



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Σχεδίαση Ανιχνευτή Σημείου Μέγιστης Ισχύος Φ/Β
Συστοιχίας μέσω Διακριτού Μοντελοποιημένου
Προβλεπτικού Ελεγκτή Ρεύματος για Αποδοτική Λειτουργία
υπό Ραγδαία Μεταβαλλόμενες Ατμοσφαιρικές Συνθήκες και
Μερική Σκίαση**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Βασίλειος Ε. Ρενιέρης

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Μάρτιος 2013



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Σχεδίαση Ανιχνευτή Σημείου Μέγιστης Ισχύος Φ/Β
Συστοιχίας μέσω Διακριτού Μοντελοποιημένου
Προβλεπτικού Ελεγκτή Ρεύματος για Αποδοτική Λειτουργία
υπό Ραγδαία Μεταβαλλόμενες Ατμοσφαιρικές Συνθήκες και
Μερική Σκίαση**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Βασίλειος Ε. Ρενιέρης

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 15^η Μαρτίου 2013.

.....

Α. Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....

Σ. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....

Σ. Παπαθανασίου
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Μάρτιος 2013

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

Copyright © Βασίλειος Ε. Ρενίερης, 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.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύσσεται ένας διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός ελεγκτής (FS-MPC) σε σύστημα ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος λειτουργίας φωτοβολταϊκής συστοιχίας (MPPT).

Για την αξιολόγηση της λειτουργίας του ελεγκτή σε ταχέως μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες, αναπτύχθηκε μοντέλο για πλήρες φωτοβολταϊκό σύστημα σε περιβάλλον MATLAB/SIMULINK. Η διερεύνηση έγινε θεωρώντας αρχικά ομοιόμορφη σκίαση της φ/β συστοιχίας και ωμικό φορτίο στα άκρα του μετατροπέα συνεχούς ρεύματος (DC/DC). Η προτεινόμενη μέθοδος συγκρίθηκε με τη συμβατική προσέγγιση που εφαρμόζει έναν αναλογικό-ολοκληρωτικό ελεγκτή (PI controller) και στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Στη συνέχεια, εξετάστηκε η διασυνδεδεμένη λειτουργία με το δίκτυο θεωρώντας συνθήκες μερικής σκίασης και χρησιμοποιώντας μονοφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI) ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM), για την εφαρμογή σταθερής τάσης στην έξοδο του μετατροπέα ΣΡ.

Από τις προσομοιώσεις διαπιστώθηκε η ευρωστία, η γρήγορη απόκριση και η ακρίβεια του προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος και η καταλληλότητά του για εφαρμογές στις οποίες εμφανίζονται ραγδαία μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες και συχνά φαινόμενα ανομοιόμορφης σκίασης.

Λέξεις Κλειδιά

Φωτοβολταϊκό σύστημα, DC-DC μετατροπέας ισχύος, ανίχνευση σημείου μέγιστης ισχύος, προβλεπτικός έλεγχος, μερική σκίαση

ABSTRACT

This diploma thesis develops a finite - set model predictive controller (FS-MPC) in a Photovoltaic (PV) system Maximum Power Point Tracking (MPPT) control strategy.

In order to assess the operation of the controller to rapidly varying atmospheric conditions, a model of the complete photovoltaic system was developed and implemented in the simulation in MATLAB/SIMULINK software environment. Initially, the investigation considered uniform shading of the PV array and resistive load supplied by the DC/DC converter. The proposed method was compared to the conventional approach that adopts a PI controller and a pulse width modulation (PWM) strategy. Thereafter, grid-connected operation has been examined considering partial shading conditions and using a single phase SPWM voltage source inverter (VSI), in order to apply a constant voltage at the output of the DC/DC converter.

The simulations demonstrated the robustness, fast response and accuracy of the developed predictive current controller and its suitability for applications involving rapidly varying atmospheric conditions and nonuniform shading.

Key Words

Photovoltaic system, DC-DC power converter, maximum power point tracking, predictive control, partial shading

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα καθηγητή κύριο Αντώνιο Κλαδά για τη δυνατότητα που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα. Ιδιαίτερος ευχαριστώ τον υποψήφιο διδάκτορα Παναγιώτη Κακοσίμο για την αμέριστη βοήθεια που μου προσέφερε, καθώς και για τις πολύτιμες συμβουλές και υποδείξεις του. Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για την υποστήριξη που μου παρείχε καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΓΕΝΙΚΗ ΤΟΠΟΘΕΤΗΣΗ ΤΟΥ ΘΕΜΑΤΟΣ	19
1.2 ΔΙΑΡΘΡΩΣΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	16

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ ΤΟΥ ΣΗΜΕΙΟΥ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ (MPPT)

2.1 ΓΕΝΙΚΑ	19
2.2 ΤΕΧΝΙΚΕΣ MPPT	20
2.3 ΣΥΖΗΤΗΣΗ	39

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΣΥΜΒΑΤΙΚΗ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ ΣΗΜΕΙΟΥ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΗΣ ΣΥΣΤΟΙΧΙΑΣ

3.1 ΓΕΝΙΚΑ	44
3.2 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	46
3.2.1 Γραμμική προσέγγιση των χαρακτηριστικών του φωτοβολταϊκού πλαισίου	46
3.2.2 Γραμμικοποιημένο μοντέλο συστήματος	49
3.3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ	51
3.4 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ PWM ΚΑΙ ΕΛΕΓΚΤΗ PI.....	54

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΣΗΜΕΙΟΥ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ Φ/Β ΣΥΣΤΟΙΧΙΑΣ ΜΕΣΩ ΔΙΑΚΡΙΤΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΥ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΚΤΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ (FS-MPC)

4.1 ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΕ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΙΣΧΥΟΣ.....	58
4.1.1 Μέθοδοι προβλεπτικού ελέγχου	59
4.1.2 Μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (MPC)	60
4.1.3 Συνεχής μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (CS-MPC).....	61
4.1.4 Διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (FS-MPC).....	66

4.2 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΡΡΤ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΕΙ ΔΙΑΚΡΙΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟ ΕΛΕΓΚΤΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	68
4.2.1 Συνολική διάταξη συστήματος	68
4.2.2 Υλοποίηση προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος.....	69
4.2.3 Σχεδίαση βρόχου αντιστάθμισης	73
4.2.4 Ανιχνευτής ΜΡΡ	77

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

5.1 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ - ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	81
5.1.1 Ανάλυση Μοντέλου Φωτοβολταϊκής Συστοιχίας.....	81
5.1.2 Ανάλυση και Προσδιορισμός Παραμέτρων Μετατροπέα Ανύψωσης.....	84
5.1.3 Προσδιορισμός Αντίστασης Ωμικού Φορτίου.....	86
5.1.4 Αλγόριθμος Διατάραξης και Παρατήρησης (P&O).....	87
5.1.5 Διακριτός Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Ελεγκτής Ρεύματος	88
5.1.6 Μοντέλο Εξωτερικού Βρόχου Ελέγχου με Ρυθμιστή ΡΙ.....	89
5.2 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ	90

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΥ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΚΤΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΑΠΟΔΟΤΙΚΟΤΕΡΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΥΠΟ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΜΕΡΙΚΗΣ ΣΚΙΑΣΗΣ

6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗ ΜΕΡΙΚΗ ΣΚΙΑΣΗ	102
6.2 ΑΣΤΟΧΙΑ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΜΡΡ ΥΠΟ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΜΕΡΙΚΗΣ ΣΚΙΑΣΗΣ.....	104
6.3 ΜΕΘΟΔΟΙ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ ΤΟΥ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΣΗΜΕΙΟΥ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ.....	107
6.3.1 Απλή Μέθοδος Σάρωσης.....	107
6.3.2 Βελτιωμένη Μέθοδος Σάρωσης ή Μέθοδος G-MPPS.....	109
6.3.3 Εμπειρική Μέθοδος Ανίχνευσης του Πραγματικού ΜΡΡ.....	112
6.4 ΣΥΝΔΕΣΗ ΣΤΟ ΔΙΚΤΥΟ ΜΕΣΩ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	116

6.5 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ	120
--------------------------------------	-----

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ - ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

7.1 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	129
-----------------------	-----

7.2 ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ.....	133
---	-----

7.3 ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΑ ΘΕΜΑΤΑ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΜΕΛΛΕΤΗ.....	134
---	-----

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	135
--------------------------	------------

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 ΓΕΝΙΚΗ ΤΟΠΟΘΕΤΗΣΗ ΤΟΥ ΘΕΜΑΤΟΣ

Η συνολική απόδοση των φωτοβολταϊκών συστημάτων ορίζεται ως το γινόμενο της ηλεκτρικής απόδοσης με την απόδοση του ανιχνευτή του σημείου μέγιστης ισχύος λειτουργίας (MPPT). Η απόδοση του MPPT επηρεάζεται από τη συμπεριφορά του αλγορίθμου τόσο στη μόνιμη όσο και στη μεταβατική κατάσταση, δηλαδή από την απόδοση του αλγορίθμου σε συνθήκες όπου το επίπεδο της ηλιακής ακτινοβολίας παραμένει σχεδόν σταθερό ή μεταβάλλεται.

Η μέθοδος MPPT που συναντάται πιο συχνά στη βιβλιογραφία και προτιμάται σε πολλά εμπορικά προϊόντα, κυρίως λόγω της αποδοτικότητας που παρουσιάζει σε συνδυασμό με την εύκολη εφαρμογή της, είναι η παρατήρησης και διατάραξης (Perturb and Observe, P&O). Η συμβατική προσέγγιση εφαρμογής της τεχνικής P&O απαιτεί τη χρησιμοποίηση αναλογικού – ολοκληρωτικού ελεγκτή (PI controller) και σταδίου διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) [47]. Το κύριο μειονέκτημα που χαρακτηρίζει την τεχνική αυτή είναι η αργή δυναμική απόκριση. Συγκεκριμένα, το σύστημα χρειάζεται αρκετό χρόνο για να φτάσει στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, αναγκάζοντας τον MPPT να λειτουργεί σε χαμηλή συχνότητα.

Η τεχνική της αυξητικής αγωγιμότητας (Incremental Conductance, INC) [48], της κλασματικής τάσης ανοιχτοκύκλωσης [22], ο έλεγχος πτώσης τάσης του πυκνωτή στο DC ζυγό (DC-link capacitor droop control) [28], καθώς και η μέθοδος μεγιστοποίησης τάσης φορτίου [29] αποτελούν απλές μεθόδους ανίχνευσης του βέλτιστου σημείου λειτουργίας και έχουν διερευνηθεί πλήρως στη βιβλιογραφία.

Η ανάπτυξη νέων μικροεπεξεργαστών και συστημάτων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSPs), με αυξημένες δυνατότητες, ενθαρρύνουν την εφαρμογή εξελιγμένων τεχνικών ελέγχου, όπως η ασαφής λογική και τα νευρωνικά δίκτυα, στην ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος λειτουργίας στα φωτοβολταϊκά συστήματα [24],[25]. Αν και οι ασαφείς ελεγκτές (fuzzy controllers) λειτουργούν αποδοτικά υπό μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες, η αποτελεσματικότητά τους εξαρτάται σημαντικά από τις γνώσεις ή την εμπειρία του χρήστη ή του μηχανικού στην επιλογή της κατάλληλης σχέσης σφάλματος και στον καθορισμό του πίνακα κανόνων. Επίσης, λόγω της αλλαγής των χαρακτηριστικών της φ/β συστοιχίας με το πέρασμα του χρόνου, δημιουργείται η ανάγκη εκπαίδευσης των νευρωνικών δικτύων ανά τακτά χρονικά διαστήματα, ώστε να εξασφαλιστεί η ακριβής λειτουργία του ελεγκτών που βασίζονται σε αυτά.

Λόγω της λογαριθμικής σχέσης μεταξύ της τάσεως της φ/β συστοιχίας και του επιπέδου ακτινοβολίας, οι περισσότεροι MPPT αλγόριθμοι στη βιβλιογραφία βασίζονται στην τάση (voltage-based). Στην πραγματικότητα, η γραμμική εξάρτηση του φ/β ρεύματος από το επίπεδο ακτινοβολίας θα μπορούσε να φανεί ιδιαίτερα χρήσιμη για την ανάπτυξη ενός γρήγορου MPPT, ωστόσο αιφνίδιες πτώσεις στο επίπεδο της ακτινοβολίας θα ανάγκαζαν το σύστημα να λειτουργεί σε κατάσταση βραχυκύκλωσης, και θα οδηγούσαν τον έλεγχο σε αποτυχία.

Συνεπώς, λίγες περιπτώσεις MPPT που βασίζονται στο ρεύμα εμφανίζονται στη βιβλιογραφία. Στις [13] και [45] η τεχνική για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος βασίζεται στον έλεγχο ολίσθησης επί επιφανείας (sliding mode control), και χρησιμοποιεί τη μέτρηση του ρεύματος του πυκνωτή που είναι συνδεδεμένος παράλληλα με τη φ/β συστοιχία σε συνδυασμό με εξωτερικό βρόχο αντιστάθμισης τάσης για την ιχνηλάτηση ασυνήθιστα γρήγορων μεταβολών της ακτινοβολίας. Αναφέρεται ότι φ/β γεννήτριες που ελέγχονται από ένα τέτοιο σύστημα, μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μεγάλο εύρος εφαρμογών, όπου οι γρήγορες μεταβολές της ακτινοβολίας είναι πολύ συχνές, όπως για παράδειγμα η ενσωμάτωση φ/β σε κινούμενα οχήματα.

Η ισχύς των φωτοβολταϊκών συστοιχιών μειώνεται σημαντικά όταν σκιάζονται ανομοιόμορφα. Η μερική σκίαση μπορεί να προκληθεί από σκιές κτηρίων, δέντρων ή στύλων. Σε μεγάλα φωτοβολταϊκά συστήματα, ακόμα και τα κινούμενα σύννεφα είναι δυνατό να σκιάσουν μερικώς τις φωτοβολταϊκές συστοιχίες. Η ανομοιόμορφη σκίαση περιπλέκει τα φωτοβολταϊκά χαρακτηριστικά, δημιουργώντας πολλαπλές κορυφές στη χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Η εμφάνιση πολλαπλών τοπικών μεγίστων μπορεί να παραπλανήσει τους αλγόριθμους MPPT, και να παγιδευτούν σε κάποιο τοπικό μέγιστο. Η αστοχία αυτή οδηγεί σε σημαντική μείωση της παραγόμενης από τη φ/β γεννήτρια ισχύος. Μετρήσεις σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας έδειξαν ότι οι απώλειες ισχύος που οφείλονται στην ιχθυλάτηση ενός τοπικού μεγίστου, και όχι του πραγματικού μπορούν να φθάσουν το 70% [41].

Διάφορες τεχνικές έχουν προταθεί για την ανίχνευση της πραγματικής (ή παγκόσμιας) κορυφής. Οι πιο πρόσφατες εξελίξεις στην ανάπτυξη προηγμένων τεχνικών περιλαμβάνουν αλγόριθμους βασισμένους στην ακολουθία Fibonacci [49], στη βελτιστοποίηση particle swarm (PSO) [50], γενετικούς αλγόριθμους, καθώς και χαοτικές μεθόδους αναζήτησης [33]. Στην πρώτη περίπτωση η σύγκλιση στο

πραγματικό σημείο μέγιστης ισχύος δεν είναι πάντα δεδομένη, ενώ οι υπόλοιπες τεχνικές παρουσιάζουν σημαντική αλγοριθμική πολυπλοκότητα, η οποία αυξάνει το κόστος για την εφαρμογή τους.

Στα εμπορικά προϊόντα συχνά εφαρμόζεται ένας απλός αλγόριθμος περιοδικής σάρωσης της P-V καμπύλης για τον εντοπισμό των τοπικών σημείων μέγιστης ισχύος [32]. Ωστόσο, η διαδικασία της σάρωσης συνήθως είναι χρονοβόρα με αποτέλεσμα να μειώνεται η παραγόμενη ενέργεια.

Έτσι, πολλοί ερευνητές προτείνουν την περιοδική σάρωση της P-V χαρακτηριστικής καμπύλης με την εφαρμογή μεταβλητού βήματος [42-44]. Στόχος είναι η αύξηση της ταχύτητας σύγκλισης του αλγορίθμου, δηλαδή η ανίχνευση του πραγματικού MPP εφαρμόζοντας όσο το δυνατό λιγότερα βήματα, μειώνοντας έτσι τις προκύπτουσες απώλειες ισχύος. Η προσοχή εστιάζεται στον αλγόριθμο MPPT, έτσι η εφαρμογή των προτεινόμενων ανιχνευτών του παγκόσμιου σημείου μέγιστης ισχύος γίνεται σε φωτοβολταϊκά συστήματα που χρησιμοποιούν συμβατικές τεχνικές ελέγχου. Ωστόσο, η εφαρμογή ενός γρήγορου και ακριβούς ελεγκτή, σε συνδυασμό με έναν αποδοτικό MPP ανιχνευτή μπορεί να συνεισφέρει ακόμα περισσότερο στην αντιμετώπιση του φαινομένου της μερικής σκίασης, οδηγώντας σε περαιτέρω αύξηση της παραγόμενης ενέργειας σε βάθος χρόνου, ιδιαίτερα όταν στην τοποθεσία εγκατάστασης της φ/β συστοιχίας τα φαινόμενα ανομοιόμορφης σκίασης ή σκόνης είναι συχνά.

Ο ταχύς ρυθμός ένταξης των φωτοβολταϊκών πλαισίων σε όλα σχεδόν τα τεχνολογικά επιτεύγματα «καθαρής ενέργειας», κάνει την ανάγκη για γρήγορη δυναμική απόκριση και ακριβή έλεγχο ακόμα πιο επιτακτική. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η ηλεκτρική κίνηση, όπου η ακτινοβολία που δέχονται τα φ/β πλαίσια μπορεί να μεταβάλλεται ραγδαία. Σε τέτοιες περιπτώσεις ένας γρήγορος ελεγκτής, που θα αποφασίζει άμεσα για το επόμενο σημείο λειτουργίας, μπορεί να συμβάλλει σημαντικά στη συνολική βελτίωση της απόδοσης του συστήματος.

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας αποτελεί η σχεδίαση και η μελέτη ενός συστήματος ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT) φ/β συστοιχίας που χρησιμοποιεί ένα μη γραμμικό ελεγκτή ρεύματος, βασισμένο στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (Finite Set-Model Predictive Control ή FS-MPC). Η τεχνική αυτή, σε δύο παραλλαγές της, προτάθηκε στην [11], όπου διερευνάται περαιτέρω ένας Sliding Mode αλλά και ένας συνεχής μοντελοποιημένος προβλεπτικός ελεγκτής (CS-MPC). Ωστόσο, η παρούσα διπλωματική εργασία

επικεντρώνεται στη σχεδίαση του προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος και αξιολογεί την προτεινόμενη μέθοδο συγκρίνοντάς τη με μια συμβατική προσέγγιση που εφαρμόζει ελεγκτή PI και στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Διερευνώντας μία σειρά από περιπτώσεις μέσω μοντέλου προσομοίωσης της λειτουργίας του φ/β συστήματος, παρουσιάζονται τα συγκριτικά πλεονεκτήματα αλλά και τα μειονεκτήματα της προτεινόμενης τεχνικής ελέγχου.

Επίσης, εξετάζεται η χρησιμοποίηση του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος σε συνδυασμό με μία γρήγορη μέθοδο ανίχνευσης του πραγματικού σημείου μέγιστης ισχύος. Η επιλογή της μεθόδου ανίχνευσης έγινε έπειτα από αναζήτηση στη βιβλιογραφία. Συγκεκριμένα επιλέχθηκαν δύο αρκετά διαφορετικές τεχνικές, οι οποίες αναλύθηκαν και συγκρίθηκαν τόσο μεταξύ τους όσο και με τη συμβατική τεχνική σάρωσης ολόκληρης της P-V καμπύλης.

1.2 ΔΙΑΡΘΡΩΣΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύσσεται σε επτά κεφάλαια. Στο πρώτο κεφάλαιο παρουσιάζεται το θέμα της διπλωματικής εργασίας και περιγράφεται η δομή των επιμέρους ενοτήτων της.

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζεται η αρχή της ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος λειτουργίας και επιχειρείται μια επισκόπηση των διάφορων τεχνικών MPPT που εφαρμόζονται στα φωτοβολταϊκά συστήματα.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζεται μία απλή μέθοδος ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος φ/β συστοιχίας. Για την ανίχνευση του MPP εφαρμόζεται ο απλός P&O αλγόριθμος, ενώ ένας ελεγκτής PI ρυθμίζει την τάση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Για την αγωγή του διακόπτη ισχύος χρησιμοποιείται στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM).

Στο τέταρτο κεφάλαιο γίνεται αρχικά αναφορά στις βασικές έννοιες του προβλεπτικού ελέγχου και σε διάφορες εφαρμογές του στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος. Στη συνέχεια παρουσιάζεται το προτεινόμενο σύστημα ελέγχου, με την ανάπτυξη του προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος, τη διαμόρφωση του εξωτερικού βρόχου αντιστάθμισης της τάσης και την παρουσίαση του ανιχνευτή MPP.

Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζεται το πλήρες μοντέλο του φ/β συστήματος που αποτελείται από τη φ/β συστοιχία, μετατροπέα ανύψωσης τάσης και ωμικό φορτίο στα άκρα του μετατροπέα ΣΡ. Η λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή σε

αιφνίδιες ατμοσφαιρικές μεταβολές αξιολογείται και συγκρίνεται με την κλασική προσέγγιση MPPT που χρησιμοποιεί ελεγκτή PI και διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM), όπως αναπτύχθηκε στο τρίτο κεφάλαιο.

Στο έκτο κεφάλαιο γίνεται αρχικά εισαγωγή στη μερική σκίαση και παρουσιάζεται ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα αστοχίας του συστήματος ελέγχου που χρησιμοποιεί ένα τυπικό MPPT αλγόριθμο. Στη συνέχεια αναλύονται και αξιολογούνται τρεις διαφορετικές τροποποιήσεις – βελτιώσεις του απλού P&O αλγόριθμου για την ανίχνευση του πραγματικού (ή παγκόσμιου) MPP. Επιπλέον, το φ/β σύστημα συνδέεται στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας χρησιμοποιώντας δεύτερη βαθμίδα μετατροπέα ισχύος, και συγκεκριμένα DC/AC μονοφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI).

Στο έβδομο κεφάλαιο συγκεντρώνονται τα κυριότερα συμπεράσματα της διπλωματικής εργασίας και εντοπίζονται τα σημεία καινοτομίας της. Επίσης, αναφέρονται θέματα με τα οποία δεν ασχολείται η παρούσα εργασία, θα μπορούσαν όμως να αποτελέσουν αντικείμενα μελλοντικής έρευνας.

Κεφάλαιο 2

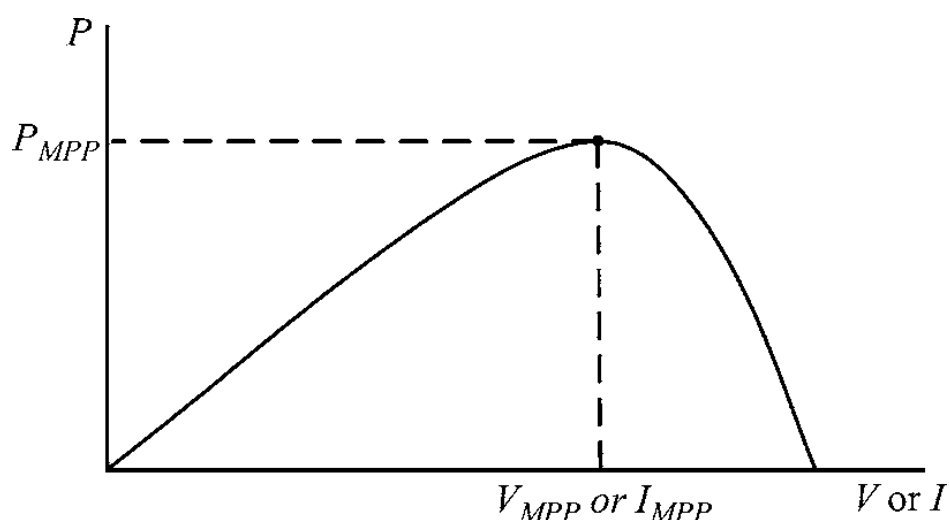
Τεχνικές Ανίχνευσης Σημείου Μέγιστης Ισχύος (MPPT)

Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύονται αρκετές διαφορετικές τεχνικές για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος σε φωτοβολταϊκά συστήματα. Θα συζητηθούν μέθοδοι που παρουσιάστηκαν αρκετά χρόνια πριν αλλά και νέες που χρησιμοποιούν γρήγορους μικροϋπολογιστές και συστήματα τελευταίας τεχνολογίας. Όλες παρουσιάζουν αρκετές διαφοροποιήσεις στην εφαρμογή τους αλλά και στην αποτελεσματικότητά τους.

2.1 ΓΕΝΙΚΑ

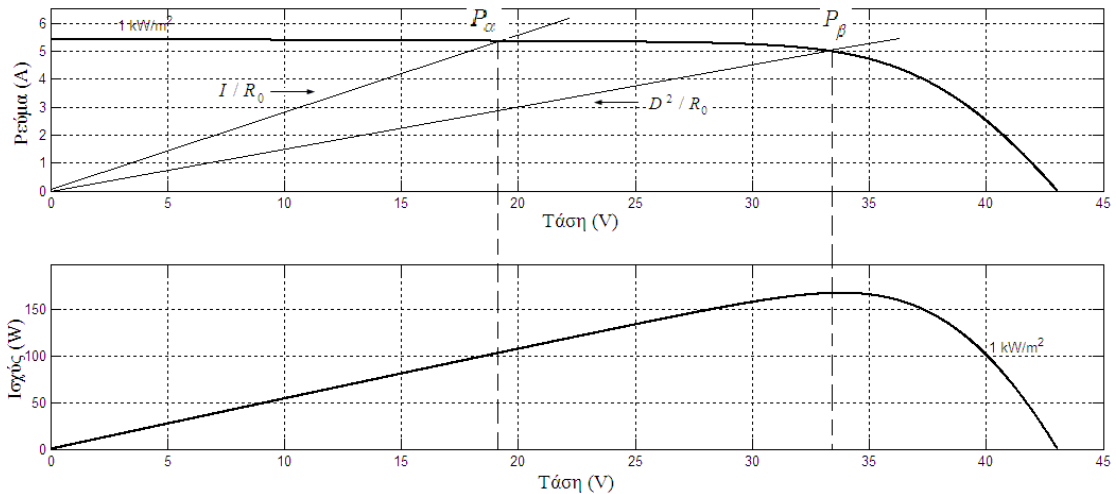
Ο εντοπισμός του σημείου μέγιστης ισχύος μιας φωτοβολταϊκής συστοιχίας παίζει συνήθως σημαντικό ρόλο στην απόδοση των φωτοβολταϊκών συστημάτων. Για το λόγο αυτό, πολλές διαφορετικές μέθοδοι ανίχνευσης έχουν αναπτυχθεί και εφαρμοστεί τα τελευταία χρόνια. Οι τεχνικές εμφανίζουν χαρακτηριστικές διαφορές μεταξύ τους. Συγκεκριμένα, ορισμένες κύριες διαφορές εντοπίζονται στην πολυπλοκότητα, στον αριθμό των απαιτούμενων μετρητικών οργάνων, στην ταχύτητα σύγκλισης στο επιθυμητό σημείο λειτουργίας, στο εύρος αποτελεσματικότητας και στον απαιτούμενο εξοπλισμό για την εφαρμογή.



Σχήμα 2.1: Χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος φωτοβολταϊκής συστοιχίας.

Αυτό που συνδέει όλες τις μεθόδους είναι το ζήτημα που καλούνται να λύσουν, το οποίο δεν είναι άλλο από τον άμεσο εντοπισμό της τάσης V_{MPP} ή του ρεύματος I_{MPP} , στα οποία θα έπρεπε να λειτουργεί η εκάστοτε φωτοβολταϊκή συστοιχία ώστε να λαμβάνεται η μέγιστη ισχύς εξόδου P_{MPP} , υπό δεδομένα επίπεδα θερμοκρασίας και ηλιακής ακτινοβολίας.

Στο σχήμα 2.1 παρουσιάζεται η χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος μιας φωτοβολταϊκής συστοιχίας, τα πλαίσια της οποίας δέχονται το ίδιο επίπεδο ακτινοβολίας. Η καμπύλη εμφανίζει ένα μέγιστο σημείο, το σημείο μέγιστης ισχύος. Ωστόσο, κάτω από συνθήκες μερικής σκίασης, είναι πιθανό να υπάρξουν πολλαπλά τοπικά μέγιστα, αλλά ακόμα και τότε το πραγματικό σημείο μέγιστης ισχύος θα είναι ένα. Για τη μερική σκίαση θα γίνει αναλυτική συζήτηση σε επόμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 2.2: Σχέση καμπύλης φορτίου με τις χαρακτηριστικές ισχύος – τάσης και ρεύματος – τάσης.

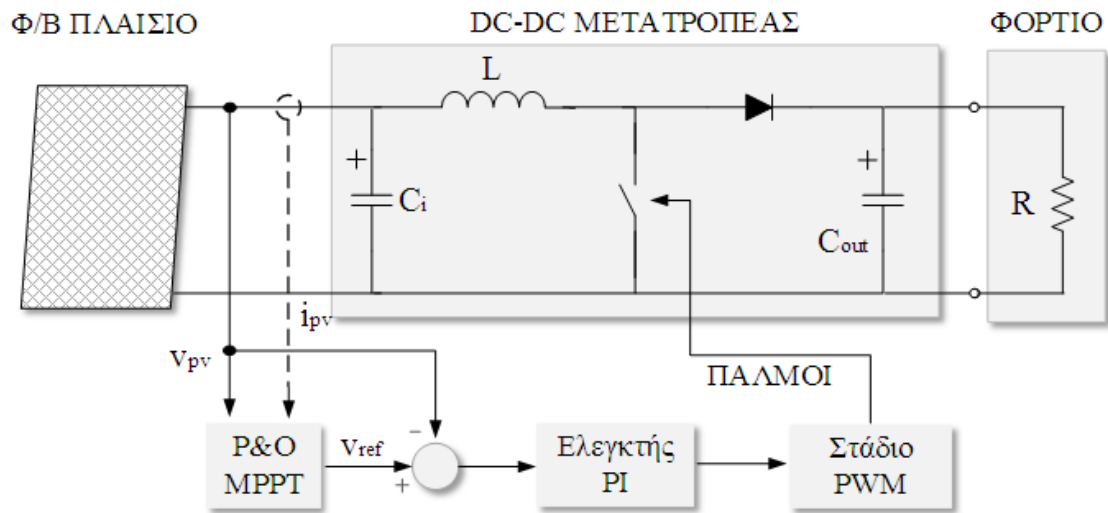
Η αρχή της ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος μπορεί να γίνει αντιληπτή με τη βοήθεια του σχήματος 2.2, όπου η καμπύλη με κλίση I/R_o αντιπροσωπεύει ένα σταθερό ωμικό φορτίο R_o . Σε περίπτωση που το φορτίο συνδεθεί απευθείας στα άκρα του φ/β πλαισίου, η μεταφερόμενη ισχύς θα είναι ίση με την P_a του σχήματος 2.2, διαφορετική από τη μέγιστη P_β , η οποία είναι διαθέσιμη από το φ/β πλαίσιο. Έτσι, ένας μετατροπέας ισχύος εισάγεται μεταξύ του φωτοβολταϊκού πλαισίου και του φορτίου, και προσαρμόζει το φορτίο ώστε η καμπύλη του να τέμνει τις χαρακτηριστικές του πλαισίου στο σημείο μέγιστης ισχύος. Η τιμή του λόγου διαμόρφωσης D του μετατροπέα αλλάζει, μέχρις ότου το σύστημα λειτουργήσει στο σημείο μέγιστης ισχύος [19].

2.2 ΤΕΧΝΙΚΕΣ MPPT

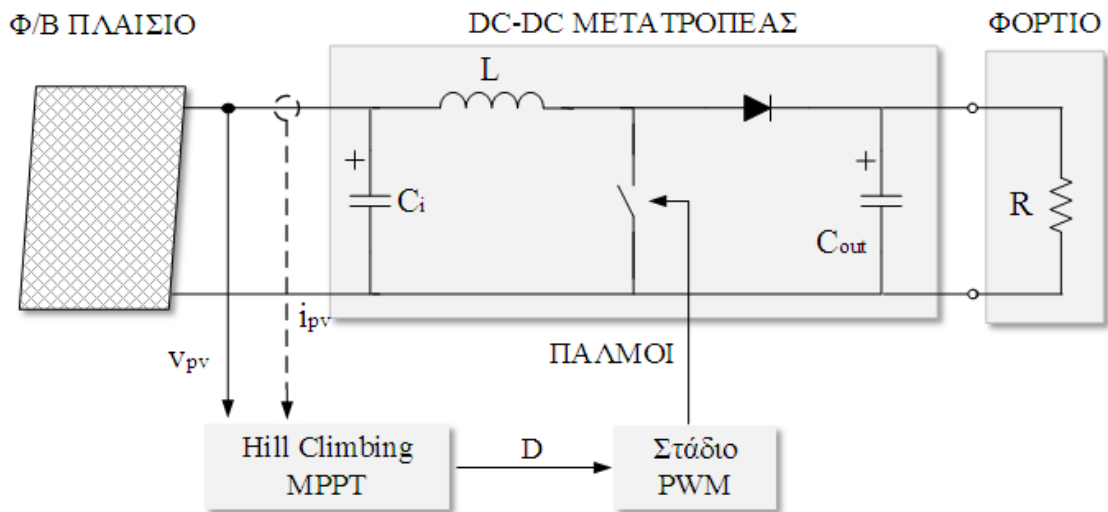
Στη συνέχεια θα γίνει συνοπτική παρουσίαση πολλών διαφορετικών μεθόδων ελέγχου για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος. Η αναφορά γίνεται με τυχαία σειρά, ενώ ένας πίνακας συνοψίζει τα κύρια χαρακτηριστικά κάθε μεθόδου στο τέλος του κεφαλαίου.

i. Hill Climbing/P&O (perturb and observe)

Ίσως η μεγαλύτερη έμφαση στη βιβλιογραφία έχει δοθεί στις μεθόδους hill climbing και perturb and observe. Η τεχνική hill climbing αφορά σε διατάραξη στο λόγο διαμόρφωσης (duty cycle) του μετατροπέα ισχύος, ενώ η P&O έχει να κάνει με



α.



β.

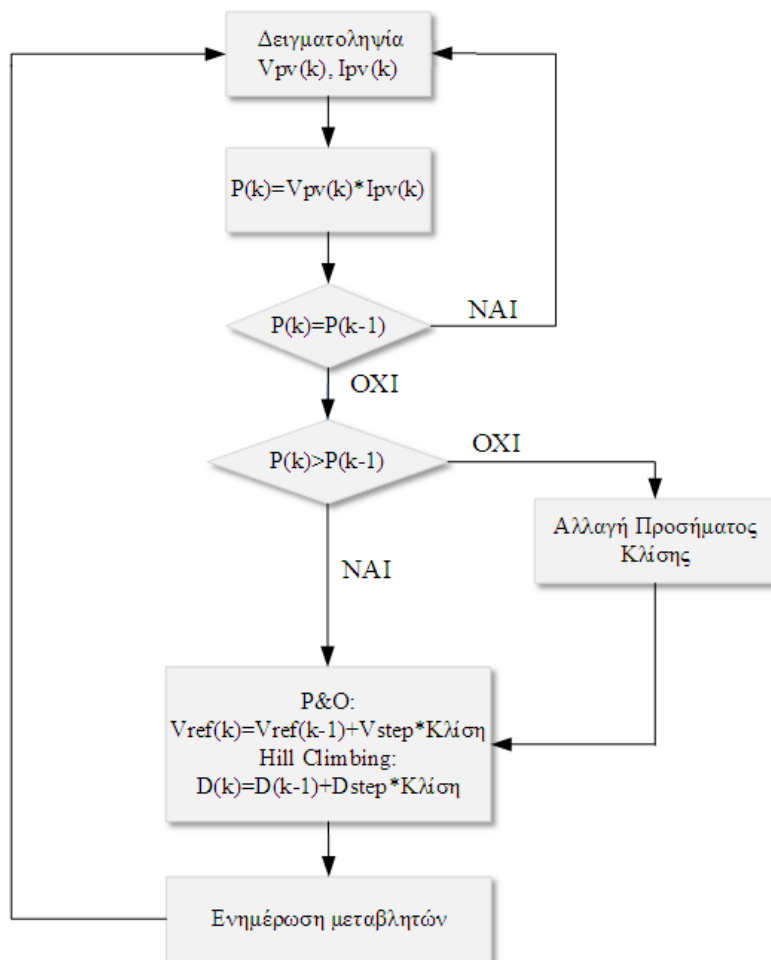
Σχήμα 2.3: Δομικά διαγράμματα τεχνικών P&O και Hill Climbing.

διατάραξη στην τάση λειτουργίας της φ/β συστοιχίας. Ουσιαστικά, οι δύο αυτές τεχνικές μοιράζονται την ίδια ιδέα λειτουργίας, με τη διαφορά ότι η P&O χρησιμοποιεί ένα βρόχο αντιστάθμισης, και συνήθως μέσω ενός PI ελεγκτή υπολογίζεται το duty cycle του μετατροπέα που αντιστοιχεί στην επιθυμητή τάση αναφοράς. Ο επιπρόσθετος αυτός βρόχος ελέγχου προσδίδει στην τεχνική P&O αυξημένη απόδοση, καθώς το σύστημα παρουσιάζει ταχύτερη δυναμική απόκριση και καλύτερα διαμορφωμένη τάση εξόδου σε σύγκριση με την τεχνική Hill Climbing.

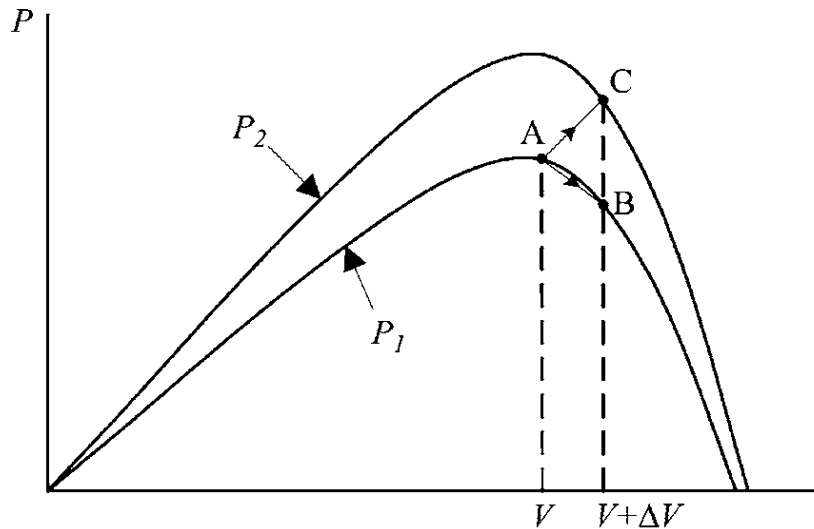
Από το σχήμα 2.1 φαίνεται ότι όταν το σημείο λειτουργίας βρίσκεται στα αριστερά του σημείου μέγιστης ισχύος, μία αύξηση (μείωση) στην τάση επιφέρει αύξηση (μείωση) στην ισχύ. Αντίθετα, όταν το σημείο λειτουργίας κείται στα δεξιά του σημείου μέγιστης ισχύος, η ισχύς μειώνεται (αυξάνεται). Ως εκ τούτου, αν ο

ελεγκτής παρατηρήσει αύξηση στην ισχύ, η επακόλουθη διατάραξη θα γίνει στην ίδια κατεύθυνση με την προηγούμενη, ενώ αν παρατηρηθεί μείωση η κατεύθυνση πρέπει να αντιστραφεί.

Η ίδια διαδικασία επαναλαμβάνεται έως ότου το σύστημα λειτουργήσει στο σημείο μέγιστης ισχύος, οπότε και ταλαντώνεται γύρω από αυτό. Το πλάτος της ταλάντωσης σχετίζεται άμεσα με το βήμα διατάραξης του αλγορίθμου. Μειώνοντάς το, μειώνεται και το πλάτος της ταλάντωσης. Ωστόσο, μία τέτοια επιλογή επιβραδύνει τον αλγόριθμο MPPT, καθώς απαιτούνται περισσότερα βήματα διατάραξης για την ανίχνευση του σημείου που μεγιστοποιεί την ισχύ. Στα [20] και [21], προτείνεται μία λύση στο ζήτημα αυτό με την επιλογή βήματος διαταραχής μεταβλητού μεγέθους. Το σχήμα 2.3 δείχνει τα μπλοκ διαγράμματα των φ/β συστημάτων που χρησιμοποιούν τις μεθόδους P&O Hill και Climbing, ενώ στο σχήμα 2.4 παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου της τεχνικής, διακρίνοντας το σημείο διαφοροποίησης μεταξύ P&O Hill και Climbing.



Σχήμα 2.4: Διάγραμμα Ροής μεθόδων P&O και Hill Climbing.



Σχήμα 2.5: Απόκλιση των μεθόδων P&O και Hill Climbing από το σημείο μέγιστης ισχύος όπως παρουσιάζεται στο [22].

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5, κάτω από ραγδαίες ατμοσφαιρικές αλλαγές, τόσο η μέθοδος P&O όσο και η Hill Climbing είναι δυνατό να αποτύχουν. Αρχίζοντας από το σημείο A, μία διατάραξη πλάτους ΔV στην τάση V θα μετακινήσει το σημείο λειτουργίας στο B. Αν οι ατμοσφαιρικές συνθήκες είναι σχεδόν σταθερές, η διατάραξη θα αναστραφεί καθώς εμφανίζεται μείωση της ισχύος. Ωστόσο, αν το επίπεδο της ηλιακής ακτινοβολίας αυξηθεί και μετατοπίσει την καμπύλη ισχύος από τη P_1 στη P_2 σε μία περίοδο δειγματοληψίας, το σημείο λειτουργίας θα μετακινηθεί από το A στο σημείο C. Κατά τη μετακίνηση από το A στο C η ισχύς αυξάνεται, οπότε το πρόσημο της διατάραξης θα παραμείνει ίδιο για τον επόμενο κύκλο λειτουργίας του MPPT. Συνεπώς, το σημείο λειτουργίας αποκλίνει από το σημείο μέγιστης ισχύος και θα συνεχίσει να αποκλίνει αν η ακτινοβολία συνεχώς αυξάνεται.

Συνήθως απαιτούνται δύο όργανα μέτρησης, ένα για την τάση και ένα για το ρεύμα της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, οι τιμές των οποίων χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της ισχύος. Παρ' όλα αυτά, σε ορισμένες περιπτώσεις όπως στο [23], αντί για αισθητήρα ρεύματος το ρεύμα της συστοιχίας εκτιμάται από την τιμή της τάσης. Αν και μπορούν να χρησιμοποιηθούν διακριτά αναλογικά και ψηφιακά κυκλώματα, ο έλεγχος μέσω μονάδας ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) ή μικροϋπολογιστή είναι καταλληλότερος για τις μεθόδους P&O και Hill Climbing.

ii. Αυξητικής Αγωγιμότητας (*Incremental Conductance*)

Η μέθοδος της αυξητικής αγωγιμότητας βασίζεται στο γεγονός ότι η κλίση της καμπύλης ισχύος (σχήμα 2.1) της φωτοβολταϊκής συστοιχίας στο σημείο μέγιστης ισχύος είναι μηδενική, θετική στα αριστερά του, και αρνητική στα δεξιά του. Αυτό εκφράζεται και από τις μαθηματικές σχέσεις που ακολουθούν:

$$\begin{aligned} dP / dV &= 0, && \text{στο σημείο μέγιστης ισχύος} \\ dP / dV &> 0, && \text{αριστερά από το σημείο μέγιστης ισχύος} \\ dP / dV &< 0, && \text{δεξιά από το σημείο μέγιστης ισχύος.} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Από τη σχέση

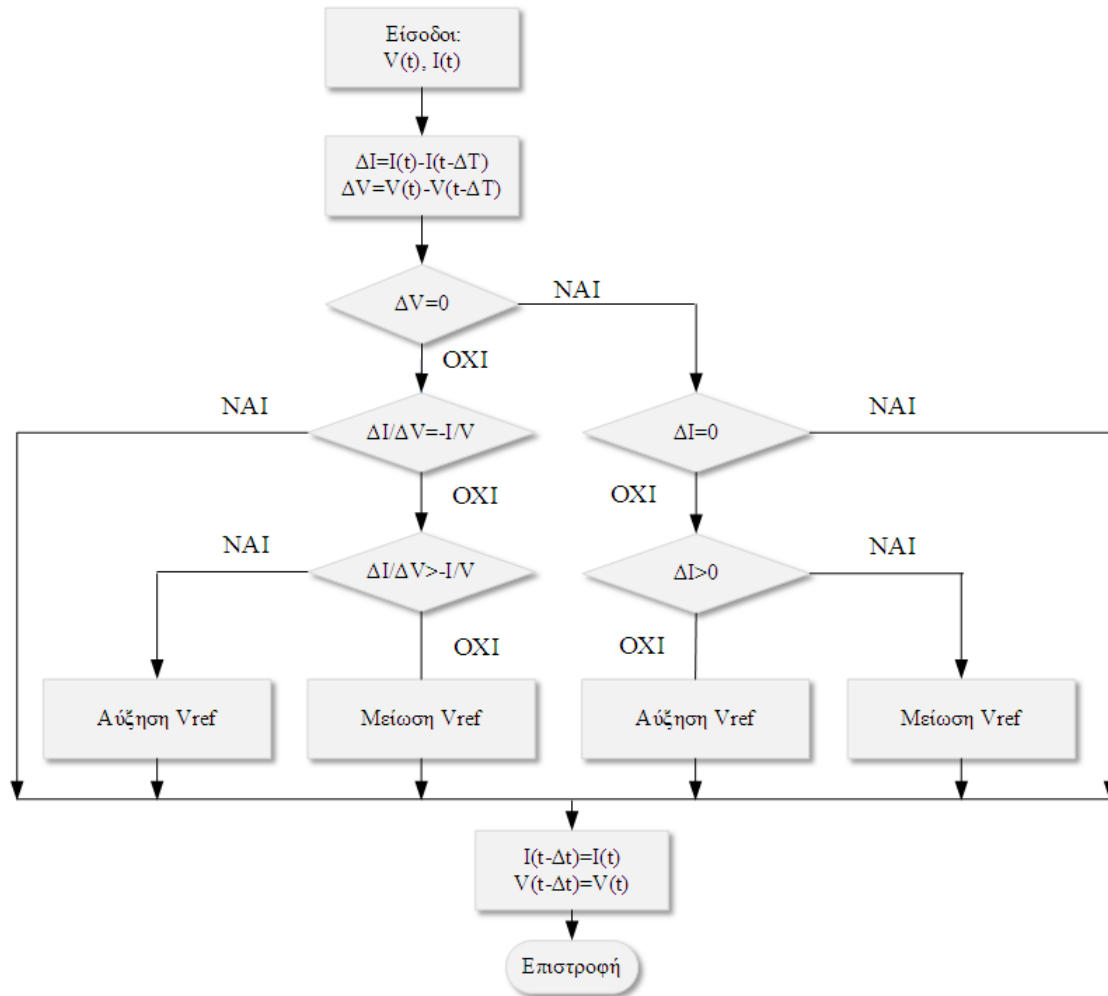
$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (2.2)$$

η (2.1) μπορεί γραφεί ως

$$\begin{aligned} dP / dV &= -I / V, && \text{στο σημείο μέγιστης ισχύος} \\ dP / dV &> -I / V, && \text{αριστερά από το σημείο μέγιστης ισχύος} \\ dP / dV &< -I / V, && \text{δεξιά από το σημείο μέγιστης ισχύος.} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Επομένως, το σημείο μέγιστης ισχύος μπορεί να ανιχνευθεί συγκρίνοντας τη στιγμιαία αγωγιμότητα (I/V) με την αυξητική αγωγιμότητα ($\Delta I/\Delta V$). Στο σχήμα 2.6 παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου αυξητικής αγωγιμότητας. Με V_{ref} συμβολίζεται η τάση αναφοράς στην οποία αναγκάζεται να λειτουργεί η φ/β συστοιχία. Μόλις εντοπιστεί το σημείο μέγιστης ισχύος η λειτουργία του συστήματος διατηρείται στο σημείο αυτό, μέχρις ότου παρατηρηθεί κάποια αλλαγή στο ρεύμα, οπότε και ο αλγόριθμος αυξάνει ή μειώνει την τιμή της V_{ref} για να ανιχνεύσει το νέο σημείο που μεγιστοποιεί την ισχύ.

Η μέτρηση για τον υπολογισμό της στιγμιαίας τάσης και του στιγμιαίου ρεύματος της φ/β συστοιχίας απαιτεί την ύπαρξη δύο μετρητικών οργάνων. Η μέθοδος της αυξητικής αγωγιμότητας προσφέρεται για έλεγχο βασισμένο σε μονάδα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος ή μικροελεγκτή, τα οποία μπορούν εύκολα να διατηρήσουν τις προηγούμενες τιμές του ρεύματος και της τάσεως και να παρθούν οι απαιτούμενες αποφάσεις σύμφωνα με το σχήμα 2.6.



Σχήμα 2.6: Διάγραμμα Ροής μεθόδου Αυξητικής Αγωγιμότητας.

iii. Κλασματικής Τάσης Ανοιχτοκύκλωσης (Fractional Open-Circuit Voltage)

Η μέθοδος της κλασματικής τάσης ανοιχτοκύκλωσης βασίζεται στη σχεδόν γραμμική σχέση (2.4) μεταξύ των τάσεων της φωτοβολταϊκής συστοιχίας V_{MPP} και V_{OC} , υπό συνθήκες μεταβλητής θερμοκρασίας και ακτινοβολίας.

$$V_{MPP} \approx k_1 V_{OC} \quad (2.4)$$

όπου η σταθερά αναλογίας k_1 εξαρτάται από χαρακτηριστικά της εκάστοτε φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Συνεπώς, η τιμή της υπολογίζεται εκ των προτέρων συνεκτιμώντας τις τιμές των τάσεων V_{MPP} και V_{OC} σε διάφορα επίπεδα θερμοκρασίας και ακτινοβολίας. Τυπικές τιμές της σταθεράς k_1 είναι από 0.71 έως 0.78 [22].

Με γνωστή την τιμή της k_1 , η τάση μέγιστης ισχύος μπορεί να υπολογιστεί από τη (2.4). Η μέτρηση της τάσης ανοιχτοκύκλωσης της συστοιχίας γίνεται τακτικά,

αποσυνδέοντας στιγμιαία το μετατροπέα ισχύος. Αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας είναι η ύπαρξη προσωρινής απώλειας ισχύος, γεγονός που για να αποφευχθεί έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία διάφοροι τρόποι. Αφού προσεγγιστεί η τιμή της V_{MPP} , ένα σύστημα ελέγχου κλειστού βρόχου αναλαμβάνει να φέρει την τάση της φ/β συστοιχίας στα επιθυμητά επίπεδα. Πάντως, το φ/β σύστημα πρακτικά δε λειτουργεί ποτέ στο σημείο μέγιστης ισχύος, δεδομένου ότι η σχέση υπολογισμού της V_{MPP} αποτελεί προσέγγιση.

iv. Κλασματικού Ρεύματος Βραχυκύκλωσης (Fractional Short-Circuit Current)

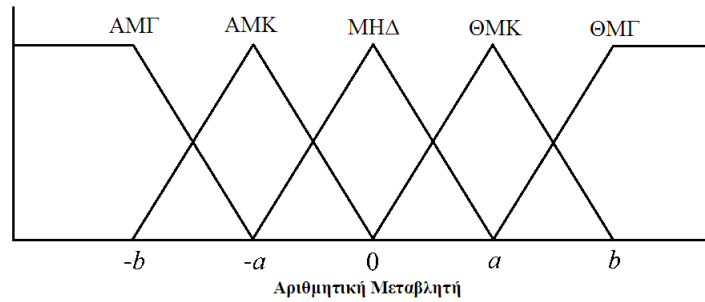
Η μέθοδος του κλασματικού ρεύματος βραχυκύκλωσης απορρέει από το γεγονός ότι κάτω από μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες, το ρεύμα I_{MPP} συνδέεται με το ρεύμα βραχυκύκλωσης I_{SC} της φωτοβολταϊκής συστοιχίας μέσω της σχεδόν γραμμικής σχέσης (2.5):

$$I_{MPP} \approx k_2 I_{SC} \quad (2.5)$$

όπου όπως και στην (2.4), με k_2 συμβολίζεται η σταθερά αναλογίας, η τιμή της οποίας και σε αυτή τη μέθοδο εξαρτάται από την εκάστοτε φ/β συστοιχία. Γενικά, η τιμή της βρίσκεται μεταξύ του 0.78 και 0.92.

Σε αντίθεση με τη μέθοδο της κλασματικής τάσης ανοιχτοκύκλωσης, η μέτρηση του ρεύματος βραχυκύκλωσης κατά τη λειτουργία του συστήματος εμφανίζει συνήθως την ανάγκη ύπαρξης ενός επιπλέον διακόπτη στο μετατροπέα ισχύος, ώστε να πραγματοποιείται τακτικά βραχυκύκλωση της φ/β συστοιχίας και ταυτόχρονα μέτρηση του ρεύματος βραχυκύκλωσης. Η ύπαρξη του επιπρόσθετου διακόπτη σε συνδυασμό με τη χρησιμοποίηση οργάνου μέτρησης του ρεύματος I_{SC} , αυξάνουν το κόστος της εγκατάστασης. Στις περισσότερες περιπτώσεις που στη βιβλιογραφία εφαρμόζεται η τεχνική του κλασματικού ρεύματος βραχυκύκλωσης, χρησιμοποιείται κάποιο σύστημα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος [22].

Είναι προφανές ότι και αυτή η τεχνική εμφανίζει αρκετά μειονεκτήματα, κυρίως λόγω των απωλειών ισχύος κατά τη μέτρηση του ρεύματος βραχυκύκλωσης, αλλά και για το γεγονός ότι το σημείο μέγιστης ισχύος ουσιαστικά υπολογίζεται κατά προσέγγιση.



Σχήμα 2.7: Συνάρτηση συμμετοχής εισόδων και εξόδων ελεγκτή ασαφούς λογικής.

ν. Έλεγχος Ασαφούς Λογικής (Fuzzy Logic Control)

Η ανάπτυξη των μικροελεγκτών την τελευταία δεκαετία έχει δημιουργήσει πρόσφορο έδαφος για τη χρησιμοποίηση της ασαφούς λογικής στην ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος.

