for the nodes surrounding the air-gap (macroelement part) while A_i^1 , A_i^2 are the nodal values of the vector potential in the air-gap for the slices one and two respectively.

The additional equations to consider (for the nodes on the macroelement boundary) concern conservation of energy flow across neighboring nodes, that is:

$$\sum_{j=1}^{ntot} s_{ij}^{g1} A_j^1 - \sum_{j=1}^{ntot} s_{ij}^{g2} A_j^2 - \sum_{j=1}^{ntot} s_{i+1,j}^{g1} A_j^1 + \sum_{j=1}^{ntot} s_{i+1,j}^{g2} A_j^2 = 0 \quad (5)$$

This technique can be generalized in the case of n slices involving one unknown per node for the standard finite element part and m unknowns per node for the nodes on the macroelement boundary.

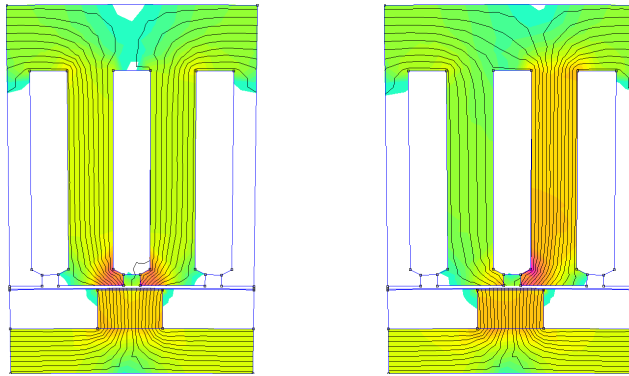


Fig. 4. One pole part of the permanent magnet LPMSG at no load.
 a: Field distribution with no magnet skew
 b: Field distribution with magnet skew

Results and Discussion

Dynamic simulations of performance of the LPMSG were performed for different skew positions of the magnet on the translator.

Fig. 5 illustrates the time variation of developed cogging forces as a function of magnet skew in degrees.

The hybrid simulation model that incorporates standard finite elements combined with analytical solution of Laplace equation in the air gap area, has been coupled with a dynamic simulation model for the external electrical circuit loading of the LPMSG.

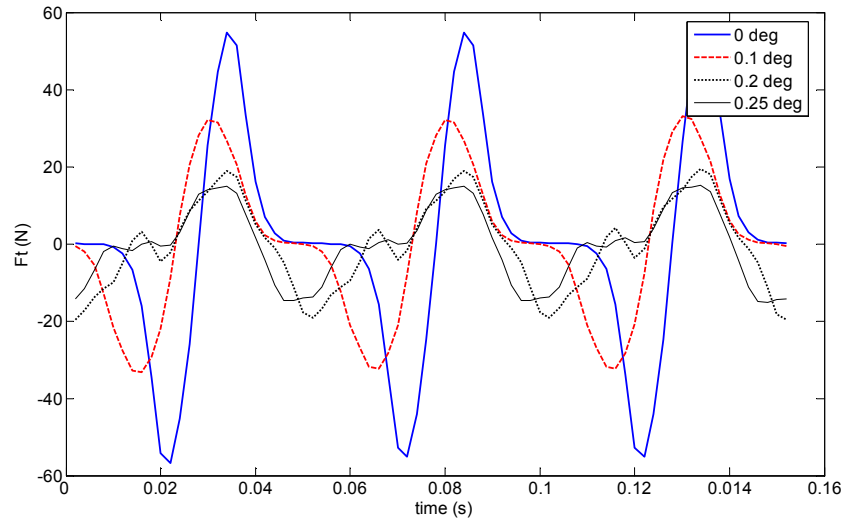


Fig. 5. Time variation cogging force at no load, under nominal linear velocity of 0.9 m/s.

Fig. 6 illustrates the phase current of the generator, in the case of sinusoidal movement of machine's translator.

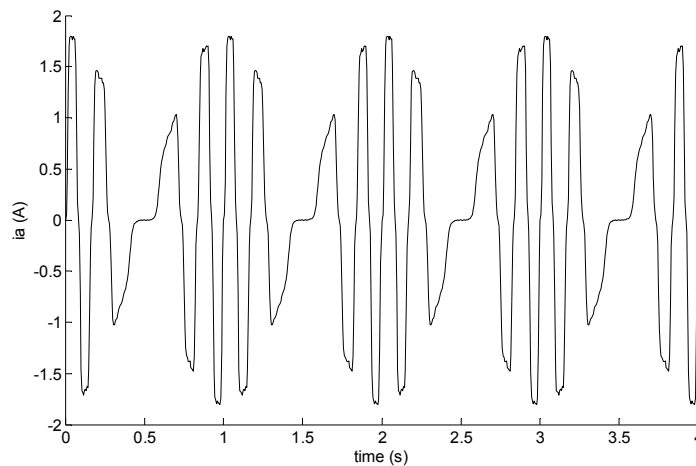


Fig. 6. Phase current i_a time variation, for sinusoidal translator's movement under resistive load.