Ο ασαφής έλεγχος έχει βρει εφαρμογή σε πληθώρα τομέων. Τρία είναι τα κύρια στάδια που χαρακτηρίζουν τη διαδικασία του ελέγχου: η ασαφοποίηση, η αναζήτηση σε πίνακα κανόνων, και η αποσαφοποίηση. Κατά τη διαδικασία της ασαφοποίησης, οι αριθμητικές μεταβλητές εισόδου του ελεγκτή μετατρέπονται σε λεκτικές μεταβλητές, σύμφωνα με μία συνάρτηση συμμετοχής παρόμοια με αυτή που φαίνεται στο σχήμα 2.7. Ας υποθέσουμε ότι χρησιμοποιούνται πέντε ασαφή επίπεδα, τα οποία συμβολίζονται με: ΑΜΚ (αρνητικό μικρό), ΑΜΓ (αρνητικό μεγάλο), ΜΗΔ (μηδέν), ΘΜΚ (θετικό μικρό), και ΘΜΓ (θετικό μεγάλο). Ανάλογα με το εύρος τιμών της αριθμητικής μεταβλητής καθορίζονται οι τιμές των a και b του σχήματος 2.7. Μάλιστα, σε αρκετές εφαρμογές η συνάρτηση συμμετοχής τροποποιείται ώστε να δίνει μεγαλύτερη έμφαση σε συγκεκριμένα επίπεδα ασάφειας.

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.1

ΠΙΝΑΚΑΣ ΚΑΝΟΝΩΝ ΑΣΑΦΟΥΣ ΕΛΕΓΚΤΗ ΣΥΜΦΩΝΑ ΜΕ ΤΟ [24].

ΔΕ Ε	ΑΜΓ	ΑΜΚ	ΜΗΔ	ΘΜΚ	ΘΜΓ
ΑΜΓ	ΜΗΔ	ΜΗΔ	ΑΜΓ	ΑΜΓ	ΑΜΓ
ΑΜΚ	ΜΗΔ	ΜΗΔ	ΑΜΚ	ΑΜΚ	ΑΜΚ
ΜΗΔ	ΑΜΚ	ΜΗΔ	ΜΗΔ	ΜΗΔ	ΘΜΚ
ΘΜΚ	ΘΜΚ	ΘΜΚ	ΘΜΚ	ΜΗΔ	ΜΗΔ
ΘΜΓ	ΘΜΓ	ΘΜΓ	ΘΜΓ	ΜΗΔ	ΜΗΔ

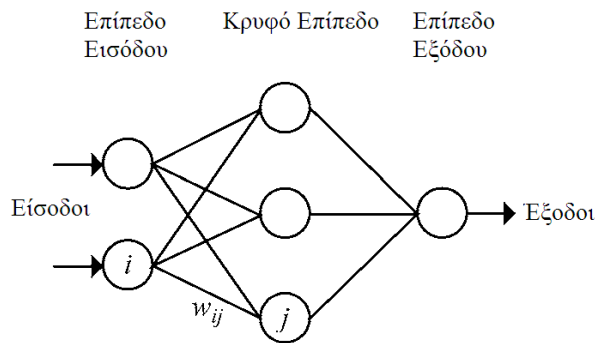
Οι ελεγκτές ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος που υιοθετούν τον ασαφή έλεγχο συνήθως δέχονται ως εισόδους ένα σφάλμα E και την αντίστοιχη μεταβολή του, ΔE . Λόγω της (2.1) στο σημείο μέγιστης ισχύος, οι εισοδοί μπορούν να προσεγγιστούν από τις (2.6) και (2.7). Αφού υπολογιστούν οι τιμές των εισόδων και μετατραπούν σε λεκτικές μεταβλητές, καθορίζεται η τιμή της λεκτικής μεταβλητής εξόδου, η οποία συνήθως είναι μία αλλαγή στο λόγο διαμόρφωσης του μετατροπέα ισχύος, ΔD , με τη βοήθεια ενός πίνακα κανόνων παρόμοιο με τον πίνακα 2.1 [22].

$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)}, \quad (2.6)$$

$$\Delta E(k) = E(k) - E(k-1). \quad (2.7)$$

Η διαμόρφωση του πίνακα κανόνων καθορίζεται από τον εκάστοτε μετατροπέα ισχύος και την κρίση του σχεδιαστή. Ο πίνακας 2.1 έχει διαμορφωθεί θεωρώντας την ύπαρξη μετατροπέα ανύψωσης. Για την κατανόησή του, ας υποτεθεί ότι το σημείο λειτουργίας του φ/β συστήματος βρίσκεται αριστερά και μακριά από το σημείο μέγιστης ισχύος. Αυτό σημαίνει ότι η λεκτική μεταβλητή E παίρνει τη λεκτική τιμή ΘΜΓ, και η ΔE τη ΜΗΔ. Συνεπώς κρίνεται αναγκαίο να αυξηθεί σε μεγάλο βαθμό ο λόγος διαμόρφωσης, δηλαδή να εκχωρηθεί η λεκτική τιμή ΘΜΓ στη μεταβλητή ΔD .

Η συνάρτηση συμμετοχής του σχήματος 2.7 χρησιμοποιείται και κατά το στάδιο αποσαφοποίησης, οπότε η έξοδος του ασαφούς ελεγκτή μετατρέπεται από λεκτική σε αριθμητική μεταβλητή, παρέχοντας το αναλογικό σήμα που θα ελέγξει την αγωγή του μετατροπέα ισχύος και θα οδηγήσει το σύστημα στο επιθυμητό σημείο λειτουργίας. Αν και έχει αποδειχτεί ότι οι ασαφείς ελεγκτές λειτουργούν αρκετά καλά υπό μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες, η αποτελεσματικότητά τους εξαρτάται σημαντικά από τη γνώση του χρήστη ή του σχεδιαστή του συστήματος στην επιλογή της κατάλληλης σχέσης σφάλματος και στον καθορισμό του πίνακα κανόνων [22].



Σχήμα 2.8: Παράδειγμα νευρωνικού δικτύου.

vi. Νευρωνικά Δίκτυα (Neural Network)

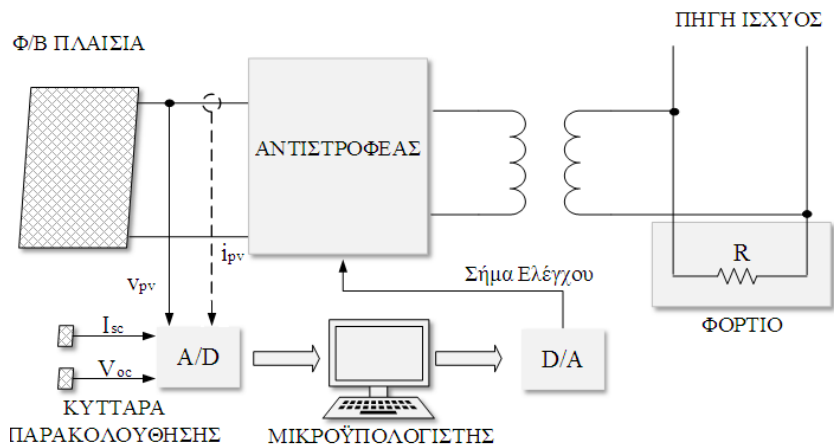
Τα νευρωνικά δίκτυα εφαρμόζονται σήμερα με επιτυχία σε πολλούς τομείς, από τις επικοινωνίες, την επεξεργασία εικόνας, την αναγνώριση ομιλίας, μέχρι και τον έλεγχο βιομηχανικών διεργασιών. Η τεχνική των νευρωνικών δικτύων βρήκε εφαρμογή και στην ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος στα φωτοβολταϊκά συστήματα [25].

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.8, τα νευρωνικά δίκτυα συνήθως αποτελούνται από τρία επίπεδα – στρώματα: το επίπεδο εισόδου, το κρυφό επίπεδο, και το επίπεδο εξόδου. Ο αριθμός των κόμβων σε κάθε επίπεδο εξαρτάται τόσο από το είδος της εφαρμογής όσο και από την κρίση του σχεδιαστή.

Τυπικές μεταβλητές εισόδου για το νευρωνικό δίκτυο είναι η τάση ανοιχτοκύκλωσης της φ/β συστοιχίας, το ρεύμα βραχυκύκλωσης, ατμοσφαιρικά δεδομένα όπως ακτινοβολία και θερμοκρασία, ή οποιοσδήποτε συνδυασμός αυτών.

Η αποτελεσματικότητα του ελέγχου είναι άμεσα συνυφασμένη με τους αλγορίθμους που χρησιμοποιούνται από το κρυφό στρώμα, αλλά και το επίπεδο της εκπαίδευσης που γίνεται στο νευρωνικό δίκτυο. Συγκεκριμένα, τα βάρη w_{ij} με τα οποία σημαίνονται οι σύνδεσμοι των κόμβων προσδιορίζονται μέσω μακροχρόνιας διαδικασίας εκπαίδευσης. Κατά τη διαδικασία αυτή, η φ/β συστοιχία ελέγχεται για μήνες ή και χρόνια και καταγράφονται οι σχέσεις μεταξύ των εισόδων και των εξόδων του νευρωνικού δικτύου.

Ως έξοδοι συνήθως ορίζονται ένα ή περισσότερα σήματα αναφοράς, όπως για παράδειγμα το σήμα του λόγου διαμόρφωσης (duty cycle) που χρησιμοποιείται για την αγωγή του διακόπτη ισχύος του μετατροπέα. Στο σχήμα 2.9 παρουσιάζεται το μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου που βασίζεται στα νευρωνικά δίκτυα, όπως εμφανίζεται στο [25].



Σχήμα 2.9: Δομικό διάγραμμα ελέγχου που βασίζεται στα νευρωνικά δίκτυα [25].

Λόγω της αλλαγής των χαρακτηριστικών της φ/β συστοιχίας με το πέρασμα του χρόνου, δημιουργείται η ανάγκη εκπαίδευσης του νευρωνικού δικτύου ανά τακτά χρονικά διαστήματα, ώστε να εξασφαλιστεί η ακριβής λειτουργία του ελεγκτή.

vii. Έλεγχος Συσχετισμού Κυμάτωσης (RCC)

Η τεχνική ελέγχου του συσχετισμού κυμάτωσης ανιχνεύει το σημείο μέγιστης ισχύος μιας φ/β συστοιχίας κάνοντας χρήση της κυμάτωσης, η οποία επιβάλλεται στην τάση και το ρεύμα της συστοιχίας από τη διακοπτική δράση του μετατροπέα ισχύος. Συσχετίζει τη χρονική παράγωγο της ισχύος dp/dt , με τη χρονική παράγωγο του ρεύματος di/dt , ή της τάσεως dv/dt , για να οδηγήσει την κλίση της ισχύος στο μηδέν και ταυτόχρονα το σύστημα στο σημείο μέγιστης ισχύος.

Πηγαίνοντας πίσω στο σχήμα 2.1, φαίνεται ότι όταν το σημείο λειτουργίας κείται κάτω από το σημείο μέγιστης ισχύος (δηλ. $V < V_{MPP}$ ή $I < I_{MPP}$) τότε αυξανόμενη της τάσεως ή του ρεύματος ($dv/dt > 0$ ή $di/dt > 0$) αυξάνεται και η ισχύς ($dp/dt > 0$). Αντίθετα, όταν το σημείο λειτουργίας βρίσκεται πάνω από το σημείο μέγιστης ισχύος (δηλ. $V > V_{MPP}$ ή $I > I_{MPP}$), τότε αύξηση της τάσης ή του ρεύματος επιφέρει μείωση στην ισχύ ($dp/dt < 0$). Συνδυάζοντας αυτές τις παρατηρήσεις, συμπεραίνεται ότι τα γινόμενα $(dp/dt)(dv/dt)$ ή $(dp/dt)(di/dt)$ είναι θετικά αριστερά του σημείου μέγιστης ισχύος, αρνητικά δεξιά του, και μηδέν σε αυτό.

Στο [26] η τεχνική του ελέγχου συσχετισμού κυμάτωσης εφαρμόζεται σε φ/β σύστημα αποτελούμενο από μετατροπέα ανύψωσης. Στο μετατροπέα αυτό, όταν μεγαλώνει ο λόγος διαμόρφωσης αυξάνεται το ρεύμα του πηνίου, το οποίο ελλείπει

πυκνωτή εισόδου είναι ίσο με το ρεύμα της φ/β συστοιχίας, ενώ μειώνεται η τάση της. Ο έλεγχος του λόγου διαμόρφωσης εκφράζεται από τις σχέσεις (2.8) ή (2.9), όπου k_3 είναι μία θετική σταθερά [26]:

$$d(t) = -k_3 \int \frac{dp}{dt} \frac{dv}{dt} dt \quad (2.8)$$

$$d(t) = k_3 \int \frac{dp}{dt} \frac{di}{dt} dt \quad (2.9)$$

Ελέγχοντας το λόγο διαμόρφωσης με αυτό τον τρόπο είναι βέβαιο ότι το σημείο μέγιστης ισχύος θα ανιχνεύεται συνέχεια. Συνεπώς, η μέθοδος RCC αποτελεί πραγματικό ιχνηλάτη του σημείου μέγιστης ισχύος, σε αντίθεση με τις τεχνικές κλασματικού ρεύματος βραχυκύκλωσης και κλασματικής τάσης ανοιχτοκύκλωσης που συζητήθηκαν νωρίτερα.

Αν και η κυμάτωση συχνά θεωρείται ανεπιθύμητη και γίνονται προσπάθειες να εξαλειφθεί, πρακτικά κανένα φίλτρο δε μπορεί να την αποβάλλει πλήρως. Η μέθοδος RCC χρησιμοποιεί οποιαδήποτε κυμάτωση υπάρχει ήδη στο κύκλωμα. Επιπλέον, τα διαφορικά σήματα στις (2.8) και (2.9) γενικά αντιμετωπίζονται ως πρόβλημα στη σχεδίαση πρακτικών κυκλωμάτων. Παρ' όλα αυτά, οι παράγωγοι μπορούν να προσεγγιστούν χρησιμοποιώντας υπερπερατά φίλτρα με συχνότητα αποκοπής μεγαλύτερη από τη συχνότητα της κυμάτωσης, αντί για πραγματικές παραγωγούς. Ένας άλλος απλός τρόπος υπολογισμού της παραγωγού του ρεύματος του πηνίου είναι η μέτρηση της τάσεώς του, η οποία είναι ανάλογη της παραγωγού του ρεύματος. Πάντως, η μη ιδανικότητες του πηνίου (απώλειες πυρήνα, ωμική αντίσταση) δεν επηρεάζουν σημαντικά καθώς σε ένα τυπικό μετατροπέα η χρονική σταθερά του πηνίου είναι αρκετά μεγαλύτερη από τη διακοπτική περίοδο [22].

Η εφαρμογή της μεθόδου RCC μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας απλά και φθηνά αναλογικά κυκλώματα. Στο [26], πειράματα έδειξαν ότι το σημείο μέγιστης ισχύος εντοπίζεται με ακρίβεια και ταχύτητα, ακόμα και υπό μεταβαλλόμενα επίπεδα ακτινοβολίας. Τέλος, το γεγονός ότι η μέθοδος αυτή δεν προϋποθέτει γνώση των χαρακτηριστικών της φ/β συστοιχίας, ευνοεί την άμεση εφαρμογή της σε διαφορετικά φ/β συστήματα.

viii. Μέθοδος Σάρωσης Ρεύματος (Current Sweep)

Η μέθοδος σάρωσης του ρεύματος λαμβάνει τη I-V χαρακτηριστική της φ/β συστοιχίας μέσω μιας κυματομορφής αναζήτησης του ρεύματος. Από τη χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης υπολογίζεται η τάση μέγιστης ισχύος, V_{MPP} της φ/β συστοιχίας. Η διαδικασία αυτή πραγματοποιείται τακτικά, με περίοδο που μπορεί να θεθεί από δέκα δευτερόλεπτα έως πέντε λεπτά [27].

Ως γνωστόν, το σημείο μέγιστης ισχύος αντιστοιχεί στην κορυφή της ισχύος $p(t) = v(t)i(t)$. Ο ανιχνευτής αιχμής της ισχύος είναι δυνατόν να κατασκευαστεί χρησιμοποιώντας ένα διαφορικό τελεστικό ενισχυτή (op-amp) και ένα συγκριτή. Επιπλέον, ένας αναλογικός μανδαλωτής μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη διατήρηση της τάσης που υπό τις παρούσες συνθήκες λειτουργίας μεγιστοποιεί την ισχύ.

Στο [27] αναφέρεται ότι ένας άλλος απλούστερος τρόπος να εφαρμοστεί η τεχνική σάρωσης του ρεύματος, ο οποίος δε χρησιμοποιεί αναλογικό πολλαπλασιαστή, είναι η δημιουργία της κυματομορφής αναζήτησης του ρεύματος της φ/β συστοιχίας μέσω μιας προκαθορισμένης χρονικής συνάρτησης $f(t)$, τέτοια ώστε

$$i(t) = f(t). \quad (2.10)$$

Η συνάρτηση που επιλέγεται είναι ευθέως ανάλογη της παραγώγου της, και μπορεί να εκφραστεί ως:

$$f(t) = k_4 \frac{df(t)}{dt} \quad (2.11)$$

όπου με k_4 συμβολίζεται η σταθερά αναλογίας. Έτσι, η ισχύς της φ/β συστοιχίας δίνεται από την

$$p(t) = v(t)i(t) = v(t)f(t). \quad (2.12)$$

Στο σημείο μέγιστης ισχύος η χρονική παράγωγος της $p(t)$ είναι μηδέν, συνεπώς:

$$\frac{dp(t)}{dt} = v(t) \frac{df(t)}{dt} + f(t) \frac{dv(t)}{dt} = 0. \quad (2.13)$$

Αντικαθιστώντας τη (2.11) στη (2.13) έχουμε τη (2.14):

$$\frac{dp(t)}{dt} = \left[v(t) + k_4 \frac{dv(t)}{dt} \right] \frac{df(t)}{dt} = 0, \quad (2.14)$$

η οποία με τη σειρά της λαμβάνοντας υπ' όψιν τη (2.10) και γνωρίζοντας ότι η χρονική παράγωγος της $f(t)$ είναι μη μηδενική, απλοποιείται περαιτέρω και γίνεται:

$$\frac{dp(t)}{di(t)} = v(t) + k_4 \frac{dv(t)}{dt} = 0. \quad (2.15)$$

Η λύση της διαφορικής εξίσωσης (2.11) είναι η $f(t) = C \exp(t / k_4)$, όπου η σταθερά C επιλέγεται να είναι ίση με το μέγιστο ρεύμα της φ/β συστοιχίας I_{\max} , και η σταθερά αναλογίας k_4 λαμβάνεται αρνητική. Συνεπώς, λύση της διαφορικής εξίσωσης (2.11) είναι μία φθίνουσα εκθετική συνάρτηση με χρονική σταθερά $\tau = -k_4$, της μορφής:

$$f(t) = I_{\max} \exp(-t / \tau). \quad (2.16)$$

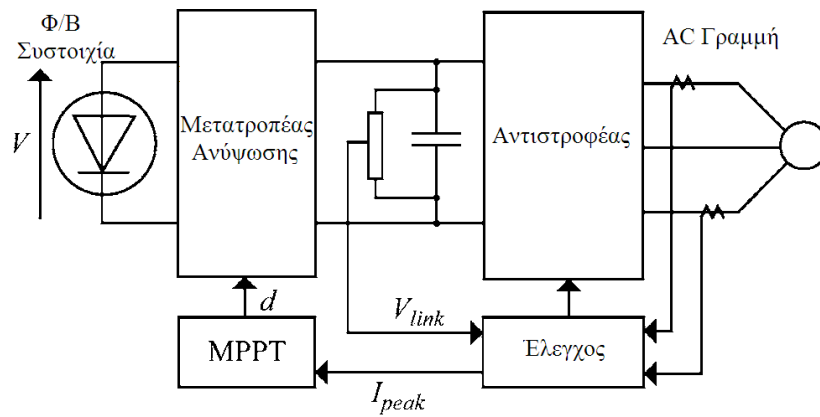
Η μορφή της (2.16) απλοποιεί την παραγωγή της κυματομορφής αναζήτησης καθώς αντιστοιχεί στην τάση ενός πυκνωτή που εκφορτίζεται μέσω αντίστασης. Αφού ολοκληρωθεί η διαδικασία αναζήτησης, υπολογίζεται η τάση μέγιστης ισχύος. Η σχέση (2.15) μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως επιβεβαίωση ότι το σημείο μέγιστης ισχύος έχει εντοπιστεί.

Στο [27] η μέθοδος ελέγχου σάρωσης του ρεύματος εφαρμόζεται μέσω αναλογικών υπολογισμών. Κατά τη διάρκεια της σάρωσης, η οποία διαρκεί περίπου 50 ms, όπως είναι λογικό προκαλούνται απώλειες στη διαθέσιμη ενέργεια. Για το λόγο αυτό, τονίζεται ότι η εφαρμογή της τεχνικής αυτής είναι εφικτή και συνίσταται μόνο σε περίπτωση κατά την οποία η αύξηση που επιφέρει στην ενέργεια του φ/β συστήματος είναι μεγαλύτερη από τις απώλειες κατά τη διαδικασία ανίχνευσης.

ix. DC-Link Capacitor Droop Control

Αναγκαία προϋπόθεση για την εφαρμογή αυτής της τεχνικής ελέγχου είναι το φωτοβολταϊκό σύστημα να συνδέεται παράλληλα με γραμμή εναλλασσόμενης τάσης, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.10 [28].

Ο λόγος διαμόρφωσης, d , ενός ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης δίνεται από τη



Σχήμα 2.10: Τοπολογία ελέγχου συνδεδεμένου συστήματος στο δίκτυο μέσω της τεχνικής dc-link capacitor droop όπως φαίνεται στο [28].

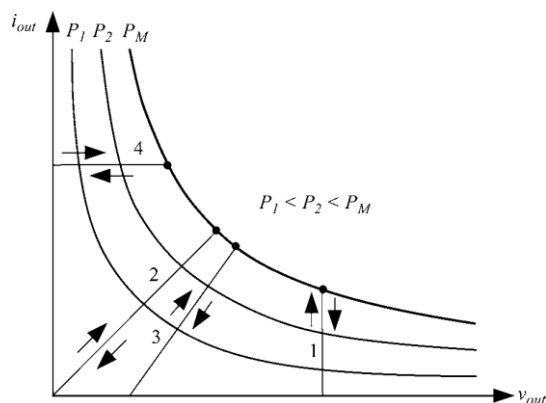
γνωστή σχέση:

$$d = 1 - \frac{V}{V_{link}} \quad (2.17)$$

όπου V είναι η τάση της φ/β συστοιχίας και V_{link} η τάση στην έξοδο του DC μετατροπέα. Ο έλεγχος του ρεύματος στην πλευρά του αντιστροφέα γίνεται με σκοπό να διατηρείται σταθερή η τιμή της τάσεως V_{link} . Όσο η V_{link} παραμένει σταθερή, αύξηση του ρεύματος που εισέρχεται στον αντιστροφέα αυξάνει την εξερχόμενη ισχύ του DC μετατροπέα, και συνεπώς τη μεταφερόμενη από τη φ/β συστοιχία ισχύ. Όσο αυξάνεται το ρεύμα και η απαιτούμενη ισχύς εισόδου του αντιστροφέα δεν υπερβαίνει τη μέγιστη διαθέσιμη ισχύ της συστοιχίας, η τάση V_{link} διατηρείται σταθερή. Σε αντίθετη περίπτωση, η V_{link} αρχίζει να πέφτει. Ακριβώς πριν την πτώση της, το ρεύμα ελέγχου I_{peak} του αντιστροφέα έχει τη μέγιστη τιμή του, ενώ η φ/β συστοιχία λειτουργεί στο σημείο μέγιστης ισχύος. Η ανατροφοδότηση του ρεύματος του ac συστήματος αποτρέπει την πτώση της τάσης V_{link} . Ο λόγος διαμόρφωσης d βελτιστοποιείται για να οδηγήσει την τιμή του ρεύματος I_{peak} στη μέγιστη τιμή του, και συνεπώς το επιτυγχάνεται η ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος.

x. Μεγιστοποίηση Ρεύματος ή Τάσεως Φορτίου

Όπως μαρτυρεί και η ονομασία της, η μέθοδος αυτή βασίζει τη λειτουργία του ελεγκτή στο ρεύμα ή την τάση εξόδου του μετατροπέα ισχύος ο οποίος συνδέεται παράλληλα με τη φ/β συστοιχία. Θεωρώντας ιδανικό μετατροπέα, μεγιστοποίηση της

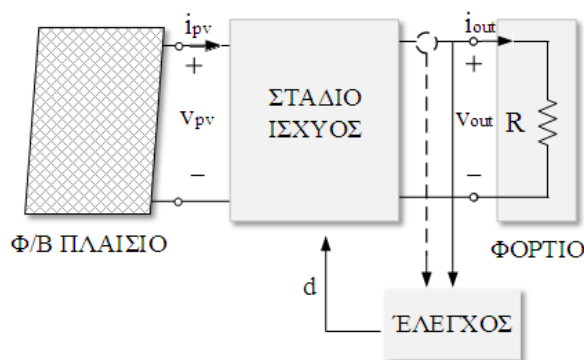


Σχήμα 2.11: Διαφορετικά ήδη φορτίου όπως παρουσιάζονται στο [29]. 1: Πηγής τάσης, 2: ωμικό, 3: ωμικό και πηγής τάσης, 4: πηγής ρεύματος.

ισχύος της φ/β συστοιχίας ισοδυναμεί με μεγιστοποίηση της καταναλισκόμενης ισχύος στο φορτίο του μετατροπέα, και αντίστροφα.

Σύμφωνα με το [29], η μέτρηση μόνο μίας παραμέτρου του φορτίου (του ρεύματος ή της τάσεως) αρκεί για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος. Το γεγονός αυτό δικαιολογείται παρατηρώντας το σχήμα 2.11. Είναι σαφές ότι για ένα φορτίο τύπου πηγής τάσης, η παράμετρος που θα έπρεπε να μεγιστοποιηθεί για να ληφθεί η μέγιστη ισχύς εξόδου P_M είναι το ρεύμα φορτίου i_{out} , ενώ για ένα φορτίο τύπου πηγής ρεύματος η τάση v_{out} . Στους υπόλοιπους τύπους φορτίου του σχήματος 2.11, μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε το ρεύμα i_{out} είτε η τάση v_{out} . Συνεπώς, για σχεδόν όλα τα φορτία η μεγιστοποίηση του ρεύματος ή της τάσεως φορτίου, είναι επαρκής για τη μεγιστοποίηση της ισχύος του φορτίου.

Στο [29] ο έλεγχος του μετατροπέα πραγματοποιείται μέσω βρόχου θετικής ανάδρασης, οδηγώντας το ρεύμα του φορτίου στη μέγιστη τιμή του και ταυτόχρονα τη φ/β συστοιχία κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος, στο οποίο όμως λόγω των απωλειών του μετατροπέα το σύστημα δεν καταφέρνει ποτέ να φτάσει.

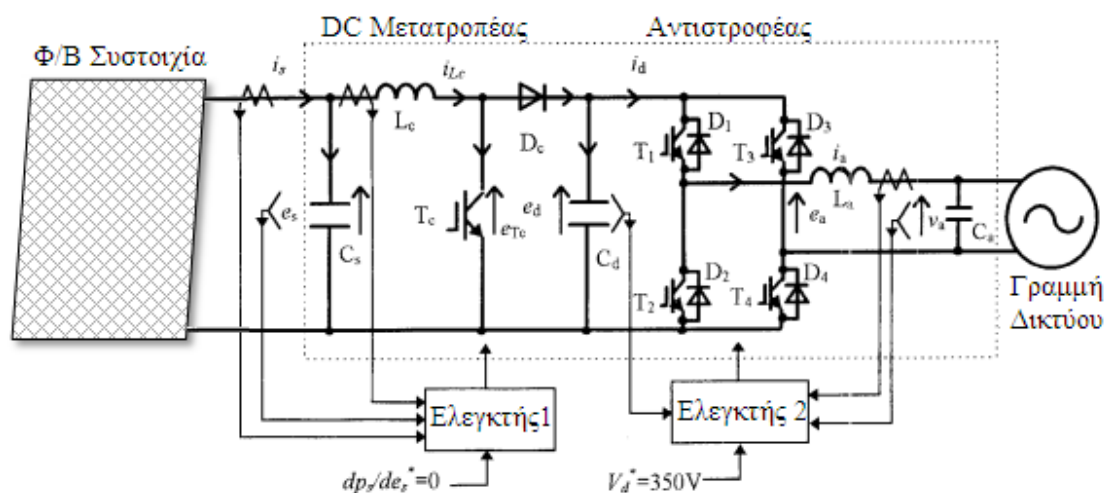


Σχήμα 2.12: Απλοποιημένο διάγραμμα τεχνικής ελέγχου μέσω των παραμέτρων $v_{out} - i_{out}$ [29].

xi. dP/dV ή dP/dI Έλεγχος Ανατροφοδότησης

Από τη (2.1) που αναφέρθηκε νωρίτερα προκύπτει ένας προφανής τρόπος υπολογισμού του σημείου μέγιστης ισχύος, ο οποίος όμως έγινε εφικτός μόνο με την ανάπτυξη γρήγορων μικροελεγκτών και συστημάτων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, ικανών να χειριστούν πολύπλοκους υπολογισμούς.

Ο έλεγχος βασίζεται στον υπολογισμό της κλίσης dP/dV ή dP/dI της καμπύλης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας και στην ανατροφοδότησή της μέσω ελέγχου στο μετατροπέα ισχύος που θα την οδηγήσει στο μηδέν. Για τον τρόπο υπολογισμού της κλίσης έχουν προταθεί διάφοροι τρόποι στη βιβλιογραφία. Στο [30], η κλίση dP/dV υπολογίζεται και το πρόσημό της διατηρείται για ορισμένες περιόδους λειτουργίας. Ανάλογα με το πρόσημό της, ο λόγος διαμόρφωσης του μετατροπέα ισχύος αυξάνεται ή μειώνεται, στοχεύοντας το σημείο μέγιστης ισχύος. Στο [31] το σύστημα αποτελείται από τη φ/β συστοιχία, ένα DC μετατροπέα ανύψωσης, ένα μονοφασικό αντιστροφέα και το δίκτυο. Ο DC μετατροπέας είναι υπεύθυνος για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος, ο αντιστροφέας αναλαμβάνει να οδηγήσει το συντελεστή ισχύος στη μονάδα, και να διατηρήσει σταθερή την τιμή της τάσης στη DC πλευρά του αντιστροφέα. Το σχήμα 2.13 δείχνει τη διαμόρφωση του συνολικού συστήματος. Σημειώνεται ότι για τον υπολογισμό της κλίσης dP/dV χρησιμοποιείται μία μέθοδος γραμμικοποίησης.



Σχήμα 2.13: Σχηματικό διάγραμμα φ/β συστήματος συνδεδεμένο στο δίκτυο [31].

Ελεγκτής 1: Έλεγχος μέγιστης ισχύος

Ελεγκτής 2: Έλεγχος μοναδιαίου συντελεστή ισχύος και σταθερής DC τάσης.

xii. Linear Current Control Method

Η μέθοδος αυτή βασίζεται στην ύπαρξη μιας γραμμικής σχέσης μεταξύ του ρεύματος μέγιστης ισχύος I_{MPP} και του επιπέδου ακτινοβολίας [22]. Για να προκύψει αυτή η σχέση λαμβάνεται υπ' όψιν η γραφική ερμηνεία της λύσης δύο αλγεβραϊκών εξισώσεων ως το σημείο τομής δύο καμπυλών στο επίπεδο $P-I$ [34].

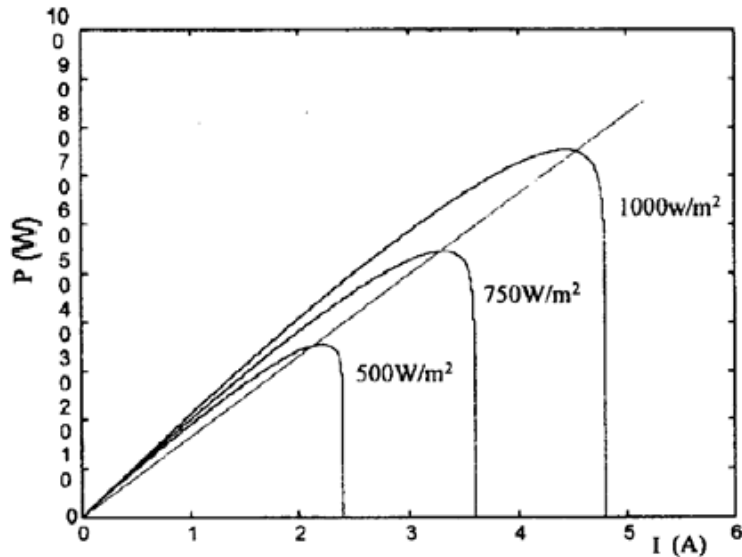
Αρχικά, χρησιμοποιείται η γνωστή σχέση ρεύματος και τάσεως της φ/β συστοιχίας (2.23) για να εκφραστεί η πρώτη καμπύλη $f(P, I) = 0$ στο επίπεδο $P-I$ από την (2.24). Έχουμε λοιπόν ότι:

$$I = I_s - I_0 \left\{ \exp \left[\frac{q}{AKT} (V + IR_s) \right] - 1 \right\} \quad (2.23)$$

$$f(P, I) = P - VI = P - \frac{q}{AKT} I \ln \left[\frac{(I_s + I_0 - I)}{I_0} \right] - I^2 R_s = 0 \quad (2.24)$$

όπου I_s είναι το φωτόρευμα, I_0 το ρεύμα κόρου της διόδου, R_s η ισοδύναμη αντίσταση σειράς της φ/β συστοιχίας, K η σταθερά Boltzman, T η απόλυτη θερμοκρασία, q το φορτίου του ηλεκτρονίου, και A ο συντελεστής διόδου. Επίσης, η ισότητα $\frac{dP}{dI} = 0$ στο σημείο μέγιστης ισχύος σε συνδυασμό με τη (2.23) δίνουν τη δεύτερη εξίσωση:

$$g(P, I) = P - aI \ln \frac{aI^2}{(P - I^2 R_s)} + I^2 R_s = 0 \quad (2.25)$$



Σχήμα 2.15: Καμπύλες η τομή των οποίων δίνει το σημείο μέγιστης ισχύος.

όπου $a \cong \frac{AKT}{q}$. Το γεγονός ότι η (2.25) μπορεί να προσεγγιστεί από μία ευθεία απλοποιεί σε μεγάλο βαθμό την εφαρμογή του ελέγχου.

Συνεπώς, σε μία πρακτική εφαρμογή όπως στο [34] το σημείο μέγιστης ισχύος θα βρίσκεται στο σημείο τομής των δύο καμπυλών, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.15. Ένας ελεγκτής PI χρησιμοποιείται έτσι ώστε το ρεύμα της φ/β συστοιχίας να ακολουθεί την τιμή του I_{MPP} .

xii. Αλγόριθμος Καλύτερης Προκαθορισμένης Τάσης (BFV algorithm)

Η τεχνική ελέγχου μέσω του αλγορίθμου της καλύτερης προκαθορισμένης τάσεως (BFV) εισάγεται στο [35]. Η μέθοδος αυτή στηρίζεται στη συλλογή στατιστικών στοιχείων για τα επίπεδα θερμοκρασίας και ακτινοβολίας στην περιοχή εγκατάστασης του φ/β συστήματος.

Η καταγραφή γίνεται για περίοδο μεγαλύτερη του ενός έτους με σκοπό την εύρεση της καλύτερης προκαθορισμένης τάσης, δηλαδή αυτής που προσεγγίζει το σημείο μέγιστης ισχύος. Ο αλγόριθμος ελέγχου που εφαρμόζεται έχει δύο επιλογές: η μία είναι να θέσει την τάση της φ/β συστοιχίας ίση με την καλύτερη προκαθορισμένη τάση (BFV), και η άλλη να δώσει στην τάση εξόδου την ονομαστική τάση του φορτίου.

Πρακτικά με τον έλεγχο αυτό το σύστημα δε λειτουργεί ποτέ στο σημείο μέγιστης ισχύος. Ένα άλλο μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι απαιτεί συλλογή δεδομένων για διαφορετικές γεωγραφικές περιοχές.

xiii. Μέθοδος Πίνακα Αναζήτησης (Look-up Table Method)

Στην περίπτωση αυτή, μετρώνται η τάση και το ρεύμα της φ/β συστοιχίας και συγκρίνονται με τιμές αποθηκευμένες στο σύστημα ελέγχου που αντιστοιχούν στις τιμές μέγιστης ισχύος, υπό προκαθορισμένες κλιματολογικές συνθήκες. Σε μία απλή εφαρμογή της μεθόδου το ρεύμα της φ/β συστοιχίας ορίζεται ως συνάρτηση της ισχύος της, $I_{MPP} = f(P_{MAX})$ [36]. Ένας ελεγκτής PI ρυθμίζει το ρεύμα και την ισχύ της φ/β γεννήτριας ώστε οι τιμές τους να είναι ίσες με τις προκαθορισμένες τιμές I_{MPP} και P_{MAX} , μεταβάλλοντας το λόγο διαμόρφωσης (duty ratio) του DC-DC μετατροπέα.

Ένα προφανές και σημαντικό μειονέκτημα που παρουσιάζουν οι τεχνικές ελέγχου οι οποίες βασίζονται σε πίνακες αναζήτησης είναι η απαίτηση μεγάλης χωρητικότητας μνήμης για την αποθήκευση των δεδομένων. Επίσης, το σύστημα σχεδιάζεται να ελέγχει φ/β γεννήτρια αποτελούμενη από συγκεκριμένα φ/β πλαίσια. Παρ' όλα αυτά, αξιοσημείωτο είναι ότι η ταχύτητα σύγκλισης στο σημείο μέγιστης ισχύος είναι σημαντικά υψηλή [36].

2.3 ΣΥΖΗΤΗΣΗ

Πέρα από τις τεχνικές ελέγχου που συζητήθηκαν στο παρόν κεφάλαιο, ανατρέχοντας στη βιβλιογραφία κανείς μπορεί να συναντήσει και άλλες, λιγότερο δημοφιλείς. Το βέβαιο είναι ότι η ύπαρξη τόσο μεγάλου αριθμού ξεχωριστών τρόπων ελέγχου κάνει την επιλογή δύσκολη και αναγκάζει το σχεδιαστή να λάβει υπ' όψιν του διάφορες παραμέτρους πριν αποφασίσει ποια τεχνική ταιριάζει καλύτερα στις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής.

Τα βασικά κριτήρια επιλογής έχουν επισημανθεί στο [22]. Ένας αμιγώς υποκειμενικός παράγοντας αφορά στην πολυπλοκότητα υλοποίησης που είναι άμεσα συνυφασμένη με τις γνώσεις και την εμπειρία του μηχανικού. Υπάρχουν τεχνικές που για την υλοποίησή τους κανείς μπορεί να χρησιμοποιήσει μόνο αναλογικά κυκλώματα, αλλά και μέθοδοι ελέγχου που προϋποθέτουν χρησιμοποίηση ψηφιακών κυκλωμάτων και προγραμματισμό. Στην πρώτη περίπτωση ανήκουν για παράδειγμα η μέθοδος κλασματικού ρεύματος βραχυκύκλωσης - κλασματικής τάσης ανοιχτοκύκλωσης, ο έλεγχος συσχετισμού κυμάτωσης (RCC), αλλά και η τεχνική μεγιστοποίησης του ρεύματος ή της τάσης φορτίου. Η δεύτερη περιλαμβάνει την

τεχνική Hill Climbing/P&O, τη μέθοδο αυξητικής αγωγιμότητας, τον έλεγχο ασαφούς λογικής, τα νευρωνικά δίκτυα και άλλες.

Συνήθως σημαντικό κριτήριο για την επιλογή μιας μεθόδου αποτελεί το κόστος. Βέβαια υπάρχουν και περιπτώσεις που η απόδοση και η αξιοπιστία του συστήματος είναι αδιαπραγμάτευτες. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν οι δορυφόροι και οι διαστημικοί σταθμοί. Σε εφαρμογές τέτοιου τύπου ο έλεγχος πρέπει να είναι γρήγορος, ακριβής και σε καμία περίπτωση να μην απαιτείται περιοδική ρύθμιση (tuning). Στον αντίποδα αναφέρεται η περίπτωση που χρησιμοποιούνται φ/β συστήματα για το δημοτικό φωτισμό. Κατά τη διάρκεια της ημέρας τα φ/β πλαίσια αναλαμβάνουν τη φόρτιση συσσωρευτών. Οι απαιτήσεις του συστήματος είναι αρκετά χαμηλές και συνήθως προτιμάται απλός έλεγχος, κάνοντας εφικτή την εφαρμογή για παράδειγμα της κλασματικής τάσης ανοιχτοκύκλωσης ή του κλασματικού ρεύματος βραχυκύκλωσης. Πάντως δε λείπουν και οι περιπτώσεις που τόσο το κόστος όσο και η ταχύτητα και η ακρίβεια εντοπισμού του σημείου μέγιστης ισχύος παίζουν εξίσου σημαντικό ρόλο. Για παράδειγμα, σε μία οικιακή εγκατάσταση στέγης η ελαχιστοποίηση του χρόνου αποπληρωμής της επένδυσης αναγκάζει το χρήστη να μειώσει όσο γίνεται το κόστος της εγκατάστασης, χωρίς όμως να θυσιαστεί η απόδοση του φ/β συστήματος.

Ο αριθμός των απαιτούμενων αισθητήρων για την υλοποίηση του ελέγχου επηρεάζει επίσης τη διαδικασία της απόφασης. Τις περισσότερες φορές, η μέτρηση της τάσης είναι ευκολότερη και πιο αξιόπιστη από τη μέτρηση του ρεύματος. Επιπλέον, οι αισθητήρες ρεύματος (Hall effect, Shunt) είναι συχνά ακριβότεροι και πιο ογκώδεις. Σε μεγάλα φ/β συστήματα που απαρτίζονται από πολλές φ/β συστοιχίες με ξεχωριστούς ανιχνευτές μέγιστης ισχύος, θα ήταν φρόνιμη η επιλογή τεχνικών που απαιτούν μόνο ένα αισθητήρα ή που υπολογίζουν το ρεύμα με έμμεσο τρόπο όπως στο [23]. Σε κάθε περίπτωση, η χρησιμοποίηση αισθητήρων για τη μέτρηση του επιπέδου της ακτινοβολίας, η οποία για παράδειγμα είναι αναγκαία στην τεχνική linear current control, δε συνίσταται [22].

Η αρνητική επίδραση της μερικής σκίασης και οι απώλειες ενέργειας που μπορούν να δημιουργηθούν λόγω της ύπαρξης πολλαπλών μεγίστων σημείων στην καμπύλη P-V της φ/β συστοιχίας πρέπει να ληφθεί υπ' όψιν για την επιλογή της τεχνικής MPPT που θα εφαρμοστεί. Ειδικά όταν η εγκατάσταση γίνεται σε στέγες κτηρίων βιομηχανικών πόλεων ή και σε μέρη με ψηλά δέντρα ή άλλους παράγοντες που μπορούν να προκαλέσουν σκίαση, οι απώλειες ενδέχεται να είναι μεγάλες. Για να

μη συμβεί αυτό, οι περισσότερες τεχνικές θα έπρεπε να ενσωματώσουν ένα αρχικό στάδιο αναζήτησης, όπου θα ελέγχεται ολόκληρη η καμπύλη ισχύος της φ/β συστοιχίας ανά τακτά χρονικά διαστήματα. Από τις μεθόδους που αναφέρθηκαν, μόνο αυτή της σάρωσης ρεύματος θα ήταν σε θέση να ανιχνεύσει το πραγματικό μέγιστο της καμπύλης, ακόμα και υπό την ύπαρξη πολλών τοπικών μεγίστων. Σε κάθε περίπτωση, η ύπαρξη απωλειών ενέργειας για την ανίχνευση του πραγματικού μεγίστου είναι αναπόφευκτη, η ελαχιστοποίηση όμως των απωλειών αυτών είναι κάτι που με κατάλληλο έλεγχο μπορεί να γίνει εφικτό. Στην κατεύθυνση αυτή έχουν στραφεί πολλές μελέτες στη βιβλιογραφία, εισάγοντας νέες τεχνικές ελέγχου ή τροποποιώντας τις ήδη υπάρχουσες και ευρέως διαδεδομένες. Με τη μερική σκίαση θα ασχοληθούμε αναλυτικότερα στο έκτο κεφάλαιο.

Στον πίνακα 2.2 που ακολουθεί συνοψίζονται όλα τα βασικά χαρακτηριστικά των τεχνικών ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος για τις οποίες έγινε αναφορά στο παρόν κεφάλαιο.

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.2
ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΕΧΝΙΚΩΝ MPPT.

Τεχνική MPPT	Εξάρτηση από Φ/Β Συστοιχία;	Πραγματικό MPP;	Αναλογική ή Ψηφιακή;	Περιοδική Ρύθμιση	Ταχύτητα Σύγκλισης	Πολυπλοκότητα Υλοποίησης	Αισθητήρες
Hill Climbing/P&O	Όχι	Ναι	Και τα δύο	Όχι	Ποικίλλει	Χαμηλή	Ρεύματος, Τάσης
Incremental Conductance	Όχι	Ναι	Ψηφιακή	Όχι	Ποικίλλει	Μέτρια	Ρεύματος, Τάσης
Κλασματικής V_{oc}	Ναι	Όχι	Και τα δύο	Ναι	Μέτρια	Χαμηλή	Τάσης
Κλασματικού I_{sc}	Ναι	Όχι	Και τα δύο	Ναι	Μέτρια	Μέτρια	Ρεύματος
Έλεγχος Ασαφούς Λογικής	Ναι	Ναι	Ψηφιακή	Ναι	Γρήγορη	Υψηλή	Ποικίλλει
Νευρωνικά Δίκτυα	Ναι	Ναι	Ψηφιακή	Ναι	Γρήγορη	Υψηλή	Ποικίλλει
Συσχετισμού Κυμάτωσης (RCC)	Όχι	Ναι	Αναλογική	Όχι	Γρήγορη	Χαμηλή	Ρεύματος, Τάσης
Σάρωσης Ρεύματος	Ναι	Ναι	Ψηφιακή	Ναι	Αργή	Υψηλή	Ρεύματος, Τάσης
DC Link Capacitor Droop Control	Όχι	Όχι	Και τα δύο	Όχι	Μέτρια	Χαμηλή	Τάσης
Μεγιστοποίηση I_{LOAD} ή V_{LOAD}	Όχι	Όχι	Αναλογική	Όχι	Γρήγορη	Χαμηλή	Ρεύματος, Τάσης
dP/dV ή dP/dI Feedback Control	Όχι	Ναι	Ψηφιακή	Όχι	Γρήγορη	Μέτρια	Ρεύματος, Τάσης
Linear Current Control	Ναι	Όχι	Ψηφιακή	Ναι	Γρήγορη	Μέτρια	Ακτινοβολίας
BFV Algorithm	Ναι	Όχι	Και τα δύο	Ναι	Μη διαθέσιμο	Χαμηλή	Κανένας
Look-up Table	Ναι	Ναι	Ψηφιακή	Ναι	Γρήγορη	Μέτρια	Ρεύματος, Τάσης Ακτινοβολίας, Θερμοκρασίας

Κεφάλαιο 3

Συμβατική Προσέγγιση Ανίχνευσης Σημείου Μέγιστης Ισχύος Φωτοβολταϊκής Συστοιχίας

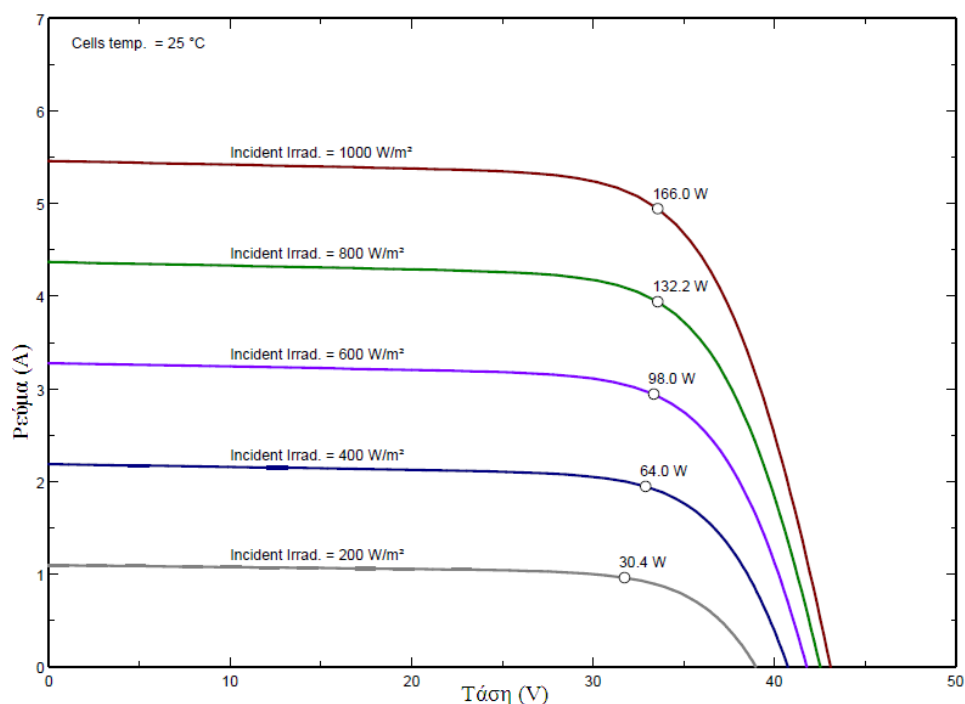
Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται μία απλή μέθοδος για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος σε φωτοβολταϊκά συστήματα. Για την ανίχνευση του MPP εφαρμόζεται ο απλός P&O αλγόριθμος, ενώ ένας ελεγκτής PI ρυθμίζει την τάση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας για λειτουργία στο σημείο μέγιστης ισχύος. Για την αγωγή του διακόπτη ισχύος, το σύστημα ελέγχου χρησιμοποιεί στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM).

3.1 ΓΕΝΙΚΑ

Όπως αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, ο αλγόριθμος ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT) στα φωτοβολταϊκά συστήματα έχει αποτελέσει αντικείμενο εκτεταμένης έρευνας. Πέρα από τις διάφορες τεχνικές που υπάρχουν στη βιβλιογραφία, διαφορετικές απόψεις έχουν εκφραστεί και σε σχέση με την επιλογή της μεταβλητής ελέγχου που χαρακτηρίζει τον αλγόριθμο. Η ιδανική μεταβλητή ελέγχου θα έπρεπε να είναι σταθερή, ή ελαφρώς μεταβαλλόμενη σε ένα εύρος τιμών.

Το σχήμα 3.1 καταδεικνύει ότι έστω και μικρή μεταβολή στην ακτινοβολία προκαλεί σημαντική διακύμανση στο ρεύμα του φωτοβολταϊκού πλαισίου. Οι γρήγορες αλλαγές στο επίπεδο της ηλιακής ακτινοβολίας που δέχεται το πλαίσιο οφείλονται συνήθως σε ομάδες ταχεία κινούμενων σύννεφων. Σε αντίθεση με το ρεύμα, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1, πιθανή αλλαγή στο επίπεδο της ακτινοβολίας επηρεάζει ελαφρώς την τάση στο σημείο μέγιστης ισχύος, V_{MPP} .



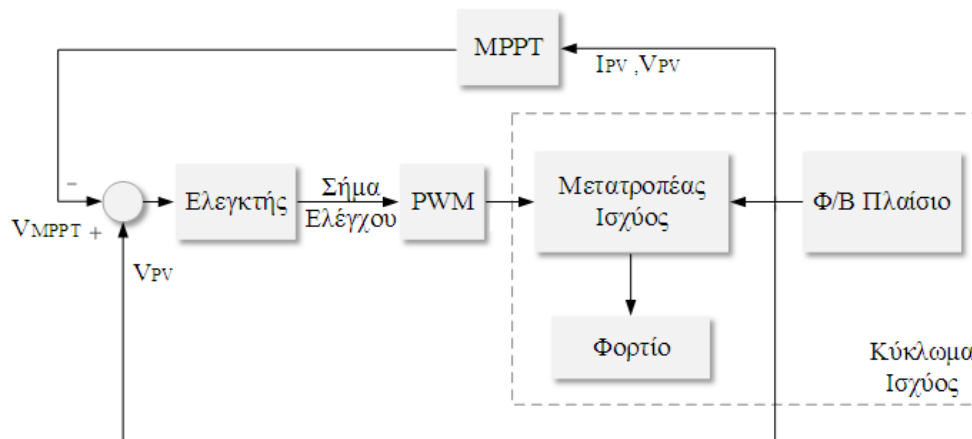
Σχήμα 3.1: I-V καμπύλες προσομοίωσης της λειτουργίας του πλαισίου Sharp Corporation, NE-Q5E3E σε θερμοκρασία κυττάρου $25^{\circ}C$.

Ένας άλλος παράγοντας που επηρεάζει τη λειτουργία του φ/β πλαισίου είναι η θερμοκρασία του. Για την ακρίβεια, η θερμοκρασία αποτελεί τον κύριο λόγο μετατόπισης της τάσης V_{MPP} . Όμως, οι μεταβολές της είναι σχετικά αργές και πάντα μέσα σε συγκεκριμένο εύρος.

Σε αντίθεση με το ρεύμα μέγιστου σημείου ισχύος, I_{MPP} , η τάση V_{MPP} έγκειται σε επίπεδα από το 70 έως το 82% της τάσης ανοιχτού κυκλώματος V_{OC} του πλαισίου. Το γεγονός αυτό μειώνει σημαντικά το εύρος εντοπισμού και παράλληλα ελαχιστοποιεί το χρόνο που απαιτείται για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος κατά την αρχικοποίηση του συστήματος.

Στην [3] φαίνεται ότι η τιμή του ρεύματος στο σημείο μέγιστης ισχύος βρίσκεται κοντά στο 86% της τιμής του ρεύματος βραχυκυκλώσεως. Εξαιτίας όμως των σημαντικών διακυμάνσεων που εμφανίζει στην τιμή του λόγω των μεταβολών στην ακτινοβολία, η μεταβατική απόκριση του MPPT αλγορίθμου είναι δυνατό να προκαλέσει κορεσμό του ρεύματος στο σημείο βραχυκύκλωσης και ξαφνική βύθιση της τάσης, οδηγώντας σε αστάθεια και απώλειες ισχύος. Αυτό αποτελεί και το βασικό μειονέκτημα του ελέγχου που βασίζεται στη διαμόρφωση του ρεύματος του φωτοβολταϊκού πλαισίου, δημιουργώντας έτσι την ανάγκη ρύθμισης της τάσης.

Για τους λόγους που αναφέρθηκαν, η κυρίαρχη προσέγγιση τόσο στη βιβλιογραφία όσο και στην πράξη, χρησιμοποιεί έναν ελεγκτή ο οποίος ρυθμίζει την τάση της φ/β συστοιχίας ώστε να ακολουθεί ένα χρονικά μεταβαλλόμενο σημείο λειτουργίας, το σημείο μέγιστης ισχύος. Η τάση V_{MPP} παρακολουθείται διαρκώς και η τιμή της ανανεώνεται σε κάθε κύκλο λειτουργίας του MPPT.



Σχήμα 3.2: Δομικό διάγραμμα ελέγχου συμβατικής προσέγγισης.

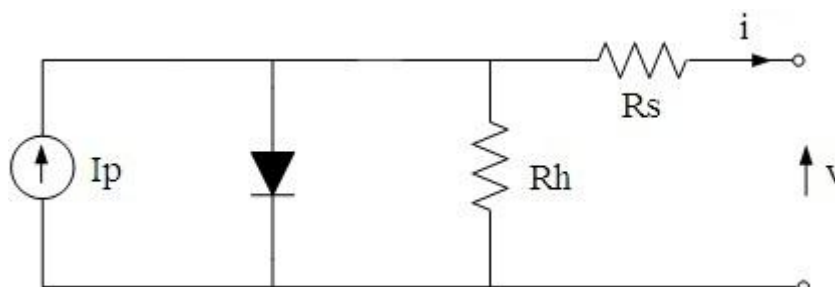
Όπως συμβαίνει στις περισσότερες εφαρμογές, ο ελεγκτής του σχήματος 3.2 επιλέγεται να είναι ένας τυπικός αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής (PI controller). Αξίζει να σημειωθεί ότι θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ένας αναλογικός ελεγκτής (P controller), ο οποίος όμως θα δημιουργούσε σφάλμα μόνιμης κατάστασης το οποίο θα έπρεπε να αντισταθμιστεί από τη λειτουργία του MPPT [45].

3.2 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Ο σχεδιασμός του ελεγκτή για τη ρύθμιση της τάσης του φωτοβολταϊκού πλαισίου παρουσιάζει αρκετές δυσκολίες, κυρίως λόγω των μη γραμμικών και χρονικά εξαρτώμενων χαρακτηριστικών που εμφανίζουν τόσο τα φωτοβολταϊκά 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. Η μαθηματική ανάλυση που θα παρουσιαστεί στο παρόν κεφάλαιο αφορά σε ένα τυπικό φωτοβολταϊκό σύστημα, αποτελούμενο από ένα φ/β πλαίσιο και ένα DC/DC μετατροπέα ανύψωσης (boost converter).

3.2.1 Γραμμική προσέγγιση των χαρακτηριστικών του φωτοβολταϊκού πλαισίου

Στα φωτοβολταϊκά συστήματα, ο λόγος της τάσης του φ/β κυττάρου προς το ρεύμα που το διαπερνά δεν είναι σταθερός. Η αντίστασή του μεταβάλλεται με την τάση ή το ρεύμα. Επιπλέον, ο λόγος της μεταβολής της τάσης του κυττάρου προς τη μεταβολή στο ρεύμα του, γνωστός ως δυναμική αντίσταση, λαμβάνει αρνητικές τιμές. Παρ' όλα αυτά, η στατική αντίσταση του στοιχείου ορίζεται ως θετική.



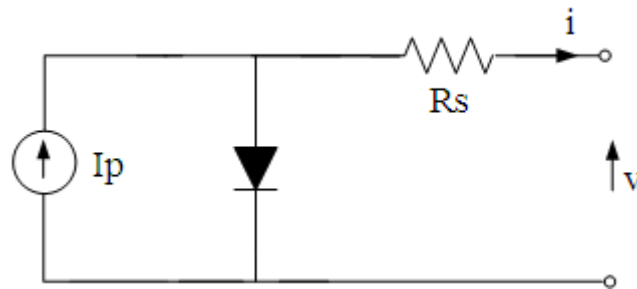
Σχήμα 3.3: Ισοδύναμο κύκλωμα φ/β κυττάρου.

Στο σχήμα 3.3 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα του φ/β κυττάρου. Η σχέση που συνδέει το ρεύμα με την τάση εξόδου του εκφράζεται ως εξής [15]:

$$i = I_p - I_s \left(e^{\frac{v + R_s i}{\eta V_T}} - 1 \right) - \frac{v + R_s i}{R_h} \quad (3.2)$$

όπου R_s είναι η αντίσταση σειράς, R_h η παράλληλη αντίσταση, I_p είναι το φωτόρευμα, η είναι ο συντελεστής διόδου, I_s το ρεύμα κόρου της διόδου και V_T η θερμική τάση. Για την απλοποίηση του μοντέλου, συνήθως αμελείται η παράλληλη

αντίσταση. Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του φ/β κυττάρου παρουσιάζεται στο σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.4: Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα φ/β κυττάρου.

Συνεπώς, η σχέση ρεύματος τάσης αμελώντας την παράλληλη αντίσταση εκφράζεται από την (3.3). Η (3.6) παρουσιάζει τη δυναμική αντίσταση r_{pv} η οποία εξάγεται διαφορίζοντας κατά μέλη την (3.3). Η τιμή του φωτορεύματος I_p εξαρτάται από το επίπεδο της ηλιακής ακτινοβολίας S και τη θερμοκρασία T , ενώ το ρεύμα I_s και η τάση V_T εξαρτώνται μόνο από τη θερμοκρασία [15]. Συνεπώς και η δυναμική αντίσταση μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία. Αν και από την (3.6) δε φαίνεται να υπάρχει κάποια σχέση ανάμεσα στην r_{pv} και την ακτινοβολία S , στην πραγματικότητα υπάρχει μία μικρή αλληλεπίδραση, η οποία συνήθως αναφέρεται στο φυλλάδιο δεδομένων του προϊόντος και φαίνεται στο σχήμα 3.5. Η ανάλυση που ακολουθεί βασίζεται σε ένα συγκεκριμένο φωτοβολταϊκό πλαίσιο, το NE-Q5E3E της Sharp Corporation.

$$i = I_p - I_s \left(e^{\frac{v+R_s i}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad (3.3)$$

Σε συνθήκες σταθερής ακτινοβολίας και θερμοκρασίας, τα ρεύματα I_p και I_s στην (3.3) έχουν σταθερή τιμή. Διαφορίζοντας κατά μέλη στην παραπάνω σχέση παίρνουμε:

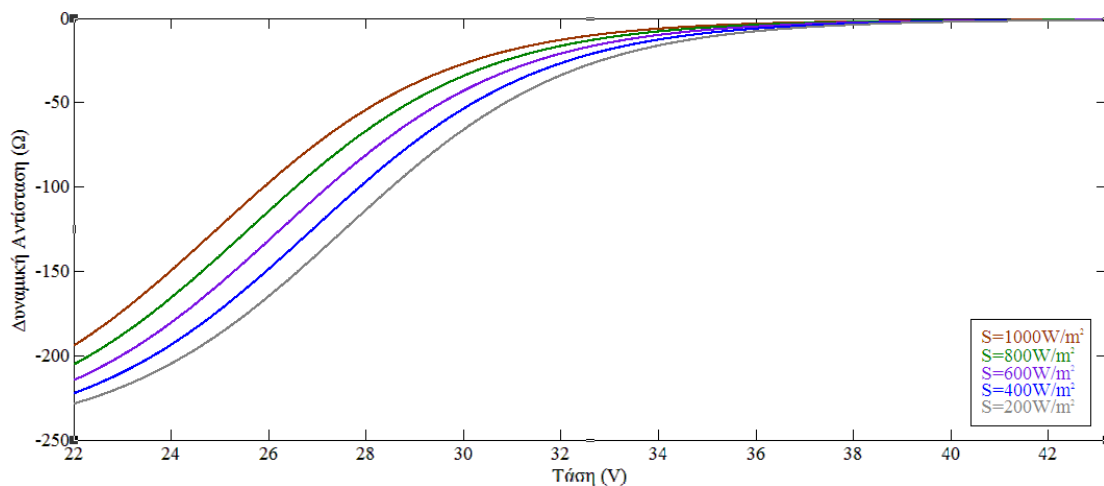
$$di = -I_s d \left(e^{\frac{v+R_s i}{\eta V_T}} \right) \quad (3.4)$$

$$1 = -\frac{I_S}{\eta V_T} e^{\frac{v+R_s i}{\eta V_T}} d\left(\frac{dv}{di} + R_S\right) \quad (3.5)$$

$$r_{pv} = \frac{-\eta V_T - I_S R_S e^{\frac{v+R_s i}{\eta V_T}}}{I_S e^{\frac{v+R_s i}{\eta V_T}}} \quad (3.6)$$

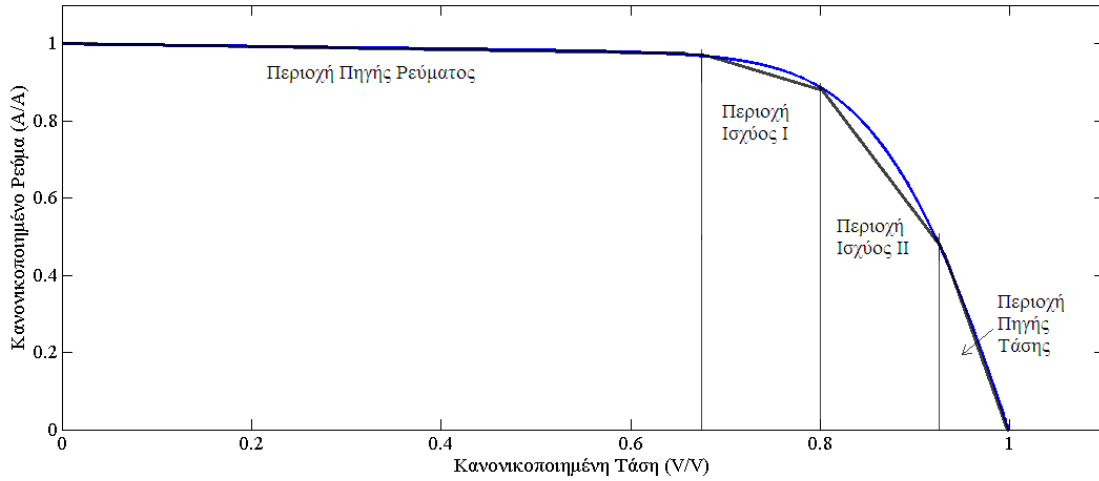
Η δυναμική αντίσταση μπορεί αριθμητικά να προσεγγιστεί από την (3.7), όπου οι συμβολισμοί \hat{v}_{pv} και \hat{i}_{pv} δηλώνουν μικρές μεταβολές στην τάση και το ρεύμα του φωτοβολταϊκού πλαισίου αντίστοιχα.

$$r_{pv} \approx \frac{\hat{v}_{pv}}{\hat{i}_{pv}} \quad (3.7)$$



Σχήμα 3.5: Διάγραμμα δυναμικής αντίστασης – τάσης για πέντε διαφορετικά επίπεδα ακτινοβολίας.

Για απλοποίηση της ανάλυσης, θεωρούμε μία τμηματικά γραμμική προσέγγιση της I-V καμπύλης του φωτοβολταϊκού πλαισίου, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.6. Σύμφωνα με την κλίση της, η οποία είναι ανάλογη της δυναμικής αντίστασης, η καμπύλη I-V χωρίζεται σε τέσσερις περιοχές: 1) την περιοχή πηγής ρεύματος, η οποία χαρακτηρίζεται από μεγάλη δυναμική αντίσταση κατά απόλυτη τιμή, 2) την περιοχή ισχύος I, 3) την περιοχή ισχύος II, και 4) την περιοχή πηγής τάσης, όπου η απόλυτη τιμή της δυναμικής αντίστασης είναι μικρή [17]. Στην επόμενη ενότητα θα φανεί ότι η κατάσταση λειτουργίας θα επηρεάσει τελικά τη δυναμική απόκριση του συστήματος.



Σχήμα 3.6: Τμηματικά γραμμική προσέγγιση της κανονικοποιημένης I-V χαρακτηριστικής καμπύλης.

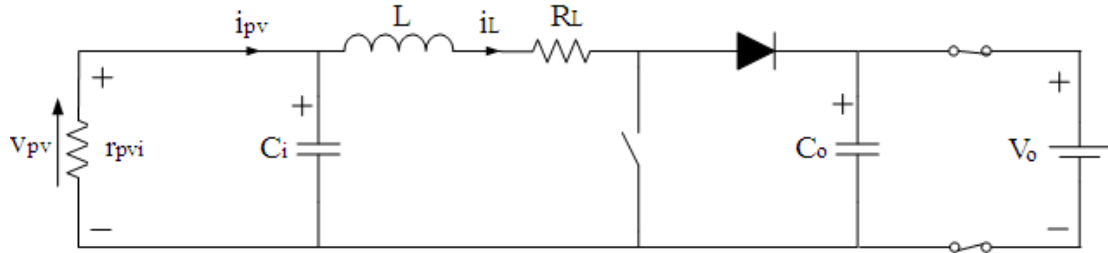
3.2.2 Γραμμικοποιημένο μοντέλο συστήματος

Στο σχήμα 3.7 παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα ανύψωσης που χρησιμοποιείται. Για απλοποίηση του μοντέλου, στην έξοδο του μετατροπέα θεωρούμε ένα συσσωρευτή ο οποίος υποδηλώνει ότι η τάση στο DC ζυγό διατηρείται σχετικά σταθερή. Θεωρώντας ότι ο μετατροπέας ισχύος βρίσκεται σε λειτουργία συνεχούς αγωγής, οι εξισώσεις κατάστασης του συστήματος προκύπτουν από την ανάλυση ασθενούς σήματος για μετατροπείς με PWM έλεγχο, παρόμοια με τη [17]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{pv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_i} & \frac{1}{r_{pvi} C_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{pv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_o}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d} \quad (3.6)$$

$$\hat{y} = [01] \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{pv} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

όπου με \hat{d} συμβολίζεται μία μικρή μεταβολή γύρω από την τιμή μόνιμης κατάστασης του λόγου διαμόρφωσης (D), \hat{v}_{pv} είναι μία μικρή μεταβολή στην τάση εξόδου του φ/β πλαισίου, ενώ με \hat{i}_L και \hat{v}_{pv} συμβολίζονται οι μεταβολές του ρεύματος του πηνίου και του πλαισίου γύρω από τις τιμές μόνιμης κατάστασης, αντίστοιχα. Η δυναμική αντίσταση συμβολίζεται ως r_{pvi} στην (3.6) καθώς είναι μία παράμετρος που εξαρτάται από την κατάσταση λειτουργίας του συστήματος.



Σχήμα 3.7: Σχηματικό διάγραμμα μετατροπέα ανύψωσης με θεώρηση σταθερής τάσης στο DC ζυγό.

Από τις (3.6) και (3.7) προκύπτει ότι το σύστημα μπορεί να παρασταθεί στο πεδίο s από τη συνάρτηση μεταφοράς δευτέρας τάξης $G_i(s)$ μεταξύ μίας μικρής αύξησης στην τάση v_p και μίας μικρής μείωσης στο σήμα ελέγχου v_c . Η $G_i(s)$ εκφράζεται από την (3.8), όπου ω_i είναι η φυσική συχνότητα, K_0 το σταθερό κέρδος, και ξ_i ο συντελεστής απόσβεσης. Επειδή όπως φαίνεται στις (3.10) και (3.11) η φυσική συχνότητα και ο συντελεστής απόσβεσης εξαρτώνται από τη δυναμική αντίσταση, η συνάρτηση μεταφοράς $G_i(s)$ δεν είναι ενιαία, και η απόκριση του συστήματος σε μία μικρή μεταβολή της μεταβλητής ελέγχου παρουσιάζει διαφορετικά χαρακτηριστικά για κάθε περιοχή λειτουργίας σύμφωνα με το σχήμα 3.6. Αξίζει να σημειωθεί ότι το σύστημα ανοιχτού βρόχου του υπό εξέταση κυκλώματος προκύπτει ευσταθές, καθώς η $G_i(s)$ δεν εμφανίζει πόλους στο αρνητικό ημιπίεδο. Έχουμε λοιπόν ότι,

$$G_i(s) = \frac{K_0}{s^2 + 2\xi_i\omega_i s + \omega_i^2} \quad (3.8)$$

όπου

$$K_0 = -\frac{V_o}{LC_i} \quad (3.9)$$

$$\omega_i = \sqrt{\frac{-r_{pvi} + R_L}{-r_{pvi}LC_i}} \quad (3.10)$$

$$\xi_i = -\frac{-r_{pvi}R_L C_i + L}{2r_{pvi}LC_i\omega_i} \quad (3.11)$$

Σύμφωνα με τη [17], οι διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας επηρεάζουν ελαφρώς το σταθερό κέρδος K_0 και τη φυσική συχνότητα ω_i . Ωστόσο, επηρεάζουν σημαντικά το συντελεστή απόσβεσης ξ_i . 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 έλεγχο του δύσκολο, όπως περιγράφεται στη [18].

3.3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ

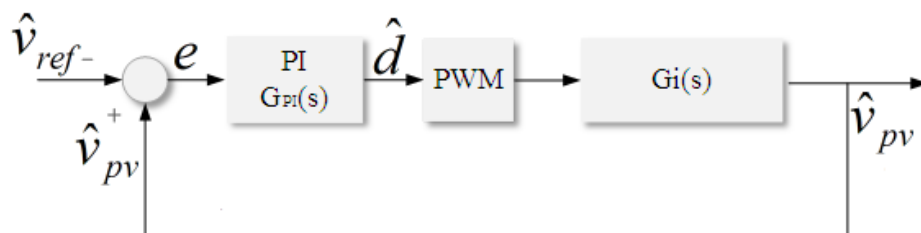
Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, αν και το σύστημα ανοιχτού βρόχου είναι ευσταθές, υπό ορισμένες συνθήκες λειτουργίας η απόκρισή του χαρακτηρίζεται από ταλαντώσεις με αρκετά μικρό συντελεστή απόσβεσης. Για τη βελτίωση της συμπεριφοράς του συστήματος, εισάγεται ένας ελεγκτής PI, η σχεδίαση του 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.

Ως γνωστό, η σχέση εισόδου - εξόδου του κλασσικού ελεγκτή PI είναι $G_{PI}(s) = k_p + k_i / s$, επομένως η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος περιγράφεται από τις (3.13) – (3.15). Το μπλοκ διάγραμμα ελέγχου παρουσιάζεται στο σχήμα 3.8.

$$\frac{\hat{v}_{pv}}{\hat{v}_{ref}} = G_C(s) \quad (3.13)$$

$$G_C(s) = \frac{G_{PI}(s)G_i(s)}{G_{PI}(s)G_i(s) - 1} \quad (3.14)$$

$$G_C(s) = -\frac{K_0 k_p s + K_0 k_i}{s^3 + 2\xi_i \omega_i s^2 - (K_0 k_p - \omega_i^2)s - K_0 k_i}. \quad (3.15)$$



Σχήμα 3.8: Δομικό διάγραμμα ελέγχου.

Η επιλογή των κερδών k_p και k_I του αντισταθμιστή PI αποτελεί βασικό κριτήριο για τη λειτουργία του συστήματος. Με βάση τις παραμέτρους του κυκλώματος όπως αυτές περιγράφονται στον πίνακα 3.1, και προσομοίωση του μοντέλου του φ/β συστήματος σε διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας, λαμβάνοντας υπ' όψιν και τις δυσμενέστερες συνθήκες, τα κέρδη k_p και k_I λαμβάνονται ίσα με 0.08 και 70, αντίστοιχα.

Για την επαλήθευση των εξισώσεων του γραμμικοποιημένου μοντέλου, θα γίνει σύγκριση μεταξύ των θεωρητικών αποτελεσμάτων και αυτών της προσομοίωσης, για τις περιπτώσεις όπου το σύστημα λειτουργεί στην περιοχή πηγής ρεύματος, και στην περιοχή ισχύος I και II.

ΠΙΝΑΚΑΣ 3.1
ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Φωτοβολταϊκό πλαίσιο	Sharp NE-Q5E3E
Τάση μέγιστης ισχύος, V_{MPP}	34.6V
Ονομαστική τάση εξόδου	60V
Ονομαστική ισχύς πλαισίου	165W
Διακοπτική συχνότητα	20kHz
Αυτεπαγωγή, L	2mH
Πυκνωτής εισόδου, C_i	330μF

1) Στην περιοχή πηγής ρεύματος, η δυναμική αντίσταση r_{pvi} , σύμφωνα και με το σχήμα 3.5, είναι περίπου ίση με -190Ω . Με k_p και k_I ίσα με 0.08 και 70 αντίστοιχα, η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου (3.15) γίνεται:

$$G_C(s) = \frac{7.27 \cdot 10^6 s + 6.364 \cdot 10^9}{s^3 + 1364s^2 + 8.809 \cdot 10^6 s + 6.364 \cdot 10^9} \quad (3.16)$$

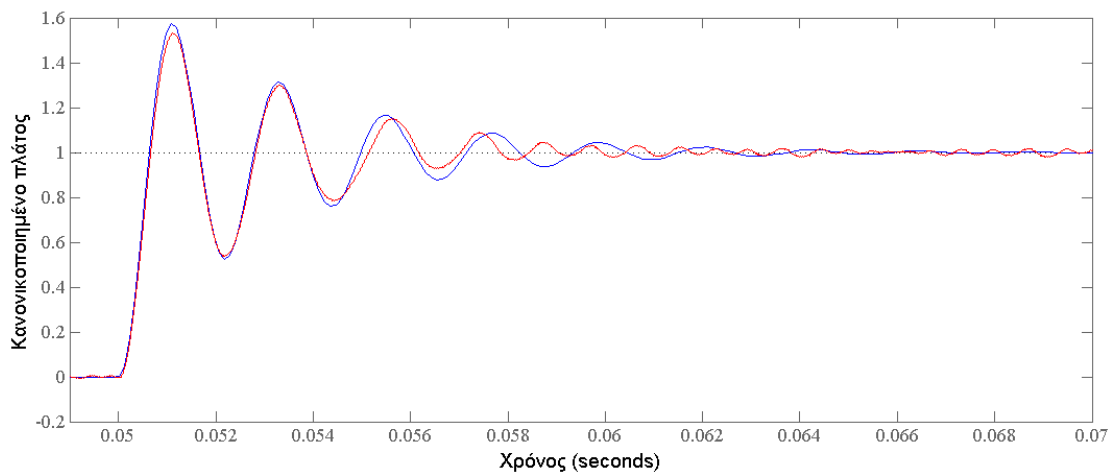
2) Αντίστοιχα, στην περιοχή ισχύος I, $r_{pvi} \approx -10.75\Omega$, οπότε η συνάρτηση μεταφοράς γίνεται:

$$G_C(s) = \frac{7.27 \cdot 10^6 s + 6.364 \cdot 10^9}{s^3 + 1631.9s^2 + 9.168 \cdot 10^6 s + 6.364 \cdot 10^9} \quad (3.17)$$

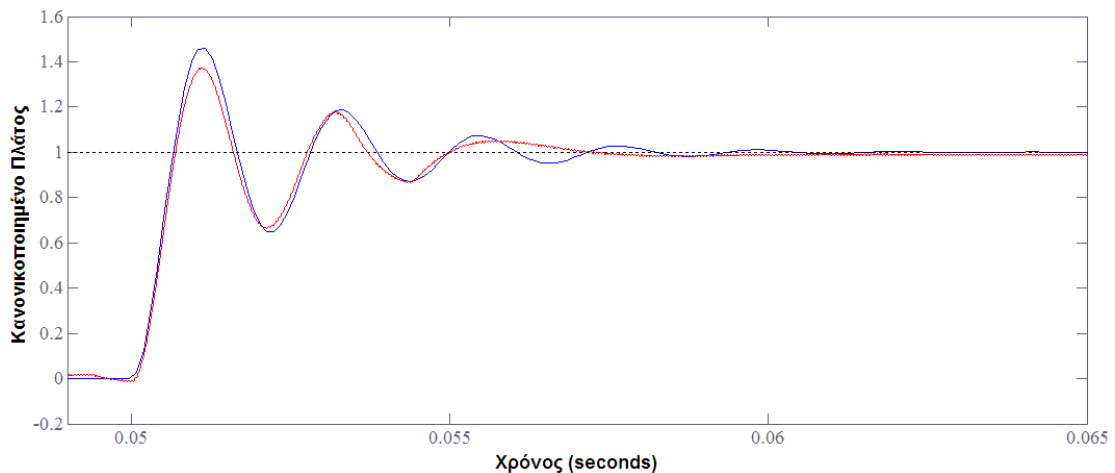
3) Με τον ίδιο τρόπο, στην περιοχή ισχύος II η δυναμική αντίσταση είναι περίπου ίση με -2.3Ω , άρα η G_C είναι ίση με:

$$G_C(s) = \frac{7.27 \cdot 10^6 s + 6.364 \cdot 10^9}{s^3 + 2681.93s^2 + 1.106 \cdot 10^7 s + 6.364 \cdot 10^9} \quad (3.18)$$

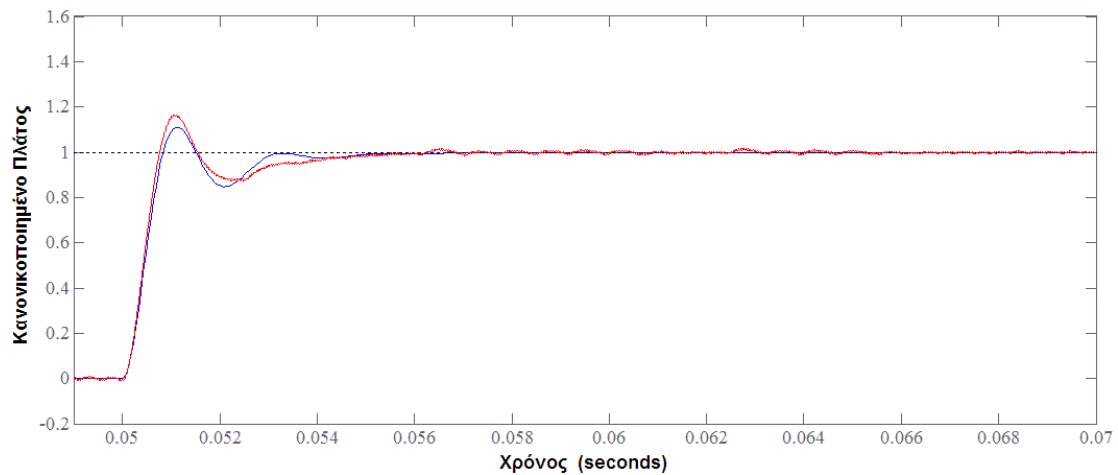
Τα διαγράμματα στα σχήματα 3.9, 3.10 και 3.11 δείχνουν την απόκριση της τάσης του φωτοβολταϊκού πλαισίου, στις τρεις διαφορετικές περιοχές λειτουργίας, σε μία απότομη βηματική μεταβολή της τάσης αναφοράς, V_{ref} . Με μπλε χρώμα απεικονίζεται η απόκριση των θεωρητικών συναρτήσεων μεταφοράς $G_C(s)$ του γραμμικοποιημένου μοντέλου, ενώ οι καμπύλες με κόκκινο χρώμα συνιστούν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.



Σχήμα 3.9: Απόκριση τάσης φ/β πλαισίου στην περιοχή πηγής ρεύματος, σε βηματική μεταβολή της V_{ref} . Μπλε: Απόκριση της $G_C(s)$. Κόκκινο: Απόκριση προσομοίωσης.



Σχήμα 3.10: Απόκριση τάσης φ/β πλαισίου στην περιοχή ισχύος I, σε βηματική μεταβολή της V_{ref} . Μπλε: Απόκριση της $G_C(s)$. Κόκκινο: Απόκριση προσομοίωσης.



Σχήμα 3.11: Απόκριση τάσης φ/β πλαισίου στην περιοχή ισχύος II, σε βηματική μεταβολή της V_{ref} . Μπλε: Απόκριση της $G_c(s)$. Κόκκινο: Απόκριση προσομοίωσης.

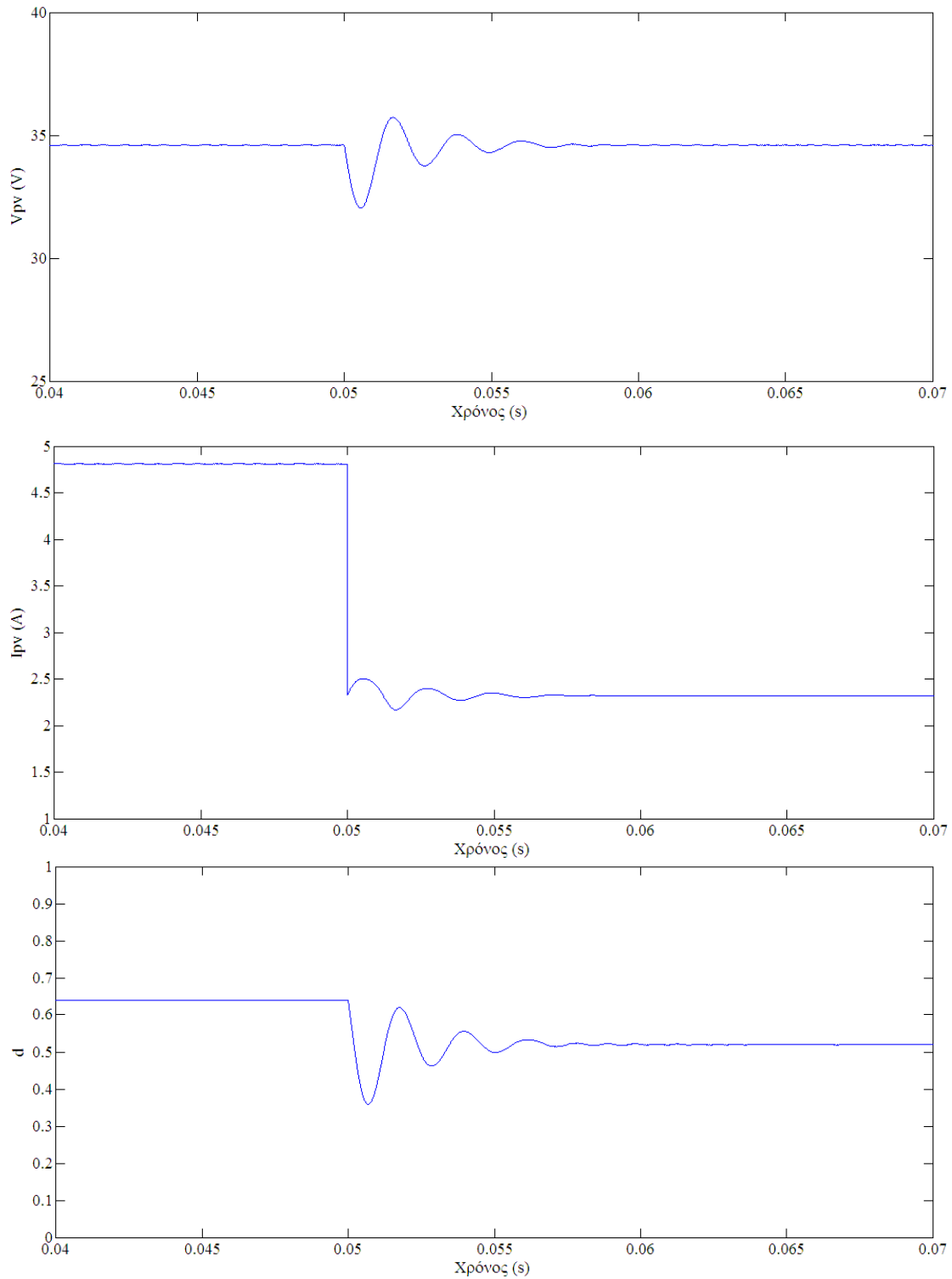
Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων δείχνουν σταθεροποιημένη ρύθμιση της τάσης v_{pv} και στις τρεις περιοχές λειτουργίας, δηλαδή: 1) στην περιοχή πηγής ρεύματος, 2) στην περιοχή ισχύος I, και 3) στην περιοχή ισχύος II. Το σύστημα παρουσιάζει μικρότερο συντελεστή απόσβεσης στην περιοχή πηγής ρεύματος και μεγαλύτερο στην περιοχή ισχύος II, γεγονός που επιβεβαιώνει τη θεωρητική ανάλυση που προηγήθηκε. Αξίζει να σημειωθεί ότι κατά τη διαδικασία της σχεδίασης, θυσιάστηκε ένα ποσοστό απόδοσης μειώνοντας το αναλογικό κέρδος k_p του ελεγκτή PI, με στόχο την ευρωστία του συστήματος.

Στο σχήμα 3.11 παρουσιάζεται η συμπεριφορά του ρυθμιστή τάσης σε μία απότομη (βηματική) μείωση της ηλιακής ακτινοβολίας, από 1000 σε $500W/m^2$. Συγκεκριμένα, φαίνεται το διάγραμμα της τάσης v_{pv} , του ρεύματος i_{pv} , και του λόγου διαμόρφωσης (duty ratio) d . Η δυναμική απόκριση του φ/β συστήματος που ελέγχεται από την τεχνική PWM-PI θα εξεταστεί περαιτέρω στο κεφάλαιο 5, όπου θα γίνει σύγκριση με την στρατηγική ελέγχου που εφαρμόζει τον προβλεπτικό ελεγκτή ρεύματος.

3.4 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ PWM ΚΑΙ ΕΛΕΓΚΤΗ PI

Στο σχήμα 3.12 παρουσιάζεται το κύκλωμα ισχύος του φ/β συστήματος ενώ στο 3.13 το διάγραμμα του εφαρμοσθέντος ελέγχου. Το σύστημα αποτελείται από ένα φωτοβολταϊκό πλαίσιο, ένα DC/DC μετατροπέα ανύψωσης, ωμικό φορτίο R, και

ψηφιακό σύστημα ελέγχου βασισμένο σε μία μονάδα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP).

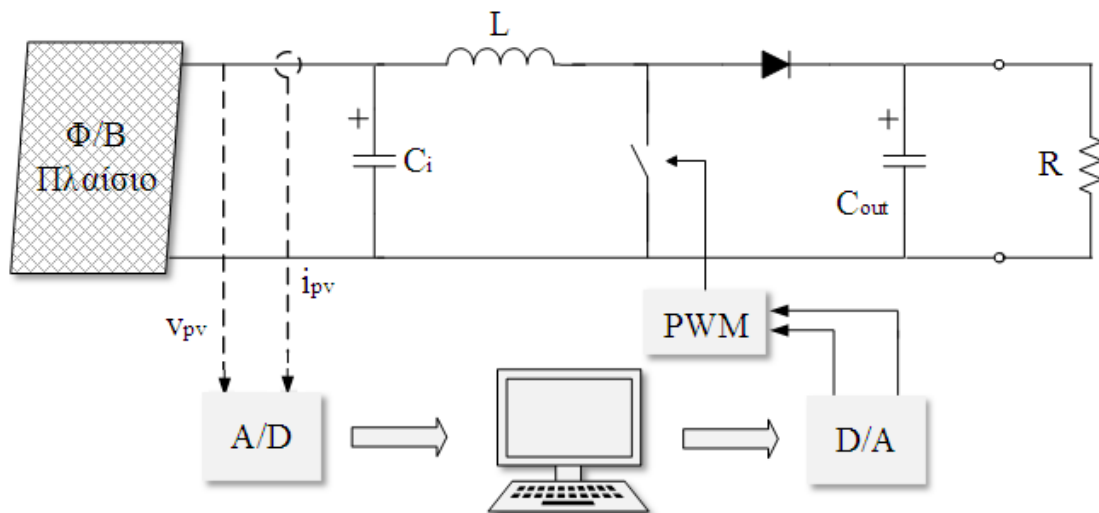


Σχήμα 3.11: Αποτελέσματα προσομοίωσης σε μεταβολή ακτινοβολίας από 1000 σε $500W / m^2$.

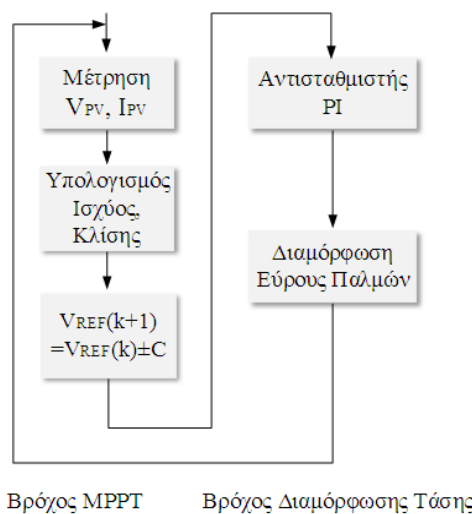
Ο έλεγχος του συστήματος αποτελείται από δύο βρόχους. Το βρόχο ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT loop), ο οποίος χρησιμοποιείται για τον ορισμό της τάσης αναφοράς V_{ref} , και το βρόχο ρύθμισης της τάσης v_{pv} στην τιμή της τάσης αναφοράς. Η λειτουργία και των δύο βρόχων εκτελείται από τη μονάδα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, η οποία υπολογίζοντας σε κάθε κύκλο λειτουργίας την ισχύ εξόδου του φ/β πλαισίου και την κλίση της καμπύλης ισχύος, θέτει μία τιμή στην τάση αναφοράς για την προσέγγιση του σημείου μέγιστης ισχύος.

Ο αλγόριθμος ελέγχου μπορεί να εκφραστεί από την (3.19), όπου με C συμβολίζεται το μέγεθος της διαταραχής, ενώ το πρόσημό του καθορίζεται ανάλογα με την κλίση της καμπύλης ισχύος:

$$V_{ref}(k+1) = V_{ref}(k) \pm C \quad (3.19)$$



Σχήμα 3.12: Κύκλωμα ισχύος φωτοβολταϊκού συστήματος.



Σχήμα 3.13: Διάγραμμα ροής ελέγχου.

Κεφάλαιο 4

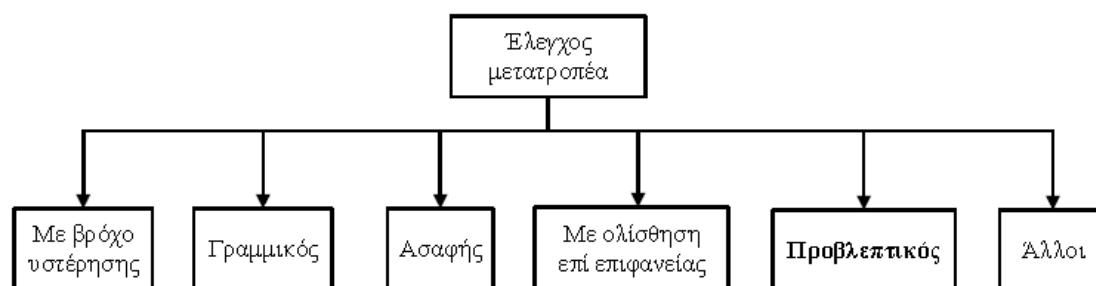
Ανίχνευση Σημείου Μέγιστης Ισχύος Φ/Β Συστοιχίας μέσω Διακριτού Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελεγκτή Ρεύματος (FS-MP Current Controller)

Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται μία μέθοδος για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος φωτοβολταϊκής συστοιχίας, χρησιμοποιώντας την τεχνική του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου. Αρχικά γίνεται αναφορά στις βασικές έννοιες του προβλεπτικού ελέγχου και σε διάφορες εφαρμογές του στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος. Στη συνέχεια παρουσιάζεται το προτεινόμενο σύστημα ελέγχου, ξεκινώντας από τη σχεδίαση του προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με την εισαγωγή και την ανάλυση του εξωτερικού βρόχου αντιστάθμισης και την παρουσίαση του MPPT.

4.1 ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΕ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΙΣΧΥΟΣ

Τις τελευταίες δεκαετίες η χρήση μετατροπέων ισχύος έχει γίνει αρκετά δημοφιλής σε μεγάλο εύρος εφαρμογών. Ο έλεγχος τους έχει αποτελέσει αντικείμενο εκτεταμένης έρευνας με πολλές τεχνικές ελέγχου να έχουν προταθεί ενώ νέες παρουσιάζονται μέχρι και σήμερα. Στο σχήμα 4.1 φαίνονται ορισμένες από αυτές. Ο έλεγχος με βρόχο υστέρησης και ο γραμμικός έλεγχος (linear control) με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) αποτελούν τις πιο διαδεδομένες τεχνικές ελέγχου μετατροπέων ισχύος στη βιβλιογραφία [1-3]. Όμως, η ανάπτυξη νέων ταχύτερων μικροεπεξεργαστών έχει καταστήσει εφικτή την εισαγωγή πιο πολύπλοκων μεθόδων ελέγχου. Οι τρεις πιο διαδεδομένες είναι η ασαφής λογική (fuzzy logic), ο έλεγχος με ολίσθηση επί επιφανείας (sliding mode) και ο προβλεπτικός έλεγχος (predictive control).



Σχήμα 4.1: Βασικές μέθοδοι ελέγχου των μετατροπέων ισχύος.

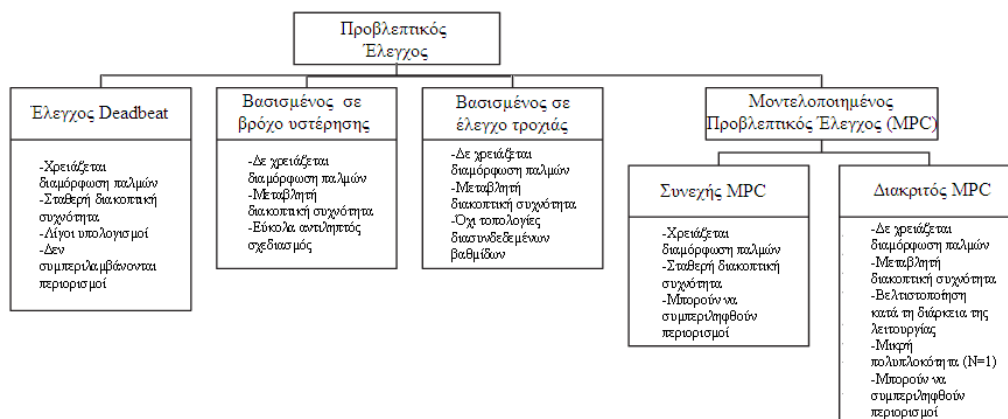
Σε εφαρμογές στις οποίες το υπό έλεγχο σύστημα ή κάποιες από τις παραμέτρους του είναι άγνωστες ενδείκνυται η χρήση τεχνικών ελέγχου βασισμένες στην ασαφή λογική. Ο έλεγχος με ολίσθηση επί επιφανείας παρουσιάζει ευρωστία και λαμβάνει υπόψη τη διακοπτική φύση των μετατροπέων ισχύος [4]. Μέθοδοι ελέγχου βασισμένες σε νευρωνικά δίκτυα (neural networks), νεύρο-ασαφή συστήματα (neuro-fuzzy), καθώς και άλλες προηγμένες τεχνικές ελέγχου εμφανίζονται επίσης στη βιβλιογραφία.

Ο προβλεπτικός έλεγχος παρουσιάζει αρκετά πλεονεκτήματα που τον καθιστούν κατάλληλο για τον έλεγχο μετατροπέων ισχύος. Βασικά πλεονεκτήματά του είναι η ευκολία που παρουσιάζει στην κατανόηση και το γεγονός ότι μπορεί να εφαρμοστεί σε μεγάλη ποικιλία συστημάτων. Επιπλέον, έχει τη δυνατότητα να συμπεριλάβει με ευκολία τους περιορισμούς και τις μη γραμμικότητες του εκάστοτε συστήματος, καθώς επίσης μπορούν να ληφθούν υπόψη πολυπαραγοντικές περιπτώσεις με τον προκύπτον ελεγκτή να μπορεί εύκολα να εφαρμοστεί. Παρά το

γεγονός ότι απαιτεί πολλούς υπολογισμούς σε σχέση με ένα κλασικό σύστημα ελέγχου, οι γρήγοροι μικροεπεξεργαστές που είναι διαθέσιμοι σήμερα καθιστούν δυνατή την εφαρμογή του προβλεπτικού ελέγχου [4].

4.1.1 Μέθοδοι προβλεπτικού ελέγχου

Μία ταξινόμηση των διαφορετικών μεθόδων προβλεπτικού ελέγχου μαζί με κάποια βασικά χαρακτηριστικά της καθεμίας φαίνεται στο σχήμα 4.2. Βασική ιδέα του προβλεπτικού ελέγχου πάνω στην οποία στηρίζονται όλες οι διαφορετικές μέθοδοι εφαρμογής του είναι η χρήση του μοντέλου του συστήματος για την πρόβλεψη της μελλοντικής συμπεριφοράς των ελεγχόμενων μεταβλητών. Η πληροφορία αυτή χρησιμοποιείται από τον ελεγκτή προκειμένου να ληφθεί η βέλτιστη δράση, ανάλογα με ένα προκαθορισμένο κριτήριο βελτιστοποίησης.



Σχήμα 4.2: Ταξινόμηση μεθόδων προβλεπτικού ελέγχου που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά ισχύος [4].

Το κριτήριο βελτιστοποίησης στον προβλεπτικό έλεγχο που βασίζεται σε βρόχο υστέρησης (hysteresis based) είναι να διατηρηθεί η ελεγχόμενη μεταβλητή στα όρια της περιοχής υστέρησης. Στον έλεγχο που βασίζεται στην τροχιά (trajectory based) οι μεταβλητές αναγκάζονται να ακολουθήσουν μία προκαθορισμένη τροχιά. Στον έλεγχο νεκρού σημείου (deadbeat control), το κριτήριο είναι να μηδενιστεί το σφάλμα στην επόμενη στιγμή δειγματοληψίας, ενώ στο μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο (model predictive control, MPC) να ελαχιστοποιηθεί μία συνάρτηση κόστους.

Μία διαφορά μεταξύ των τεσσάρων προαναφερθέντων κατηγοριών ελεγκτών έγκειται στην ύπαρξη ή μη, σταθερής διακοπτικής συχνότητας. Συγκεκριμένα, στον συνεχή MPC (MPC with continuous control set, CS-MPC) και στον έλεγχο deadbeat,

είναι αναγκαία η ύπαρξη διαμορφωτή για να παραχθεί η απαιτούμενη τάση. Η χρήση του διαμορφωτή οδηγεί στην ύπαρξη σταθερής διακοπτικής συχνότητας. Αντίθετα, οι υπόλοιποι προβλεπτικοί ελεγκτές παρουσιάζουν μεταβλητή διακοπτική συχνότητα καθώς παράγουν απευθείας, χωρίς τη χρήση διαμορφωτή, τα διακοπτικά σήματα στον μετατροπέα.

Γενικά η εφαρμογή του προβλεπτικού ελέγχου είναι αρκετά απλή, όπως για παράδειγμα συμβαίνει με τον έλεγχο deadbeat και τον διακριτό MPC (FS-MPC), ειδικά για ένα μετατροπέα δύο επιπέδων (two-level converter) με ορίζοντα $N=1$. Παρ' όλα αυτά, σε κάποιες περιπτώσεις η εφαρμογή του MPC μπορεί να γίνει αρκετά πολύπλοκη. Επίσης, κάποιες μετατροπές του βασικού deadbeat ελέγχου που αποσκοπούν στην δημιουργία ενός πιο εύρωστου συστήματος, μπορούν τελικά να τον καταστήσουν αρκετά πολύπλοκο και δύσκολο στην κατανόηση.

Χρησιμοποιώντας τον έλεγχο που βασίζεται στην τροχιά, είναι δυνατό να αποφευχθεί η κλιμακωτή δομή, η οποία τυπικά χρησιμοποιείται σε γραμμικά συστήματα ελέγχου, προσδίδοντας στο σύστημα πολύ γρήγορη μεταβατική απόκριση. Ένα τέτοιο παράδειγμα είναι ο έλεγχος της ταχύτητας όπου γίνεται χρήση του ελέγχου τροχιάς.

Μη γραμμικότητες του συστήματος μπορούν να συμπεριληφθούν στο μοντέλο, αποφεύγοντας την ανάγκη της γραμμικοποίησής του για ένα δεδομένο σημείο λειτουργίας και συμβάλλοντας στη βελτίωση της λειτουργίας του συστήματος για όλες τις συνθήκες. Επιπλέον, κατά το σχεδιασμό του ελεγκτή είναι δυνατόν να περιληφθούν περιορισμοί σε ορισμένες μεταβλητές του συστήματος. Τα δύο αυτά σημαντικά πλεονεκτήματα μπορούν εύκολα να εφαρμοστούν σε μεθόδους ελέγχου όπως είναι ο MPC, είναι όμως πολύ δύσκολο σε μεθόδους ελέγχου όπως ο deadbeat.

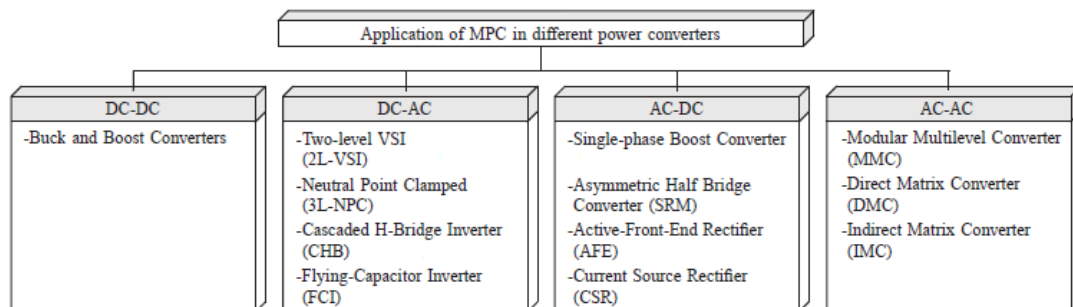
4.1.2 Μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (MPC)

Ο MPC έλεγχος, γνωστός και ως έλεγχος μεταβαλλόμενου χρονικού ορίζοντα (receding horizon control), είναι η μόνη τεχνική ελέγχου η οποία υπήρξε εξαιρετικά επιτυχής σε πρακτικές εφαρμογές κατά τις τελευταίες δεκαετίες, ασκώντας μεγάλη επιρροή στην έρευνα και την ανάπτυξη βιομηχανικών συστημάτων ελέγχου. Εφαρμογές του και θεωρητικά αποτελέσματα αφθονούν στη βιβλιογραφία. Κυρίως την τελευταία δεκαετία η χρήση του MPC έχει αναφερθεί σε πεδία που εκτείνονται από την έλξη οχημάτων και τον έλεγχο ανάρτησης μέχρι και τη θερμική διαχείριση

[5]. Ένα ελκυστικό χαρακτηριστικό του MPC ελέγχου είναι ότι μπορεί να χειρίζεται γενικά μη γραμμικά συστήματα με περιορισμούς και πολλαπλές εισόδους και εξόδους με ενιαίο και σαφή τρόπο [4].

Επίσης, η τεχνική του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου έχει βρει εφαρμογή σε πληθώρα μετατροπέων ισχύος, όπως σε μετατροπείς τριών επιπέδων ουδέτερου σημείου (NPC), αντιστροφείς flying-capacitor (FCI), active front end (AFE) ανορθωτές, εν σειρά αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τύπου γέφυρας (cascaded H-bridge multilevel converters), και μετατροπείς τύπου μήτρας (matrix converters). Μία σύνοψη των πιο πρόσφατων εφαρμογών του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή σε τοπολογίες μετατροπέων ισχύος παρουσιάζεται στο σχήμα 4.3.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.2, η βασική διαφορά μεταξύ του συνεχούς και του διακριτού MPC είναι ότι ο πρώτος απαιτεί την ύπαρξη ενός σταδίου διαμόρφωσης ενώ στον δεύτερο το στάδιο αυτό δεν υπάρχει. Στις ενότητες 4.1.3 και 4.1.4 που ακολουθούν θα γίνει ξεχωριστή ανάλυση για καθένα από τα δύο είδη μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου.



Σχήμα 4.3: Εφαρμογή MPC σε διάφορους μετατροπείς ισχύος [10].

4.1.3 Συνεχής μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (CS-MPC)

i. Μοντέλο συστήματος

Οι περισσότερες τεχνικές μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου αναλύονται σε διακριτό χρόνο με σταθερό διάστημα δειγματοληψίας, έστω $h > 0$. Οι εισοδοί του συστήματος περιορίζονται να μεταβάλλουν τις τιμές τους μόνο σε διακριτές στιγμές δειγματοληψίας, δηλαδή σε χρόνους $t = kh$, όπου $k \in \{0, 1, 2, \dots\}$ στιγμές δειγματοληψίας.

Το γεγονός ότι οι περισσότερες εφαρμογές των ηλεκτρονικών ισχύος χαρακτηρίζονται από μη γραμμικές δυναμικές σχέσεις οδηγεί στην ανάλυση του συστήματος με εξισώσεις κατάστασης διακριτού χρόνου της μορφής:

$$x(k+1) = f(x(k), u(k)), \quad k \in \{0, 1, 2, \dots\} \quad (4.1)$$

όπου $x(k)$ είναι η τιμή της μεταβλητής κατάστασης τη χρονική στιγμή k , ενώ $u(k)$ η είσοδος του συστήματος.