Conclusion

In this paper, rotor skew in Linear Permanent Magnet Generators (LPMSG) has been considered, by using 2D finite element representation of slices combined to an appropriate air-gap element in Cartesian coordinates, based in analytical solutions.

This hybrid simulation model is coupled to a circuit sub-model that developed for the dynamic simulation of performance of the LPMSG, under various load conditions.

References

- [1] A. Razek, J. Coulomb, M. Feliachi, J. Sabonnadiere, "Conception of an air-gap element for the dynamic analysis of the electromagnetic field in electric machines", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 18/2, 1982, pp. 655-659.
- [2] A. Kladas, A. Razek, "Eddy currents modelling in synchronous machines during starting accounting for the nature of damper end connections", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24/1, 1988, pp. 186-189.

-
- [3] F. Piriou, A. Razek, "A model for coupled magnetic-electric circuits in electric machines with skewed slots", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26/2, 1990, pp. 1096-1100.
- [4] N.M. Kimoulakis, A.G. Kladas, and J.A. Tegopoulos, "Power Generation Optimization from Sea Waves by using a Permanent Magnet Linear Generator Drive", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, Issue 6, June 2008, pp1530-1533.
- [2] N. M. Kimoulakis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, «Cogging Force Minimization in a Coupled Permanent Magnet Linear Generator for Sea Wave Energy Extraction Applications», *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, No3, March 2009, pp1246-1249.
- [2] G. D. Kalokiris, T. D. Kefalas, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, "Special air-gap element for 2D FEM analysis of electrical machines accounting for rotor skew", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, May 2005, pp12020-2023.
- [3] R.Wang, H.Mohellebi, T.J.Flack, M.J. Kamper, J.D. Buys and M. Feliachi, "Two-Dimensional Cartesian Air-Gap Element (CAGE) for Dynamic Finite-Element Modeling of Electrical Machines With Flat Air Gap", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, No2, March 2002, pp1357-1360.
- [2] Rhinefrank, E.B.Agamloh, A. von Jouanne et al., "Novel ocean energy permanent magnet linear generator buoy", *Renewable Energy* 31 (2006), pp 1279-1298.
- [3] Ramdane Lateb, Nourredine Takorabet, and Farid Meibody-Tabar, "Effect of Magnet Segmentation on the Cogging Torque in Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, No 3, March 2006, pp 442-445.
- [4] D. Zarko, D. Ban and T.A. Lipo, "Analytical Solution for Cogging Torque in Surface Permanent-Magnet Motors Using Conformal Mapping", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 1, January 2008, pp 52-65.
- [5] Delvis Anibal Gonzalez, Juan Antonio Tapia, and Alvaro Letelier Bettancourt, "Design Consideration to Reduce Cogging Torque in Axial Flux Permanent-Magnet Machines", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, No 8, August 2007, pp 3435-3440.
- [6] K. Rhinefrank, E.B.Agamloh, A. Von Jouanne et al., "Novel ocean energy permanent magnet linear generator buoy", *Renewable Energy* 31 (2006), pp 1279-1298.
- [7] O. Danielson, M. Leijon, E. Sjostedt, "Detailed Study of the Magnetic Circuit in a Longitudinal Flux Permanent-Magnet Synchronous Linear Generator", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no 9, pp. 2490-2495, September 2005.
- [8] Mats Leijon, Hans Bernhoff, Olov Agren, Jan Isberg, Jan Sundberg, Marcus Berg, Karl Erik Karlsson, and Arne Wolfbrandt, "Multiphysics Simulation of Wave Energy to Electric Energy Conversion by Permanent Magnet Linear Generator", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no1, pp. 219-224, March 2005.
- [9] Y. Yang, X. Wang, R. Zhang, T. Ding, and R. Tang, "The Optimization of Pole Arc Coefficient to Reduce Cogging Torque in Surface-Mounted Permanent Magnet Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, No 4, April 2006, pp 1135-1138.
- [10] M. Lukaniszyn, M.Jagiela and R.Wrobel, "Optimization of Permanent Magnet Shape for Minimum Cogging Torque Using a Genetic Algorithm", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, No 2, March 2004, pp 1228-1231.
- [11] Nicola Bianchi and Silverio Bolognani "Design Techniques for Reducing the Cogging Torque in Surface-Mounted PM Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, No 5, September/Octromber 2002, pp 1259-1265.

- [12]N. M. Kimoulakis, A. G. Kladas and J. A. Tegopoulos, “Dynamic performance simulation of a four sided linear permanent magnet machine for power generation from sea waves”, *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, Vol. 10 ISS.5-2008, printed date May 14 2008, pp. 1268-1271.