Περιορίζουμε τις εισόδους του συστήματος $\{u(k)\}$ στη σχέση (4.1) μιας και η ανάλυση σε αυτή την ενότητα γίνεται για συνεχή MPC:

$$u(k) \in U \subseteq R^p, \quad k \in \{0, 1, 2, \dots\} \quad (4.2)$$

όπου το U είναι ένας τόπος και το p ο αριθμός των διακοπών του μετατροπέα. Εκτός από περιορισμούς στις εισόδους του συστήματος, ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος παρέχει τη δυνατότητα εισαγωγής περιορισμών και στις μεταβλητές κατάστασης του συστήματος, για παράδειγμα:

$$x(k) \in X \subseteq R^n, \quad k \in \{0, 1, 2, \dots\}. \quad (4.3)$$

Το διάνυσμα εισόδων $u(k)$ μπορεί για παράδειγμα να ανταποκρίνεται στα duty cycles ή στα σήματα αναφοράς PWM για τον έλεγχο ενός μετατροπέα. Τότε, το U θα αποτελείται από διαστήματα $U = [0, 1]^p$. Οι μεταβλητές κατάστασης που επίσης όπως προαναφέρθηκε είναι δυνατό να υπόκεινται σε περιορισμούς, μπορεί για παράδειγμα να είναι η τάση στα άκρα των πυκνωτών ενός αντιστροφέα NPC (neutral point clamped converter).

ii. Συνάρτηση Κόστους

Σε κάθε χρονική στιγμή k , για δεδομένες (μετρούμενες ή εκτιμώμενες) τιμές των μεταβλητών κατάστασης γίνεται ελαχιστοποίηση μιας συνάρτησης κόστους η οποία υπολογίζεται για ένα χρονικό ορίζοντα τάξης N . Για τη συνάρτηση κόστους υπάρχουν στη βιβλιογραφία αρκετές εναλλακτικές προτάσεις. Μία έκφραση που συμπεριλαμβάνει πολλές από αυτές τις εναλλακτικές είναι η εξής:

$$V(x(k), \bar{u}'(k)) = F(x'(k+N)) + \sum_{l=k}^{k+N-1} L(x'(l), u'(l)) \quad (4.4)$$

Οι $L(\cdot, \cdot)$ και $F(\cdot)$ είναι συναρτήσεις βάρους και χρησιμοποιούνται για να ελαχιστοποιηθεί η διαφορά μεταξύ των προβλεπόμενων τιμών (πχ. της τάσης) και των τιμών αναφοράς. Η σχέση:

$$x'(l+1) = f(x'(l), u'(l)), \quad l \in \{k, k+1, \dots, k+N-1\} \quad (4.5)$$

δίνει τις προβλεπόμενες τιμές των μεταβλητών κατάστασης, όπου

$$u'(l) \in U, \quad l \in \{k, k+1, \dots, k+N-1\} \quad (4.6)$$

αποτελούν τις δοκιμαστικές εισόδους του μοντέλου. Η αρχικοποίηση της αναδρομικής σχέσης (4.5) γίνεται με τη μέτρηση των τρεχουσών τιμών των μεταβλητών κατάστασης, δηλαδή:

$$x'(k) \leftarrow x(k). \quad (4.7)$$

Έτσι η (4.5) αναφέρεται στις προβλέψεις των μεταβλητών κατάστασης που θα προέκυπταν αν οι εισοδοί του συστήματος τις χρονικές στιγμές $\{k, k+1, \dots, k+N-1\}$ θέτονταν ίσες με τις αντίστοιχες τιμές

$$\bar{u}'(k) = \{u'(k), u'(k+1), \dots, u'(k+N-1)\} \quad (4.8)$$

Τόσο οι προβλεπόμενες τιμές εισόδου του συστήματος όσο και οι προβλεπόμενες τιμές των μεταβλητών κατάστασης υπόκεινται σε περιορισμούς ανάλογους με την (4.2), δηλαδή

$$u'(l) \in U \quad x'(l) \in X \quad \forall l \in \{k, k+1, \dots, k+N-1\} \quad (4.9)$$

Επιπλέον, για λόγους ευστάθειας [6],[7] επιλέγεται πολλές φορές στην προβλεπόμενη τιμή της υπό έλεγχο μεταβλητής $x'(k+N)$ να επιβάλλεται επί πλέον ένας τερματικός περιορισμός κατάστασης, για παράδειγμα

$$x'(k+N) \in X_f \subseteq X. \quad (4.10)$$

Η ελαχιστοποίηση της συνάρτησης κόστους (4.4) δίνει τη βέλτιστη ακολουθία ελέγχου τη χρονική στιγμή k για την κατάσταση $x(k)$

$$\bar{u}(k) = \{u(k;k), u(k+1;k), \dots, u(k+N-1;k)\}. \quad (4.11)$$

iii. Ολίσθηση Χρονικού ορίζοντα

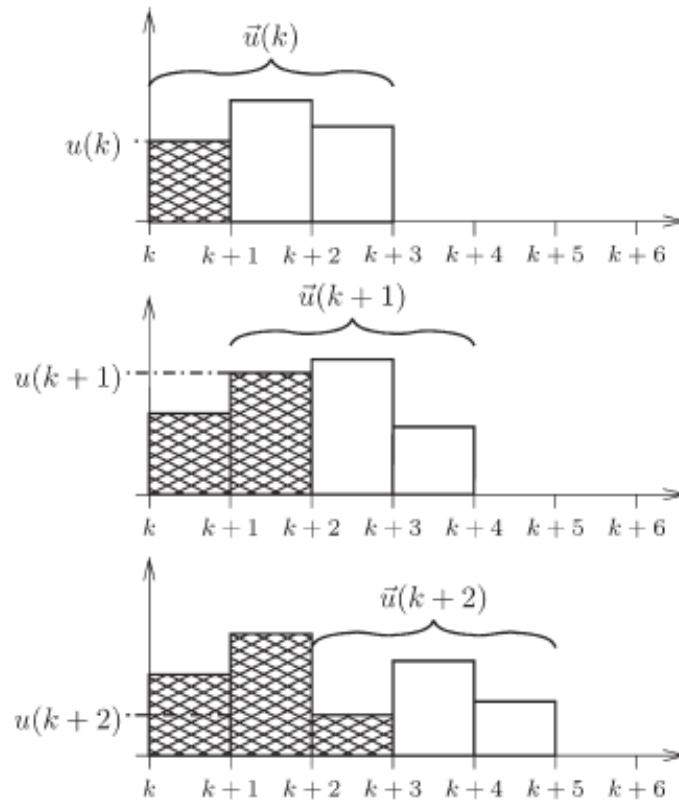
Παρά το γεγονός ότι το διάνυσμα $\bar{u}(k)$ περιλαμβάνει όλες τις δυνατές τιμές εισόδου του συστήματος για ολόκληρο το χρονικό ορίζοντα, στον τυπικό MPC χρησιμοποιείται μόνο το πρώτο στοιχείο, πράγμα που σημαίνει ότι η είσοδος του συστήματος ορίζεται ως

$$u(k) \leftarrow u(k;k). \quad (4.12)$$

Την επόμενη στιγμή δειγματοληψίας, δηλαδή τη στιγμή $k+1$, υπολογίζεται (ή εκτιμάται) το διάνυσμα κατάστασης $x(k+1)$, ο χρονικός ορίζοντας ολισθαίνει κατά ένα βήμα και η διαδικασία βελτιστοποίησης εκτελείται από την αρχή. Έτσι, υπολογίζεται το βέλτιστο διάνυσμα εισόδου $\bar{u}(k+1)$ του συστήματος τη χρονική στιγμή $k+1$, δηλαδή $u(k+1) = u(k+1;k+1)$ κοκ. Στο σχήμα 4.4 φαίνεται η διαδικασία αυτή για ένα παράδειγμα χρονικού ορίζοντα $N=3$. Όπως φαίνεται στο σχήμα με το γραμμοσκιασμένο χωρίο και έχει προαναφερθεί, για την είσοδο του συστήματος χρησιμοποιείται μόνο ο πρώτος υπολογισμός κάθε φορά. Οι άλλοι δύο λαμβάνονται υπόψη μόνο για την ελαχιστοποίηση της συνάρτησης κόστους.

iv. Σχεδιαστικοί Παράγοντες

Τα βασικά κριτήρια για τη σχεδίαση ενός μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή είναι η επιλογή της περιόδου δειγματοληψίας h , της συνάρτησης κόστους, του μήκους N του χρονικού ορίζοντα, και σε ορισμένες περιπτώσεις η επιλογή περιορισμών X και X_f για τις μεταβλητές κατάστασης.



Σχήμα 1.4: Ολίσθηση χρονικού ορίζοντα με $N=3$ [4].

Η επιλογή της συνάρτησης κόστους έγκειται στον καθορισμό των συναρτήσεων βάρους $F(\cdot)$ και $L(\cdot, \cdot)$ οι οποίες σχετίζονται άμεσα με τους στόχους του ελεγκτή. Για παράδειγμα, με την επιλογή κατάλληλων συναρτήσεων βάρους που ελαχιστοποιούν τη διαφορά μεταξύ των τιμών αναφοράς και των προβλεπόμενων τιμών, ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός ελεγκτής μπορεί να ανιχνεύσει τις επιθυμητές τιμές των εσωτερικών καθώς και των τιμών εξόδου για τάσεις και ρεύματα ενός συστήματος.

Η βέλτιστη επιλογή του μήκους N του χρονικού ορίζοντα αποτελεί κριτήριο συμβιβασμού μεταξύ απόδοσης και όγκου υπολογισμών σε πραγματικό χρόνο. Είναι δεδομένο ότι για μία συχνότητα δειγματοληψίας $1/h$, όσο αυξάνεται το μήκος του χρονικού ορίζοντα τόσο βελτιώνεται η απόδοση του συστήματος. Από την άλλη, παράλληλα με την αύξηση του χρονικού ορίζοντα αυξάνεται σημαντικά και η υπολογιστική πολυπλοκότητα. Παρ' όλα αυτά, σε αρκετές περιπτώσεις είναι δυνατό να επιτευχθεί εξαιρετική απόδοση με σχετικά μικρά μήκη χρονικού ορίζοντα.

4.1.4 Διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (FS-MPC)

i. Βασικές αρχές

Ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός ελεγκτής λειτουργεί σε διακριτό χρόνο με δεδομένη συχνότητα δειγματοληψίας $f_s = h^{-1}$. Το σύστημα αναλύεται στις εξισώσεις κατάστασης διακριτού χρόνου

$$x^{k+1} = F(x^k, S^k) \quad (4.13)$$

όπου το x παριστάνει τις μεταβλητές κατάστασης ενώ το S τις εισόδους ελέγχου του συστήματος. Ο FS-MPC θεωρεί ως εισόδους ελέγχου του συστήματος τους διακόπτες ισχύος του μετατροπέα. Επομένως, οι εισοδοί ελέγχου είναι δυνατό να λάβουν μόνο δύο τιμές, δηλαδή $S_i(t) \in \{0,1\}$, για κάθε $t \in [kh, (k+1)h]$, οι οποίες παραμένουν σταθερές κατά τη διάρκεια της περιόδου δειγματοληψίας h . Οι εισοδοί λοιπόν του συστήματος ανήκουν σε ένα πεπερασμένο σύνολο ελέγχου $S \in \{S_1, \dots, S_n\}$.

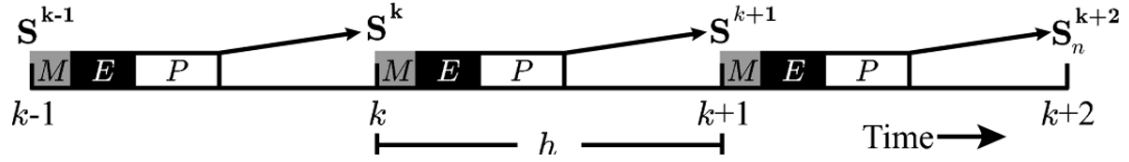
Η συνάρτηση κόστος που χρησιμοποιείται έχει τη μορφή $g(k, \vec{S})$, όπου με $\vec{S} = \{S^k, \dots, S^{k+N-1}\}$ συμβολίζεται μία δυνατή ακολουθία εισόδων για χρονικό ορίζοντα μήκους N . Η βέλτιστη αλληλουχία εισόδων που λαμβάνεται ελαχιστοποιώντας τη συνάρτηση κόστους έχει τη μορφή:

$$\vec{S}_{op} = \{S_{op}^k, \dots, S_{op}^{k+N-1}\} = \arg \left\{ \min_{\vec{S} \in S^N} g(k, S^k) \right\}. \quad (4.14)$$

Στους διακόπτες του μετατροπέα εφαρμόζεται τελικά η τιμή του πρώτου στοιχείου της αλληλουχίας, $S^k = S_{op}^k$. Το γεγονός ότι οι διακόπτες του μετατροπέα ελέγχονται απευθείας από το διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό ελεγκτή, καθιστά τη χρήση σταδίων διαμόρφωσης, όπως έχει ήδη αναφερθεί, μη αναγκαία.

ii. Υλοποίηση FS-MPC

Η μέτρηση, η εκτίμηση και η πρόβλεψη αποτελούν τα τρία στάδια λειτουργίας κάθε διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή με μήκος χρονικού ορίζοντα $N=1$. Στο σχήμα 4.5 φαίνονται τα τρία αυτά στάδια, όπου με M συμβολίζεται η διαδικασία της μέτρησης, με E της εκτίμησης και με P της πρόβλεψης.



Σχήμα 4.5: Χρονικό διάγραμμα λειτουργίας FS-MPC για $N=1$ [8].

1. *Μέτρηση:* Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός ελεγκτής λειτουργεί σε διακριτό χρόνο. Επομένως, κάθε στιγμή δειγματοληψίας k , παίρνονται μετρήσεις των μεταβλητών κατάστασης x^k οι οποίες χρησιμοποιούνται από τον ελεγκτή για την εφαρμογή της βέλτιστης τιμής στους διακόπτες του υπό έλεγχο μετατροπέα. Μάλιστα, σε ορισμένες εφαρμογές, οι τιμές κάποιων εκ των μεταβλητών κατάστασης εκτιμώνται αντί να μετρώνται [9].
2. *Εκτίμηση:* Για να ληφθούν υπόψη οι υπολογιστικές καθυστερήσεις, στις τυπικές εφαρμογές, η βέλτιστη τιμή στους διακόπτες εφαρμόζεται τη χρονική στιγμή $k+1$, S^{k+1} . Το αποτέλεσμα αυτής της επιλογής θα παρατηρηθεί κατά τη χρονική στιγμή $k+2$. Έτσι, πέρα από την ανάγκη που δημιουργείται να προβλεφθούν από τον ελεγκτή οι τιμές των υπό έλεγχο μεταβλητών τη χρονική στιγμή $k+2$, πρέπει να είναι γνωστές οι τιμές τους και τη χρονική στιγμή $k+1$. Λαμβάνοντας υπόψη ότι οι τιμές στους διακόπτες παραμένουν σταθερές μέχρι την επόμενη στιγμή δειγματοληψίας $k+1$ και χρησιμοποιώντας τη σχέση (4.13), εκτιμάται το διάνυσμα κατάστασης για τη χρονική στιγμή $k+1$:

$$\bar{x}^{k+1} = F(x^k, S^k) \quad (4.15)$$

3. *Πρόβλεψη:* Συνυπολογίζοντας όλους τους πιθανούς συνδυασμούς, ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός ελεγκτής προβλέπει τη συμπεριφορά του συστήματος τη χρονική στιγμή $k+2$ μέσω της σχέσης:

$$x^{k+2} = F(\bar{x}^{k+1}, S^{k+1}) \quad (4.16)$$

όπου $S^{k+1} \in S = \{-1, 0, 1\}$. Οι προβλέψεις αυτές συγκρίνονται με τις τιμές αναφοράς αξιολογώντας τη συνάρτηση κόστους $g^k(S_i)$, δηλαδή,

$$g^k = (\dot{x}^{k+2} - x^{k+2})^T W (\dot{x}^{k+2} - x^{k+2}) \quad (4.17)$$

όπου W είναι ένας πεπερασμένος πίνακας βάρους, ενώ με \dot{x}^{k+2} συμβολίζονται οι τιμές αναφοράς τη χρονική στιγμή $k+2$. Όποια είσοδος παράγει τη μικρότερη τιμή στη συνάρτηση κόστους εκλέγεται ως η βέλτιστη S^{k+1} .

4.2 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΡΡΤ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΕΙ ΔΙΑΚΡΙΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟ ΕΛΕΓΚΤΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

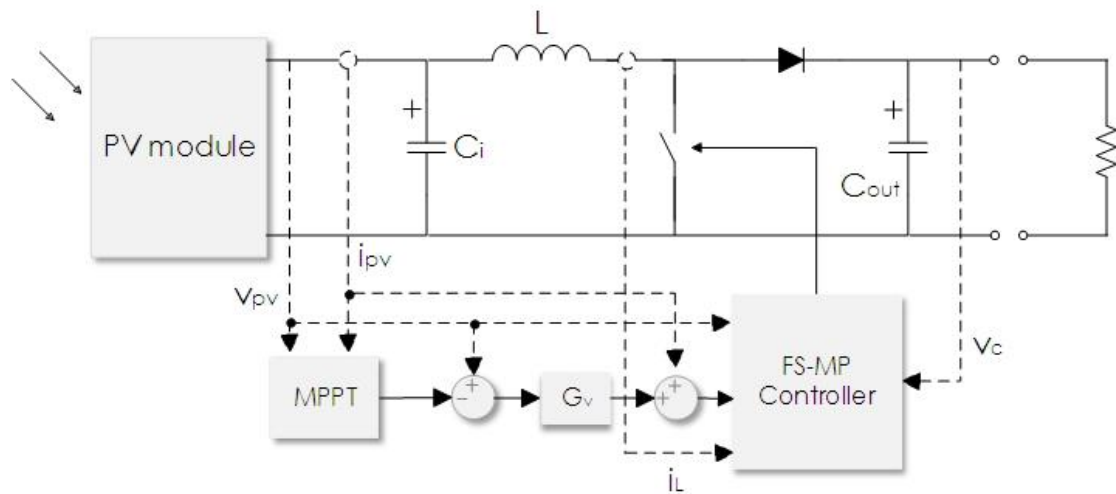
Κύρια ιδέα της τεχνικής ελέγχου FS-MPC είναι η πρόβλεψη της μελλοντικής συμπεριφοράς των υπό έλεγχο μεταβλητών. Η ελαχιστοποίηση μίας συνάρτησης κόστους εκφράζει το στόχο του ελέγχου. Στο κεφάλαιο αυτό, η τεχνική του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου θα εφαρμοστεί σε ένα σύστημα με ανιχνευτή σημείου μέγιστης ισχύος με προσανατολισμό τάσης (voltage oriented MPPT), για να ελέγξει το ρεύμα του μετατροπέα ανύψωσης (boost converter) και να δημιουργήσει τις συνθήκες για απολαβή μέγιστης ισχύος.

4.2.1 Συνολική διάταξη συστήματος

Τα βασικά στοιχεία του συστήματος με τη στρατηγική ελέγχου που θα αναλυθεί στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται στο σχήμα 4.6. Το σύστημα αποτελείται από ένα φωτοβολταϊκό πλαίσιο, ένα μετατροπέα ανύψωσης τάσης (boost converter), ένα κύριο ελεγκτή (FS-MPC) ο οποίος ελέγχει τη λειτουργία του διακόπτη του μετατροπέα, έναν ανιχνευτή του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT), έναν ελεγκτή PI μεταξύ του MPPT και του κυρίου ελεγκτή και ένα ωμικό φορτίο συνδεδεμένο στα άκρα του μετατροπέα.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.6, το ρεύμα (i_{pv}) και η τάση εξόδου (v_{pv}) του φ/β πλαισίου μετρώνται και αποτελούν τις εισόδους του MPPT. Στο διακριτό μοντελοποιημένο προβλεπτικό ελεγκτή, κάθε χρονική στιγμή εισέρχονται οι τιμές του ρεύματος του πηνίου (i_L), της τάσης εξόδου του φ/β πλαισίου (v_{pv}), της τάσης εξόδου του μετατροπέα (v_c) και του ρεύματος αναφοράς (i^*). Αξίζει να σημειωθεί ότι σε περίπτωση κατά την οποία το σύστημα συνδέεται στο δίκτυο μέσω αντιστροφέα, η τάση v_c του πυκνωτή εξόδου δεν εξαρτάται άμεσα από τη λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης, μειώνοντας κατά αυτό τον τρόπο τις μεταβλητές του

συστήματος. Παρ' όλα αυτά, στην περίπτωση που θα μελετηθεί στο κεφάλαιο αυτό, στα άκρα του μετατροπέα συνδέεται ένα ωμικό φορτίο.



Σχήμα 4.6: Δομικό διάγραμμα συστήματος.

Ο πυκνωτής στα άκρα του φ/β πλαισίου, C_i , χρησιμοποιείται για να απορροφήσει την κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου που δημιουργείται λόγω του διακόπτη ισχύος. Έτσι, το ρεύμα του φ/β πλαισίου μπορεί να θεωρηθεί ίσο με τη μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου. Επιπλέον, είναι σημαντικό ότι λόγω της ύπαρξης των πυκνωτών στην είσοδο και στην έξοδο του μετατροπέα, οι τάσεις εισόδου και εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης μπορούν να θεωρηθούν σταθερές κατά το χρονικό διάστημα που καλείται ο κύριος ελεγκτής να επιλέξει την επόμενη κατάσταση του διακόπτη ισχύος.

Στην συνέχεια, θα γίνει αναλυτική περιγραφή τόσο της λειτουργίας του προβλεπτικού ελεγκτή όσο και του ανιχνευτή του σημείου μέγιστης ισχύος. Επίσης, θα γίνει σαφής και ο λόγος χρησιμοποίησης του ρυθμιστή PI μεταξύ του MPPT και του κύριου ελεγκτή του συστήματος.

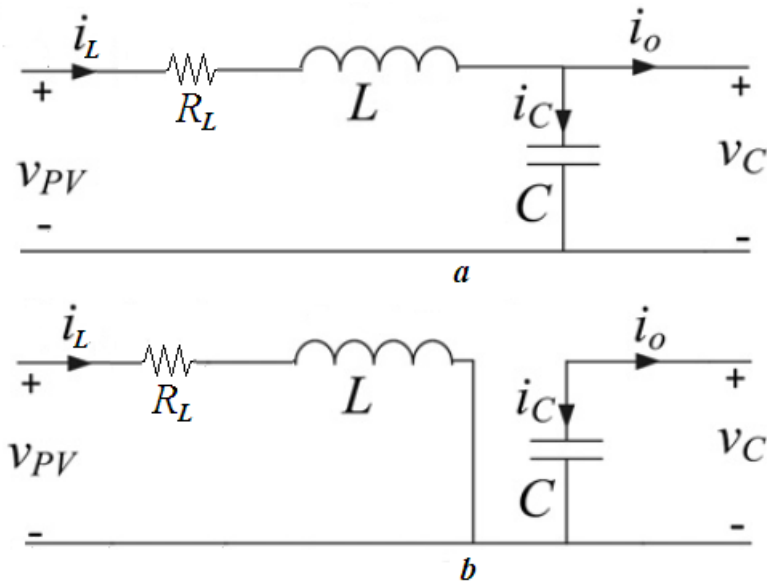
4.2.2 Υλοποίηση προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος

Η στρατηγική ελέγχου που θα παρουσιαστεί βασίζεται σε ένα DC μετατροπέα τάσης, ο οποίος ανυψώνει την τάση εξόδου της φ/β γεννήτριας, κυρίως όμως δημιουργεί τις συνθήκες για απολαβή μέγιστης ισχύος. Τα ισοδύναμα κυκλώματα του μετατροπέα φαίνονται στο σχήμα 4.7. Με R_L συμβολίζεται η εσωτερική αντίσταση

του πηνίου, ενώ για λόγους απλούστευσης ο ημιαγωγός ισχύος θεωρείται ιδανικός διακόπτης.

Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός, η λειτουργία του DC-DC μετατροπέα ανύψωσης εκφράζεται με τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_L - \frac{1}{L}v_C + \frac{1}{L}v_{PV} \quad (4.17)$$



Σχήμα 4.7: Ισοδύναμα κυκλώματα μετατροπέα ανύψωσης τάσεις για τις δύο καταστάσεις του ιδανικού διακόπτη. (α) Ανοιχτός διακόπτης, $u=0$. (β) Κλειστός διακόπτης, $u=1$.

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_C \quad (4.18)$$

Στην περίπτωση που ο διακόπτης είναι κλειστός, οι εξισώσεις κατάστασης γίνονται:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_L + \frac{1}{L}v_{PV} \quad (4.19)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{1}{RC}v_C \quad (4.20)$$

Για να σχεδιαστεί και να εφαρμοστεί η τεχνική του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου, οι εξισώσεις (4.17) – (4.20) αναλύονται σε διακριτό χρόνο, χρησιμοποιώντας προσέγγιση πρώτης τάξης και περίοδο δειγματοληψίας T_s .

$$i_L(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{L} R_L\right) i_L(k) - \frac{T_s}{L} v_C(k) + \frac{T_s}{L} v_{PV}(k) \quad (4.21)$$

$$v_C(k+1) = \frac{T_s}{C} i_L(k) + \left(1 - \frac{T_s}{RC}\right) v_C(k) \quad (4.22)$$

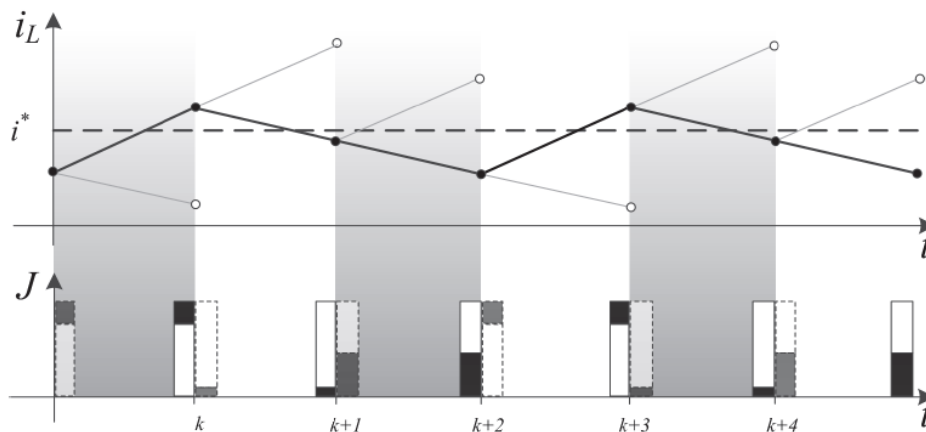
$$i_L(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{L} R_L\right) i_L(k) + \frac{T_s}{L} v_{PV}(k) \quad (4.23)$$

$$v_C(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{RC}\right) v_C(k) \quad (4.24)$$

Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό, οι εξισώσεις (4.21) και (4.22) περιγράφουν τη συμπεριφορά του μετατροπέα όταν ο ιδανικός διακόπτης είναι ανοιχτός, $u=0$, ενώ οι (4.23) και (4.24) όταν ο διακόπτης παραμένει κλειστός, $u=1$.

Για το σχεδιασμό του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή, οι εξισώσεις (4.21) και (4.23) εκφράζουν τη μελλοντική τιμή του ρεύματος του πηνίου, δηλαδή τη χρονική στιγμή $k+1$, σαν συνάρτηση του ρεύματος του πηνίου τη στιγμή δειγματοληψίας k και της πιθανής κατάστασης του διακόπτη, $u(k+1)$. Έτσι, η συμπεριφορά της υπό έλεγχο μεταβλητής i_L μπορεί να προβλεφθεί για την επόμενη στιγμή δειγματοληψίας $k+1$, ώστε να παρθεί η κατάλληλη απόφαση.

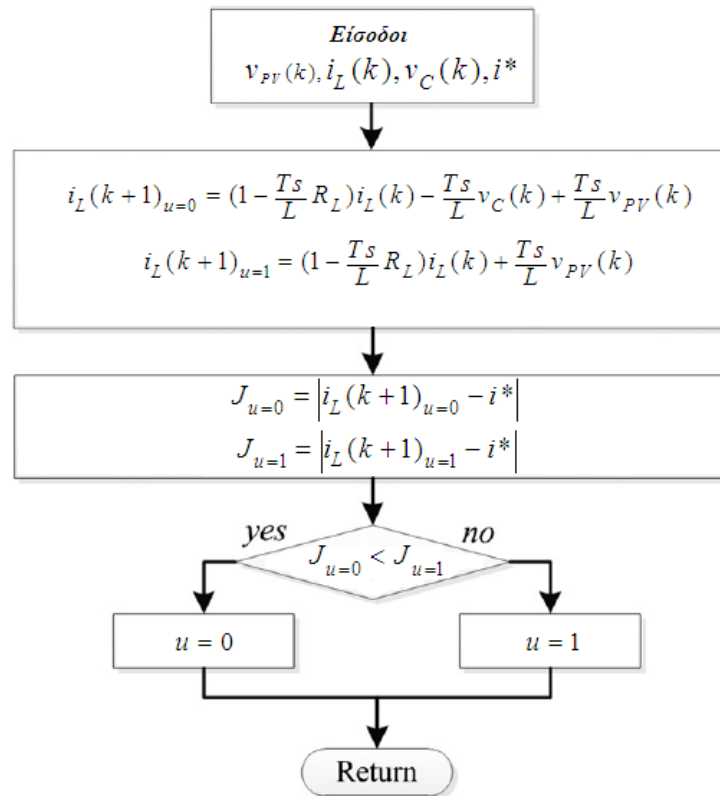
Στο σχήμα 4.8 φαίνεται η διαδικασία ελέγχου του FS-MPC. Τη στιγμή δειγματοληψίας k , ο ελεγκτής καλείται να αποφασίσει για τη βέλτιστη κατάσταση του διακόπτη, αυτή δηλαδή που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους, J . Η μαύρη γραμμή αντιστοιχεί στην ενέργεια που τελικά εκτελέστηκε, ενώ οι ξεθωριασμένοι κύκλοι παριστάνουν τις επιλογές που απορρίφθηκαν.



Σχήμα 4.8: Σχηματικό διάγραμμα FS-MPC [11].

Η τεχνική αυτή συχνά επεκτείνεται σε περισσότερα από ένα προβλεπτικά βήματα με μεγαλύτερη ευρωστία και υπολογιστική προσπάθεια. Όμως, στα φ/β συστήματα η πρόβλεψη του ρεύματος του πηνίου τη χρονική στιγμή $k+2$ συναντά τη δυσκολία της άγνωστης τάσης του φ/β πλαισίου $v_{PV}(k+1)$. Ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός ελεγκτής με μήκος χρονικού ορίζοντα N μεγαλύτερο από 1, θα μπορούσε να εφαρμοστεί σε συνδυασμό πίνακες αναζήτησης (look-up tables) ή τη γνώση του ακριβούς μοντέλου του φ/β πλαισίου όπως στο [12].

Με βάση τα παραπάνω, ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος που εφαρμόζεται στην παρούσα διπλωματική εργασία για την ανίχνευση του μέγιστου σημείου ισχύος της φ/β συστοιχίας είναι χρονικού ορίζοντα $N=1$. Κάθε στιγμή δειγματοληψίας k , δέχεται σαν εισόδους τις τιμές v_{PV} , i_L , v_C , i^* και εκτιμώντας τη μελλοντική συμπεριφορά της ελεγχόμενης μεταβλητής ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους J , όπως φαίνεται στο σχήμα 4.9. Ο προσδιορισμός της συνάρτησης κόστους αποτελεί σημαντικό παράγοντα για τη συμπεριφορά του ελεγκτή, περιορίζοντας την απόκλιση από την επιθυμητή τιμή του ρεύματος αναφοράς i^* και μπορεί να εκφραστεί ως $J = |i_L(k+1) - i^*|$.

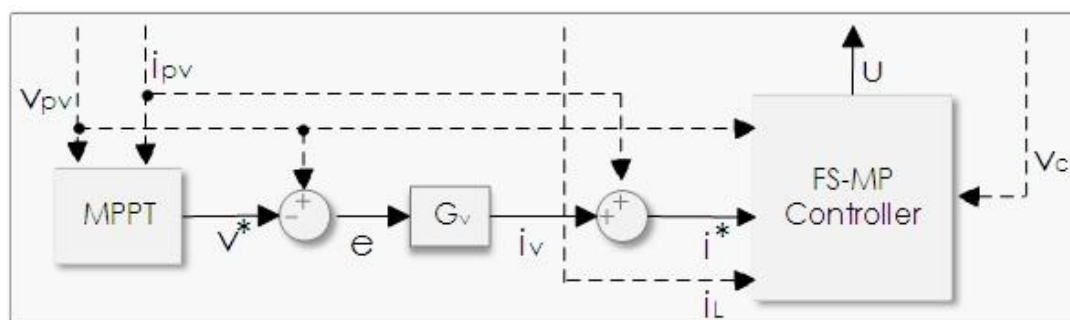


Σχήμα 4.9: Διάγραμμα Ροής του FS-MPC.

4.2.3 Σχεδίαση βρόχου αντιστάθμισης

Από όσα έχουν ήδη αναφερθεί, η πιο απλή υλοποίηση θα ήταν αν το σύστημα ενσωμάτωνε MPPT αλγόριθμο με προσανατολισμό ρεύματος. Όμως, η φύση της φ/β γεννήτριας και η τάση της να συμπεριφέρεται ως πηγή ρεύματος για τάσεις μικρότερες από αυτή που παρέχει τη μέγιστη ισχύ (V_{MPP}), δημιουργεί προβλήματα ευστάθειας σε όλες τις τεχνικές που βασίζονται στον άμεσο έλεγχο του ρεύματος. Συγκεκριμένα, το εμπόδιο θα εμφανιζόταν σε απότομες πτώσεις της ακτινοβολίας, οπότε το σύστημα θα κινδύνευε να καταστεί ασταθές.

Στη [13], οι συγγραφείς προτείνουν την εισαγωγή ενός αντισταθμιστή τάσης, σε συνδυασμό με τον έλεγχο ολίσθησης (sliding mode control), ο οποίος προσθέτει στο σύστημα ευρωστία. Στην περίπτωση κατά την οποία παρουσιαστεί απότομη πτώση της ηλιακής ακτινοβολίας, ο εξωτερικός βρόχος αντιστάθμισης εγγυάται τη συνεχή και ακριβή λειτουργία του ελεγκτή.



Σχήμα 4.10: Δομικό διάγραμμα ελέγχου

Όπως αναλύθηκε λεπτομερώς στο προηγούμενο κεφάλαιο, η πλέον επικρατούσα προσέγγιση στη βιβλιογραφία είναι η χρησιμοποίηση ενός PI ελεγκτή, σε συνδυασμό με MPPT αλγόριθμο τάσης. Ωστόσο, η συμβατική προσέγγιση θα μπορούσε να επωφεληθεί από τα πλεονεκτήματα του προβλεπτικού ελέγχου ο οποίος χαρακτηρίζεται από γρήγορη δυναμική απόκριση και ακρίβεια.

Προκειμένου να ενσωματωθεί ο προβλεπτικός ελεγκτής με τον PI αντισταθμιστή και τον MPPT αλγόριθμο τάσης, εφαρμόζεται το σύστημα ελέγχου του σχήματος 4.10.

Το σήμα σφάλματος, e , μεταξύ της τάσεως αναφοράς του MPPT, v^* , και της τάσεως v_{pv} της φ/β συστοιχίας, ορίζεται ως είσοδος στη συνάρτηση μεταφοράς $G_v(s)$. Έτσι παράγεται το ρεύμα σφάλματος i_v , το οποίο αποτελεί το σταθερό και

αναγκαίο σφάλμα, ώστε προστιθέμενο στο ρεύμα i_{pv} , να σχηματίσει το ρεύμα αναφοράς i^* που απαιτείται για τη λειτουργία του συστήματος στο μέγιστο σημείο ισχύος. Συνεπώς ισχύει η σχέση:

$$i^* = i_{pv} + i_v \quad (4.25)$$

Το ρεύμα i_v μπορεί να αναλυθεί με τον εξής τρόπο:

$$i_v(t) = i_{v,p}(t) + i_{v,i}(t) = k_p e(t) + \int_0^t \frac{k_p}{T_i} e(\tau) d\tau \quad (4.26)$$

Η συνάρτηση $G_v(s)$ προκύπτει από την (4.26) και αποτελεί τη γνωστή συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή PI, με τα k_p και k_i να δηλώνουν το αναλογικό και ολοκληρωτικό κέρδος αντίστοιχα. Ισχύει λοιπόν ότι:

$$G_v(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (4.27)$$

Επειδή οποιαδήποτε μεταβολή στο ρεύμα αναφοράς i^* θα μεταφερθεί μέσω του προβλεπτικού ελέγχου στο ρεύμα του πηνίου σε μία μόλις διακοπτική περίοδο T_{sw} , είναι δυνατό να διατυπωθεί η παρακάτω συνάρτηση μεταφοράς:

$$G_{i_L/i^*} = \frac{i_L}{i^*} = 1 \quad (4.28)$$

Παρατηρώντας το σχήμα 1.6 και λαμβάνοντας υπ' όψιν την (4.28) προκύπτει ότι $i_v = -i_{Ci}$. Συνεπώς, η συνάρτηση μεταφοράς $G_{v/i}(s)$ μεταξύ της τάσεως του πυκνωτή εισόδου, η οποία ισούται με την τάση στα άκρα της φ/β συστοιχίας, v_{Ci} και του ρεύματος σφάλματος i_v αποκτά τη μορφή:

$$G_{v/i}(s) = -\frac{1}{C_{in}s} \quad (4.29)$$

Λαμβάνοντας υπ' όψιν το σφάλμα τάσης e το οποίο όπως παρουσιάζεται στην (4.30) αντισταθμίζει το αρνητικό πρόσημο που εμφανίζεται στην (4.29), και συνδυάζοντας τις (4.27) ως (4.30) σχηματίζεται η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου $T(s)$ του συστήματος όπως φαίνεται στην (4.31):

$$e(s) = -(v^*(s) - v_{pv}(s)) = -(v^*(s) - v_{Ci}(s)) \quad (4.30)$$

$$T(s) = \frac{v_{pv}(s)}{v^*(s)} = \frac{k_p s + k_i}{C_i s^2 k_p s + k_i} \quad (4.31)$$

Η $T(s)$ αποτελεί συνάρτηση μεταφοράς δευτέρας τάξης και η επιλογή των παραμέτρων k_p και k_i , θα προκύψει αφού ληφθούν υπ' όψιν δύο βασικοί παράγοντες σχεδίασης. Αρχικά, η (4.31) γράφεται στη μορφή:

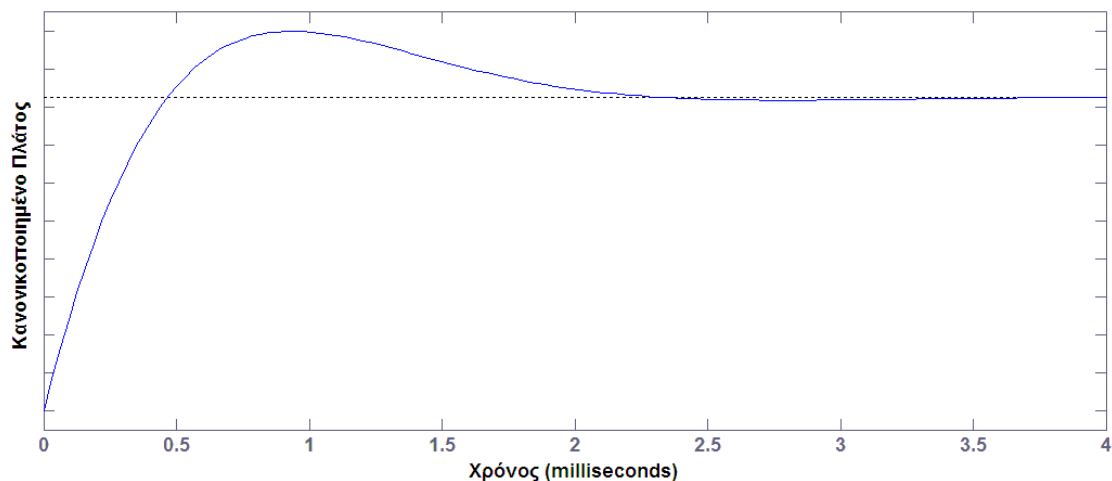
$$T(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.32)$$

όπου $\zeta = \frac{k_p}{2\sqrt{k_i C_i}}$ είναι ο συντελεστής απόσβεσης και $\omega_n = \sqrt{\frac{k_i}{C_i}}$ η φυσική συχνότητα. Ο πρώτος σχεδιαστικός παράγοντας αφορά στην ισοδύναμη χρονική σταθερά τ κλειστού βρόχου του συστήματος για την οποία ισχύει ότι:

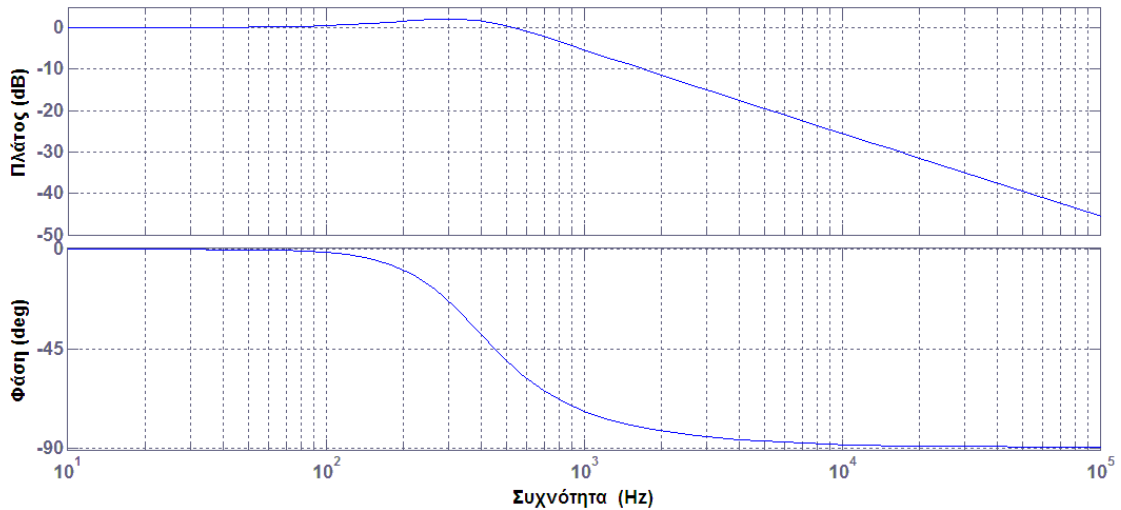
$$\tau = \frac{1}{\zeta\omega_n} \quad (4.33)$$

και λαμβάνεται ίση με 600μs. Η επιλογή αυτή δικαιολογείται, αφού η περίοδος δειγματοληψίας T_s περιορίζεται στην τιμή των 20μs λόγω της περιορισμένης υπολογιστικής ικανότητας των μικροεπεξεργαστών που χρησιμοποιούνται σε τέτοιου είδους εφαρμογές, και ο προβλεπτικός έλεγχος λειτουργεί σε συχνότητες μεταξύ $f_s/4$ και $f_s/5$, δηλαδή η διακοπτική περίοδος T_{sw} μπορεί προσεγγιστικά να θεωρηθεί ίση με 100μs. Ο δεύτερος παράγοντας σχεδίασης σχετίζεται με το συντελεστή απόσβεσης του συστήματος και επιλέγεται να είναι ίσος με 0.7.

Συνδυάζοντας τα παραπάνω, υπολογίζονται τα κέρδη k_p και k_i και βρίσκονται ίσα με 1.1 και 1870.75 αντίστοιχα. Στο σχήμα 4.11 φαίνεται η βηματική του απόκριση, ενώ στο 4.12 το διάγραμμα Bode κλειστού βρόχου του συστήματος, επιβεβαιώνοντας τις θεωρήσεις που προηγήθηκαν.



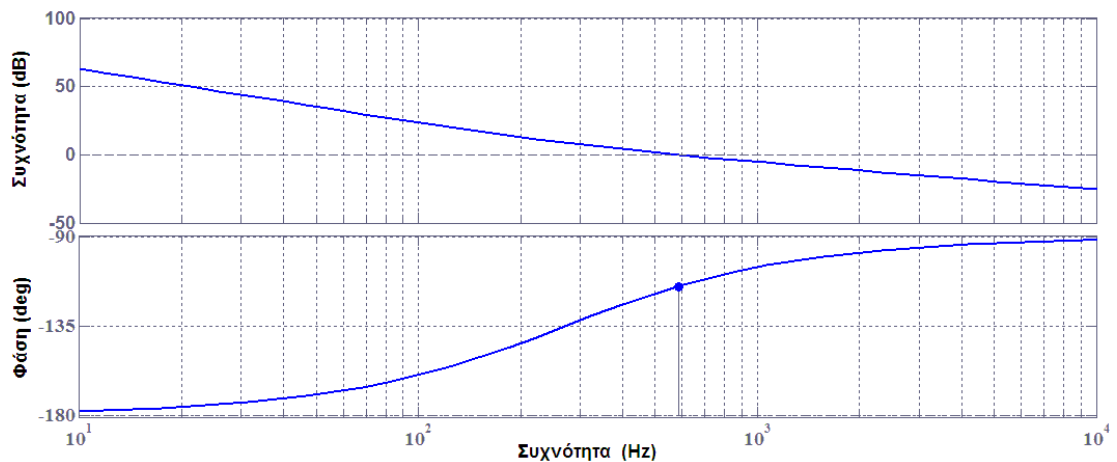
Σχήμα 4.11: Βηματική απόκριση κλειστού βρόχου σχεδιασμένη στο MATLAB/Simulink



Σχήμα 4.12: Διάγραμμα Bode κλειστού βρόχου σχεδιασμένο στο MATLAB/Simulink

Το σχήμα 4.13 δείχνει το διάγραμμα Bode ανοιχτού βρόχου του συστήματος, θεωρώντας crossover συχνότητα περίπου 600 Hz. Η επιλογή των κερδών του ελεγκτή PI προσδίδει στο σύστημα περιθώριο φάσης 65.2° και άπειρο περιθώριο κέρδους.

Όπως αναλύθηκε στο τρίτο κεφάλαιο, η διαφορική αντίσταση της ϕ/β συστοιχίας εξαρτάται σημαντικά από τις συνθήκες λειτουργίας του συστήματος. Για το λόγο αυτό, συνήθως το διάγραμμα Bode σχεδιάζεται για διάφορα επίπεδα ακτινοβολίας. Παρ' όλα αυτά, η τεχνική ελέγχου που χρησιμοποιεί το μοντελοποιημένο προβλεπτικό ελεγκτή ρεύματος, καταφέρνει να καταστήσει τη δυναμική του συστήματος ανεξάρτητη από τη διαφορική αντίσταση της ϕ/β συστοιχίας. Από την (4.31) είναι φανερό ότι η απόδοση του συστήματος δε μεταβάλλεται με τις συνθήκες λειτουργίας και το σύστημα ελέγχου είναι ανεξάρτητο από το είδος της ϕ/β συστοιχίας, το μέγεθος και τα χαρακτηριστικά της, κάτι που προφανώς δεν ισχύει στην περίπτωση του PWM διαμορφωτή.



Σχήμα 4.13: Διάγραμμα Bode ανοιχτού βρόχου.

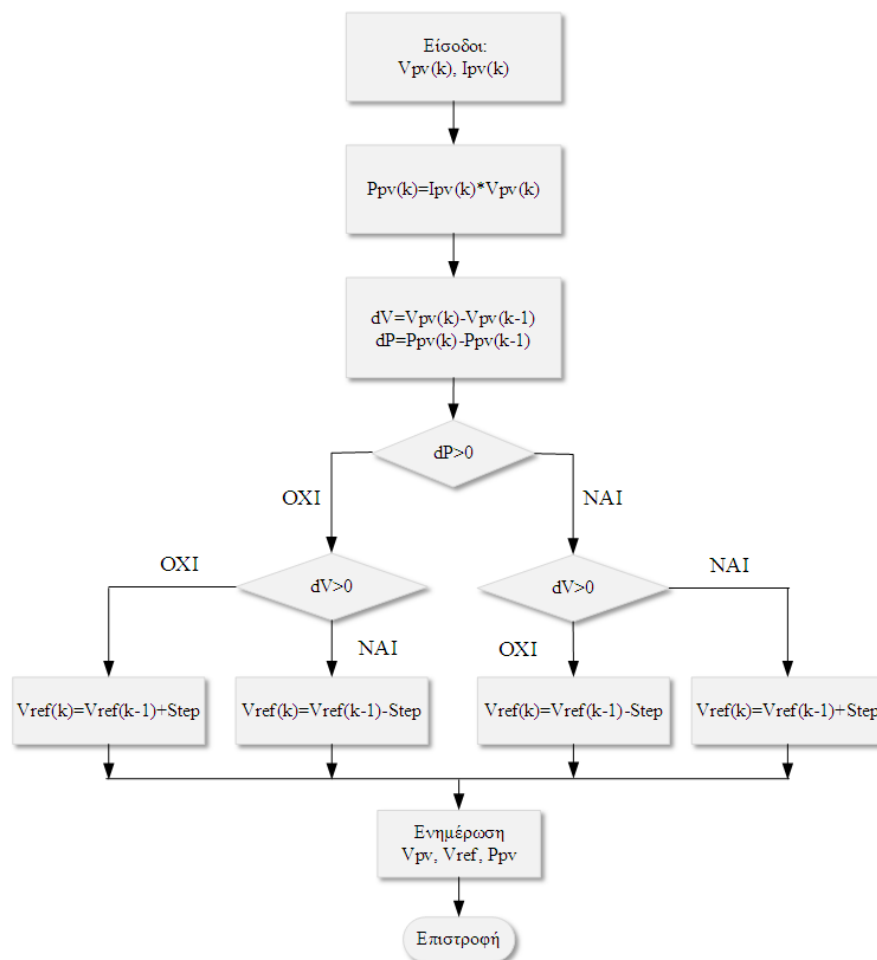
4.2.4 Ανιχνευτής MPP

Για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος εφαρμόζεται η τεχνική παρατήρησης και διατάραξης (P&O) η οποία αναλύθηκε στο δεύτερο κεφάλαιο. Η βασική αδυναμία της μεθόδου αυτής είναι ότι όταν το σημείο λειτουργίας φτάσει στο MPP, αρχίζει να ταλαντώνεται γύρω από αυτό. Μικρό πλάτος ταλαντώσεων, και συνεπώς υψηλή απόδοση στη μόνιμη κατάσταση, καθυστερεί τη δυναμική απόκριση του συστήματος. Από την άλλη, γρήγορη δυναμική απόκριση οδηγεί σε εκτεταμένες ταλαντώσεις μόνιμης κατάστασης. Συνεπώς, η επιλογή του πλάτους της διαταραχής αποτελεί πολύ σημαντικό παράγοντα για τη λειτουργία του MPPT.

Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου P&O που θα εφαρμοστεί φαίνεται στο σχήμα 4.14. Η διαταραχή στην τάση αναφοράς εκφράζεται από τη σχέση:

$$V_{ref}(k+1) = V_{ref}(k) \pm Step \quad (4.34)$$

όπου $Step$ είναι το πλάτος της διαταραχής που επιβάλλεται στην τάση εξόδου της φ/β συστοιχίας.



Σχήμα 4.14: Διάγραμμα Ροής αλγορίθμου P&O.

Η περίοδος λειτουργίας του MPPT, T_a , πρέπει να τεθεί μεγαλύτερη από το χρόνο σταθεροποίησης της τάσης εξόδου της φ/β γεννήτριας, δηλαδή όπως φαίνεται από το σχήμα 4.11 μεγαλύτερη ή ίση με 3ms. Μια τέτοια τιμή εγγυάται ότι η ισχύς εξόδου της φ/β γεννήτριας θα έχει σταθεροποιηθεί όταν ο ελεγκτής MPPT κληθεί να τη μετρήσει.

Η μεταβατική απόκριση και η απόκριση μόνιμης κατάστασης του συστήματος θα μπορούσε να βελτιωθεί περαιτέρω, εισάγοντας ένα βαθυπερατό φίλτρο (LPF) σε σειρά με τον MPPT, με συχνότητα αποκοπής κοντά στην $1/T_a$. Για μια επιλογή $T_a = 10ms$, τυπικές τιμές της αντίστασης και του πυκνωτή του βαθυπερατού φίλτρου θα μπορούσαν να είναι $R_{LPF} = 33K\Omega$ και $C_{LPF} = 50nF$, αντίστοιχα.

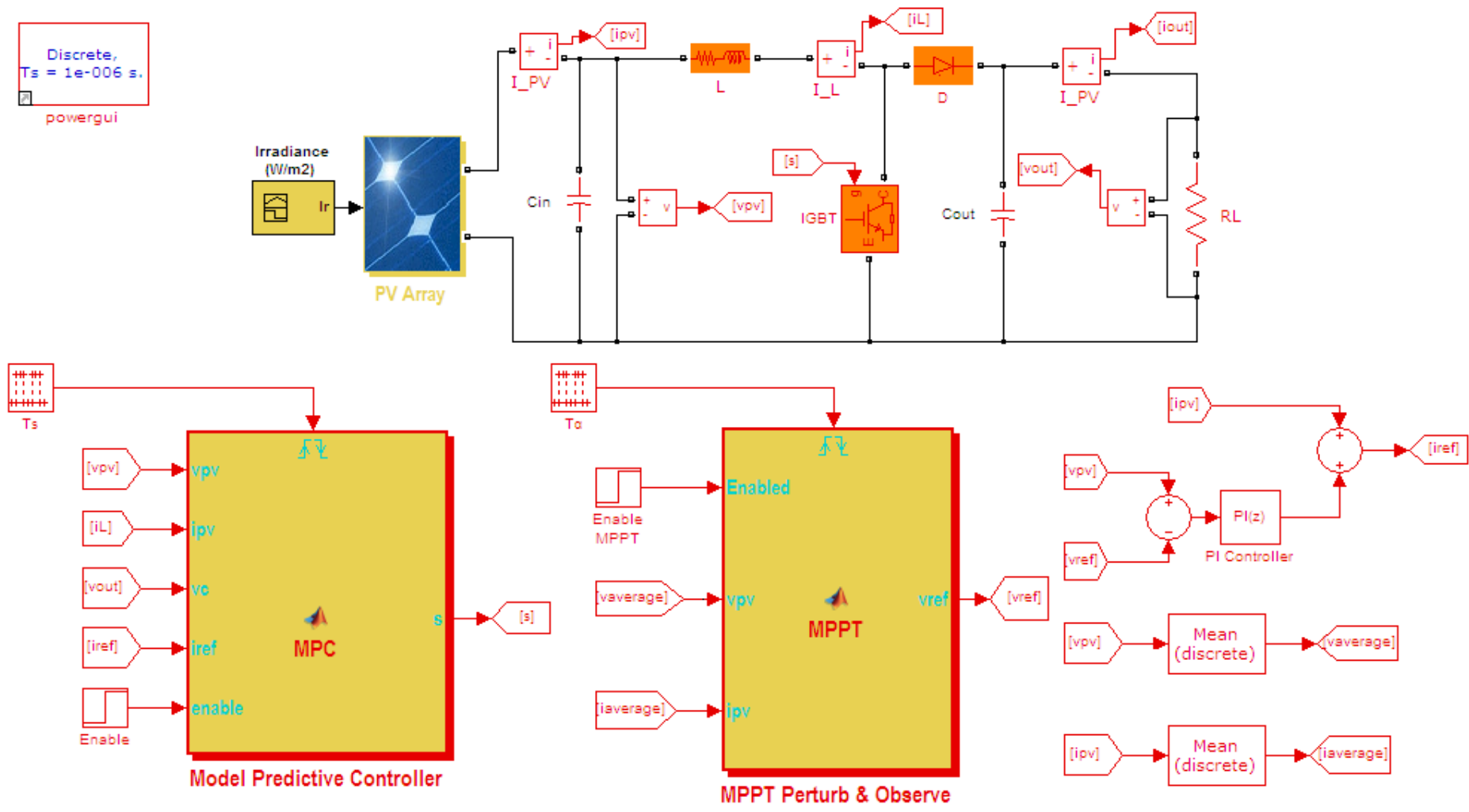
Βασικό κριτήριο για τη σωστή λειτουργία του συστήματος αποτελούν οι αποφάσεις του MPPT. Για το λόγο αυτό, μετρώνται ψηφιακά οι μέσες τιμές της τάσεως και του ρεύματος εξόδου της φ/β γεννήτριας, αποφεύγοντας με αυτό τον τρόπο την παραπλάνηση του MPPT αλγορίθμου.

Κεφάλαιο 5

Προσομοίωση Προτεινόμενου Συστήματος Ελέγχου και Αποτελέσματα

Εισαγωγή

Η εφαρμογή του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου που αναλύθηκε νωρίτερα θα παρουσιαστεί πλήρως στο παρόν κεφάλαιο και θα συγκριθεί με την κλασική προσέγγιση MPPT που χρησιμοποιεί ελεγκτή PI και διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) για τον έλεγχο μέγιστης ισχύος, όπως αναλύθηκε στο τρίτο κεφάλαιο.



Σχήμα 5.1: Πλήρες μοντέλο προσομοίωσης στο Matlab/Simulink για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος φ/β συστοιχίας μέσω FS-MPC.

5.1 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ - ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Η μοντελοποίηση του συστήματος βασίστηκε στο πρόγραμμα προσομοίωσης Matlab/Simulink. Όλες οι προσομοιώσεις εκτελέστηκαν με περίοδο δειγματοληψίας 1μs. Στο σχήμα 5.1 παρουσιάζεται το πλήρες μοντέλο του φ/β συστήματος. Στο πάνω μέρος της εικόνας φαίνεται το κύκλωμα ισχύος και στο κάτω το κύκλωμα ελέγχου.

Για την ανάδειξη των πλεονεκτημάτων της προτεινόμενης μεθόδου θα γίνει σύγκριση με τη συμπεριφορά της συμβατικής υλοποίησης που χρησιμοποιεί ελεγκτή PI και διαμόρφωση εύρους παλμών (PI-PWM) για τον έλεγχο μέγιστης ισχύος, όπως αναλύθηκε στο τρίτο κεφάλαιο. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η περίοδος δειγματοληψίας του προβλεπτικού ελεγκτή, T_s , έχει ληφθεί ίση με 20μs, γεγονός που επιβάλλεται από την περιορισμένη υπολογιστική ικανότητα ενός τυπικού μικροελεγκτή σε τόσο απαιτητικές εφαρμογές. Για παράδειγμα, στο [11] αναφέρεται ότι η συχνότητα δειγματοληψίας του συστήματος που χρησιμοποιούσε το DSP TMS320F2812 περιορίστηκε στα 36.6kHz, δηλαδή σε περίοδο περίπου ίση με 27μs. Για να είναι συγκρίσιμα τα αποτελέσματα επιλέγεται η διακοπτική συχνότητα της συμβατικής προσέγγισης να είναι ίση με 20kHz.

5.1.1 Ανάλυση μοντέλου Φωτοβολταϊκής Συστοιχίας

Όπως ειπώθηκε και σε προηγούμενο κεφάλαιο, οι παράμετροι ενός φ/β πλαισίου μεταβάλλονται τόσο λόγω αλλαγής στην ακτινοβολία όσο και στη θερμοκρασία. Παρ' όλα αυτά, οι μεταβολές στην εσωτερική θερμοκρασία του φ/β κυττάρου είναι αργές σε σχέση με τις απότομες αυξομειώσεις που εμφανίζονται στην ηλιοφάνεια. Συνεπώς, για την απλοποίηση του μοντέλου η θερμοκρασία του φ/β πλαισίου θα θεωρηθεί σταθερή και ίση με την ονομαστική τιμή του, δηλαδή $T = 25^{\circ}C$.

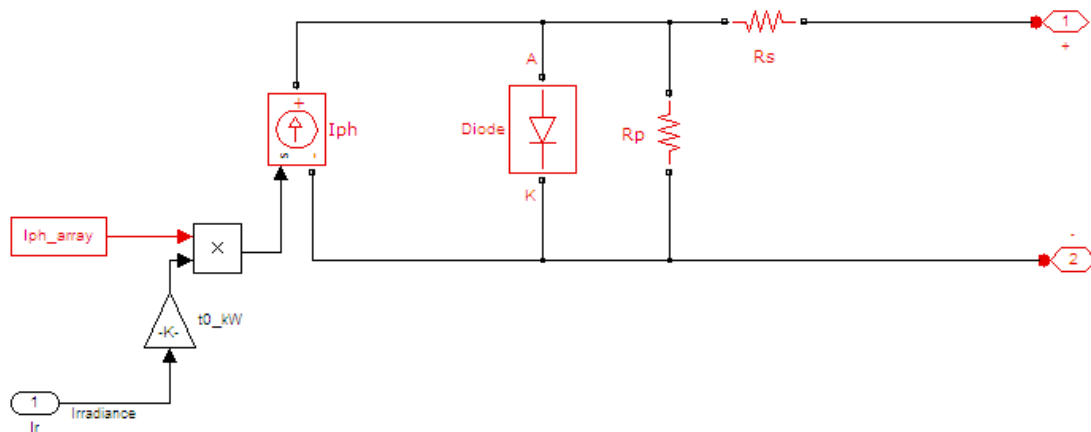
Επιπλέον, καθότι αρχικά οι προσομοιώσεις θα εκτελεστούν θεωρώντας συνθήκες ενιαίας σκίασης, βολεύει η φ/β συστοιχία να αποτελείται από ένα μόνο πλαίσιο. Το φ/β πλαίσιο που χρησιμοποιείται είναι το NE-Q5E3E της Sharp Corporation, τα βασικά χαρακτηριστικά του οποίου δίνονται στον πίνακα 5.1. Το πλήρες φυλλάδιο δεδομένων του κατασκευαστή επισυνάπτεται στο παράρτημα 1.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5.1
ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ Φ/Β ΠΛΑΙΣΙΟΥ

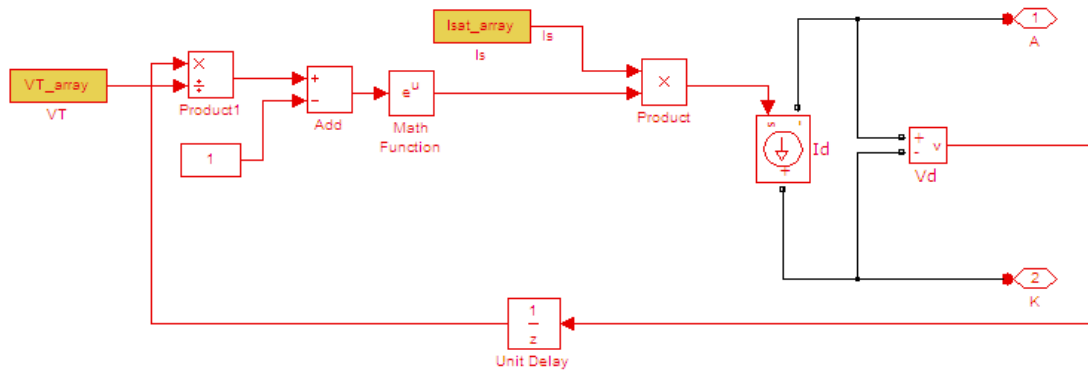
Μοντέλο	NE-Q5E3E
Ονομαστική ισχύς πλαισίου	165W
Τάση μέγιστης ισχύος, V_{MPP}	34.6V
Ρεύμα μέγιστης ισχύος, I_{MPP}	4.77A
V_{OC}	43.1V
I_{SC}	4.77A
R_{shunt}	250Ω
R_{serie}	0.6Ω
Συντελεστής Πλήρωσης (FF)	0.705

Στο σχήμα 5.2 παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του φ/β πλαισίου. Ουσιαστικά το μπλοκ δέχεται ως είσοδο το επίπεδο της ακτινοβολίας και μία τιμή της τάσεως του φ/β πλαισίου και μέσω της (3.2) υπολογίζει το ρεύμα εξόδου. Το σχήμα 5.2β παριστά τη σχέση ρεύματος-τάσης της ισοδύναμης διόδου (Diode) όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3.

Οι I-V και P-V χαρακτηριστικές καμπύλες του προσομοιωμένου φ/β πλαισίου σε θερμοκρασία $25^{\circ}C$ για τρία διαφορετικά επίπεδα ακτινοβολίας φαίνονται στο σχήμα 5.3. Η σύγκριση με τις καμπύλες που παρέχει ο κατασκευαστής στο φυλλάδιο δεδομένων του χρησιμοποιηθέντος φ/β πλαισίου, οι οποίες εμφανίζονται στο σχήμα 5.4, επικυρώνει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

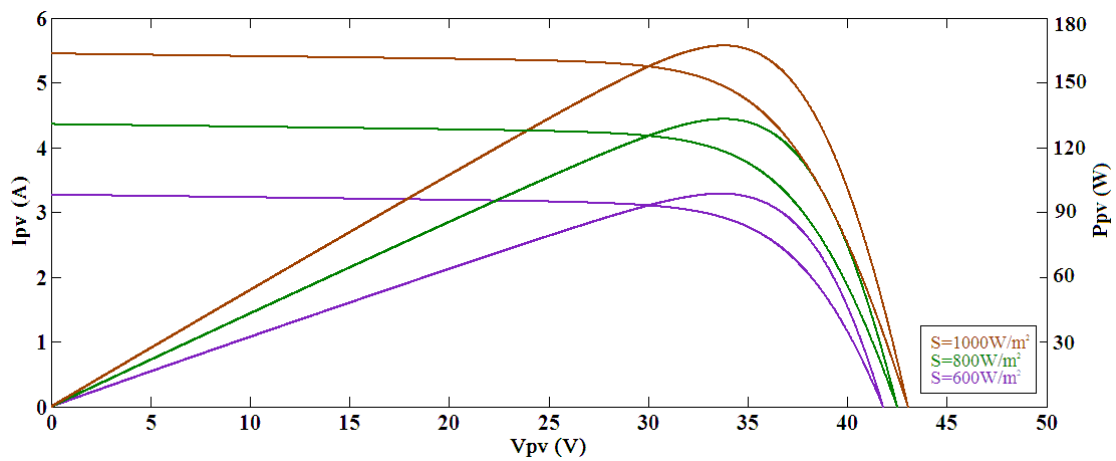


(α)

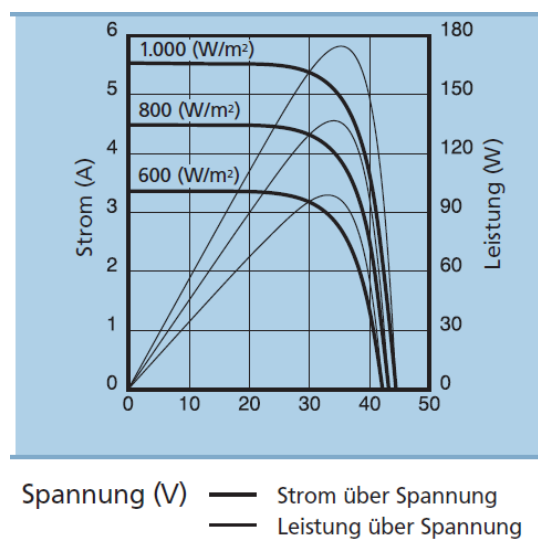


(β)

Σχήμα 5.2: Μοντελοποίηση φ/β πλαισίου.



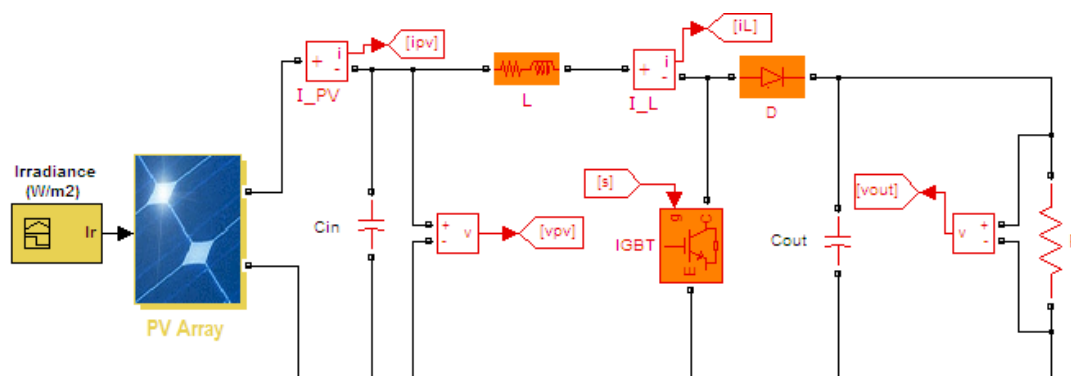
Σχήμα 5.3: Χαρακτηριστικές I-V και P-V προσομοιωμένου φ/β πλαισίου στους 25°C.



Σχήμα 5.4: Χαρακτηριστικές I-V και P-V φ/β πλαισίου στους 25°C από το φύλλο δεδομένων του κατασκευαστή.

5.1.2 Ανάλυση και Προσδιορισμός Παραμέτρων Μετατροπέα Ανύψωσης

Για τη διασύνδεση της φ/β συστοιχίας με το φορτίο και την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος της φ/β συστοιχίας χρησιμοποιείται ένας μετατροπέας ανύψωσης (boost converter). Στο σχήμα 5.5 φαίνεται η υλοποίηση του μετατροπέα στο Simulink, ενώ τα ισοδύναμα κυκλώματά του έχουν ήδη παρουσιαστεί στο σχήμα 4.7.



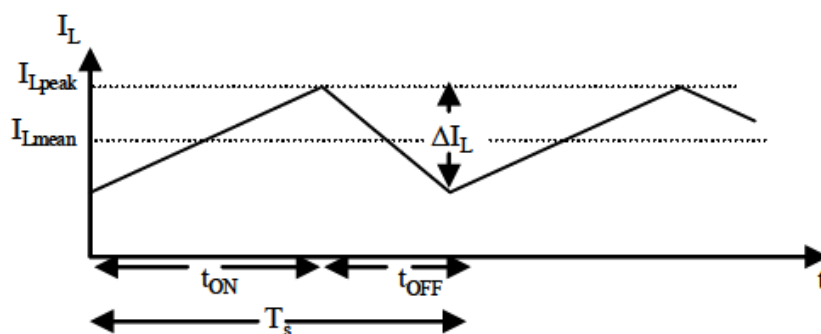
Σχήμα 5.5: Μοντελοποίηση μετατροπέα ανύψωσης για τη διασύνδεση του φορτίου με τη φ/β συστοιχία.

Η επιλογή των κυκλωματικών στοιχείων του μετατροπέα είναι ευκολότερο να γίνει λαμβάνοντας υπ' όψιν τη συμβατική προσέγγιση που αναλύθηκε στο τρίτο κεφάλαιο. Η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα που επιβάλλει ο προβλεπτικός ελεγκτής στο διακόπτη ισχύος του μετατροπέα οδηγεί στην επιλογή αυτή. Συνεπώς, θεωρώντας τη συμβατική προσέγγιση μπορούν να εξαχθούν πιο ασφαλή συμπεράσματα.

Η τιμή L της αυτεπαγωγής του πηνίου που απαιτείται για να βρίσκεται ο μετατροπέας στην κατάσταση συνεχούς αγωγής (continuous conduction mode) όπως φαίνεται στο σχήμα 5.6, υπολογίζεται ώστε η αιχμή του ρεύματος του πηνίου στη μέγιστη ισχύ εισόδου να μην ξεπερνά τη διαβάθμιση ρεύματος του διακόπτη ισχύος [37]. Συνεπώς, η αυτεπαγωγή πρέπει να ικανοποιεί τη σχέση:

$$L \geq \frac{V_{om}(1-a_m)a_m}{f_s |\Delta I_{Lm}|} \quad (5.1)$$

όπου f_s , a_m , ΔI_{Lm} και V_{om} είναι αντίστοιχα η διακοπτική συχνότητα, το duty cycle όταν η εισερχόμενη στο μετατροπέα ισχύς είναι μέγιστη, η “peak-to-peak” κυμάτωση στο ρεύμα του πηνίου, και η μέγιστη DC συνιστώσα της τάσεως εξόδου.



Σχήμα 5.6: Κυματομορφή ρεύματος πηνίου μετατροπέα ανύψωσης σε λειτουργία συνεχούς αγωγής.

Μετά από προσομοιώσεις βρέθηκε ότι το duty cycle όταν η τάση εξόδου του φ/β πλαισίου είναι ίση με τη V_{MPP} είναι περίπου ίσο με 0.6 (ή 60%). Επίσης, η μέγιστη DC συνιστώσα της τάσεως εξόδου για δεδομένο φορτίο $R = 30\Omega$ (η επιλογή αυτή θα δικαιολογηθεί στη συνέχεια) είναι ίση με $56.5V$. Με δεδομένο ότι το φ/β πλαίσιο παρέχει $I_{MPP} = 4.77A$, μία λογική επιλογή για την παράμετρο ΔI_{Lm} θα ήταν τα $0.5A$. Συνεπώς, η (5.1) δίνει $L \geq 1.36mH$. Για την επίτευξη ακόμα μικρότερης κυμάτωσης στο ρεύμα του πηνίου, χρησιμοποιείται τελικά πηνίο με $L = 2mH$.

Η τιμή αυτή θα μπορούσε να θεωρηθεί μεγάλη για μια τέτοιου είδους εφαρμογή, επιβάλλεται όμως λόγω της σχετικά μικρής διακοπτικής συχνότητας, $f_s = 20kHz$.

Γενικά η επιλογή της διακοπτικής συχνότητας του μετατροπέα ισχύος και της τιμής της αυτεπαγωγής συνιστά συμβιβασμό μεταξύ της απόδοσης του μετατροπέα, του κόστους, της ικανότητας ισχύος και του βάρους. Για παράδειγμα, αυξάνοντας τη συχνότητα διακοπής μειώνεται ο όγκος της αυτεπαγωγής, αυξάνονται όμως οι απώλειες στο διακόπτη ισχύος. Επίσης, χρησιμοποιώντας μεγάλη τιμή αυτεπαγωγής μειώνεται η κυμάτωση “peak-to-peak” στο ρεύμα, επιτρέποντας τη χρησιμοποίηση διακοπών με μικρότερη διαβάθμιση ρεύματος, αυξάνεται όμως το μέγεθος του μετατροπέα καθώς το πηνίο πρέπει να είναι ογκώδες.

Λαμβάνοντας υπ’ όψιν ότι η κυμάτωση στο ρεύμα εξόδου του φ/β πλαισίου πρέπει να είναι μικρότερη από το 2% της μέσης τιμής του [38], η τιμή του πυκνωτή εισόδου πρέπει να ικανοποιεί τη σχέση:

$$C_{in} \geq \frac{I_{om} a_m^2}{0.02(1-a_m)V_{inm}f_s} \quad (5.2)$$

όπου I_{om} είναι η DC συνιστώσα του ρεύματος εξόδου όταν η ισχύς εξόδου είναι μέγιστη, ενώ V_{im} είναι η τάση εξόδου του φ/β πλαισίου στο σημείο μέγιστης ισχύος. Παρόμοια με πριν, προκύπτει ότι η τιμή του πυκνωτή εισόδου πρέπει να ληφθεί μεγαλύτερη από $122.3\mu F$. Για ακόμα μικρότερη κυμάτωση της τάσεως V_{pv} , και συνεπώς για την επίτευξη αρκετά μικρής κυμάτωσης στην ισχύ εξόδου του φ/β πλαισίου, λαμβάνεται $C_{in} = 330\mu F$.

Η τιμή του πυκνωτή εξόδου, C_{out} , υπολογίζεται με δεδομένο η κυμάτωση της τάσης εξόδου να είναι μικρότερη από μία προκαθορισμένη τιμή, συνήθως μικρότερη από το 2% της μέσης τιμής [38], από την (5.3). Για το παρόν κεφάλαιο και με δεδομένο ότι η διερεύνηση γίνεται αρχικά θεωρώντας ωμικό φορτίο στην έξοδο του μετατροπέα, επιλέγεται $C_{out} = 235\mu F$.

$$C_{out} \geq \frac{I_{om} a_m}{0.02 V_{om} f_s}. \quad (5.3)$$

Για την υλοποίηση του μετατροπέα χρησιμοποιείται επίσης ένας εξαιρετικά γρήγορος ανορθωτής με χαμηλή πτώση τάσης και ρεύμα διαρροής, ο οποίος μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μία ιδανική δίοδος, όπως στο σχήμα 5.5. Για το διακόπτη ισχύος, λόγω της σχετικά χαμηλής συχνότητας διακοπής που έχει επιλεγεί, επιλέγεται να χρησιμοποιηθεί ένας διακόπτης IGBT, ο οποίος εμφανίζει αρκετά χαμηλές απώλειες κατά την αγωγή του. Πάντως, συνήθως σε τέτοιου είδους εφαρμογές χρησιμοποιούνται διακόπτες MOSFET, κυρίως λόγω των υψηλών συχνοτήτων που εφαρμόζονται.

5.1.3 Προσδιορισμός Αντίστασης Ωμικού Φορτίου

Όπως προαναφέρθηκε, το φορτίο που συνδέεται στο μετατροπέα ισχύος είναι ωμικό, με τιμή $R = 30\Omega$. Για ένα ιδανικό DC μετατροπέα ισχύος η σχέση αντίστασης εισόδου-εξόδου εξαρτάται από λόγο διαμόρφωσης, D , και την αντίσταση του φορτίου, R_{Load} , και εκφράζεται ως:

$$R_{in} = R_{Load} (1 - D)^2. \quad (5.4)$$

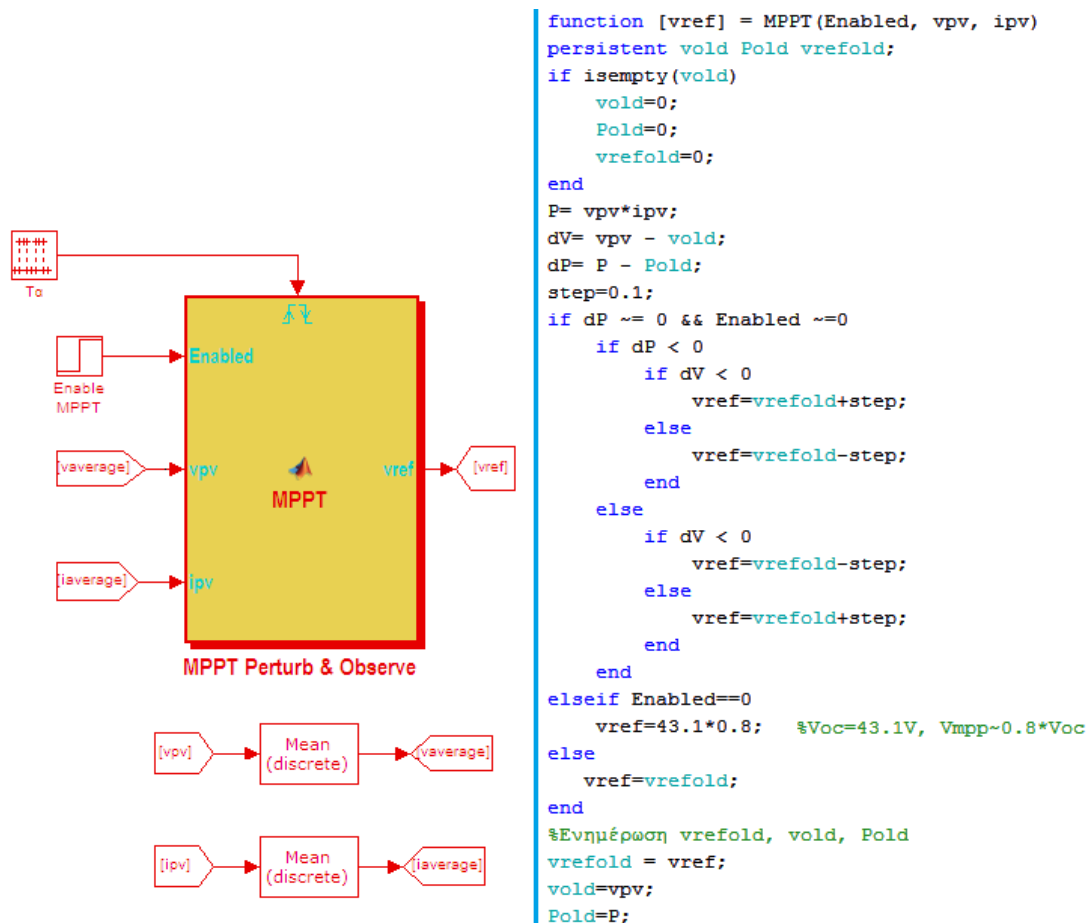
Για $R_{Load} = 30\Omega$ και τιμές στο duty cycle από 0 ως 0.6, η ισοδύναμη αντίσταση εισόδου μεταβάλλεται από 30 ως 4.8Ω. Παρατηρώντας τις I-V χαρακτηριστικές του

σχήματος 3, προκύπτει ότι η ισοδύναμη αντίσταση εξόδου του φ/β πλαισίου ανταποκρίνεται σε μεγάλο εύρος αποδεκτών σημείων λειτουργίας. Συνεπώς, η επιλογή φορτίου των 30Ω εγγυάται ότι δε θα υπάρξουν εμπόδια κατά τη λειτουργία του ελέγχου ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος του φ/β πλαισίου.

5.1.4 Αλγόριθμος Διατάραξης και Παρατήρησης (P&O)

Το διάγραμμα ροής της τεχνικής ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος της φ/β συστοιχίας που θα χρησιμοποιηθεί παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο και φαίνεται στο σχήμα 4.13. Στο σχήμα 5.7 παρουσιάζεται το μοντέλο του MPPT ελεγκτή. Σημειώνεται ότι για την εξαγωγή συγκρίσιμων αποτελεσμάτων, θα εφαρμοστεί ο ίδιος αλγόριθμος για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος και για τις δύο μεθόδους ελέγχου που θα εξεταστούν.

Στη θεωρητική ανάλυση, ειπώθηκε ότι η περίοδος λειτουργίας του MPPT πρέπει να είναι τέτοια ώστε η τάση εξόδου της φ/β συστοιχίας να έχει σταθεροποιηθεί



Σχήμα 5.7: Μοντελοποίηση ανιχνευτή MPP. Αριστερά: Μπλοκ διάγραμμα ελεγκτή MPPT και υπολογισμός μέσω τιμών για τις εισόδους του. Δεξιά: Αλγόριθμος υλοποίησης P&O MPPT.

πριν εισέλθει ως είσοδος στον ελεγκτή. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκε να είναι $T_a = 10ms$, ώστε να μπορεί να εφαρμοστεί και για τις δύο περιπτώσεις ελέγχου που θα εξεταστούν. Λόγω της αναπόφευκτης κυμάτωσης στην ισχύ εξόδου της φ/β συστοιχίας, τα σήματα εισόδου του ελεγκτή MPP είναι ανάγκη να φιλτραριστούν. Το φιλτράρισμα αυτό μπορεί να γίνει ψηφιακά, παίρνοντας τις μέσες τιμές της τάσεως και του ρεύματος με συχνότητα 1250Hz. Τα μπλοκ που χρησιμοποιούνται για το σκοπό αυτό φαίνονται στο σχήμα 5.7, ενώ οι μέσες τιμές της τάσεως και του ρεύματος της φ/β συστοιχίας συμβολίζονται με $v_{average}$ και $i_{average}$, αντίστοιχα.

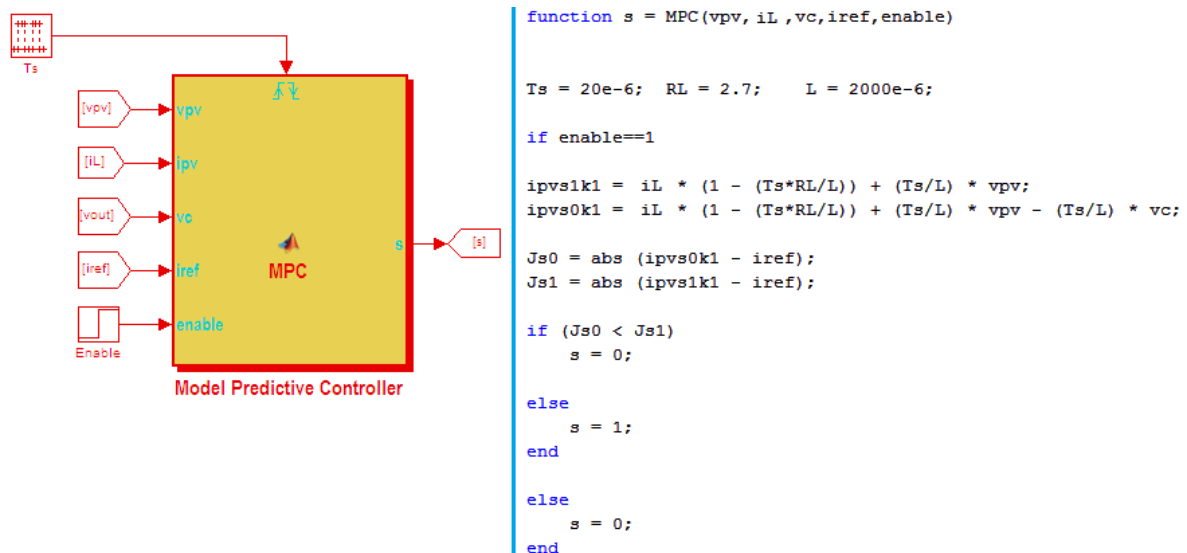
Επειδή ο αλγόριθμος που εφαρμόζεται είναι ένας τυπικός P&O, το σημείο λειτουργίας θα αρχίσει να ταλαντώνεται όταν φτάσει στο MPP. Μικρό πλάτος ταλαντώσεων σημαίνει και αργή δυναμική απόκριση του συστήματος, ενώ γρήγορη δυναμική απόκριση οδηγεί σε εκτεταμένες ταλαντώσεις μόνιμης κατάστασης. Έτσι, το μέγεθος της διαταραχής στην τάση, που στο σχήμα 5.7 εκφράζεται ως step, επιλέγεται να είναι ίσο με 100mV.

Η (2.4) εκφράζει τη σχεδόν γραμμική σχέση που υπάρχει μεταξύ της V_{MPP} και της V_{OC} υπό μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες. Παρότι η σχέση αυτή χρησιμοποιείται από την τεχνική κλασματικής τάσης ανοιχτοκύκλωσης, μπορεί εύκολα να την εκμεταλλευτεί και ο αλγόριθμος P&O, επιταχύνοντας τη διαδικασία ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος κατά την αρχικοποίηση του συστήματος. Η σταθερά k_i επιλέγεται ίση με 0.8, και φέρνει το σημείο λειτουργίας πολύ κοντά στο MPP από τον πρώτο κίολας κύκλο λειτουργίας του ελεγκτή. Βέβαια, αξίζει να σημειωθεί ότι η βελτιστοποίηση αυτή του ελεγκτή τον καθιστά πλέον εξαρτώμενο από τη φ/β συστοιχία, καθώς η τάση ανοιχτοκύκλωσης V_{OC} πρέπει να είναι γνωστή (βλ. Πίνακα 2.2).

Η είσοδος με σήμανση Enabled στο μπλοκ του MPPT δίνει το απαραίτητο σήμα έναυσης της λειτουργίας του ελεγκτή.

5.1.5 Διακριτός Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Ελεγκτής Ρεύματος

Από το διάγραμμα ροής του σχήματος 4.9 σχεδιάζεται το μοντέλο του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή που θα χρησιμοποιηθεί. Στο σχήμα 5.8 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα και ο αλγόριθμος για την υλοποίηση του ελεγκτή.



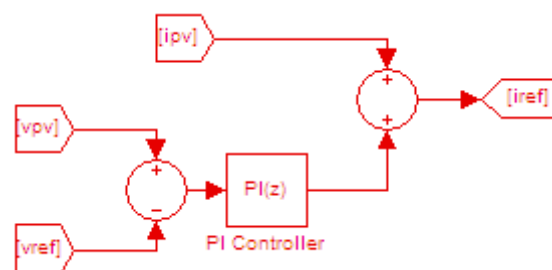
Σχήμα 5.8: Μοντελοποίηση FS-MPC.

Αριστερά: Δομικό διάγραμμα ελεγκτή FS-MPC. Δεξιά: Αλγόριθμος υλοποίησης διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή χρονικού ορίζοντα $N=1$.

Σε κάθε κύκλο λειτουργίας, $T_s = 20\mu s$, ο ελεγκτής δέχεται τις τιμές v_{pv} , i_L , v_c και i_{ref} , και εκτιμώντας τη μελλοντική συμπεριφορά της ελεγχόμενης μεταβλητής ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους J , όπως φαίνεται στο σχήμα 5.8.

5.1.6 Μοντέλο Εξωτερικού Βρόχου Ελέγχου με Ρυθμιστή PI

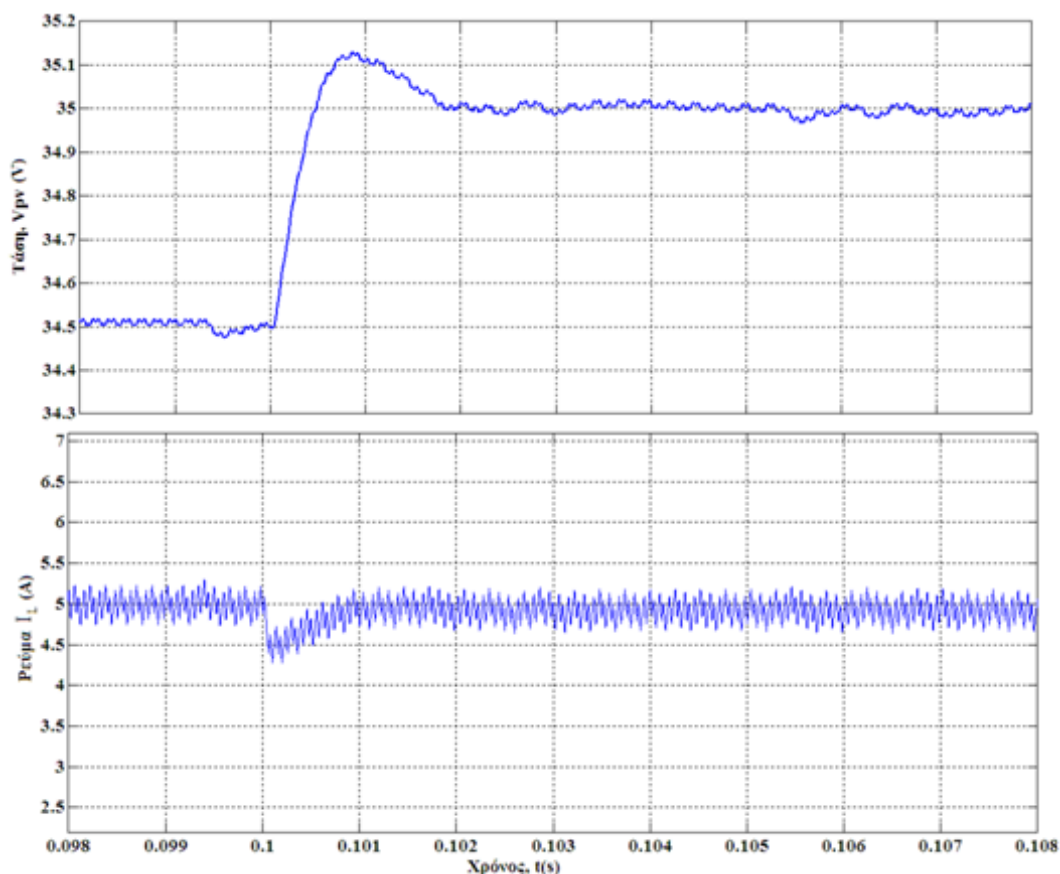
Σύμφωνα με την ανάλυση που έγινε στην ενότητα 4.2.3, το μοντέλο του συστήματος ολοκληρώνεται με τη σχεδίαση εξωτερικού βρόχου αντιστάθμισης, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.9. Υπενθυμίζεται ότι τα κέρδη k_p και k_i του ρυθμιστή PI είναι ίσα με 1.1 και 1870.75 αντίστοιχα.



Σχήμα 5.9: Μοντελοποίηση βρόχου αντιστάθμισης.

5.2 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ

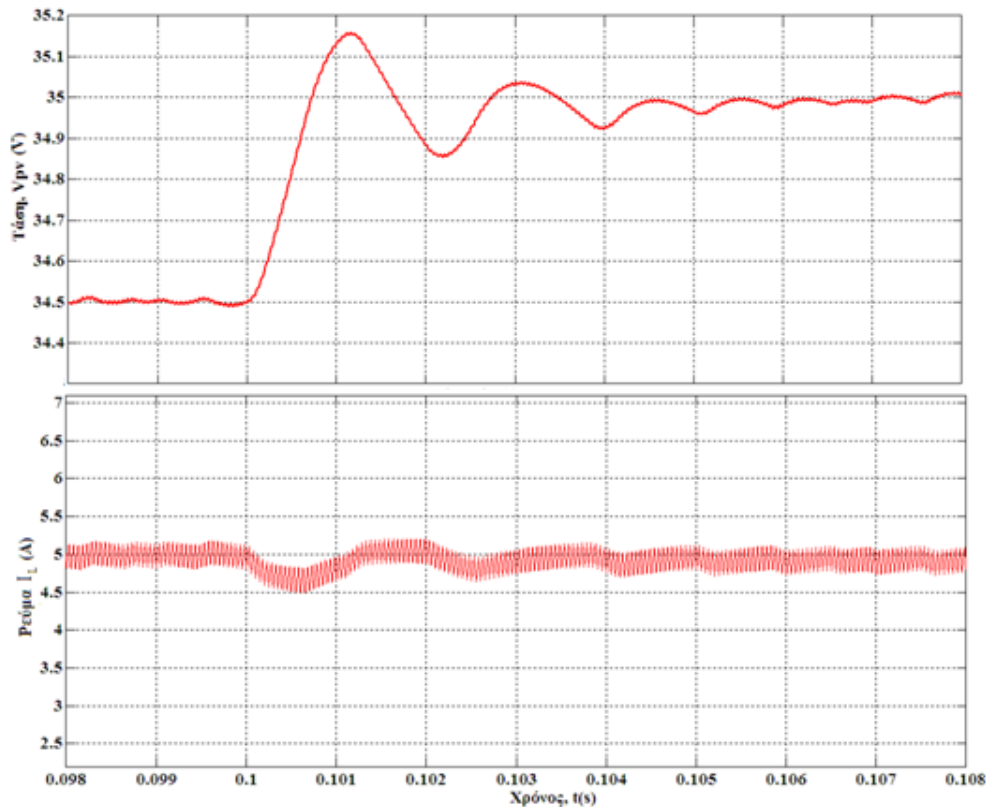
Το σχήμα 5.10 δείχνει την απόκριση της τάσης v_{pv} και του ρεύματος i_L υπό την παρουσία μιας βηματικής μεταβολής στην τάση αναφοράς, v_{ref} . Το σύστημα παρουσιάζει αρκετά καλό συντελεστή απόσβεσης, ενώ πηγαίνει στη μόνιμη κατάσταση μετά από περίπου 2 ms.



Σχήμα 5.10: Βηματική απόκριση τάσεως φ/β συστοιχίας και ρεύματος πηνίου ως προς τη μεταβολή της τάσεως αναφοράς.

Η δυναμική απόκριση του μετατροπέα που ελέγχεται από το μοντελοποιημένο προβλεπτικό ελεγκτή ρεύματος εξετάζεται συγκρίνοντάς τον με την κλασσική προσέγγιση που χρησιμοποιεί PWM διαμορφωτή με PI ρυθμιστή τάσης, ο οποίος σχεδιάστηκε στο τρίτο κεφάλαιο. Στο σχήμα 5.11 φαίνεται η απόκριση της τάσης v_{pv} και του ρεύματος i_L σε μία βηματική μεταβολή της τάσεως αναφοράς, για τις ίδιες ατμοσφαιρικές συνθήκες με την περίπτωση του FS-MPC του σχήματος 5.10.

Η σύγκριση μεταξύ των κυματομορφών στα σχήματα 5.10 και 5.11 αποκαλύπτει ότι ο απλός PI εμφανίζει βραδύτερη δυναμική σε σχέση με τον FS-MPC.

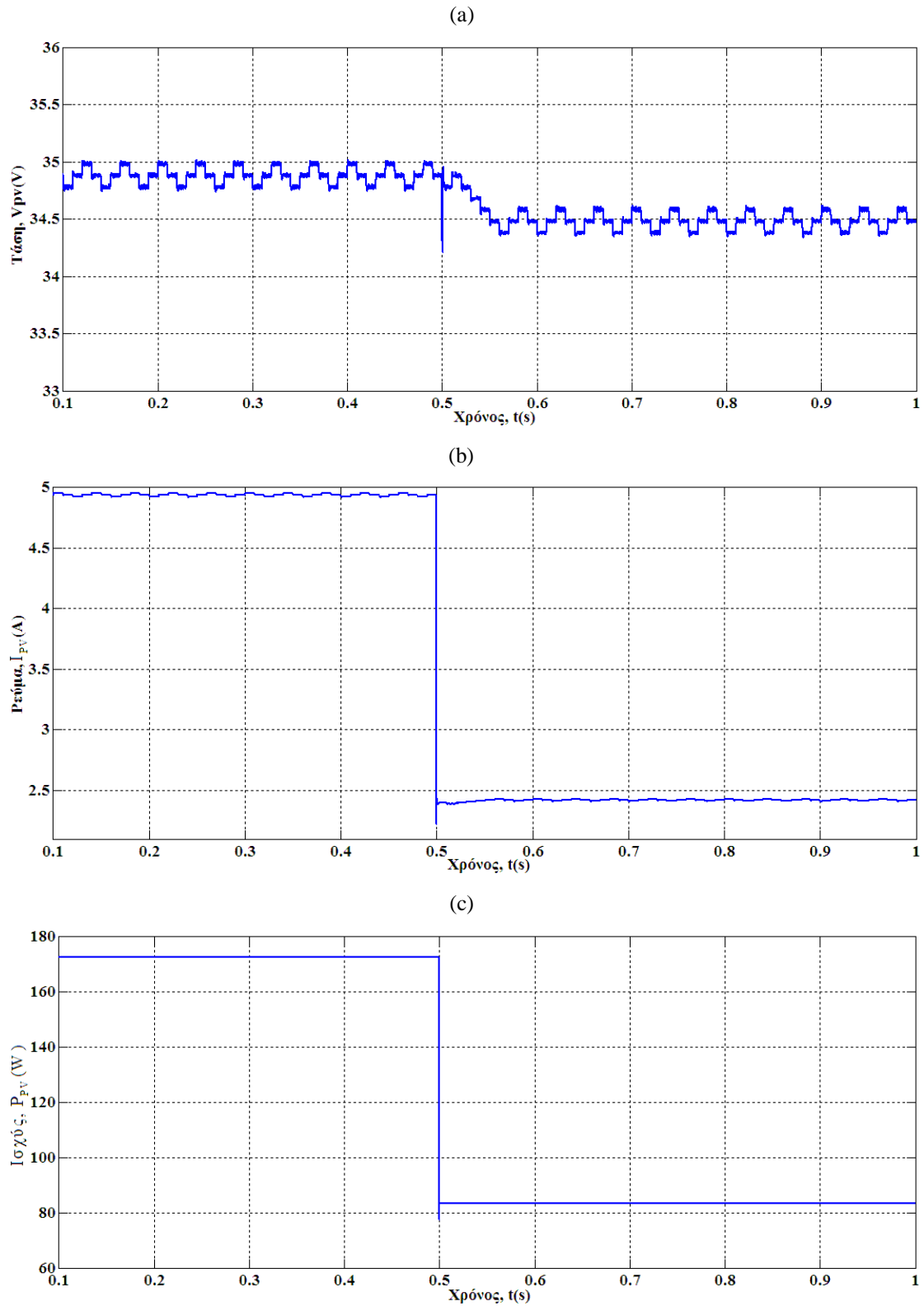


Σχήμα 5.11: Βηματική απόκριση τάσεως φ/β συστοιχίας και ρεύματος πηνίου ως προς τη μεταβολή της τάσεως αναφοράς για τον PWM διαμορφωτή με τον PI ρυθμιστή τάσης.

Για να επαληθευθεί η ευστάθεια του βρόχου ρύθμισης της τάσης, καθώς και η ικανότητα ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος του μετατροπέα που ελέγχεται από τον προβλεπτικό ελεγκτή ρεύματος, η συμπεριφορά του συστήματος ελέγχεται σε συνθήκες όπου η ακτινοβολία μεταβάλλεται ραγδαία.

Το σχήμα 5.12 δείχνει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης σε μία απότομη πτώση της ακτινοβολίας από $1000W/m^2$ σε $500W/m^2$. Είναι φανερό ότι η ξαφνική και μεγάλη πτώση της ακτινοβολίας, η οποία επιδρά ακαριαία στο ρεύμα βραχυκύκλωσης του φ/β πλαισίου, έχει εντοπιστεί με επιτυχία, με το σύστημα διαρκώς να ανιχνεύει το σημείο μέγιστης ισχύος ακόμα και στον πολύ υψηλό ρυθμό μεταβολής της ακτινοβολίας που εξετάζεται.

Η κυματομορφή του ρεύματος της φ/β συστοιχίας, επιβεβαιώνει ότι ο FS-MPC λειτουργεί αποτελεσματικά, και ότι το σύστημα φθάνει γρήγορα στις νέες συνθήκες μόνιμης κατάστασης. Όπως προκύπτει από την κυματομορφή της τάσης v_{pv} πριν και αμέσως μετά τη διαταραχή το σημείο λειτουργίας κινείται γύρω από το σημείο μέγιστης ισχύος, διατηρώντας και στις δύο περιπτώσεις τη συμπεριφορά των τριών επιπέδων.



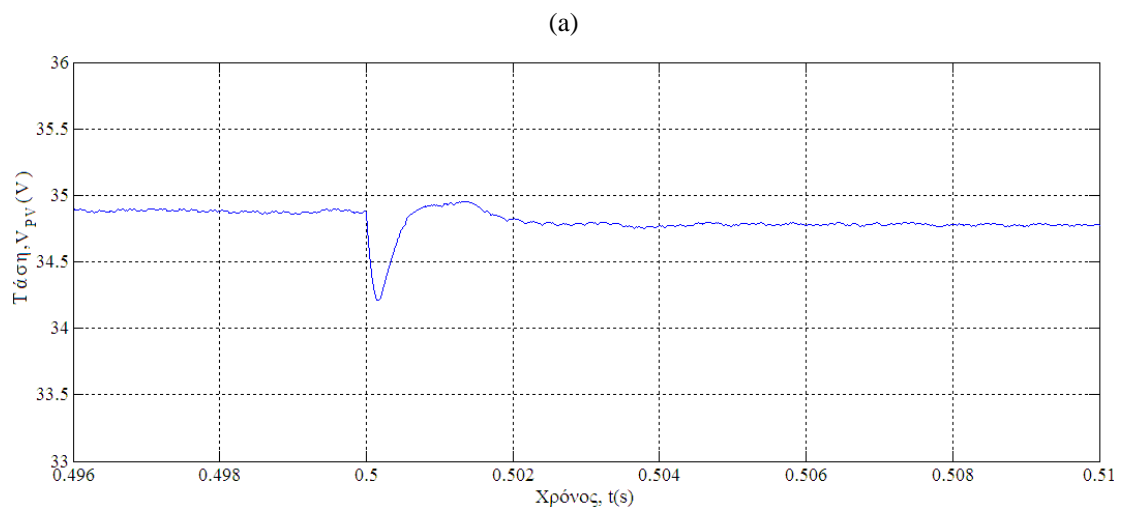
Σχήμα 5.12: Αποτελέσματα προσομοιώσεων FS-MPC σε πτώση ακτινοβολίας από 1000 σε 500 W/m^2 . (a) V_{PV} , (b) I_{PV} (c) P_{PV} .

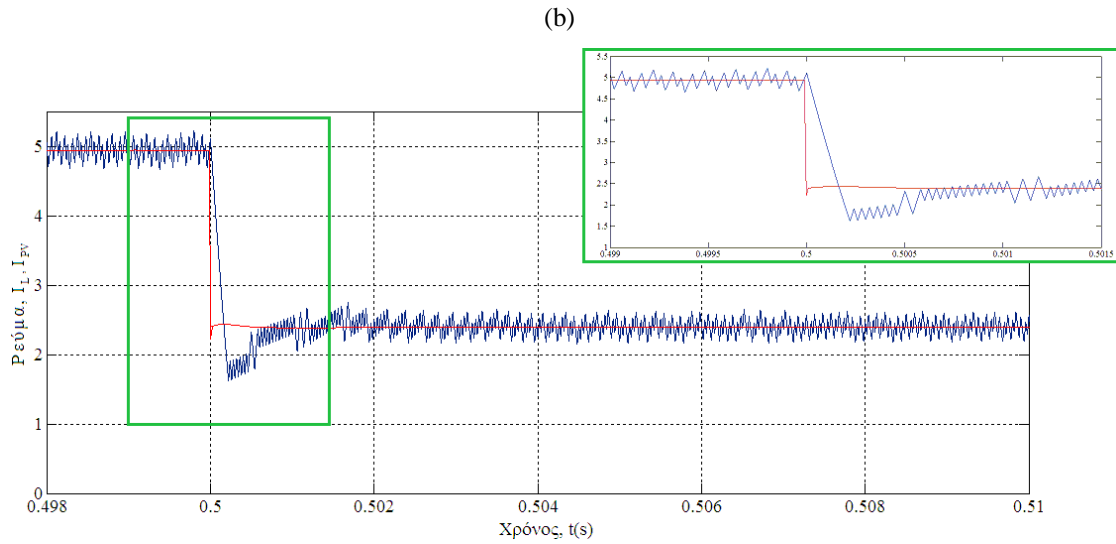
Στο σχήμα 5.13 φαίνεται μία μεγέθυνση των κυματομορφών του σχήματος 5.12, για το χρονικό διάστημα από 0.498 έως 0.51 δευτερόλεπτα, οπότε και είναι

ευδιάκριτη η συμπεριφορά του συστήματος κατά τη μεταβατική κατάσταση. Αρχικά, η τάση λειτουργίας είναι πολύ κοντά στη V_{MPP} , η ισχύς που μεταφέρεται από το φ/β πλαίσιο είναι η μέγιστη δυνατή και ο μετατροπέας βρίσκεται συνεχώς σε κατάσταση συνεχούς αγωγής. Σε χρόνο $t=0.5s$, η ξαφνική πτώση της ακτινοβολίας (50%) προκαλεί άμεση μείωση στο ρεύμα βραχυκύκλωσης και συνεπώς και στο ρεύμα εξόδου του φ/β πλαισίου. Είναι φανερό ότι η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα μειώνεται, γεγονός που δικαιολογείται από τη φύση του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή να επιβάλλει στο σύστημα μεταβλητή συχνότητα. Πάντως, η λειτουργία του μετατροπέα δε μεταβάλλεται, καθώς συνεχίζει να λειτουργεί στην κατάσταση συνεχούς αγωγής.

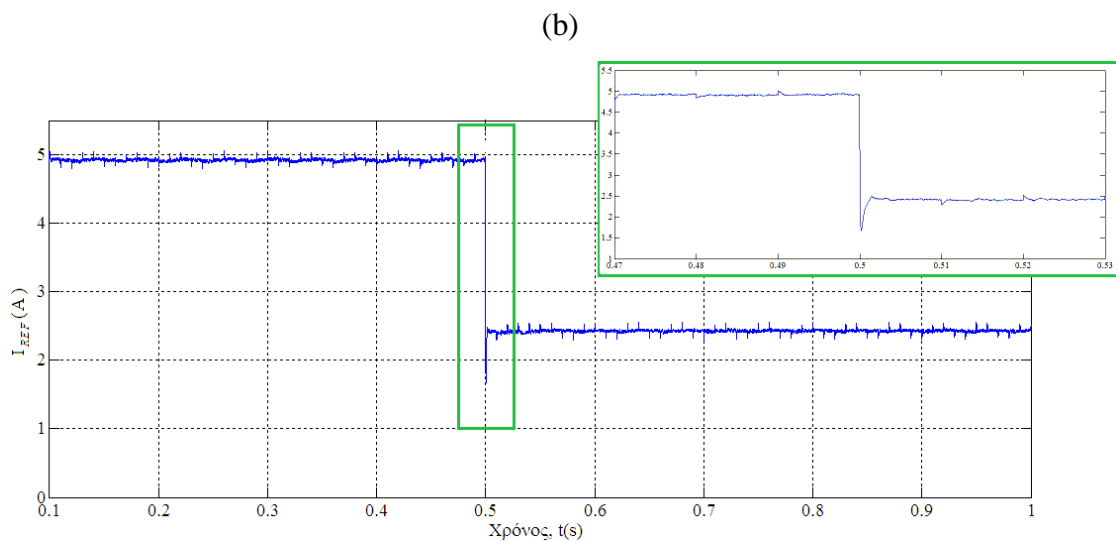
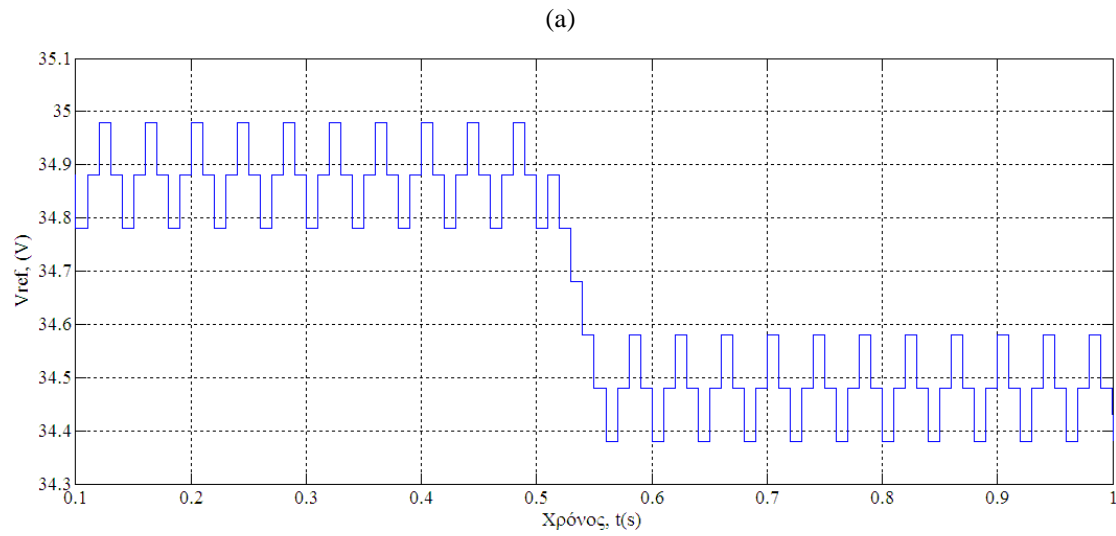
Το γεγονός ότι ακόμα και σε μία τόσο μεγάλη μεταβολή της ακτινοβολίας η τάση λειτουργίας μεταβάλλεται ελάχιστα, φανερώνει το πλεονέκτημα του αλγορίθμου MPPT με αναφορά τάσης, ενώ ταυτόχρονα δικαιολογεί την ανάγκη χρησιμοποίησης του βρόχου αντιστάθμισης με τον ελεγκτή PI.

Στο σχήμα 5.14 φαίνονται τα σήματα αναφοράς του προτεινόμενου ελέγχου. Η τιμή της v_{REF} ανανεώνεται κάθε 10ms, δηλαδή σε κάθε περίοδο λειτουργίας του MPPT. Το μέγεθος της διατάραξης που επιβάλλεται στην τάση του φ/β πλαισίου είναι, όπως αναμενόταν, 100mV. Η κυματομορφή της τάσεως αναφοράς, σε συνδυασμό με αυτή της v_{pv} στο σχήμα 5.12, επιβεβαιώνουν τη σωστή επιλογή των παραμέτρων σχεδίασης του MPPT, με την τάση της φ/β συστοιχίας να ακολουθεί πιστά τη v_{ref} , καθ' όλη τη διάρκεια του ενός δευτερολέπτου.



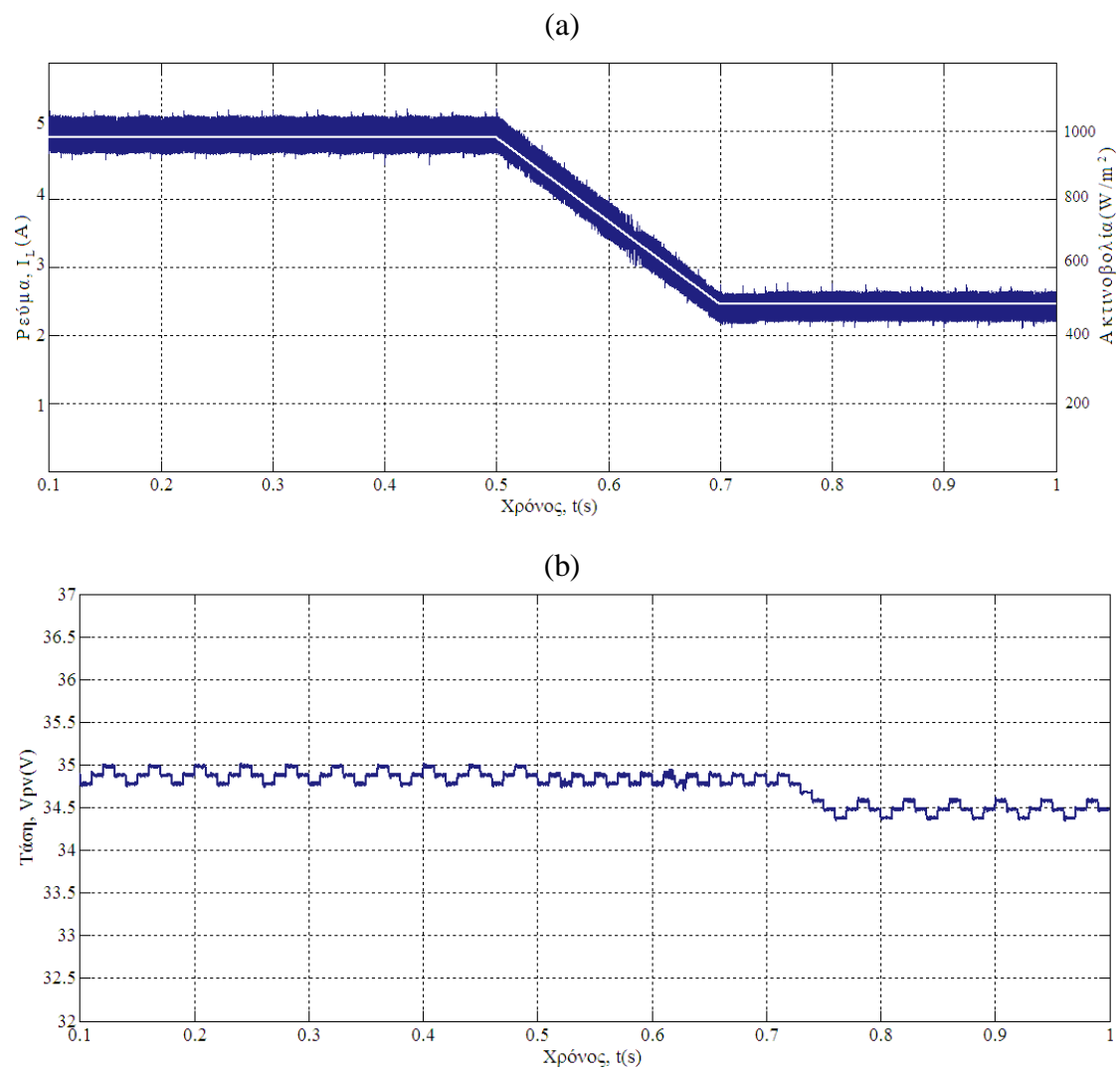


Σχήμα 5.13: Μεγέθυνση σχήματος 5.10 με εμφανή τη μεταβατική συμπεριφορά του ϕ/β συστήματος. (a) V_{PV} , (b) I_L με μπλε, I_{PV} με κόκκινο.



Σχήμα 5.14: Σήματα ελέγχου (a) έξοδος αλγορίθμου MPPT, v_{REF} (b) είσοδος FS-MPC, i_{REF} .

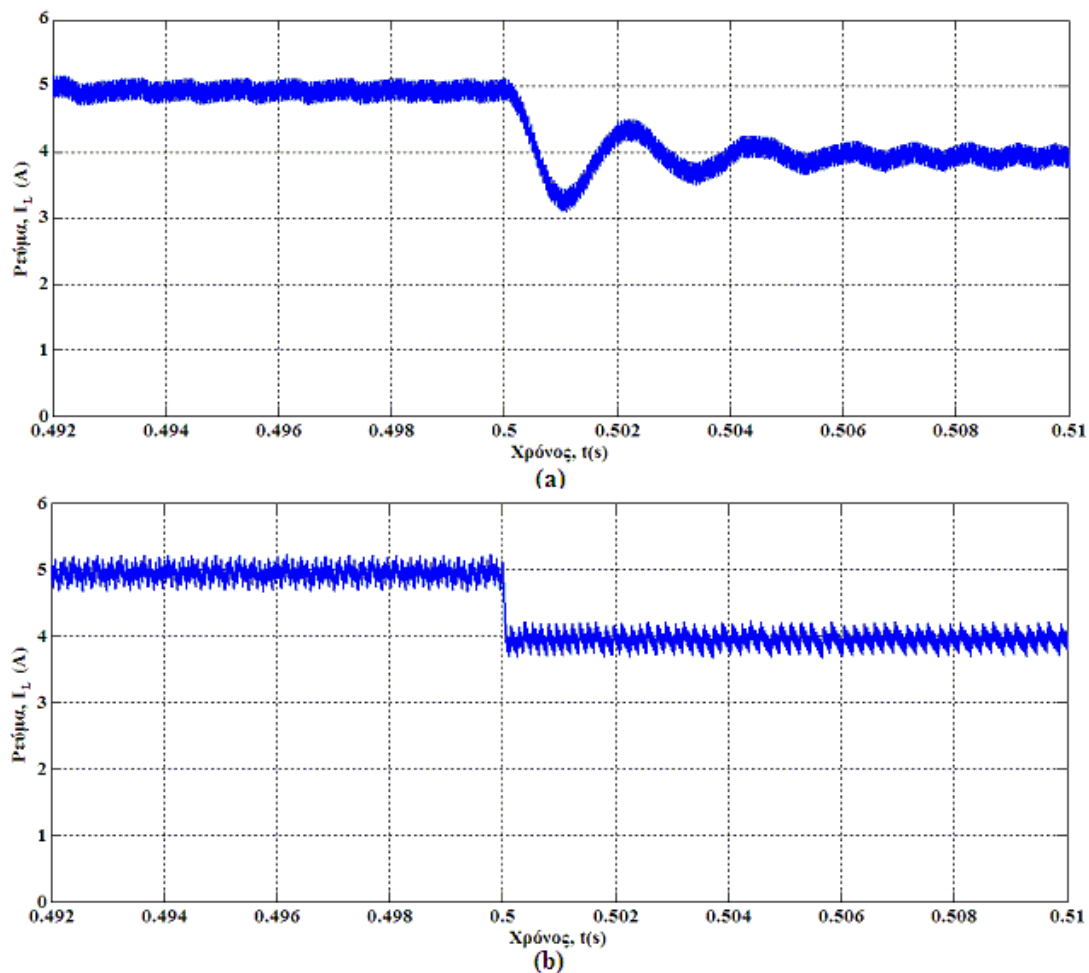
Ο αλγόριθμος για τον έλεγχο του σημείου μέγιστης ισχύος επιλέχθηκε να είναι ένας απλός P&O για λόγους που έχουν ήδη εξηγηθεί. Το κύριο μειονέκτημα του αλγορίθμου αυτού σε σχέση με τον INC (αυξητικής αγωγής) αναμένεται να εμφανιστεί στην περίπτωση μιας ομαλής μεταβολής στην ηλιακή ακτινοβολία, οπότε ο ελεγκτής ενδέχεται να μπερδέψει τη μεταβολή της ακτινοβολίας με αυτή της ισχύος με αποτέλεσμα να μην ακολουθήσει τη σωστή κατεύθυνση [11]. Το σχήμα 5.15 δείχνει το ρεύμα του πηνίου και τη φ/β τάση σε μία πιο ομαλή από πριν μεταβολή της ακτινοβολίας. Είναι φανερό ότι ακόμα και στην περίπτωση αυτή ο MPPT ακολουθεί τη μεταβολή, και ανιχνεύει το σωστό σημείο μέγιστης ισχύος.



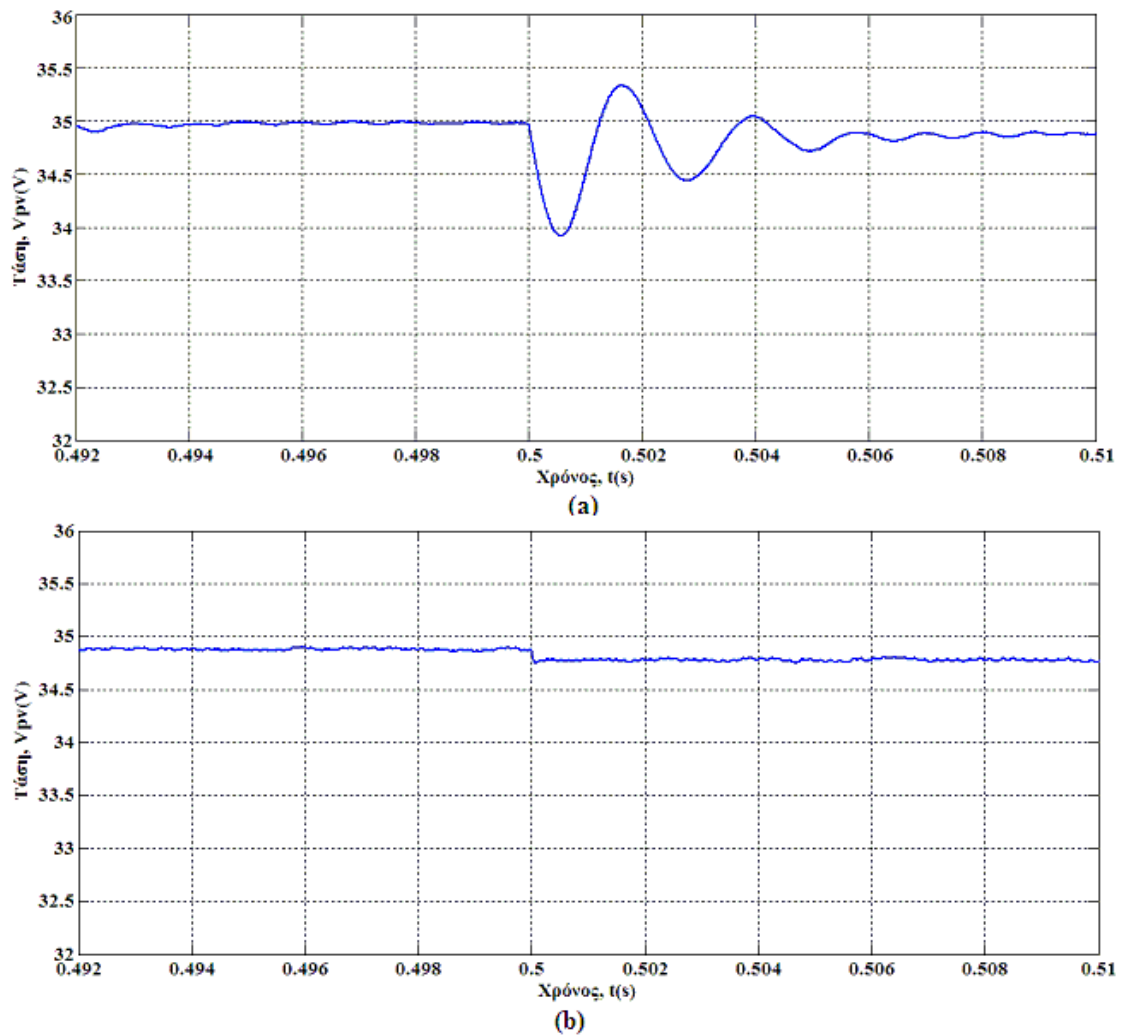
Σχήμα 5.15: Αποτελέσματα προσομοιώσεων FS-MPC σε ομαλή μεταβολή της ηλιακής ακτινοβολίας. (a): Ρεύμα πηνίου (μπλε), ακτινοβολία (άσπρο). (b): Τάση φ/β συστοιχίας

Τα σχήματα 5.16 και 5.17 παρουσιάζουν αποτελέσματα των προσομοιώσεων των δύο διαφορετικών στρατηγικών ελέγχου, δηλαδή της προτεινόμενης μεθόδου και της συμβατικής προσέγγισης PWM-PI, σε μία απότομη μεταβολή της ακτινοβολίας από $1000W / m^2$ σε $800W / m^2$.

Η κλασική προσέγγιση παρουσιάζει υπερπήδηση και ταλαντώσεις γύρω από την τάση αναφοράς, γεγονός που προκαλεί ταλαντώσεις και στο ρεύμα i_L . Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.17, μετά την πτώση της ακτινοβολίας, απαιτούνται σχεδόν 10ms μέχρι να σταθεροποιηθεί η τιμή της τάσης v_{PV} . Αντίθετα, το φ/β σύστημα που χρησιμοποιεί τη στρατηγική ελέγχου FS-MPC, αντιδρά ταχύτατα, με την τάση να παραμένει σχεδόν σταθερή μετά τη μεταβολή.



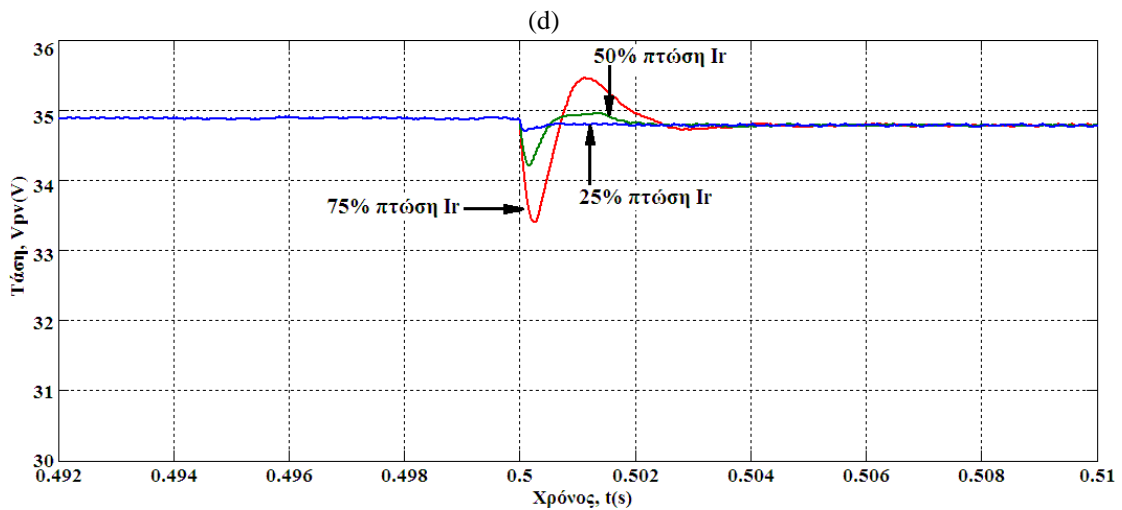
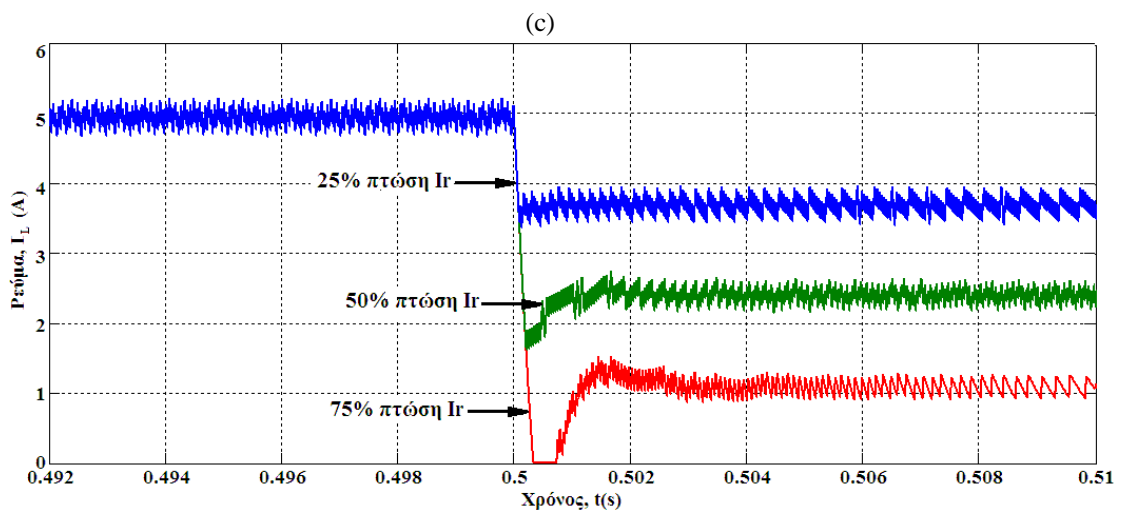
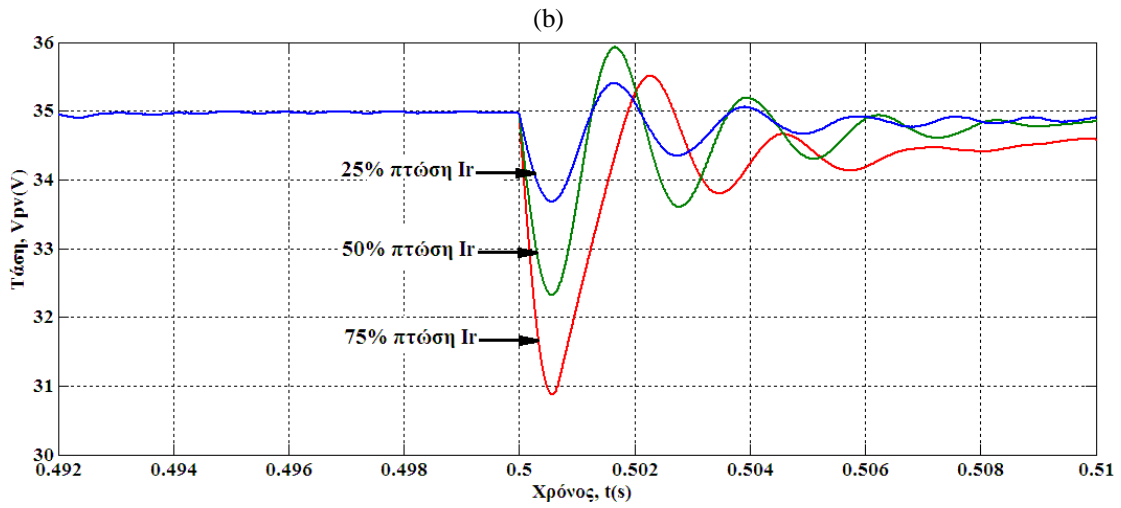
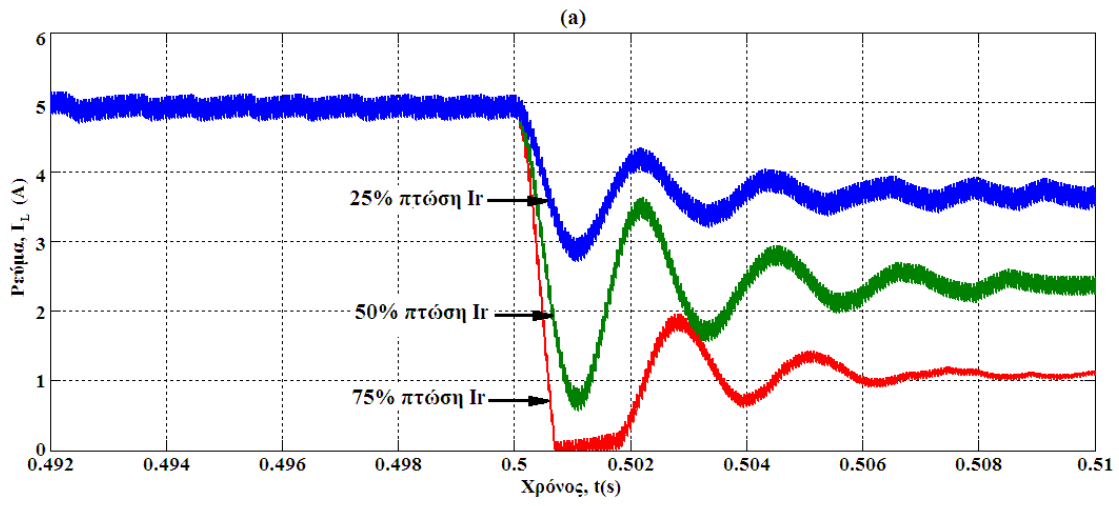
Σχήμα 5.16: Ρεύμα I_L σε πτώση ακτινοβολίας από 1000 σε $800W / m^2$. (a) PWM-PI, (b) FS-MPC.



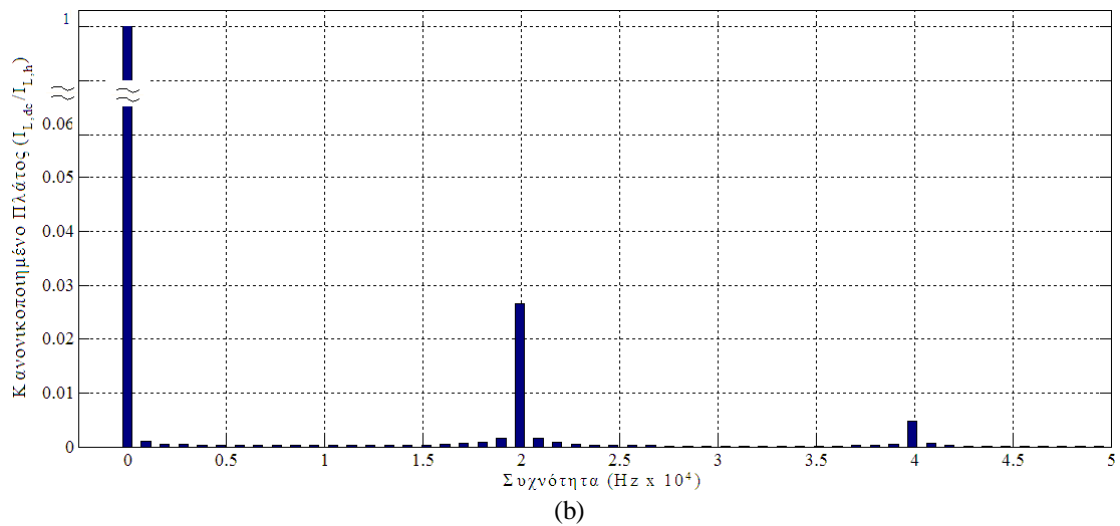
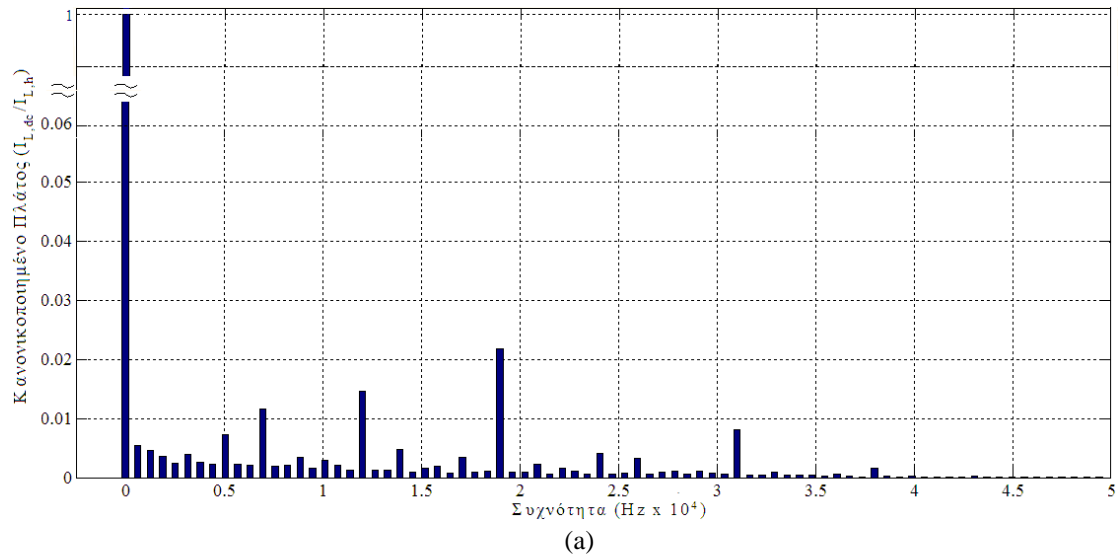
Σχήμα 5.17: Τάση v_{pv} σε πτώση ακτινοβολίας από 1000 σε 800 W/m^2 . (a) PWM-PI, (b) FS-MPC.

Για να ληφθούν πιο ασφαλή συμπεράσματα και να εξεταστεί περαιτέρω η συμπεριφορά του συστήματος σε συνθήκες απότομης πτώσης του επιπέδου της ακτινοβολίας, στο σχήμα 5.18 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων σε μείωση της ακτινοβολίας κατά 25%, 50% και 75%. Υπό αυτές τις συνθήκες, ακόμα και ο FS-MPC εμφανίζει ταλαντώσεις, σταθεροποιείται όμως γρήγορα. Αντίθετα, ο απλός PWM-PI, ταλαντώνεται για μεγάλο χρονικό διάστημα μέχρι να σταθεροποιηθεί και να αρχίσει να ακολουθεί ξανά το σημείο μέγιστης ισχύος.

Στις περισσότερες εμπορικές εφαρμογές, είναι επιθυμητό η διακοπτική συχνότητα να διατηρείται σταθερή καθώς διευκολύνεται η θωράκιση από ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (EMI). Το γεγονός ότι ο προβλεπτικός ελεγκτής ρεύματος λειτουργεί υπό μεταβλητή συχνότητα μπορεί να αποτελέσει ανασταλτικό παράγοντα στην εφαρμογή του. Στο σχήμα 5.19 φαίνεται το φάσμα συχνοτήτων του



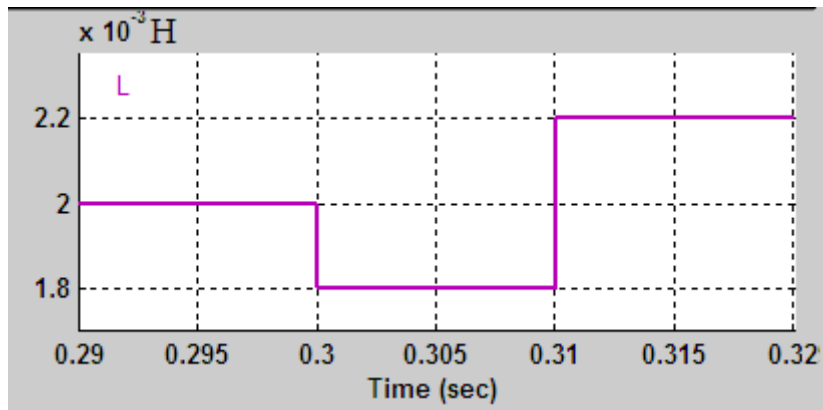
Σχήμα 5.18: Ρεύμα πηνίου και τάση α/β πλαισίου υπό διαφορετικά επίπεδα πτώσης ακτινοβολίας. (α), (β) απλός PI. (c), (d) FS-MPC.



Σχήμα 5.19: Ανάλυση Fourier ρεύματος πηνίου, i_L στη μόνιμη κατάσταση. (a) FS-MPC, (b) PI-PWM.

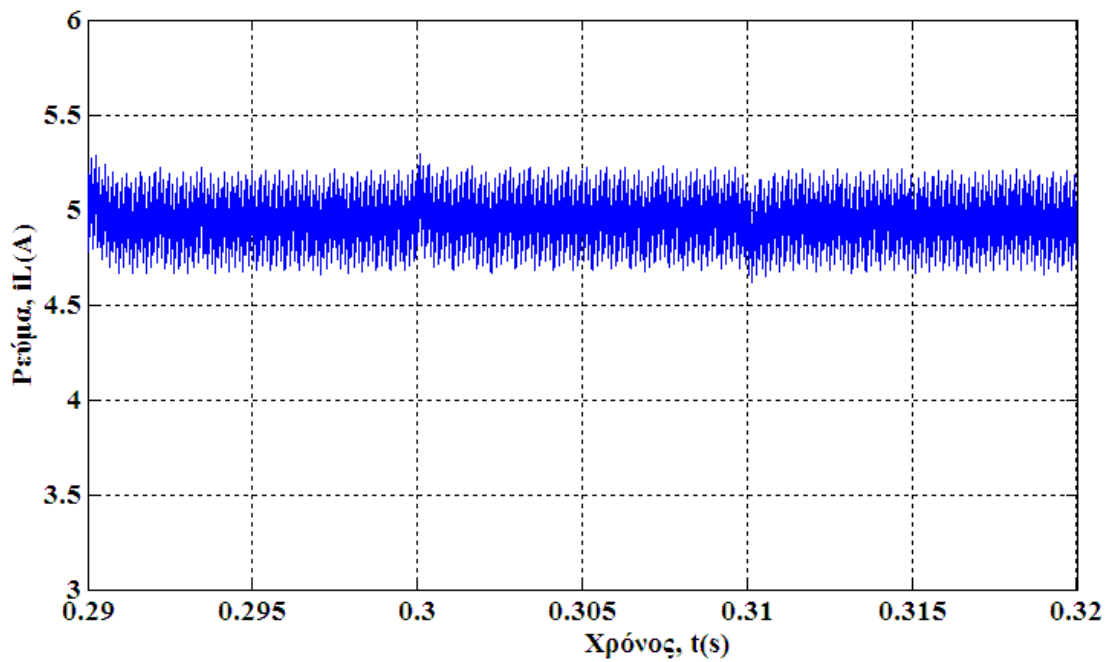
ρεύματος του πηνίου στη μόνιμη κατάσταση. Τα πλάτη των αρμονικών έχουν κανονικοποιηθεί στη DC συνιστώσα. Είναι φανερό ότι στην περίπτωση του προβλεπτικού ελεγκτή το ρεύμα i_L είναι αρκετά «απλωμένο» στο πεδίο των συχνοτήτων.

Μία ακόμα παράμετρος που έχει νόημα να εξεταστεί στην περίπτωση του προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος αφορά στις ανοχές του πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης. Για παράδειγμα θεωρούμε τη χρησιμοποίηση του CMT908-V1 της TRIAD MAGNETICS. Σύμφωνα με τον κατασκευαστή, η ανοχή στην τιμή του είναι 10%. Συνεπώς, η μέγιστη πιθανή διαφορά μεταξύ της ονομαστικής τιμής που έχει οριστεί στον MPC και της πραγματικής αυτεπαγωγής είναι . Ένας απλός τρόπος να εξεταστεί η απόκριση του ελεγκτή μέσω της προσομοίωσης στις δύο αυτές ακραίες περιπτώσεις είναι μεταβάλλοντας βηματικά το L (σχήμα 5.20) στο μπλοκ του



Σχήμα 5.19: Βηματικές μεταβολές στην τιμή του L .

MPC (σχήμα 5.8). Από το σχήμα 5.21 είναι προφανές ότι δεν υπάρχει εμφανής απόκλιση από την επιθυμητή κατάσταση.



Σχήμα 5.20: Ρεύμα πηνίου για διάφορες τιμές της αυτεπαγωγής.

Εφαρμογή Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελεγκτή Ρεύματος για Αποδοτικότερη Λειτουργία υπό Συνθήκες Μερικής Σκίασης

Εισαγωγή

Η ευρωστία του συστήματος, η αποδοτικότητα και η ακρίβεια της στρατηγικής ελέγχου που χρησιμοποιεί το μοντελοποιημένο προβλεπτικό ελεγκτή ρεύματος αποδείχθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, κάνοντας την υπόθεση ότι ολόκληρη η φ/β συστοιχία δέχεται το ίδιο επίπεδο ακτινοβολίας. Στον παρόν κεφάλαιο θα εξεταστεί η συμπεριφορά του φ/β συστήματος θεωρώντας ότι λειτουργεί υπό συνθήκες μερικής σκίασης, οπότε και θα εμφανιστούν περισσότερες από μία κορυφές στην P-V καμπύλη της φ/β συστοιχίας. Στη συνέχεια, θα παρουσιαστεί το υπαρκτό ενδεχόμενο αστοχίας του συστήματος ελέγχου, ενώ θα εξεταστούν τρεις διαφορετικές τροποποιήσεις – βελτιώσεις του απλού P&O αλγορίθμου για την ανίχνευση του πραγματικού (ή παγκόσμιου) MPP. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων θα αναδείξουν τον αποδοτικότερο αλγόριθμο, ο οποίος θα επιλεγθεί να ενσωματωθεί στο σύστημα ελέγχου του φ/β συστήματος. Επιπλέον, το φ/β σύστημα θα συνδεθεί στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας μέσω DC/AC αντιστροφέα.

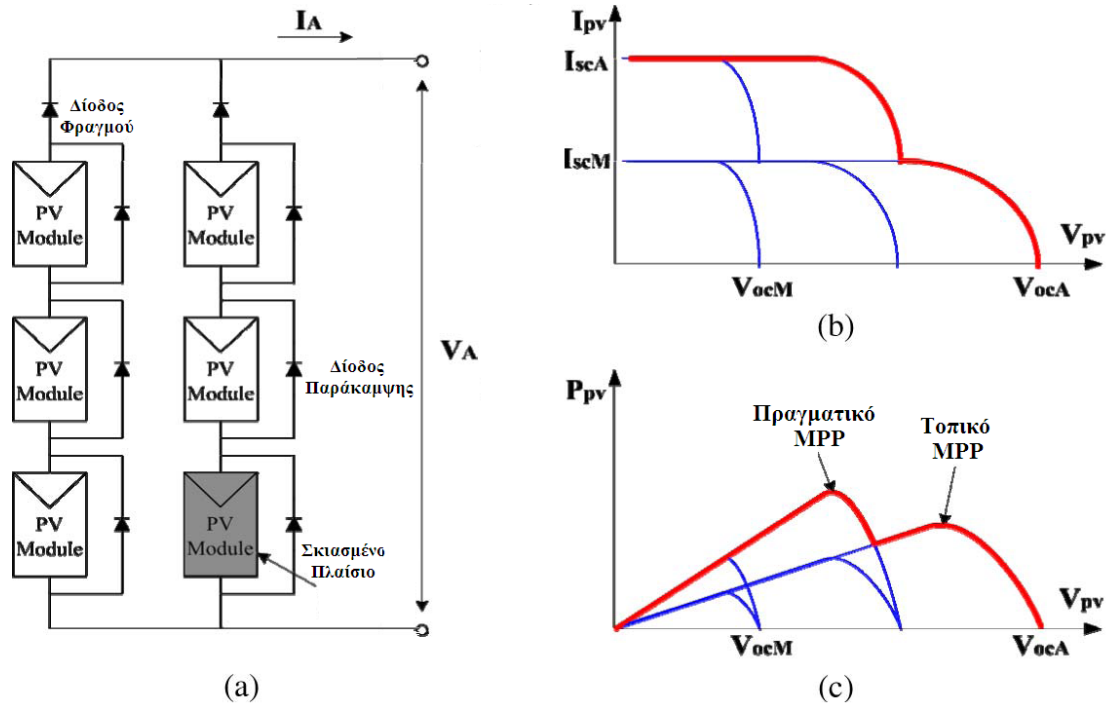
6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗ ΜΕΡΙΚΗ ΣΚΙΑΣΗ

Παρά το γεγονός ότι στο προηγούμενο κεφάλαιο η φ/β συστοιχία κρίθηκε σκόπιμο για λόγους απλότητας να αποτελείται από ένα μόνο φ/β πλαίσιο, σε τυπικές φ/β εγκαταστάσεις οι συστοιχίες διαμορφώνονται συνδέοντας πολλά φ/β πλαίσια σε διάφορες διατάξεις (σε σειρά, παράλληλα, σε σειρά και παράλληλα). Για την προστασία των φ/β κυττάρων μία δίοδος παράκαμψης ή ένας διακόπτης παράκαμψης συνδέεται παράλληλα με κάθε φ/β πλαίσιο.

Υπό συνθήκες ενιαίας σκίασης, όταν δηλαδή όλα τα φ/β πλαίσια της συστοιχίας δέχονται το ίδιο επίπεδο ακτινοβολίας, η χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος-τάσης (P-V) της συστοιχίας παρουσιάζει ένα μοναδικό σημείο λειτουργίας στο οποίο η παραγόμενη ισχύς γίνεται μέγιστη, το σημείο μέγιστης ισχύος. Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν πολλές διαφορετικές μέθοδοι για την ανίχνευση αυτού του σημείου, ενώ στη συνέχεια παρουσιάστηκαν αναλυτικά δύο διαφορετικά συστήματα ελέγχου για την ανίχνευση και τη λειτουργία του φ/β συστήματος στο σημείο αυτό, ακόμα και σε ραγδαία μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες.

Ωστόσο, λόγω της μη γραμμικότητας της χαρακτηριστικής καμπύλης της φ/β συστοιχίας, στην περίπτωση που ένα ή περισσότερα φ/β πλαίσια σκιάζονται λιγότερο ή περισσότερο από τα άλλα, γεγονός που μπορεί για παράδειγμα να οφείλεται στη σκόνη, σε σκίαση από γειτονικά κτήρια, δέντρα ή στύλους, τότε η χαρακτηριστική καμπύλη της φ/β συστοιχίας παρουσιάζει πολλά τοπικά μέγιστα. Σε κάθε περίπτωση, μόνο ένα από αυτά θα αποτελεί το πραγματικό σημείο μέγιστης ισχύος (RMPP ή GMPP).

Όπως αναλύεται στο [40] υπό αυτές τις συνθήκες, η τοποθεσία και το πλάτος του πραγματικού σημείου μέγιστης ισχύος όπως επίσης και των τοπικών MPPs, εξαρτάται τόσο από τη γεωμετρία της επιβαλλόμενης σκίασης, όσο και από τη διάταξη των φ/β πλαισίων που απαρτίζουν τη συστοιχία. Στο σχήμα 6.1 παρουσιάζεται ένα παράδειγμα φ/β συστοιχίας που λειτουργεί υπό συνθήκες μερικής σκίασης. Η χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος ολόκληρης της φ/β συστοιχίας εκφράζεται ως η υπέρθεση των χαρακτηριστικών ισχύος του κάθε φ/β πλαισίου. Στην περίπτωση αυτή, στην P-V καμπύλη δημιουργούνται δύο κορυφές, η μία αντιπροσωπεύει το πραγματικό ενώ η άλλη το τοπικό σημείο μέγιστης ισχύος.

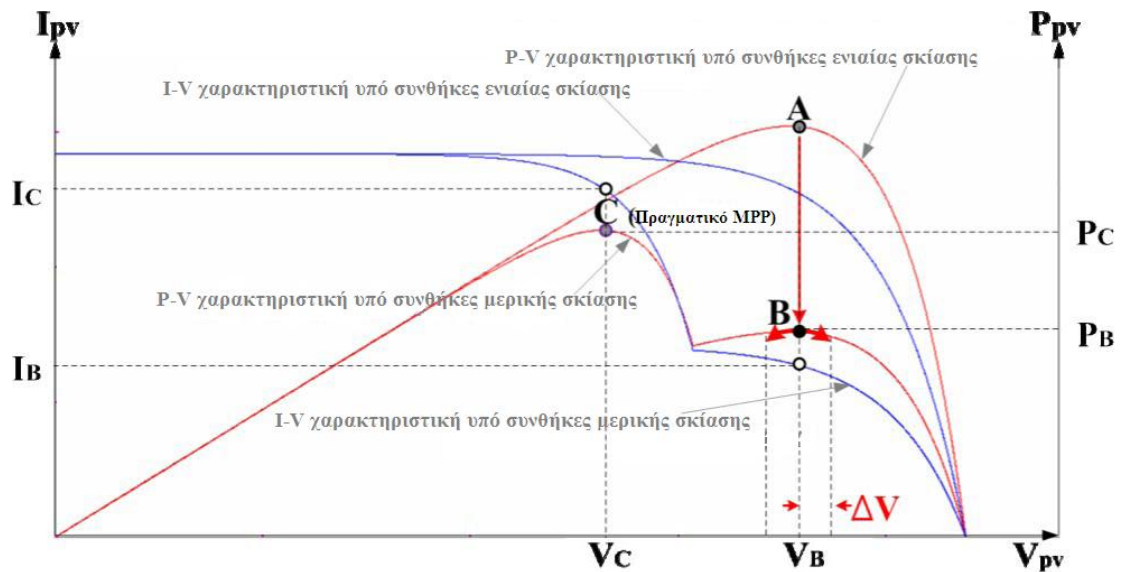


Σχήμα 6.1: Παράδειγμα φ/β συστοιχίας υπό συνθήκες μερικής σκίασης. (a) διαμόρφωση φ/β συστοιχίας. (b) I-V χαρακτηριστικές. (c) P-V χαρακτηριστικές.

Οι περισσότερες συμβατικές τεχνικές ανίχνευσης στο σημείο μέγιστης ισχύος αποτυγχάνουν να εντοπίσουν το πραγματικό MPP όταν το φ/β σύστημα λειτουργεί υπό συνθήκες μερικής σκίασης. Ο λόγος είναι ότι οι αλγόριθμοι είναι σχεδιασμένοι θεωρώντας ένα μόνο μέγιστο στη χαρακτηριστική P-V, και συνεπώς είναι αδύνατο να ξεχωρίσουν ένα τοπικό σημείο μέγιστης ισχύος από το πραγματικό.

Η αστοχία αυτή οδηγεί σε σημαντική μείωση τόσο της παραγόμενης από τη φ/β γεννήτρια ισχύος, όσο και της αξιοπιστίας του συστήματος παραγωγής ενέργειας [41]. Μάλιστα, μετρήσεις σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας έδειξαν ότι οι απώλειες ισχύος που οφείλονται στην ιχνηλάτηση ενός τοπικού μεγίστου, και όχι του πραγματικού μπορούν να φθάσουν το 70% [41].

Η ανάλυση στην παρούσα διπλωματική έχει ασχοληθεί μέχρι τώρα με τεχνικές ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT). Ωστόσο, είναι σκόπιμο στο σημείο αυτό να γίνει διάκριση των μεθόδων αυτών με τις μεθόδους αναζήτησης του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPS). Ως τεχνικές MPPS θεωρούνται αυτές οι οποίες είναι ικανές να βρίσκουν το πραγματικό σημείο μέγιστης ισχύος ανάμεσα σε πολλά τοπικά MPPs. Ωστόσο, σε αντίθεση με τις τεχνικές MPPT, στερούνται της ικανότητας να ανιχνεύουν το σημείο μέγιστης ισχύος υπό μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες. Συνεπώς, συνίσταται η χρησιμοποίηση μιας μεθόδου MPPS σε συνδυασμό με μία τεχνική MPPT. Στην περίπτωση αυτή το στάδιο MPPS παρέχει



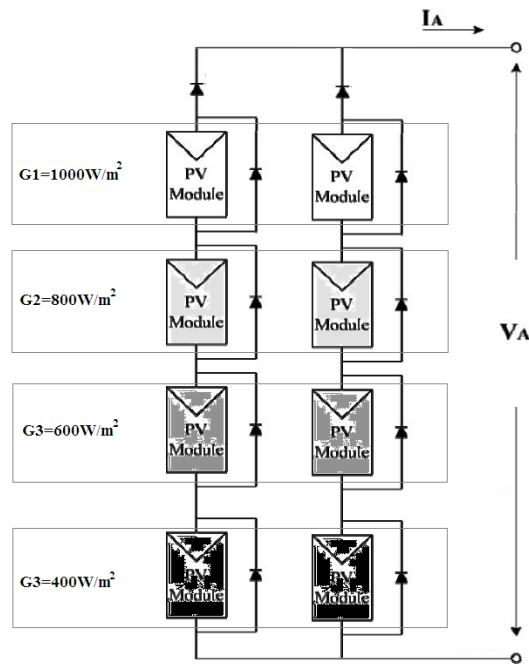
Σχήμα 6.2: Αστοχία ανίχνευσης του πραγματικού σημείου μέγιστης σε συνθήκες μερικής σκίασης.

ένα αρχικό σημείο λειτουργίας κοντά στην περιοχή του πραγματικού σημείου μέγιστης ισχύος. Από το σημείο αυτό αναλαμβάνει ο MPPT τοπικά την ανίχνευση του βέλτιστου σημείου μέγιστης ισχύος [42]. Συνήθως στα συστήματα ελέγχου που έχουν αυτή τη δομή, ο αλγόριθμος αναζήτησης του σημείου μέγιστης ισχύος τίθεται σε λειτουργία περιοδικά, και στη συνέχεια μόλις βρεθεί η περιοχή που βρίσκεται το πραγματικό MPP, επαναφέρει το σημείο εκκίνησης του MPPT. Στο [43] μια υπορουτίνα που αναλαμβάνει να βρει την περιοχή γύρω από το MPPT καλείται κάθε 25 δευτερόλεπτα.

6.2 ΑΣΤΟΧΙΑ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ MPP ΥΠΟ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΜΕΡΙΚΗΣ ΣΚΙΑΣΗΣ

Είναι γνωστό ότι υπό συνθήκες ενιαίας ηλιακής ακτινοβολίας, η απόδοση των συμβατικών δημοφιλών μεθόδων MPPT είναι πάνω από 99%. Ωστόσο, η αποδοτικότητά τους μπορεί να μειωθεί σε συνθήκες μερικής σκίασης εξαιτίας της ύπαρξης τοπικών σημείων μέγιστης ισχύος.

Στο σχήμα 6.2 παρουσιάζεται ένα παράδειγμα αποτυχίας των συμβατικών τεχνικών MPPT. Στην περίπτωση που εξετάζεται, ο αλγόριθμος MPPT έχει προσανατολισμό τάσης, δηλαδή παρέχει ως έξοδο την τάση αναφοράς της ϕ/β συστοιχίας. Υποθέτουμε ότι αρχικά το σημείο λειτουργίας της ϕ/β συστοιχίας βρίσκεται στο σημείο A. Μετά από την εκδήλωση του φαινομένου της μερικής σκίασης το σημείο λειτουργίας μετακινείται στο B, ενώ το νέο MPP βρίσκεται στο C.

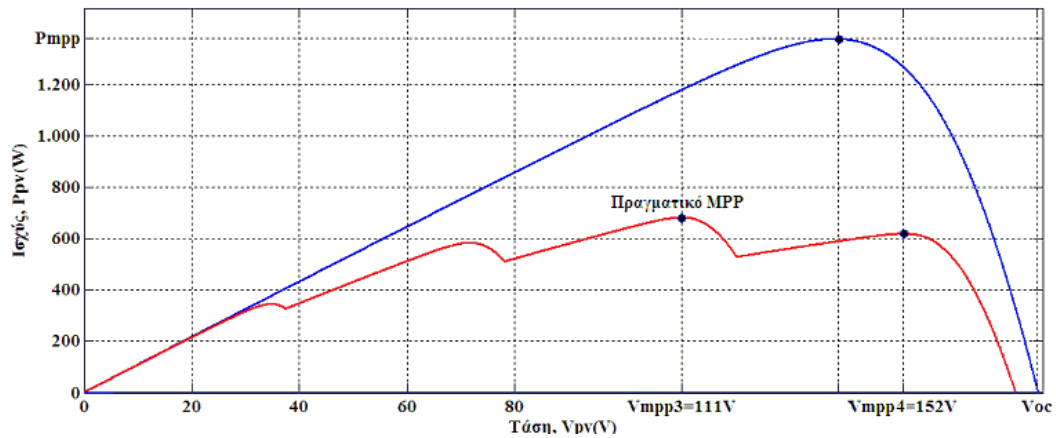


Σχήμα 6.3: Παράδειγμα διάταξης της φ/β συστοιχίας σε συνθήκες μερικής σκίασης.

Παρ' όλα αυτά, επειδή στις συμβατικές μεθόδους η αλλαγή στο σημείο λειτουργίας γίνεται με βάση ένα προκαθορισμένο βήμα διαταραχής (ΔV), το σημείο λειτουργίας θα ταλαντώνεται γύρω από το σημείο B, το οποίο αποτελεί τοπικό μέγιστο. Όπως είναι προφανές, όσο το σημείο λειτουργίας μένει στην περιοχή αυτή, προκαλούνται απώλειες στην παραγόμενη ισχύ οι οποίες είναι ίσες με τη διαφορά $P_C - P_B$. Για να μειωθούν οι απώλειες ισχύος, μία κατάλληλη μέθοδος MPPT πρέπει να οδηγήσει το σημείο λειτουργίας στο σημείο C.

Η ύπαρξη περισσότερων από μία κορυφών στην καμπύλη ισχύος της φ/β συστοιχίας πρακτικά οφείλεται στη χρησιμοποίηση των διόδων διέλευσης (bypass diodes), όπως φαίνεται στο σχήμα 6.1. Όταν ένα φ/β πλαίσιο σκιάζεται σχετικά έντονα και δέχεται λιγότερη ακτινοβολία από τα άλλα, είναι πιθανό να πολωθεί ανάστροφα, με αποτέλεσμα την αγωγή της διόδου διέλευσης που είναι συνδεδεμένη στα άκρα του. Ουσιαστικά η δίοδος διέλευσης προστατεύει το φ/β πλαίσιο, και τίθεται σε αγωγή όταν ικανοποιούνται δύο απαιτήσεις: αναντιστοιχία μεταξύ φ/β πλαισίων, και βραχυκύκλωση εξόδου φ/β πλαισίου.

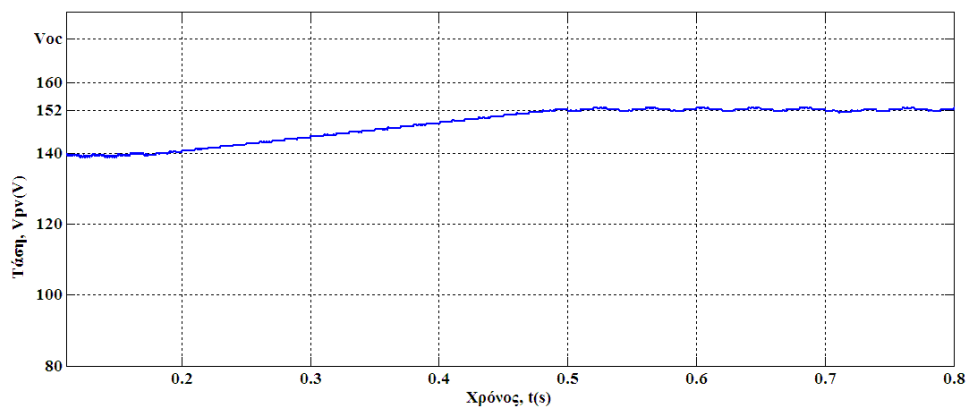
Ωστόσο, σε περίπτωση που ένα φ/β πλαίσιο σκιάζεται αλλά το επίπεδο της σκίασης είναι σχετικά μικρό, το πλαίσιο παραμένει ορθά πολωμένο και η έξοδος του δε βραχυκυκλώνεται. Αν και δε λειτουργούν όλα τα φ/β πλαίσια στο σημείο μέγιστης ισχύος τους και το ρεύμα εξόδου της φ/β συστοιχίας μειώνεται, δε συντρέχει ενδεχόμενο «αστοχίας του MPPT» καθώς υπάρχει μόνο ένα MPP στην P-V καμπύλη.



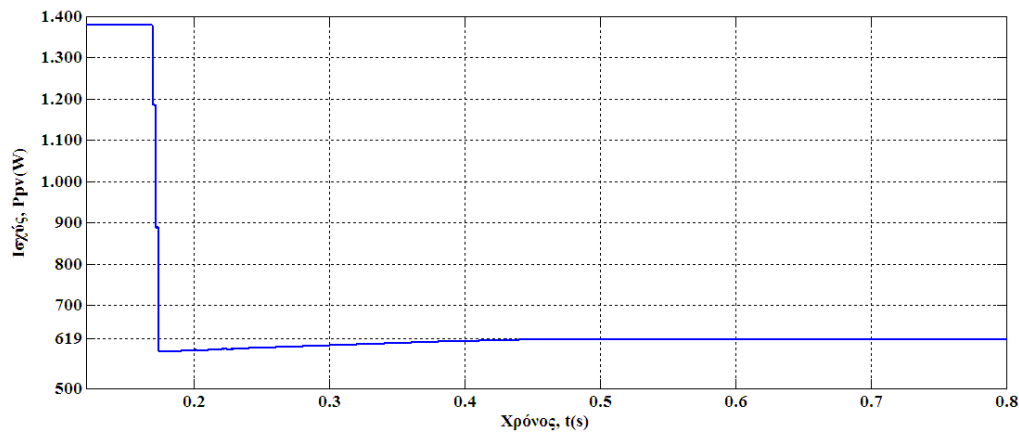
Σχήμα 6.4: P-V καμπύλη φ/β συστοιχίας που σκιάζεται ανομοιόμορφα.

Μια αστοχία του συστήματος ελέγχου παρόμοια με αυτή που μόλις εξετάστηκε, είναι δυνατό να συμβεί και σε φ/β σύστημα που ελέγχεται από την προτεινόμενη στρατηγική ελέγχου FS-MPC, καθώς ο αλγόριθμος MPPT που χρησιμοποιεί είναι ένας απλός P&O. Στο σημείο αυτό, υποθέτουμε ότι η φ/β συστοιχία αποτελείται από 8 φ/β πλαίσια, συνδεδεμένα όπως φαίνεται στο σχήμα 6.3, και τροφοδοτεί ωμικό φορτίο 100Ω .

Αρχικά, τα φ/β πλαίσια υπόκεινται στο ίδιο επίπεδο ακτινοβολίας με $G = 1000W/m^2$, ενώ σε χρόνο $t = 0.17s$ σκιάζονται ανομοιόμορφα λαμβάνοντας 4 διαφορετικά επίπεδα ηλιακής ακτινοβολίας: $G_1 = 1000W/m^2$, $G_2 = 800W/m^2$, $G_3 = 600W/m^2$, $G_4 = 400W/m^2$, σύμφωνα με το σχήμα 6.3. Η παραγόμενη P-V χαρακτηριστική καμπύλη της φ/β συστοιχίας παρουσιάζεται στο σχήμα 6.4 και εμφανίζει τέσσερα τοπικά μέγιστα, με το πραγματικό MPP να βρίσκεται σε τάση περίπου $V_{MPP3} = 111V$, με μέγιστη παραγόμενη ισχύ $P_{MPP} = 682W$.



(a)



(b)

Σχήμα 6.5: Παράδειγμα αστοχίας του απλού P&O αλγορίθμου.

Το σχήμα 6.5 δείχνει τις κυματομορφές της τάσης και της ισχύος της φ/β συστοιχίας. Η αποτυχία ανίχνευσης του πραγματικού σημείου μέγιστης ισχύος είναι εμφανής, με τον MPPT να ακολουθεί το τοπικό μέγιστο που βρίσκεται στην περιοχή της $V_{MPP4} = 152V$ και παρέχει ισχύ περίπου 619W.

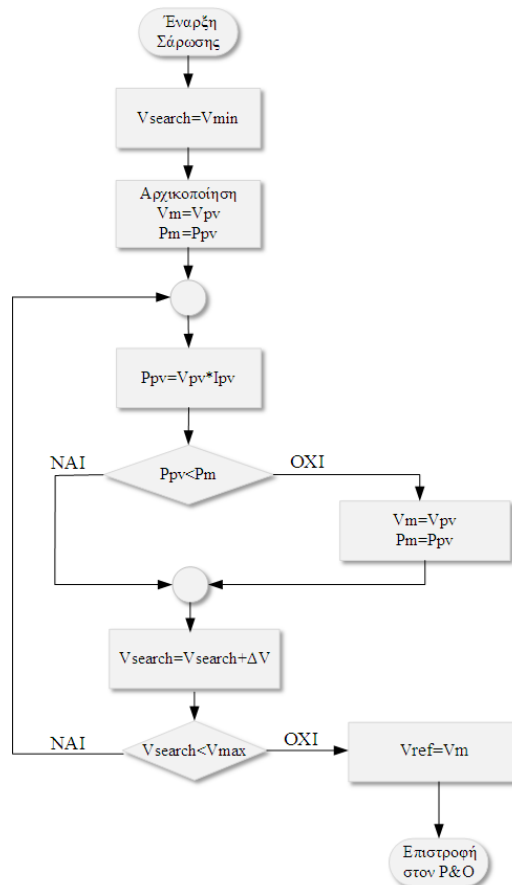
6.3 ΜΕΘΟΔΟΙ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ ΤΟΥ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΣΗΜΕΙΟΥ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν τρεις διαφορετικές μέθοδοι για την ανίχνευση του πραγματικού σημείου μέγιστης ισχύος, λαμβάνοντας υπόψη συνθήκες μερικής σκίασης.

6.3.1 Απλή Μέθοδος Σάρωσης

Ίσως μία από τις πιο απλές και ελκυστικές μεθόδους συνιστά η σάρωση της καμπύλης P-V της φ/β συστοιχίας. Ένα διάγραμμα ροής της τεχνικής αυτής φαίνεται στο σχήμα 6. Για λόγους που έχουν αναλυθεί, προτιμάται συνήθως ο αλγόριθμος να έχει προσανατολισμό τάσης (voltage-oriented). Παρ' όλα αυτά, η μέθοδος αυτή μπορεί εξίσου να βρεθεί βασισμένη σε μεταβολές του ρεύματος, αντί της τάσεως.

Η διαδικασία ξεκινάει από μία ελάχιστη επιτρεπτή τιμή τάσεως, V_{min} , (ή ρεύματος) η οποία σταδιακά αυξάνεται μέχρι να πάρει τη μέγιστη τιμή της. Σε φ/β συστήματα τα οποία είναι συνδεδεμένα μέσω αντιστροφέα με το δίκτυο, η ελάχιστη επιτρεπτή τιμή της τάσεως καθορίζεται από την ac τάση του δικτύου και είναι τέτοια ώστε να εγγυάται τη σωστή λειτουργία του αντιστροφέα. Η διαδικασία μπορεί επίσης να ξεκινάει από τη μέγιστη επιτρεπτή τάση, V_{max} , και να μειώνεται μέχρι τη V_{min} .



Σχήμα 6.6: Διάγραμμα ροής απλής μεθόδου σάρωσης με προσανατολισμό τάσης.

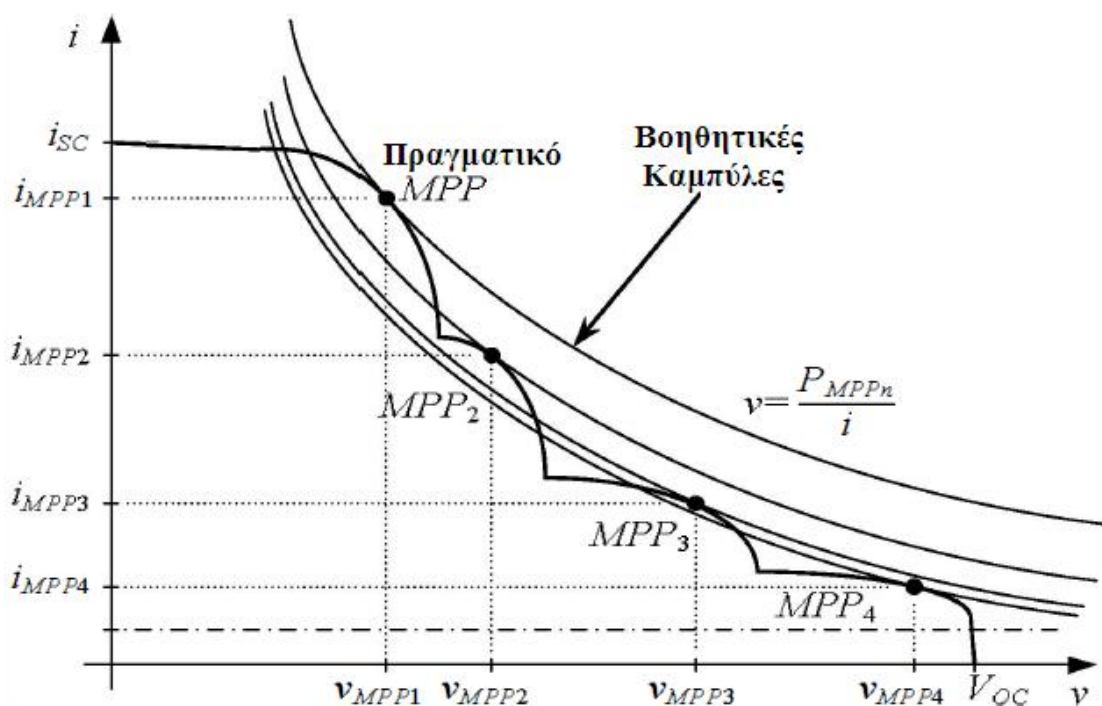
Κατά τη διάρκεια της σάρωσης, με ένα απλό αλγόριθμο αποθηκεύεται η τιμή της μέγιστης ισχύος, P_m , καθώς και η τάση λειτουργίας που της αντιστοιχεί, V_m . Όταν η μεταβλητή σάρωσης, V_{search} φτάσει την τιμή της V_{max} , στην τάση αναφοράς ορίζεται η τιμή V_m και ολοκληρώνεται η διαδικασία. Από τον επόμενο κύκλο λειτουργίας του ελεγκτή, ο έλεγχος περνάει στον P&O ξεκινώντας από την τιμή $V_{ref} = V_m$.

Η διαδικασία της σάρωσης της P-V καμπύλης επαναλαμβάνεται ανά τακτά χρονικά διαστήματα. Ο απαιτούμενος χρόνος για την ολοκλήρωση της διαδικασίας εξαρτάται άμεσα από το βήμα ΔV . Με δεδομένη περίοδο λειτουργίας του MPPT ελεγκτή, T_a , όσο μεγαλύτερο είναι το βήμα τόσο λιγότερες επαναλήψεις θα χρειαστούν για να ολοκληρωθεί η σάρωση της καμπύλης P-V, και συνεπώς λιγότερος χρόνος εκτέλεσης. Ωστόσο, η επιλογή σχετικά μεγάλου βήματος ΔV ενδέχεται να προκαλέσει αστοχία όταν στην καμπύλη ισχύος υπάρχουν πολλά τοπικά μέγιστα.

Στο παράρτημα 2 παρουσιάζεται ο αλγόριθμος για την υλοποίηση του ελεγκτή που χρησιμοποιεί την απλή μέθοδο σάρωσης.

6.3.2 Βελτιωμένη Μέθοδος Σάρωσης ή Μέθοδος G-MPPS

Η μέθοδος αυτή βασίζεται στα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της I-V καμπύλης μιας φ/β συστοιχίας και σε ένα σύνολο από βοηθητικές καμπύλες [42]. Ουσιαστικά αποτελεί και αυτή μία μέθοδο σάρωσης, με τη διαφορά ότι τα βήματα σάρωσης είναι μεταβλητά. Η ιδέα πίσω από αυτή τη μέθοδο είναι να μεγαλώσει τις προσαυξήσεις της τάσης, χρησιμοποιώντας ένα σύνολο από βοηθητικές καμπύλες, επιταχύνοντας τη διαδικασία της σάρωσης. Οι βοηθητικές καμπύλες ορίζονται ως τετραγωνικές υπερβολές στην καμπύλη I-V, και υποδηλώνουν περιοχές σταθερής ισχύος, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.7.

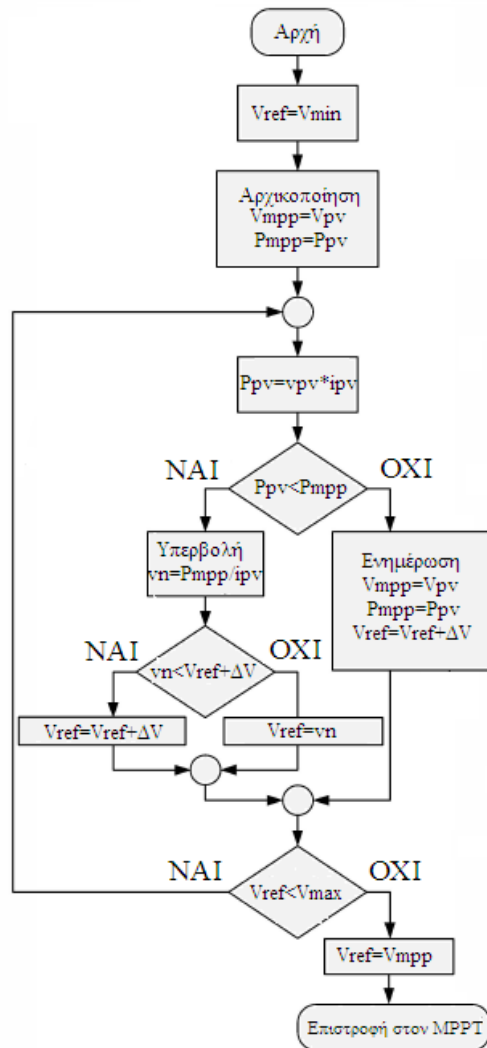


Σχήμα 6.7: Παράδειγμα I-V χαρακτηριστικών φ/β συστοιχίας, τα φ/β πλαίσια της οποίας υπόκεινται σε διαφορετικά επίπεδα ακτινοβολίας/θερμοκρασίας.

Η βοηθητική τετραγωνική υπερβολή ορίζεται ως

$$vi = P_{MPP}, \quad (6.1)$$

όπου P_{MPP} είναι μία σταθερά που αντιπροσωπεύει την ισχύ σε ένα δοσμένο σημείο της I-V χαρακτηριστικής καμπύλης. Το σχήμα 6.7 δείχνει τις τετραγωνικές υπερβολές που εφάπτονται στα τοπικά μέγιστα της I-V χαρακτηριστικής. Σημειώνεται ότι υπάρχει πάντα ένα σύνολο από τετραγωνικές υπερβολές που τέμνουν τη I-V χαρακτηριστική καμπύλη [42].



Σχήμα 6.8: Διάγραμμα ροής μεθόδου G-MPPS με αναφορά τάσης.

Ως πραγματική υπερβολή ορίζεται η υπερβολή όταν η σταθερά P_{MPP} , στην (6.1), επιλέγεται ως η πιο πρόσφατη μεγαλύτερη ισχύς ανάμεσα στα σημεία της I-V χαρακτηριστικής που εξετάστηκαν. Αξίζει να σημειωθεί ότι για οποιοδήποτε επίπεδο ακτινοβολίας και θερμοκρασίας, τόσο η I-V χαρακτηριστική καμπύλη όσο και οι βοηθητικές υπερβολές είναι γνησίως φθίνουσες συναρτήσεις της τάσεως της ϕ/β συστοιχίας.

Η σάρωση της I-V χαρακτηριστικής καμπύλης ξεκινάει να εκτελείται με σταθερές προσαυξήσεις στην τάση, και στη συνέχεια χρησιμοποιώντας την τροχιά της πραγματικής υπερβολής το μέγεθος των προσαυξήσεων αυξάνεται, επιταχύνοντας σημαντικά τη διαδικασία της σάρωσης. Ο λόγος που η μέθοδος αυτή θεωρείται ταχύτερη από την απλή μέθοδο σάρωσης είναι ο εξής: Για δεδομένο ρεύμα, η συντεταγμένη της τάσεως στην πραγματική υπερβολή έχει αισθητά μεγαλύτερη τιμή από τη συντεταγμένη της τάσεως στη I-V χαρακτηριστική. Με άλλα λόγια, η τάση

αυξάνεται ταχύτερα κατά μήκος των τροχιών των βοηθητικών υπερβολών από ότι κατά μήκος της I-V χαρακτηριστικής καμπύλης.

Στο σχήμα 6.8 παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής της μεθόδου G-MPPS με προσανατολισμό τάσης. Ξεκινώντας από την ελάχιστη επιτρεπτή τιμή της τάσεως, V_{\min} , η μέθοδος G-MPPS υπολογίζει μια αυξανόμενη τιμή για την τάση αναφοράς, σε κάθε νέα περίοδο δειγματοληψίας. Η νέα τάση αναφοράς, $V_{ref,k+1}$, υπολογίζεται,

a. είτε προσθέτοντας ένα σταθερό βήμα ΔV στην προηγούμενη τάση αναφοράς, δηλαδή $V_{ref,k+1} = V_{ref,k} + \Delta V$,

b. είτε ακολουθώντας την τροχιά της πραγματικής υπερβολής, δηλαδή $V_{ref,k+1} = P_{MPP} / i_k$,

όπου i_k είναι το ρεύμα τη στιγμή δειγματοληψίας k , ενώ η σταθερά P_{MPP} δηλώνει τη μεγαλύτερη ισχύ μεταξύ των σημείων της I-V χαρακτηριστικής καμπύλης που έχουν ήδη προσπελασθεί.

Όποτε η ισχύς P_k είναι μεγαλύτερη από την πιο πρόσφατη μέγιστη ισχύ P_{MPP} , η νέα τάση αναφοράς υπολογίζεται σύμφωνα με την περίπτωση (a). Η τιμή του πιο πρόσφατου MPP ενημερώνεται σύμφωνα με την τιμή της τάσεως και της ισχύος στο σημείο k , δηλαδή $V_{MPP} = v_k$, και $P_{MPP} = P_k$.

Απ' την άλλη, όποτε η ισχύς P_k είναι μικρότερη από την πιο πρόσφατη μέγιστη ισχύ P_{MPP} , η νέα τάση αναφοράς υπολογίζεται σύμφωνα με την περίπτωση (b). Στην περίπτωση που η προσαύξηση $V_{ref,k+1} - V_{ref,k}$ είναι μικρότερη από τη ΔV , τότε υπολογίζεται ξανά η τάση αναφοράς σύμφωνα με την (a). Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζεται ότι η προσαύξηση στην τάση αναφοράς θα είναι πάντα μεγαλύτερη ή ίση από το ΔV .

Όπως και στην απλή μέθοδο αναζήτησης, η διαδικασία σταματάει όποτε η τάση αναφοράς φτάσει στην τιμή V_{\max} . Από εκείνο το σημείο, η λειτουργία περνάει στον αλγόριθμο P&O.

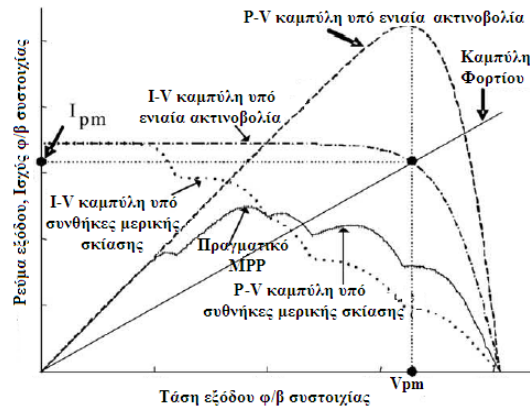
6.3.3 Εμπειρική Μέθοδος Ανίχνευσης του Πραγματικού MPP

Οι δύο προηγούμενες μέθοδοι παρουσιάζουν αρκετά κοινά σημεία μεταξύ τους. Ουσιαστικά, βασίζονται στην ίδια ιδέα, με τη δεύτερη τεχνική να αποτελεί μία βελτιωμένη εκδοχή της πρώτης. Η μέθοδος που θα παρουσιαστεί σε αυτή την ενότητα βασίζεται σε διάφορες κρίσιμες παρατηρήσεις που έγιναν έπειτα από εκτενή μελέτη των χαρακτηριστικών των ϕ/β συστοιχιών και της συμπεριφοράς των πραγματικών και των τοπικών σημείων μέγιστης ισχύος υπό συνθήκες μερικής σκίασης.

i. Κρίσιμες Παρατηρήσεις σε Συνθήκες Μερικής Σκίασης

Ορισμένες από τις κρίσιμες παρατηρήσεις που προέκυψαν μετά από εκτενή μελέτη των P-V και I-V καμπυλών ϕ/β συστοιχιών που λειτουργούσαν υπό συνθήκες μερικής σκίασης είναι οι εξής [43]:

- 1) Οι I-V χαρακτηριστικές καμπύλες σε συνθήκες μερικής σκίασης παρουσιάζουν πολλαπλά βήματα, ενώ οι P-V χαρακτηριστικές καμπύλες χαρακτηρίζονται από πολλαπλές κορυφές.
- 2) Πέρα από την ακτινοβολία και τη θερμοκρασία, το πλάτος του πραγματικού MPP και η τάση στην οποία εμφανίζεται, εξαρτώνται από τη μορφή της σκίασης και τη διάταξη της ϕ/β συστοιχίας.
- 3) Το πραγματικό MPP ενδέχεται να βρίσκεται αριστερά από το την καμπύλη φορτίου (load line), όπως φαίνεται στο σχήμα 6.9.
- 4) Οι κορυφές στην P-V καμπύλη εμφανίζονται περίπου σε πολλαπλάσια του 80% της τάσης ανοιχτοκύκλωσης του ϕ/β πλαισίου.
- 5) Η ελάχιστη απόσπαση μεταξύ διαδοχικών κορυφών είναι σχεδόν ίση με το 80% της τάσης ανοιχτοκύκλωσης του ϕ/β πλαισίου.
- 6) Καθώς η P-V καμπύλη διασχίζεται είτε από δεξιά είτε από αριστερά, το πλάτος των κορυφών αυξάνεται. Μόλις βρεθεί στο πραγματικό MPP, το πλάτος των επακόλουθων κορυφών (εάν υπάρχουν) συνεχώς μειώνεται.

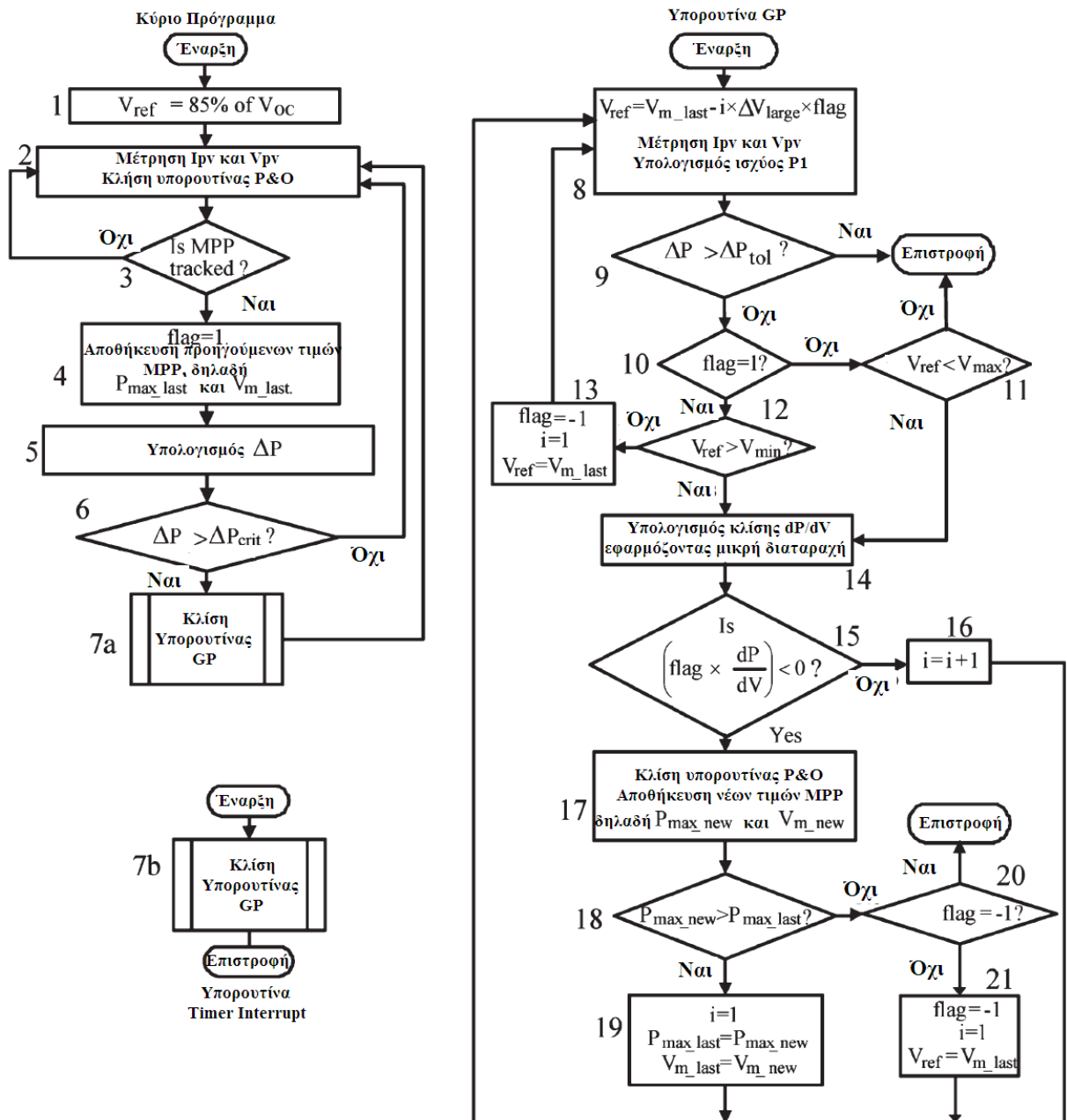


Σχήμα 6.9: Χαρακτηριστικές καμπύλες φ/β συστοιχίας.

ii. Αλγόριθμος μεθόδου

Στο σχήμα 6.10 φαίνεται το διάγραμμα ροής της εμπειρικής μεθόδου ανίχνευσης του πραγματικού σημείου μέγιστης ισχύος. Η εκτέλεση του αλγορίθμου ξεκινάει πάντα με τιμή τάσεως αναφοράς ίση με το 80% της V_{oc} (μπλοκ 1), όπως φαίνεται στο κύριο πρόγραμμα στο σχήμα 6.10. Μέχρι να συμβεί κάποια διατάραξη (ή διακοπή χρονικού), διατηρείται η λειτουργία στο σημείο μέγιστης ισχύος εφαρμόζοντας συνεχώς τη μέθοδο P&O (μπλοκ 2 και 3). Όταν συμβεί κάποια ξαφνική διαταραχή (όπως μερική σκίαση) ή διακοπή χρονικού (μπλοκ 7b), το κύριο πρόγραμμα αντιλαμβάνεται την ανάγκη να ανιχνεύσει το πραγματικό MPP (μπλοκ 4-6) και καλεί την υπορουτίνα GP (7a). Η υπορουτίνα GP ανιχνεύει το νέο πραγματικό σημείο μέγιστης ισχύος και περνάει ξανά τον έλεγχο στο κύριο πρόγραμμα, το οποίο αναλαμβάνει να διατηρήσει τη λειτουργία σε αυτό το σημείο.

Για την κατανόηση του αλγορίθμου υποθέτουμε ότι το σημείο μέγιστης ισχύος είχε εντοπιστεί, και μέσω του P&O το σημείο λειτουργίας ταλαντευόταν γύρω από αυτό. Μόλις παρουσιαστεί κάποια ξαφνική μεταβολή στην ακτινοβολία, το σημείο που βρισκόταν πριν το σύστημα δεν αποτελεί πλέον MPP, οπότε σημείο λειτουργίας μετατοπίζεται στην περιοχή κάποιου από τα τοπικά μέγιστα. Το μέγιστο αυτό ανιχνεύεται από τον P&O. Μόλις ανιχνευτεί το πρώτο τοπικό μέγιστο, ο αλγόριθμος αποθηκεύει την τιμή τρέχουσα τιμή της τάσεως και της ισχύος ως V_{m_last} και P_{max_last} αντίστοιχα. Στη συνέχεια στο δείκτη flag τίθεται η τιμή 1, πράγμα που σημαίνει ότι ο έλεγχος για του πραγματικού MPP θα γίνει στα αριστερά του προηγούμενου σημείου μέγιστης ισχύος (μπλοκ 4). Προφανώς η ξαφνική μεταβολή στο επίπεδο της ακτινοβολίας (ΔG) συνεπάγεται και μεταβολή στην ισχύ (ΔP). Εάν η



Σχήμα 6.10: Διάγραμμα ροής εμπειρικής μεθόδου ανίχνευσης του πραγματικού MPP.

μεταβολή της ισχύος ΔP είναι μεγαλύτερη από μία κρίσιμη τιμή (ΔP_{crit}), τότε καλείται η ρουτίνα GP για την ανίχνευση του πραγματικού MPP (μπλοκ 5 και 6). Στο [43] αναφέρεται ότι οι απότομες μεταβολές στην ακτινοβολία έχουν μικρό πλάτος (μικρότερο από $G = 0.027 kW / m^2$) και συμβαίνουν μέσα σε ένα δευτερόλεπτο. Με βάση αυτή τη θεώρηση, ρυθμίζεται η τιμή της ΔP_{crit} , λαμβάνοντας υπ' όψιν το ϕ/β σύστημα και το περιβάλλον του.

Η υπορουτίνα GP σαρώνει την P-V χαρακτηριστική καμπύλη εφαρμόζοντας μία διαταραχή μεγάλου πλάτους, ΔV_{large} . Η τιμή βήματος αυτού θα πρέπει να είναι μικρότερη από την ελάχιστη δυνατή απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών κορυφών, σύμφωνα με την παρατήρηση 5 (μπλοκ 8). Θεωρώντας μία τιμή για το ΔV_{large} της τάξεως του 60-70% της τάσεως ανοιχτοκύκλωσης του ενός φ/β πλαισίου, εξασφαλίζεται ότι δε θα χαθεί καμία κορυφή κατά τη σάρωση. Όσο χαμηλότερη είναι η τιμή του βήματος, τόσο αυξάνεται ο χρόνος για την ανίχνευση του πραγματικού σημείου μέγιστης ισχύος, αλλά μειώνεται ο κίνδυνος αστοχίας του αλγορίθμου.

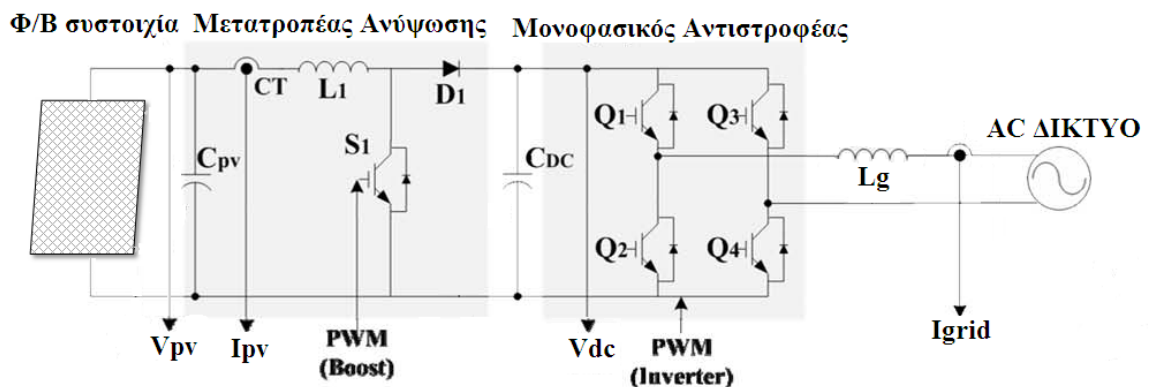
Εάν καμία από τις συνθήκες στο 11 και στο 12 δεν ικανοποιούνται, υπολογίζεται η κλίση dP/dV στο νέο σημείο λειτουργίας. Εάν είναι θετική, η διαταραχή συνεχίζεται προς την ίδια κατεύθυνση (μπλοκ 15 και 16) μέχρι να επιτευχθεί η τιμή V_{min} (μπλοκ 12). Αν η κλίση είναι αρνητική, πράγμα που σημαίνει ότι στην περιοχή υπάρχει κάποιο τοπικό μέγιστο, εφαρμόζεται ο P&O για να ανιχνευτεί αυτή η κορυφή (μπλοκ 17). Εάν η ισχύς που αντιστοιχεί στο σημείο αυτό είναι μικρότερη από την ισχύ του προηγούμενου τοπικού μεγίστου που είχε εντοπιστεί, το σημείο λειτουργίας μετατοπίζεται στην αμέσως προηγούμενη κορυφή που είχε ανιχνευτεί και η διαταραχή εφαρμόζεται προς την άλλη κατεύθυνση, θέτοντας στο δείκτη flag την τιμή -1 (μπλοκ 18, 20 και 21). Εάν η ισχύς που αντιστοιχεί στη νέα κορυφή είναι μεγαλύτερη από αυτή της προηγούμενης, ενημερώνονται οι τιμές των V_{m_last} και P_{max_last} (μπλοκ 19), και τα βήματα συνεχίζονται έως ότου ανιχνευτεί μια κορυφή με μικρότερη ισχύ ή επιτευχθεί η τιμή V_{min} (μπλοκ 12). Πλέον, τα βήματα εκτελούνται προς τα δεξιά και ακολουθείται παρόμοια διαδικασία (μπλοκ 13). Υπολογίζεται η κλίση dP/dV μετά από κάθε μεγάλη διαταραχή, και εάν η τιμή της είναι θετική, υποδεικνύει ότι υπάρχει κάποια κορυφή στην περιοχή. Το μέγιστο σημείο ανιχνεύεται, και εάν το πλάτος του είναι μεγαλύτερο από την τιμή P_{max_last} , η διαταραχή συνεχίζεται προς τα δεξιά. Ωστόσο, εάν παρατηρηθεί κάποια κορυφή με μικρότερη ισχύ, η λειτουργία επανέρχεται στο αποθηκευμένο σημείο μέγιστης ισχύος. Η λειτουργία επίσης επανέρχεται στο πραγματικό σημείο μέγιστης ισχύος εάν επιτευχθεί η τιμή V_{max} , όπου $V_{max} = 85\%V_{OC,πλαισίου}$ (μπλοκ 11).

Ο αλγόριθμος λοιπόν αναζητεί το σημείο μέγιστης ισχύος, έως ότου ανιχνεύσει μια κορυφή με ισχύ μικρότερη από αυτή που παράγει η προηγούμενη που

παρατηρήθηκε. Συνεπώς, δε σαρώνεται ολόκληρη η P-V χαρακτηριστική καμπύλη, εκτός και αν η φ/β συστοιχία δε βρίσκεται υπό συνθήκες μερικής σκίασης, οπότε και σαρώνεται ολόκληρη λόγω της ύπαρξης μίας μόνο κορυφής. Για να αποφευχθεί η χωρίς λόγο χρονοβόρα διαδικασία, έπειτα από την εφαρμογή κάθε μεγάλης διατάραξης (ΔV_{large}), μετρώνται οι ταλαντώσεις στην ισχύ της φ/β συστοιχίας. Παρατηρήθηκε ότι στην περίπτωση ενιαίας ακτινοβολίας, μόλις το σημείο λειτουργίας μετατοπίζεται κοντά στο ρεύμα βραχυκύκλωσης (δηλαδή μακριά από το MPP), η εφαρμογή μεγάλης διαταραχής στην τάση αναφοράς έχει ως αποτέλεσμα την πρόκληση ταλαντώσεων μεγάλου πλάτους στην ισχύ της φ/β συστοιχίας. Οπότε στην περίπτωση αυτή, εάν η μεταβολή στην ισχύ παρατηρηθεί να ξεπερνάει μία προκαθορισμένη ανεκτή τιμή, ΔP_{tol} , η οποία τίθεται ίση με το 4-5% της δυναμικότητας της συστοιχίας, ο ελεγκτής επαναφέρει άμεσα τη λειτουργία στο πραγματικό MPP.

6.4 ΣΥΝΔΕΣΗ ΣΤΟ ΔΙΚΤΥΟ ΜΕΣΩ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Για τη διερεύνηση της συμπεριφοράς του φ/β συστήματος υπό συνθήκες μερικής σκίασης, πραγματοποιείται διασύνδεση στο δίκτυο μέσω μονοφασικού αντιστροφέα. Επιλέγεται μία απλή διάταξη αντιστροφέα, η οποία δεν είναι άλλη από ένα πλήρους γέφυρας μονοφασικό SPWM αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI), ο οποίος αναλαμβάνει τη ρύθμιση της τάσης στο DC ζυγό και του ac ρεύματος εξόδου. Το σχήμα 6.11 παρουσιάζει το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα δύο επιπέδων, ενώ στον πίνακα 6.1 φαίνονται τα βασικά χαρακτηριστικά του. Στη συνέχεια ακολουθεί σύντομη περιγραφή των βασικών παραμέτρων που λήφθηκαν υπ' όψιν για τη σχεδίαση του μονοφασικού αντιστροφέα.



Σχήμα 6.11: Κύκλωμα ισχύος μετατροπέα δύο επιπέδων.

ΠΙΝΑΚΑΣ 6.1
ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ 2 ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Παράμετρος	Συμβολισμός	Τιμή
Εύρος Τάσεως Εισόδου	V_i	140~390 [V]
Τάση DC ζυγού	V_{dc}	400 [V]
Ονομαστική Τάση Εξόδου	V_o	230 [V_{rms}]
Ονομαστικό Ρεύμα Εξόδου	I_o	7 [A_{rms}]
Περίοδος Δειγματοληψίας MPC	T_s	20 [μs]
Διακοπτική Συχνότητα Αντιστροφέα	f_{inv}	30 [kHz]
Πηνίο Μετατροπέα	L_m	2 [mH]
Πυκνωτής Εισόδου	C_{in}	50 [μF]
Πυκνωτής DC-Link	C_{dc}	940 [μF]
Πηνίο Διασύνδεσης	L_g	6 [mH]
Αντίσταση Πηνίου Διασύνδεσης	R_g	0.3 [Ω]

i. Διαμόρφωση Κυκλώματος Διακοπής

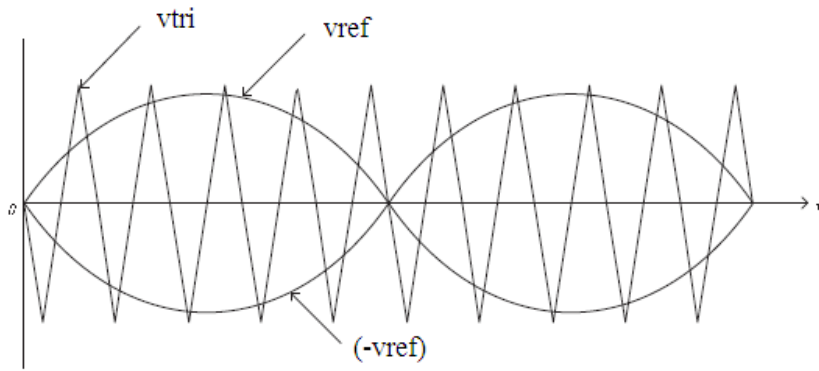
Διάταξη πλήρους γέφυρας με σύστημα SPWM μονοπολικής τάσης διακοπής χρησιμοποιείται ως το κύκλωμα διακοπής του αντιστροφέα (σχήμα 6.12). Η ελάχιστη επιτρεπτή DC-link τάση ορίζεται ίση με την κορυφή της τάσεως του δικτύου, δηλαδή ίση με $230\sqrt{2}$. Η ονομαστική DC-link τάση τίθεται ίση με 400V, τιμή που είναι τυπική σε τέτοιου είδους εφαρμογές.

Όπως και με τον μετατροπέα ανύψωσης, λόγω σχετικά χαμηλής διακοπτικής συχνότητας, οι διακόπτες ισχύος του αντιστροφέα επιλέγονται να είναι IGBTs, οι οποίοι παρουσιάζουν μειωμένες απώλειες αγωγής και υψηλή ικανότητα βραχυκύκλωσης.

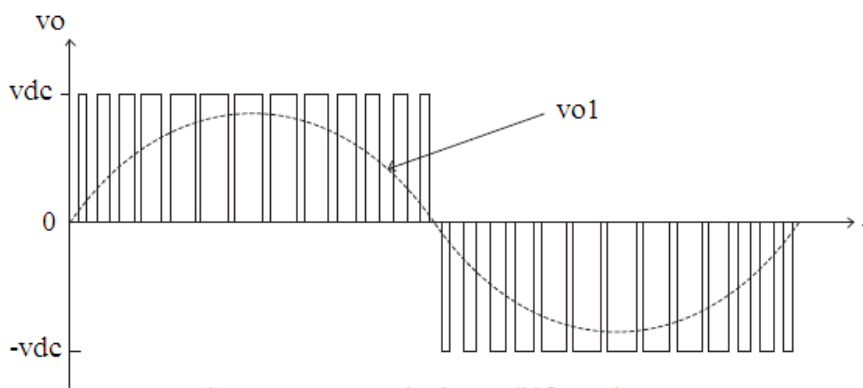
Η χρησιμοποίηση συστήματος μονοπολικής τάσεως διακοπής (unipolar voltage switching scheme), μετακινεί αποτελεσματικά την πρώτη κυρίαρχη αρμονική τάξεως $m_f - 1$ της γέφυρας, στην τάξη $2m_f - 1$, όπου m_f είναι ο λόγος μεταξύ της διακοπτικής και της θεμελιώδους συχνότητας.

ii. Υπολογισμός Πυκνωτή DC-link

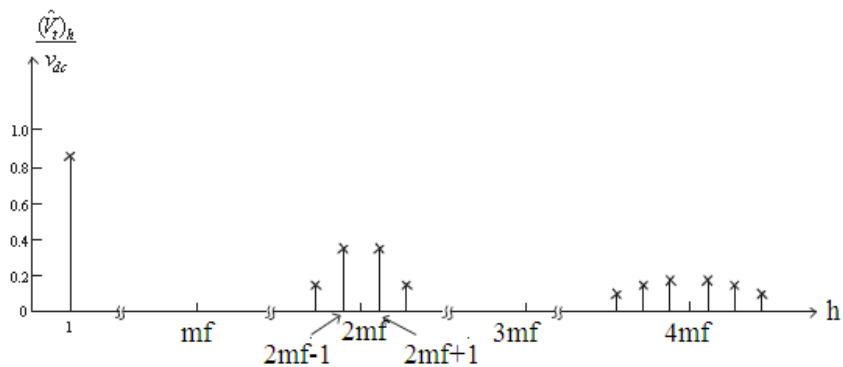
Η στιγμιαία ισχύς στην έξοδο ενός μονοφασικού αντιστροφέα περιέχει μία σταθερή και μια συνιστώσα συχνότητας ίση με δύο φορές αυτή του δικτύου. Έτσι, ο



(a) Σύστημα SPWM μονοπολικής τάσης διακοπής



(b) Κυματομορφή τάσης εξόδου γέφυρας



(c) Αρμονικές φάσματος συχνότητας

Σχήμα 6.12: Πλήρους γέφυρας σύστημα PWM μονοπολικής τάσης διακοπής.

DC ζυγός περιλαμβάνει ταλαντώσεις ισχύος με διπλάσια από το δίκτυο συχνότητα. Συνήθως για την απορρόφηση αυτών των ταλαντώσεων και τη διατήρηση σχετικά μικρής κυμάτωσης στη DC-link τάση, χρησιμοποιούνται μεγάλοι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές οι οποίοι συνδέονται στο DC ζυγό.

Υποθέτοντας ότι η τάση και το ρεύμα του δικτύου είναι $v_g(t) = \hat{V}_g \cos(\omega_g t)$ και $i_g(t) = \hat{I}_g \cos(\omega_g t - \varphi)$ αντίστοιχα, για τη στιγμιαία ισχύ εξόδου θα ισχύει ότι:

$$P_{out}(t) = \hat{V}_g \cos(\omega_g t) \hat{I}_g \cos(\omega_g t - \varphi) = V_{g,rms} I_{g,rms} \cos \varphi + V_{g,rms} I_{g,rms} \cos(2\omega_g t - \varphi) \quad (6.2)$$

το οποίο ισοδυναμεί με :

$$P_{out}(t) = S \cos \varphi + S \cos(2\omega_g t - \varphi) \quad (6.3)$$

όπου S είναι η φαινόμενη ισχύς σε VA. Θεωρώντας ότι η στιγμιαία ισχύς εισόδου ισούται με τη στιγμιαία ισχύ εξόδου του αντιστροφέα, καθώς και ότι ο πυκνωτής φιλτράρει τις συνιστώσες υψηλής συχνότητας διακοπής του DC ρεύματος, $i_{dc}(t)$, προκύπτει ότι:

$$V_{dc,n} i_{dc,ripple}(t) \cong S \cos \varphi + S \cos(2\omega_g t - \varphi) \quad (6.4)$$

όπου $V_{dc,n}$ είναι η ονομαστική DC-link τάση. Από την (6.4), και έπειτα από απλή ανάλυση, υπολογίζεται η επιθυμητή τιμή του DC-link πυκνωτή:

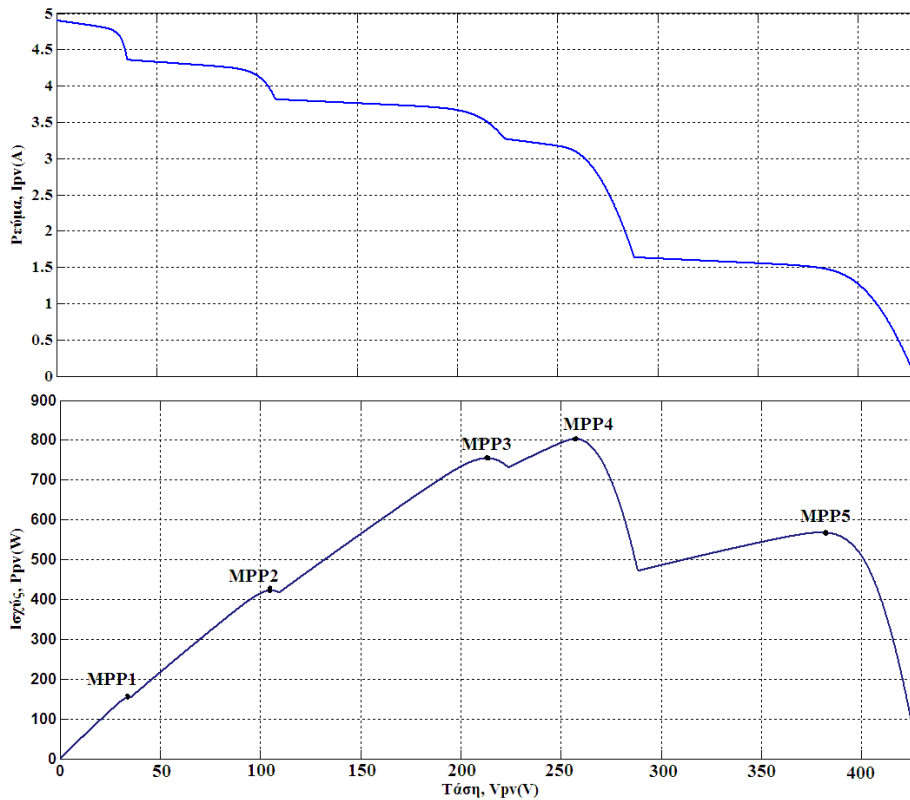
$$C_{dc} = \frac{P_{pv}}{2\omega_g V_{dc,n} V_{dc,ripple}^{max}} \quad (6.5)$$

με $V_{dc,ripple}^{max}$ να δηλώνει τη μέγιστη επιτρεπτή κυμάτωση της τάσης, ενώ P_{pv} είναι η ονομαστική ισχύς της φ/β συστοιχίας. Θεωρώντας μέγιστη κυμάτωση 7V και αντικαθιστώντας στην (6.5) έχουμε:

$$C_{dc} = \frac{1.65KW}{2 \cdot 314rad / s \cdot 400V \cdot 7V} = 938.4\mu F. \quad (6.6)$$

Έτσι επιλέγεται ηλεκτρολυτικός πυκνωτής 940 μF για να συνδεθεί μεταξύ του μετατροπέα ανύψωσης και του αντιστροφέα.

Οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές χρησιμοποιούνται ευρέως στα εμπορικά προϊόντα, κυρίως λόγω του μειωμένου τους κόστους και της αρκετά ικανοποιητικής σχέσης χωρητικότητας – όγκου που τους χαρακτηρίζει. Ωστόσο, αξίζει να σημειωθεί ότι οι πυκνωτές film εμφανίζουν μεγαλύτερη αντοχή και διάρκεια ζωής σε σχέση με του ηλεκτρολυτικούς [11].

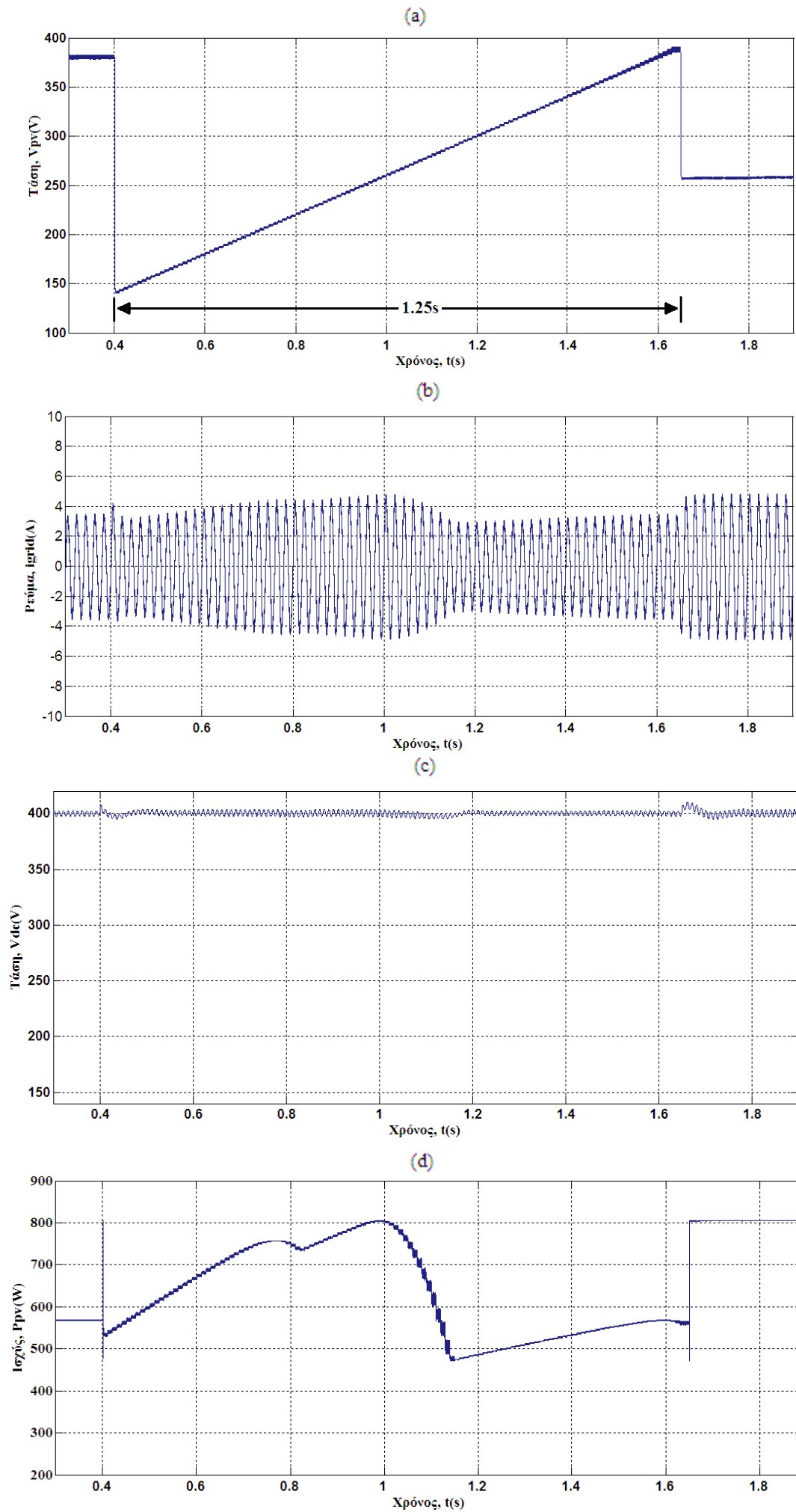


Σχήμα 6.15: Χαρακτηριστικές καμπύλες φ/β συστοιχίας που λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης.

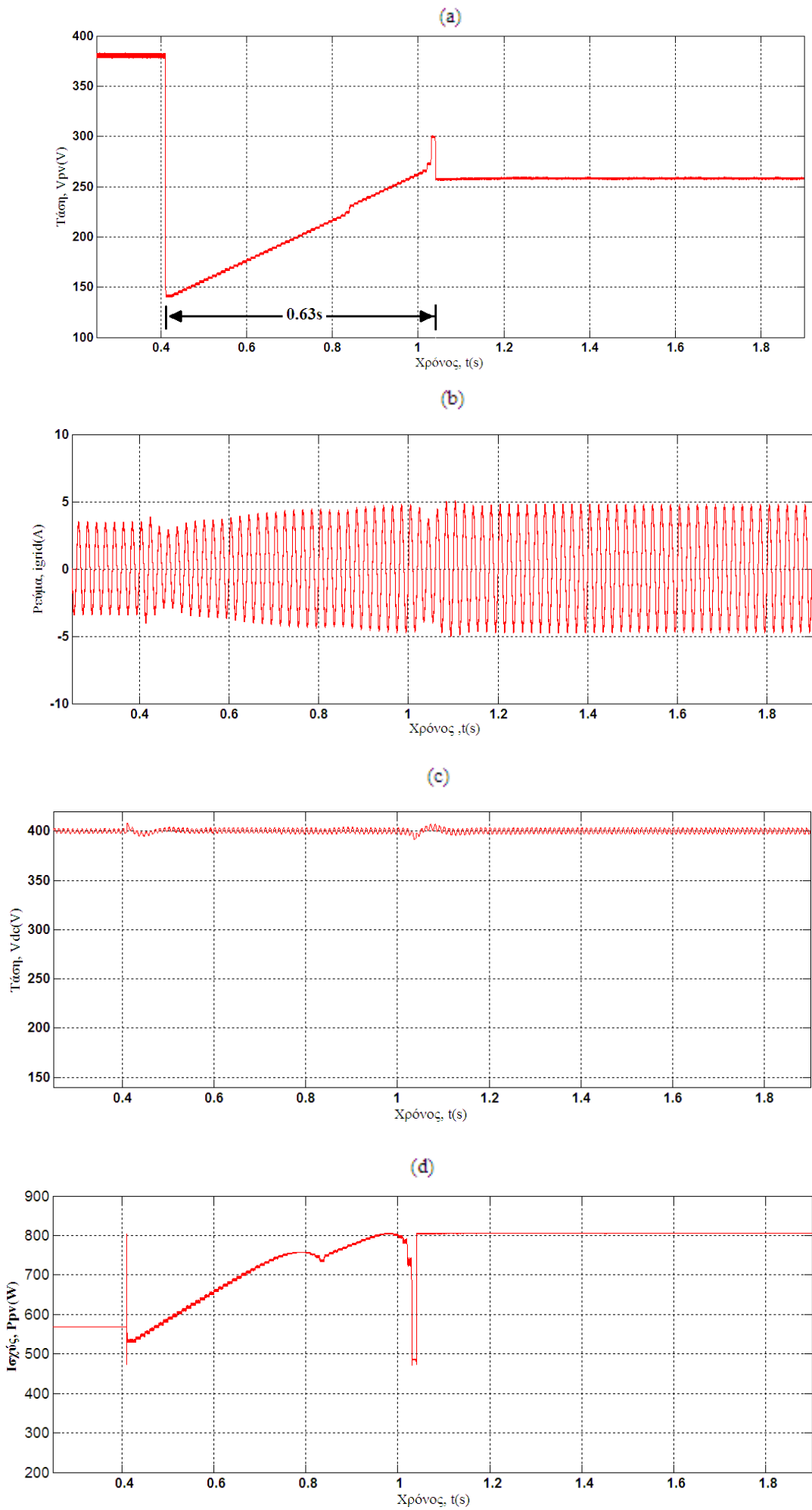
πυκνωτής $C_{dc} = 940\mu F$, και η τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης ρυθμίζεται στα 400V.

Και για τις τρεις διαφορετικές μεθόδους ανίχνευσης του πραγματικού MPP, η ελάχιστη επιτρεπτή τάση λειτουργίας της φ/β συστοιχίας είναι 140V. Η επιλογή αυτή εγγυάται τη σωστή λειτουργία του μονοφασικού αντιστροφέα. Η μέγιστη τάση λειτουργίας τίθεται ίση με $0.9V_{oc,array}$ καθώς δεν υπάρχει λόγος να αναζητήσει ο αλγόριθμος τη V_{MPP} σε τάσεις μεγαλύτερες από τη V_{max} .

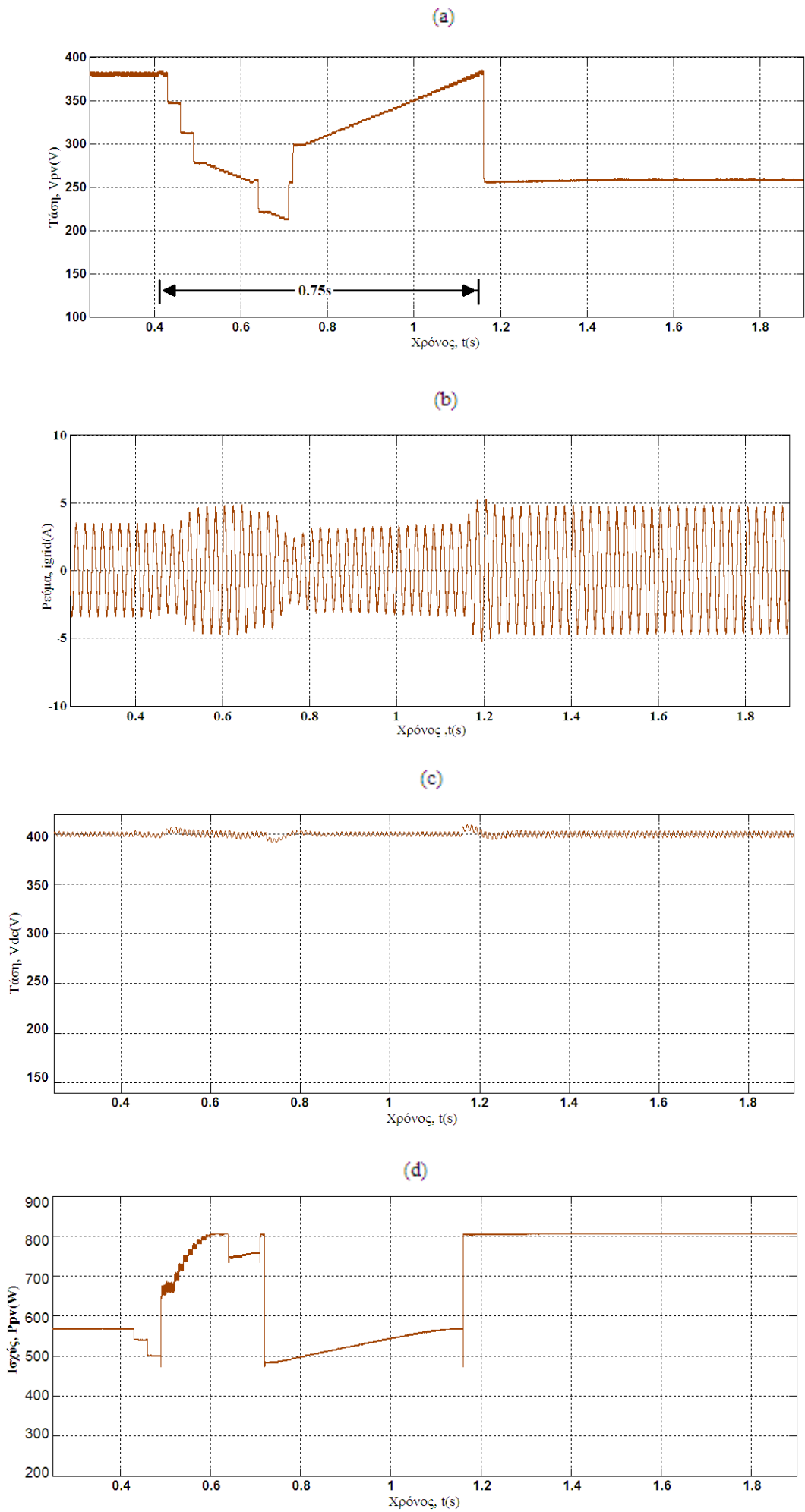
Για να είναι εφικτή η σύγκριση πρέπει οι παράμετροι σχεδίασης και στους τρεις MPPT ελεγκτές να είναι ίδιες. Έτσι στην περίπτωση της βελτιωμένης μεθόδου σάρωσης το ελάχιστο επιτρεπτό βήμα στην τάση, ΔV , θεωρείται ίσο με το σταθερό βήμα σάρωσης της απλής μεθόδου, και έχει τιμή 2V. Επίσης, στον αλγόριθμο της εμπειρικής μεθόδου, στην υπορουτίνα P&O που καλείται όταν ο αλγόριθμος αντιληφθεί την ύπαρξη τοπικού MPP στην περιοχή, το πλάτος διατάραξης λαμβάνεται και αυτό ίσο με 2V. Η διατάραξη του P&O αλγορίθμου όταν δεν εκτελείται το στάδιο σάρωσης, θεωρείται και για τις τρεις μεθόδους ίσο με 100mV. Η περίοδος δειγματοληψίας του MPPT είναι 10ms.



Σχήμα 6.16: Αποτελέσματα προσομοιώσεων απλής μεθόδου σάρωσης.



Σχήμα 6.17: Αποτελέσματα προσομοιώσεων βελτισμένης μεθόδου σάρωσης.

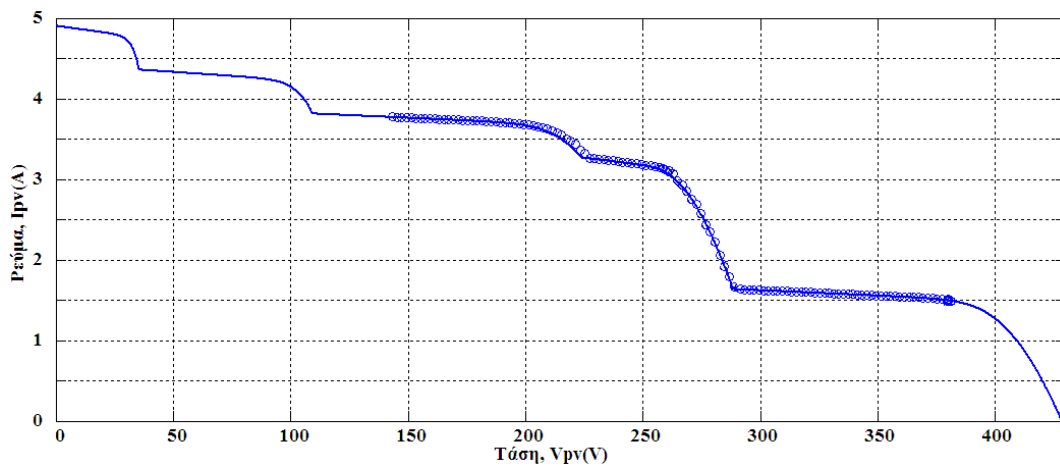


Σχήμα 6.18: Αποτελέσματα προσομοιώσεων εμπεριφορής μεθόδου.

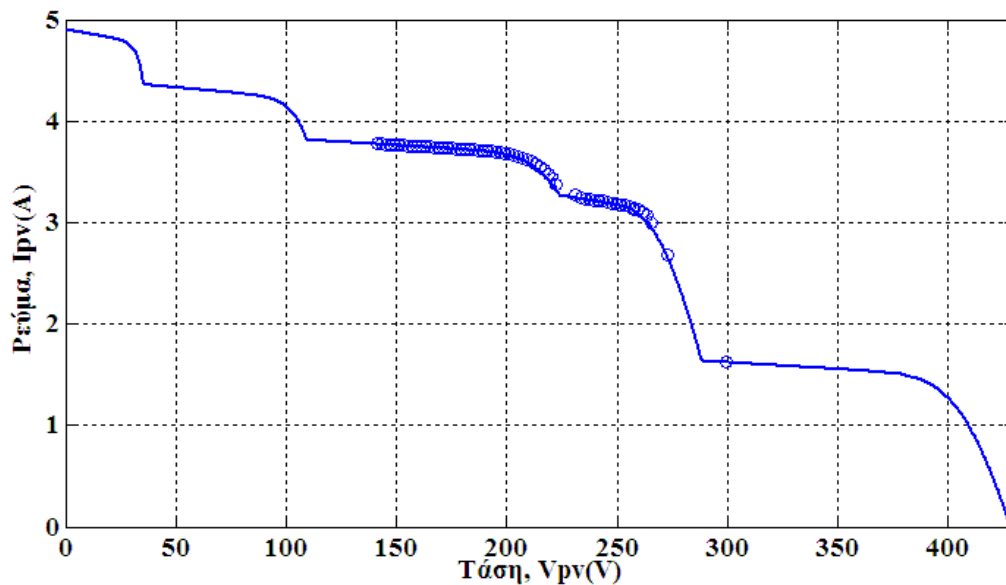
Και στις τρεις περιπτώσεις η αναζήτηση του πραγματικού σημείου μέγιστης ισχύος ξεκινά στα 0.4 s. Όπως είναι φανερό και οι τρεις αλγόριθμοι καταφέρνουν να εντοπίσουν το πραγματικό σημείο μέγιστης ισχύος και να το ακολουθήσουν έως ότου μια νέα μεταβολή στις ατμοσφαιρικές συνθήκες προκύψει.

Ωστόσο, η σάρωση στην περίπτωση της βελτιωμένης μεθόδου διαρκεί μόλις 0.63 δευτερόλεπτα, ενώ η αναζήτηση στην απλή μέθοδο ολοκληρώνεται σε χρόνο σχεδόν διπλάσιο. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, η εμπειρική μέθοδος φαίνεται να είναι και αυτή ταχύτερη από την απλή, υστερεί όμως αισθητά έναντι της βελτιωμένης μεθόδου σάρωσης. Στο σχήμα 6.19 παρουσιάζονται τα σημεία της I-V χαρακτηριστικής της φ/β συστοιχίας τα οποία χρειάστηκε να σαρώσουν οι 3 αλγόριθμοι, φανερώνοντας ότι η βελτιωμένη μέθοδος ολοκλήρωσε τη σάρωση σε πολύ λιγότερα βήματα.

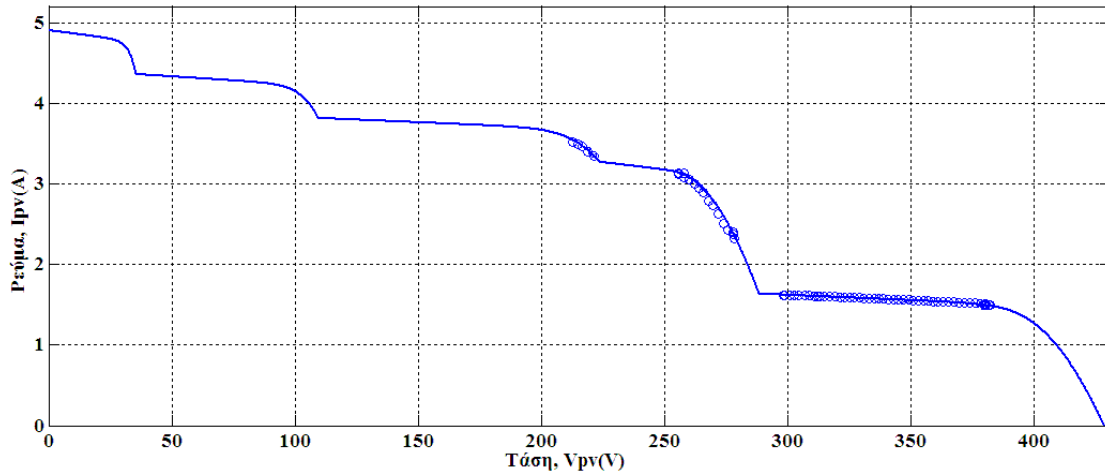
(a)



(b)



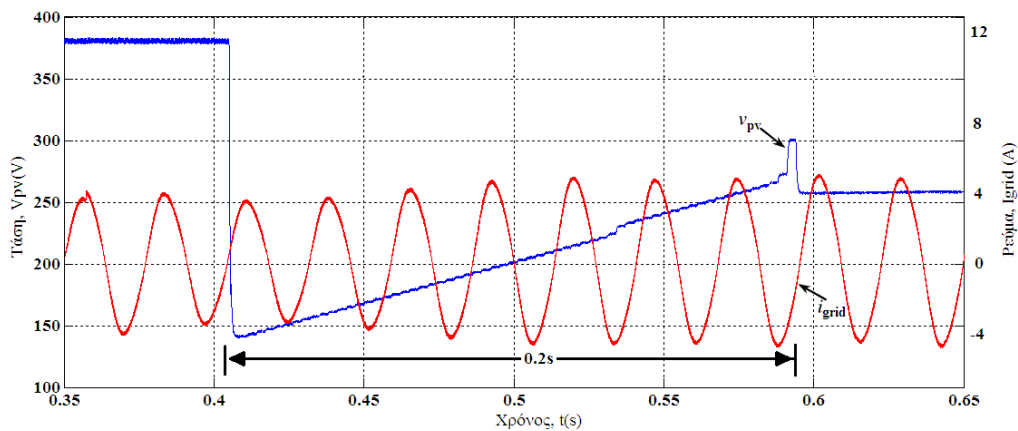
(c)



Σχήμα 6.19: I-V χαρακτηριστική φ/β συστοιχίας με εμφανή τα σημεία που ελέγχθηκαν. (a) απλή μέθοδος σάρωσης, (b) βελτιωμένη μέθοδος σάρωσης, (c) εμπειρική μέθοδος.

Στα σχήματα 6.16 - 6.18 (b) φαίνεται το ρεύμα που εγχέεται στο δίκτυο. Στα σχήματα 6.16 - 6.18 (c) παρουσιάζεται η τάση στο DC ζυγό η οποία όπως αναμενόταν εμφανίζει ταλαντώσεις συχνότητας 100Hz και dc συνιστώσα ίση με 400V. Στο σημείο αυτό αξίζει να σημειωθεί ότι οι ταλαντώσεις συχνότητας 100Hz δεν εμφανίζονται στην τάση εξόδου της φ/β συστοιχίας καθώς απορρίπτονται από τον μετατροπέα ανύψωσης.

Η γρήγορη δυναμική απόκριση και η ακρίβεια του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή, μπορεί να επιταχύνει ακόμα περισσότερο τη διαδικασία της σάρωσης. Συγκεκριμένα, στην παράγραφο 5.2 αποδείχθηκε ότι ενώ η φ/β τάση στην προσέγγιση με τον PWM διαμορφωτή χρειάζεται πάνω από 8 ms για να σταθεροποιηθεί στην τιμή v_{ref} , ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός ελεγκτής συγκλίνει



Σχήμα 6.20: Τάση φ/β συστοιχίας και ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα κατά τη διαδικασία της σάρωσης με τη βελτιωμένη μέθοδο.

σε 2-3 ms. Συνεπώς, η περίοδος T_a του MPPT μπορεί να μειωθεί στα 3ms. Με αυτή την τιμή T_a , παρουσιάζεται στο σχήμα 6.20 η προσομοίωση στις ίδιες συνθήκες λειτουργίας με πριν. Είναι φανερό ότι η σάρωση της I-V χαρακτηριστικής γίνεται ακόμα πιο γρήγορη, και ολοκληρώνεται σε 0.2 δευτερόλεπτα.

Κεφάλαιο 7

Ανακεφαλαίωση - Συμπεράσματα

7.1 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκε η χρησιμοποίηση ενός διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή σε σύστημα που πραγματοποιεί τον έλεγχο MPPT φ/β συστοιχίας. Το προτεινόμενο σύστημα ελέγχου εφαρμόζεται σε ένα DC/DC μετατροπέα ανύψωσης (boost converter), και χρησιμοποιώντας μετρήσεις του ρεύματος του πηνίου του, ρυθμίζεται το φωτοβολταϊκό ρεύμα στις επιθυμητές τιμές. Ωστόσο, η προτεινόμενη τεχνική ελέγχου μπορεί εξίσου να εφαρμοστεί και σε άλλους κοινούς DC/DC μετατροπείς, όπως είναι ο μετατροπέας υποβιβασμού (buck converter) και ο buck-boost μετατροπέας.

Το σύστημα ελέγχου, πέρα από τον εσωτερικό βρόχο ρεύματος χρησιμοποιεί και ένα εξωτερικό βρόχο τάσης, αποτελούμενο από ένα τυπικό PI ρυθμιστή. Ενώ ο εξωτερικός βρόχος φαίνεται να αυξάνει την πολυπλοκότητα του ελέγχου, η μη χρησιμοποίησή του σε εφαρμογές με απότομες πτώσεις της ακτινοβολίας θα προκαλούσε προβλήματα ευστάθειας. Αντίθετα, η τεχνική του διπλού ελέγχου απολαμβάνει της ικανότητας γρήγορης ρύθμισης του ρεύματος που παρέχει ο προβλεπτικός έλεγχος, ενώ παράλληλα επωφελείται από τη λογαριθμική εξάρτηση της φ/β τάσης από το επίπεδο ακτινοβολίας.

Για τη λειτουργία του MPPT, χρησιμοποιείται ο ευρέως διαδεδομένος P&O αλγόριθμος με προσανατολισμό τάσης (voltage oriented). Η επιλογή στηρίζεται στην απλότητα και στην αποδοτικότητα που παρουσιάζει ο αλγόριθμος. Αν και η ταχύτητα σύγκλισης στο MPP έχει αποδειχθεί ότι δεν είναι η υψηλότερη δυνατή, σε σύγκριση με πιο εξελιγμένες τεχνικές (πχ fuzzy logic), η ταχύτερη απόκριση που προσδίδει στο σύστημα ο FS-MPC, επιτρέπει τη λειτουργία του MPPT σε ιδιαίτερα υψηλές συχνότητες.

Για λόγους σύγκρισης, σχεδιάστηκε και αναλύθηκε η συμβατική προσέγγιση εφαρμογής του αλγορίθμου P&O που χρησιμοποιεί ελεγκτή PI για τη ρύθμιση της τάσης και στάδιο διαμόρφωσης παλμών (PWM) για την αγωγή του διακόπτη ισχύος. Η συχνότητα διακοπής ορίστηκε στα 20kHz. Με δεδομένο ότι η περίοδος δειγματοληψίας του προβλεπτικού ελεγκτή ήταν 20μs, δηλαδή $f_s = 50kHz$, και λαμβάνοντας υπ' όψιν το γεγονός ότι η μέση διακοπτική συχνότητα σε εφαρμογές που χρησιμοποιούν τον προβλεπτικό έλεγχο έχει αποδειχθεί ότι κυμαίνεται μεταξύ $f_s / 4$ και $f_s / 5$, η απόφαση για την επιλογή συχνότητας 20kHz πάρθηκε με σκοπό τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τα δύο σχήματα ελέγχου να είναι

συγκρίσιμα. Σε καμία περίπτωση δεν επιχειρήθηκε υποβάθμιση της κλασικής προσέγγισης. Άλλωστε, η λειτουργία σε υψηλότερες συχνότητες θα περιόριζε μόνο την κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου, ενώ δε θα βελτίωνε τη δυναμική απόκριση.

Αρχικά εξετάστηκε η λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή θεωρώντας ομοιόμορφη σκίαση της φ/β συστοιχίας και ωμικό φορτίο στα άκρα του μετατροπέα αύψωσης. Υπό αυτές τις συνθήκες, τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που εκτελέστηκαν παρουσιάστηκαν στην ενότητα 5.2. Για απλοποίηση του μοντέλου, και χωρίς βλάβη της γενικότητας, η φ/β συστοιχία θεωρήθηκε ότι αποτελείται από ένα μόνο πλαίσιο. Αρχικά, η δυναμική συμπεριφορά του προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος αποτυπώθηκε στο σχήμα 5.10, όπου εξετάστηκε η απόκριση της τάσεως του φ/β πλαισίου σε μια βηματική μεταβολή της αναφοράς. Προκύπτει ότι η τάση σταθεροποιείται σε περίπου 2ms, δηλαδή σχεδόν τέσσερις φορές πιο γρήγορα απ' ό,τι στην περίπτωση που χρησιμοποιείται απλό στάδιο PWM (σχήμα 5.11).

Στα σχήματα 5.12, 5.16, 5.17 και 5.18 παρουσιάστηκε η συμπεριφορά του FS-MPC όταν καλείται να λειτουργήσει υπό εξαιρετικά γρήγορες μεταβολές της ηλιακής ακτινοβολίας. Εξετάστηκαν τέσσερις διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας, όπου το επίπεδο της ακτινοβολίας μειώθηκε σε πολύ υψηλούς ρυθμούς. Τα αποτελέσματα ανέδειξαν την ικανότητα του συστήματος, όταν ελέγχεται από τον προβλεπτικό ελεγκτή, να ανταποκρίνεται ταχύτατα και με ιδιαίτερη αποτελεσματικότητα στις μεταβολές, ακόμα και όταν αυτές αφορούν σε ακαριαία πτώση κατά 75% του επιπέδου της προσπίπτουσας ακτινοβολίας. Αντίθετα, η φ/β τάση και το ρεύμα πηνίου στην περίπτωση του απλού PWM-PI ελεγκτή ταλαντώνονται για μεγάλο χρονικό διάστημα μέχρι να σταθεροποιηθούν και να αρχίσουν να ακολουθούν ξανά το σημείο μέγιστης ισχύος.

Η συμπεριφορά του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος σε μια πιο ομαλή μεταβολή της ακτινοβολίας παρουσιάστηκε στο σχήμα 5.15. Όπως αναμενόταν, ο MPPT ακολούθησε τη μεταβολή, και ανίχνευσε το σωστό σημείο μέγιστης ισχύος.

Τα διαγράμματα Bode ανοιχτού (σχήμα 4.13) και κλειστού (σχήμα 4.12) βρόχου επιβεβαίωσαν την ευστάθεια του συστήματος. Η επιλογή των κερδών (αναλογικού και ολοκληρωτικού) του ελεγκτή PI στον εξωτερικό βρόχο ελέγχου, προσέδωσαν στο σύστημα άπειρο περιθώριο κέρδους και 65.2° περιθώριο φάσης.

Αξίζει να σημειωθεί ότι ο έλεγχος μέσω του προβλεπτικού ελεγκτή καθιστά τη δυναμική του συστήματος ανεξάρτητη από τη διαφορική αντίσταση της φ/β

συστοιχίας, και σύμφωνα με την (4.31), οι επιδόσεις του δε μεταβάλλονται με τις συνθήκες λειτουργίας, ενώ είναι ανεξάρτητες από το είδος, το μέγεθος και τα χαρακτηριστικά της εκάστοτε φ/β συστοιχίας.

Στις φωτοβολταϊκές διατάξεις συνηθίζεται να συνδέονται δύο βαθμίδες μετατροπέων όπου η μία πραγματοποιεί την ανίχνευση του MPP και η άλλη διατηρεί σταθερή την τάση στον DC ζυγό, ανεξάρτητα από το ποια από τις δύο αναλαμβάνει την πρώτη και ποια τη δεύτερη λειτουργία. Έτσι, η λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή θεωρώντας ανομοιόμορφη σκίαση της φ/β συστοιχίας εξετάστηκε αφού πρώτα το σύστημα διασυνδέθηκε μέσω μονοφασικού SPWM αντιστροφέα πηγής τάσης στο δίκτυο. Αξίζει να σημειωθεί ότι η πρώτη υλοποίηση με ωμικό φορτίο αυξάνει τη δυσκολία ως προς την υλοποίηση του ελεγκτή καθώς η τάση εξόδου του DC/DC μετατροπέα διαρκώς μεταβάλλεται. Με την προσθήκη του αντιστροφέα η τάση στο DC ζυγό λαμβάνει σταθερή μέση τιμή.

Για την ανίχνευση του πραγματικού σημείου μέγιστης ισχύος παρουσιάστηκαν και συγκρίθηκαν τρεις διαφορετικές τεχνικές. Η πρώτη αφορά στην πιο απλή και συνηθισμένη εκδοχή, που συναντάται συχνά στη βιβλιογραφία και σε εμπορικές εφαρμογές. Η λογική της είναι ιδιαίτερα απλή: χρησιμοποιώντας σταθερό βήμα σαρώνεται ολόκληρη η P-V χαρακτηριστική καμπύλη αναζητώντας το σημείο λειτουργίας που επιτρέπει την εκμετάλλευση της μέγιστης ισχύος. Η μέθοδος αυτή είναι αρκετά αποτελεσματική, ωστόσο όπως φαίνεται στο σχήμα 6.16 είναι σχετικά αργή καθώς η σάρωση διαρκεί περίπου 1.25 δευτερόλεπτα. Η δεύτερη μέθοδος εκφράζει μια βελτιωμένη εκδοχή της πρώτης, με τη διαφορά ότι εκμεταλλεύεται τη γεωμετρία της I-V χαρακτηριστικής και χρησιμοποιώντας ένα σύνολο βοηθητικών καμπυλών, καταφέρνει να μειώσει τον αριθμό των σημείων που ελέγχονται (σχήμα 6.19), και προφανώς τον απαιτούμενο χρόνο σάρωσης (0.63 δευτερόλεπτα). Η τρίτη στηρίζει τη λειτουργία της σε ορισμένες κρίσιμες παρατηρήσεις που προέκυψαν έπειτα από μελέτη των χαρακτηριστικών διάφορων φ/β συστοιχιών. Υπό περιπτώσεις μπορεί να είναι αρκετά γρήγορη, ωστόσο δε λαμβάνει υπ' όψιν της τη φθορά της φ/β συστοιχίας και την πιθανή αλλοίωση των χαρακτηριστικών της (πχ της τάσης ανοιχτοκύκλωσης).

Η βελτιωμένη μέθοδος σάρωσης φαίνεται να υπερτερεί έναντι και των δύο άλλων τεχνικών, αλλά και πολλών ακόμα που δεν παρουσιάστηκαν για λόγους οικονομίας. Όπως φαίνεται στο σχήμα 6.20, ο συνδυασμός της με τον FS-MPC, παρέχει στο σύστημα ελέγχου τη δυνατότητα ανίχνευσης του πραγματικού MPP σε

χρόνο πολύ μικρότερο από ότι σε ένα τυπικό ελεγκτή, καθώς η σάρωση στο παράδειγμα που εξετάστηκε ολοκληρώθηκε σε 0.2 μόλις δευτερόλεπτα. Η χρήση ενός τέτοιου ελεγκτή μπορεί να οδηγήσει σε σημαντική αύξηση της παραγόμενης ενέργειας σε βάθος χρόνου, ιδιαίτερα σε περιπτώσεις όπου η φ/β συστοιχία είναι εγκατεστημένη σε περιοχές με συχνά φαινόμενα ανομοιόμορφης σκίασης, η οποία μπορεί να οφείλεται σε γειτονικά κτήρια, δέντρα, στύλους της ΔΕΗ κ.α.

Η χρησιμοποίηση του αντιστροφέα ανέδειξε ένα ακόμα στοιχείο της προτεινόμενης τεχνικής ελέγχου, το οποίο αφορά στην απόρριψη των ταλαντώσεων συχνότητας 100Hz (δηλαδή διπλάσια συχνότητα από το δίκτυο). Δηλαδή, ο θόρυβος συχνότητας 100Hz που προέρχεται από το δίκτυο απορροφάται με επιτυχία από τον ηλεκτρολυτικό πυκνωτή που είναι συνδεδεμένος στην έξοδο του DC/DC μετατροπέα (σχήματα 6.16-6.18c), και δεν εμφανίζεται στην τάση της φ/β συστοιχίας, διευκολύνοντας τον MPPT έλεγχο.

Ωστόσο, ο έλεγχος μέσω του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή παρουσιάζει και ορισμένα μειονεκτήματα, τα οποία είναι ανάγκη να συνεκτιμηθούν πριν αποφασιστεί η εφαρμογή του. Στο σχήμα 5.19 αποτυπώνεται το βασικό μειονέκτημα που παρουσιάζει ο FS-MPC. Το ρεύμα πηνίου του μετατροπέα είναι αρκετά «απλωμένο» στο πεδίο των συχνοτήτων, γεγονός που οφείλεται στη μεταβλητή συχνότητα που εισάγει ο διακριτός μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος.

Ένα δεύτερο στοιχείο διαφοροποίησης από την προσέγγιση με τη διαμόρφωση εύρους παλμών είναι η ανάγκη για χρησιμοποίηση περισσότερων μετρητικών οργάνων. Αρχικά φαίνεται ότι απαιτούνται δύο επιπρόσθετα όργανα μέτρησης, ένα για την τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης και ένα για το ρεύμα του πηνίου. Παρ' όλα αυτά, εάν χρησιμοποιηθεί η απλή διάταξη δύο σταδίων του σχήματος 6.11 για διασυνδεδεμένη λειτουργία, η τάση στο DC ζυγό θα πρέπει έτσι και αλλιώς να είναι γνωστή ώστε μέσω του αντιστροφέα να διατηρείται σταθερή.

Με την ολοκλήρωση της εργασίας τα κυριότερα συμπεράσματα που προέκυψαν ανακεφαλαιώνονται ως εξής:

- Η ευρωστία, η γρήγορη απόκριση και η ακρίβεια του προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος που αναπτύχθηκε τον καθιστούν κατάλληλο για εφαρμογές στις οποίες εμφανίζονται ραγδαία μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες, με χαρακτηριστικό παράδειγμα την ενσωμάτωση φ/β σε κινούμενα οχήματα.

- Επίσης, ο συνδυασμός του προβλεπτικού ελεγκτή με μια αποδοτική μέθοδο ανίχνευσης του παγκόσμιου σημείου μέγιστης ισχύος μπορεί να συμβάλλει σημαντικά στη μείωση των απωλειών που οφείλονται στη μερική σκίαση της φ/β συστοιχίας.

Στον πίνακα που ακολουθεί συνοψίζονται τα βασικά πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου όταν εφαρμόζεται σε σύστημα ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος μιας φ/β συστοιχίας.

ΠΙΝΑΚΑΣ 7.1
ΒΑΣΙΚΑ ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ-ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ FS-MPC ΓΙΑ ΤΟΝ MPPT
ΕΛΕΓΧΟ

Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Εξαιρετική δυναμική συμπεριφορά.	Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα.
Πολύ απλός αλγόριθμος ελέγχου.	Αυξημένες απαιτήσεις για υπολογιστική ικανότητα
Δυναμική συστήματος ανεξάρτητη από διαφορική αντίσταση φ/β συστοιχίας.	μικροεπεξεργαστή.
Απόκριση ανεξάρτητη από είδος, μέγεθος, και χαρακτηριστικά φ/β συστοιχίας.	Ανάγκη χρησιμοποίησης περισσότερων οργάνων μέτρησης.
Δυνατότητα απόρριψης θορύβου συχνότητας 100Hz.	

7.2 ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ

Τα κύρια σημεία συνεισφοράς της διπλωματικής εργασίας στην επιστημονική έρευνα συνοψίζονται ως εξής:

- Ανάπτυξη διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή σε σύστημα ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος λειτουργίας φωτοβολταϊκής συστοιχίας.
- Αξιολόγηση της λειτουργίας του διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή σε ταχέως μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες και σύγκριση με τη συμβατική προσέγγιση συστήματος MPPT που εφαρμόζει ελεγκτή PI και διαμορφωτή εύρους παλμών (PWM).

- Εφαρμογή τριών διαφορετικών αλγορίθμων ανάχνευσης του παγκόσμιου σημείου μέγιστης ισχύος (G-MPPT) στο προτεινόμενο σύστημα ελέγχου και αξιολόγησή τους σε συνθήκες μερικής σκίασης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.

7.3 ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΑ ΘΕΜΑΤΑ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ

Με την ολοκλήρωση της εργασίας αναδείχθηκαν τα παρακάτω σημεία που μπορούν να αποτελέσουν αντικείμενο μελλοντικής έρευνας:

- Τροποποίηση του προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος για επίτευξη σταθερής διακοπτικής συχνότητας.
- Πειραματική επιβεβαίωση της αποδοτικής λειτουργίας συστήματος ελέγχου που χρησιμοποιεί τον προβλεπτικό ελεγκτή και μέθοδο ανάχνευσης του πραγματικού σημείου μέγιστης ισχύος διερευνώντας μια σειρά από περιπτώσεις ανομοιόμορφης σκίασης της φ/β συστοιχίας.

Βιβλιογραφία

- [1] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics*. New York: Academic, 2002.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics*, 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley, 1995.
- [3] A. Linder, *Modellbasierte Prädiktivregelung in Der Antriebstechnik*, Ph.D. dissertation, Wuppertal Univ., Wuppertal, Germany, 2005.
- [4] 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.
- [5] J. H. Lee, *Model Predictive Control: Review of the Three Decades of Development*, *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 9, no. 3, pp. 415–424, 2011.
- [6] E. F. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*. New York: Springer-Verlag, 1999.
- [7] J. M. Maciejowski, *Predictive Control With Constraints*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2002.
- [8] R. P. Aguilera, *Finite-Control-Set Model Predictive Control With Improved Steady-State Performance*, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 658-667, 2013.
- [9] R. P. Aguilera and D. E. Quevedo, *Capacitor voltage estimation for predictive control algorithm of flying capacitor converters*, in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, Melbourne, Australia, Feb. 2009, pp. 1–6.
- [10] J. Rodriguez, *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.

- [11] P. Kakosimos, A. Kladas, S. Manias, *Fast Photovoltaic System Voltage or Current Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, In Press.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] A. Pandey, N. DasGupta, A.K Mukerjee, *Design Issues in Implementing MPPT for Improved Tracking and Dynamic Performance*, IEEE Industrial Electronics, in Proc. IEEE IECON 2006, pp.4387-4391, 2006.
- [15] Liu, S.; Dougal, R.A.: *Dynamic Multiphysics Model for Solar Array*, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 17, No. 2, June 2002, pp. 285-294.
- [16] M. A. S. 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 Conversion, vol. 17, no. 4, pp. 514–522, Dec. 2002.
- [17] Xiao, W and Dunford, G and Palmer, PR and Cape, A (2007) *Regulation of photovoltaic voltage*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54. pp. 1365-1374.
- [18] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, and M. E. Salgado, *Control System Design*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2001.
- [19] V. Agarwal and A. Vishwakarma, *A Comparative Study of PWM Schemes for Grid Connected PV Cell*, Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference, pp. 1769 – 1775.
- [20] Huynh, P. and Cho, B.H., *Design and analysis of a microprocessor controlled peak-power-tracking system for solar cell arrays*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Volume 32, Issue 1, Jan. 1996, pp.182 – 190.

- [21] W. Xiao and W. G. Dunford, *A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems*, in Proc. 35th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 2004, pp. 1957–1963.
- [22] T. Esram, and P. L. Chapman, *Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques*, IEEE transactions on energy conversion, vol. 22, no. 2, june 2007.
- [23] N. Kasa, T. Iida, and L. Chen, *Flyback inverter controlled by sensorless current MPPT for photovoltaic power system*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 4, pp. 1145–1152, Aug. 2005.
- [24] C.-Y. Won, D.-H. Kim, S.-C. Kim, W.-S. Kim, and H.-S. Kim, *A new maximum power point tracker of photovoltaic arrays using fuzzy controller*, in Proc. 25th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1994, pp. 396–403.
- [25] T. Hiyama, S. Kouzuma, and T. Imakubo, *Identification of optimal operating point of PV modules using neural network for real time maximum power tracking control*, IEEE Trans. Energy Convers., vol. 10, no. 2, pp. 360–367, Jun. 1995.
- [26] P. Midya, P. T. Krein, R. J. Turnbull, R. Reppa, and J. Kimball, *Dynamic maximum power point tracker for photovoltaic applications*, in Proc. 27th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1996, pp. 1710–1716.
- [27] M. Bodur and M. Ermis, *Maximum power point tracking for low power photovoltaic solar panels*, in Proc. 7th Mediterranean Electrotechnical Conf., 1994, pp. 758–761.
- [28] T. Kitano, M. Matsui, and D.-h. Xu, *Power sensor-less MPPT control scheme utilizing power balance at DC link-system design to ensure stability and response*, in Proc. 27th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., 2001, pp. 1309–1314.
- [29] D. Shmilovitz, *On the control of photovoltaic maximum power point tracker via output parameters*, in IEE Proc. Elect. Power Appl., 2005, pp. 239–248.
- [30] R. Bhide and S. R. Bhat, *Modular power conditioning unit for photovoltaic applications*, in Proc. 23rd Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1992, pp. 708–713.

- [31] H. Sugimoto and H. Dong, *A new scheme for maximum photovoltaic power tracking control*, in Proc. Power Convers. Conf., 1997, pp. 691–696.
- [32] M. Trova, “Top 5 performers in PHOTON inverter tests,” presented at the Photon’s 1st PV Inverter Conf., Stuttgart, Germany, Apr. 2010.
- [33] 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.
- [34] C. T. Pan, J. Y. Chen, C. P. Chu and Y. S. Huang, *A fast maximum power point tracker for photovoltaic power systems*, in Proc. 25th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., 1999, pp. 390–393.
- [35] P. C. M. de Carvalho, R. S. T. Pontes, D. S. Oliveira, Jr., D. B. Riffel, R. G. V. de Oliveira, and S. B. Mesquita, *Control method of a photovoltaic powered reverse osmosis plant without batteries based on maximum power point tracking*, in Proc. IEEE/PES Transmiss. Distrib. Conf. Expo.: Latin America, 2004, pp. 137–142.
- [36] H. P. Desai, and H. K. Patel, *Maximum Power Point Algorithm in PV Generation: An Overview*, *Power Electronics and Drive Systems*, 2007. PEDS '07. 7th International Conference, pp. 624 - 630.
- [37] N. Mohan et al., *Power Electronics-Converters, Applications and Design*. New York: Wiley, 1989.
- [38] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, N. C. Voulgaris, *Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system*, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 16, No. 1, January 2001.
- [39] M. Salhi, R. El-Bachtiri, *A Maximum Power Point Tracking Photovoltaic System using a Proportional Integral Regulator*, *Science Academy Transactions on Renewable Energy Systems Engineering and Technology*, Vol.1, No. 2, June 2011.
- [40] R. Ramaprabha, B.Mathur,M.Murthy, and S.Madhumitha, *New configuration of solar photovoltaic array to address partial shaded conditions*, in Proc. 3rd Int. Conf. Emerging Trends Eng. Technol., 2010, pp. 328–333.

- [41] G. Petrone, G. Spagnuolo, R. Teodorescu, M. Veerachary, and M. Vitelli, *Reliability issues in photovoltaic power processing systems*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 7, pp. 2569–2580, Jul. 2008.
- [42] G. Escobar, C.N.M Ho, S. Pattersson, *Maximum power point searching method for partial shaded PV strings*, in 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, pp. 5726-5731.
- [43] 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.
- [44] E. Koutroulis, F. Blaabjerg, *A New Technique for Tracking the Global Maximum Power Point of PV Arrays Operating Under Partial-Shading Conditions*, IEEE Journal of Photovoltaics, vol. 2, pp. 184-190, April 2012.
- [45] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C. Andres Ramos-Paja, G. Spagnuolo, M. Vitelli, *A fast current-based MPPT technique employing sliding mode control*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, pp. 1168-1178, March 2013.
- [46] 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.
- [47] Femia N, Petrone G, Spagnuolo G, Vitelli M. *A technique for improving P&O mppt performances of double stage grid-connected photovoltaic systems*. IEEE Trans Ind Electron 2009;56(11):4473–82.
- [48] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hshino, and M. Osakada, “*Maximum photovoltaic power tracking: An algorithm for rapidly changing atmospheric conditions*,” Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 142, no. 1, pp. 59–64, Jan. 1995.
- [49] R. Ramaprabha, B. Mathur, A. Ravi, and S. Aventhika, “*Modified Fibonacci search based MPPT scheme for SPVA under partial shaded conditions*,” in Proc. 3rd Int. Conf. Emerging Trends Eng. Technol., 2010, pp. 379–384.

[50] M. Miyatake, M. Veerachary, F. Toriumi, N. Fujii, and H. Ko, “*Maximum power point tracking of multiple photovoltaic arrays: A PSO approach,*” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 47, no. 1, pp. 367–380, Jan. 2011.

Παράρτημα 1

Φυλλάδιο δεδομένων φωτοβολταϊκού πλαισίου Sharp NE-Q5E3E.

Technische Daten

Zelle	Polykristalline (125,5 mm) ² Silizium-Solarzellen
Zellenzahl und -verschaltung	72 in Serie
Einsatzbereich	24-V-Gleichspannungssystem
Maximale Systemspannung	1.000 V DC
Absicherung für Serie	10 A
Maximale Leistung	156,8 W (Min.)
Abmessungen	1.575 x 826 x 46 mm
Gewicht	17 kg
Anschlusstyp	Kabel mit Steckanschluss

Absolute Maximalwerte

Parameter	Nennwert	Einheit
Betriebstemperatur	-40 bis +90	°C
Lagerungstemperatur	-40 bis +90	°C
Dielektrische Spannungsfestigkeit	max. 2.200	V DC

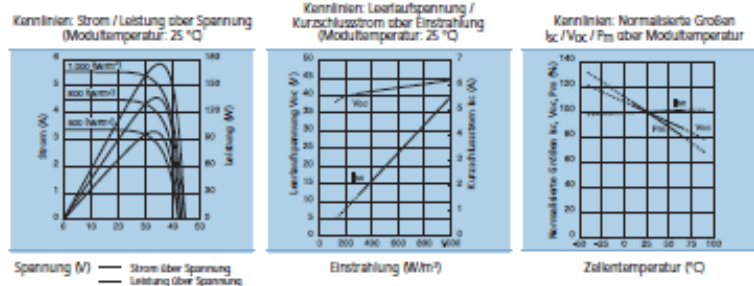
Temperatur-Koeffizienten

αP_m	-0,485 % / °C
αI_{sc}	+0,053 % / °C
αV_{oc}	-156 mV / °C

Elektro-optische Eigenschaften

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Einheit	Bedingungen
Leerlaufspannung	V_{oc}	–	43,1	V	
Spannung bei maximaler Leistung	V_{pm}	–	34,6	V	Einstrahlung:
Kurzschlussstrom	I_{sc}	–	5,46	A	1.000 W/m ²
Strom bei maximaler Leistung	I_{pm}	–	4,77	A	
Maximale Leistung	P_m	156,8	165,0	W	Modultemperatur:
Wirkungsgrad gekapselte Solarzelle	η_{lc}	–	14,6	%	25 °C
Wirkungsgrad Modul	η_m	–	12,7	%	

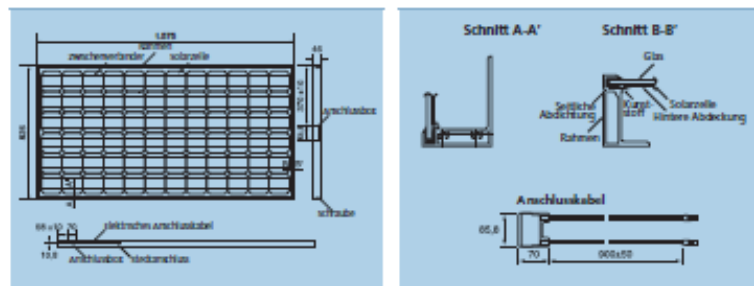
Kennlinien



Einsatzbereiche

- Netzgekoppelte Wohnhausanlagen
- Bürogebäude
- Solarkraftwerke
- Solardörler
- Villen, Berghütten
- Pumpen
- Beleuchtungseinrichtungen
- Verkehrszeichen
- Funk-Relaisstationen
- Signalbojen
- Telemetriesysteme
- Telekommunikationssysteme

Aussenabmessungen

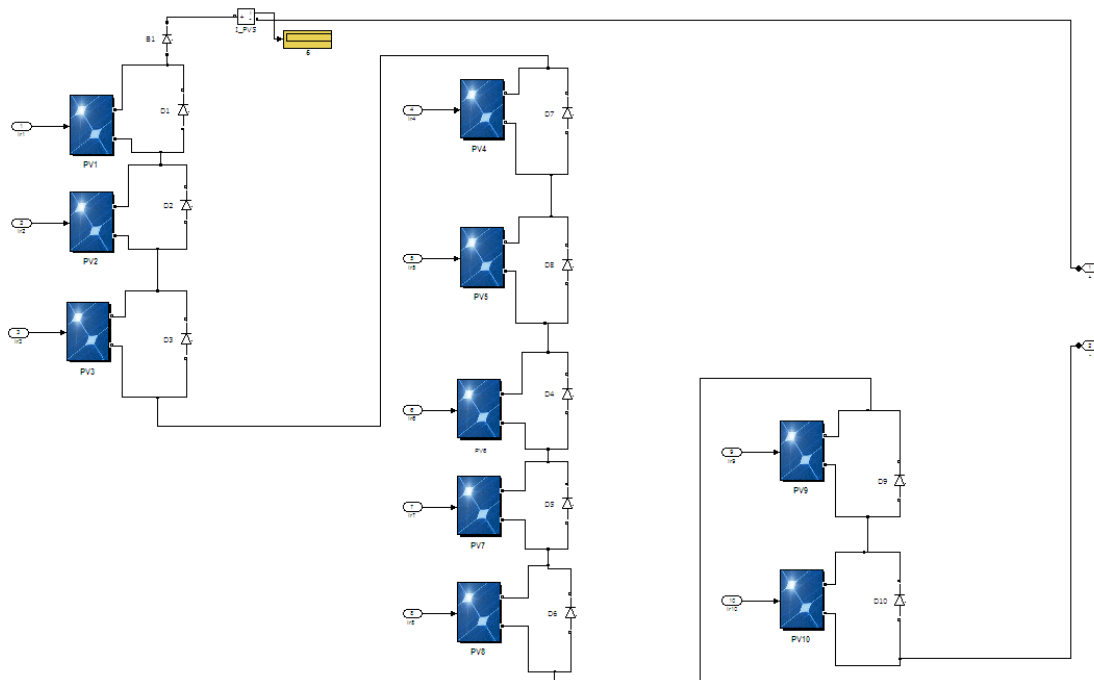


Sharp übernimmt keine Verantwortung für Schäden an Geräten, die anhand von nicht durch technische Datenblätter abgesicherten Informationen aus Katalogen, Datenbüchern etc. mit Sharp-Produkten bestückt wurden. Bitte fordern Sie vor der Verwendung von Sharp-Produkten die aktuellsten Datenblätter von Sharp an.

Änderungen der technischen Daten sind ohne vorherige Ankündigung möglich.

Παράρτημα 2

Για την εξέταση της συμπεριφοράς του φ/β συστήματος σε συνθήκες μερικής σκίασης συνδέθηκαν δέκα φ/β πλαίσια, το μοντέλο των οποίων δόθηκε στο σχήμα 5.2, σε σειρά. Το μοντέλο της φ/β συστοιχίας παρουσιάζεται στο σχήμα 1 που ακολουθεί.



Σχήμα 1: Μοντέλο φωτοβολταϊκής συστοιχίας για την εξέταση της συμπεριφοράς του φ/β συστήματος υπό συνθήκες μερικής σκίασης.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι τρεις διαφορετικοί αλγόριθμοι ανίχνευσης του παγκόσμιου σημείου μέγιστης ισχύος που ελέγχθηκαν στην ενότητα 6.3. Και οι τρεις ενσωματώθηκαν στο μοντέλο του σχήματος 5.7.

- Αλγόριθμος Υλοποίησης Απλής Μεθόδου Σάρωσης.

```
function vref = MPPT(Enabled,timer_interrupt, vpv, ipv)
```

```
Nsm=10; %αριθμός φ/β πλαισίων συνδεδεμένων σε σειρά  
Voc=43.1; %Τάση ανοιχτοκύκλωσης ενός φ/β πλαισίου  
P= vpv*ipv;  
Vmin=0.6*Voc;  
Vmax=0.9*Voc*Nsm;
```

```
persistent vsearch Pm Vm finished vold Pold vrefold k start;
```

```
if isempty(vsearch)  
vsearch=Vmin; finished=1;  
Pm=0; Vm=0;  
start=1; k=0;
```

```

vold=0; Pold=0;
vrefold=0;
end
if timer_interrupt==1 || finished==0
finished=0;
if (vsearch <= Vmax)
vref = vsearch;
if P >= Pm
Pm = P;
Vm = vpv;
end
vsearch = vsearch + 2;      %Η αναζήτηση γίνεται με βήμα 2V
else
vref = vrefold;
vsearch=Vmin;
finished=1;
k=1;
end
else
if k==1
vref = Vm;
if abs(vpv-Vm)<0.2
k=0;
end
else
Vm=0; Pm=0;
%Απλός P&O
dV= vpv - vold;
dP= P - Pold;
c=0.1;
if dP ~= 0 && Enabled ~=0
if dP < 0
if dV < 0
vref=vpv+c;
else
vref=vpv-c;
end
else
if dV < 0
vref=vpv-c;
else
vref=vpv+c;
end
end
else
vref=vrefold;
end
end
end
end
%Αρχικοποίηση MPPT
if start==1
vref=0.8*Voc*Nsm;
if (vpv<vref+0.2) && (vpv>vref-0.2)
start=0;
end
end
%Ενημέρωση μεταβλητών
vrefold = vref;
vold=vpv;
Pold=P;

```

- Αλγόριθμος Υλοποίησης Βελτιωμένης Μεθόδου Σάρωσης (μέθοδος G-MPPS).

```

function vref = MPPT(vpv, ipv, Enabled, timer_interrupt)
Nsm=10;
Voc=43.1;           %Του ενός φ/β πλαισίου
persistent Vold Pold searchroutine Vmpp Pmpp initialize second vrefold vn y
if isempty(Vold)
Vold=0; Pold=0; searchroutine=0; Vmpp=0; Pmpp=0; initialize=0; second=0; vrefold=0; vn=0; y=0;
end
dV= vpv-Vold;
Vmin=141.3;
Vmax=0.9*Voc*Nsm;
P=vpv*ipv;
dP=P-Pold;
if Enabled ==1
if searchroutine ==1 && (initialize ==1 || second ==1)
vref = Vmin;
if initialize==1
second=1;
else
second=0;
end
initialize = 0;
vrefold = vref;
y=1;
return
end
if y==1
Vmpp = vpv;
Pmpp = P;
y=0;
end
if searchroutine ==1
if P>Pmpp
Vmpp=vpv;
Pmpp=P;
vref=vrefold+2;
else
vn=Pmpp/ipv;
if vn<vrefold+2;
vref=vrefold+2;
else
vref=vn;
end
end
end

if vref<Vmax
Pold=P;
Vold=vpv;
vrefold=vref;
return
else
vref=Vmpp;
searchroutine=0;
Pold=P;
Vold=vpv;
vrefold=vref;
return
end
end
end

```



```

% P&O algorithm
step=0.1;
if dP < 0
    if dV < 0
        vref=vrefold+step;
    else
        vref=vrefold-step;
    end
else
    if dV < 0
        vref=vrefold-step;
    else
        vref=vrefold+step;
    end
end
% Call Searchroutine
if timer_interrupt==1
    searchroutine=1;
    initialize=1;
end

else
    vref=0.8*Voc*Nsm;
end
%Ενημέρωση μεταβλητών
vrefold=vref;
Vold=vpv;
Pold=P;

```

- Αλγόριθμος Υλοποίησης Εμπειρικής Μεθόδου.

```
function vref = MPPT(vpv, ipv, Enabled, timer_interrupt)
```

```

Nsm=10;
Npm=1;
Voc=43.1;
Pmax_module = 165;

```

```

persistent flag Pmax_last Vm_last Pmax_new Vm_new mainProgram GPtrack POsubroutine P1 a y V1
Pold b Vtemp Vold iold i vrefold d flag1
persistent once x

```

```

if isempty(flag)
    flag=0; Pmax_last=0; Vm_last=0; Pmax_new=0; Vm_new=0; mainProgram=1; GPtrack=0;
    POsubroutine=0; P1=0; a=0; y=0; V1=0; Pold=0; b=0;
    Vtemp=0; Vold=0; iold=0; i=1; vrefold=0; d=0; flag1=0; once=0; x=0;
end

```

```

dPcrit=32;
dPtol=0.05*100*Nsm*Npm*Pmax_module;
dV= vpv-Vold;
di=ipv-iold;
Vmin=141.3;
Vmax=0.9*Voc*Nsm;
Ppv=vpv*ipv;
dP=Ppv-Pold;

```

```
if Enabled ==1
```

```

DVlarge=0.8*Voc; % 60-70% Voc_module

if mainProgram==1 && y==0 %% όταν ο P&O εκτελείται κανονικά το DVsmall %είναι 0.1, όταν
λειτουργεί αμέσως μετά τη μερική
    DVsmall=0.1; %% σκίαση ή το timer_interrupt είναι 1 ή 2 για να %βρει γρήγορα το
πρώτο τοπικό μέγιστο.
else
    DVsmall=2;
end

if mainProgram==1
    if (dP < -dPcrit && (abs(vpv-Vold) < 1)) || timer_interrupt==1
        y=1;
        x=1;
    end

    if d==1
        vref=vrefold;
        if (vpv==vref) || ((vpv>vref-0.1) && (vpv<vref+0.1))
            d=0;
        end
        Vold=vpv;
        iold=ipv;
        Pold=Ppv;
        vrefold=vref;
        return
    end

    % Απλός P&O αλγόριθμος
    if dP < 0
        if dV < 0
            vref=vrefold+DVsmall;
        else
            vref=vrefold-DVsmall;
        end
    else
        if dV < 0
            vref=vrefold-DVsmall;
        else
            vref=vrefold+DVsmall;
        end
    end

    if once==1
        if y==1 && vref>vrefold
            flag1=1;
        else
            if y==1 && vref<vrefold
                flag1=-1;
            end
        end
        once=0;
        x=0;
    end

    if ((di/dV > -(ipv/vpv) - 0.01) && (di/dV < -(ipv/vpv) +0.01)) && ((flag1==1 && vrefold<vref) ||
(flag1==1 && vrefold>vref))
        flag=1;
        Pmax_last=Ppv;
        Vm_last=vpv;
    end
end

```

```

    if y==1
to timer_interrupt=1 και
        y=0;
ικανοποιούνται όταν y=1
        GPtrack=1;
        mainProgram=0;
        a=1;
    end
end

if x==1
    once=1;
end

elseif POsubroutine == 1

if dP < 0
    if dV < 0
        vref=vpv+DVsmall;
    else
        vref=vpv-DVsmall;
    end
else
    if dV < 0
        vref=vpv-DVsmall;
    else
        vref=vpv+DVsmall;
    end
end

if ((di/dV > -(ipv/vpv) - 0.05) && (di/dV < -(ipv/vpv) +0.05)) && ((flag==1 && vrefold<vref) ||
(flag== -1 && vrefold>vref))
    Pmax_new=Ppv;
    Vm_new=vpv;
    POsubroutine=0;
    GPtrack=1;
    if Pmax_new>Pmax_last
        i=1;
        Pmax_last=Pmax_new;
        Vm_last=Vm_new;
    else
        if flag== -1
            GPtrack=0;
            mainProgram=1;
            flag=1;
            Vold=vpv;
            iold=ipv;
            Pold=Ppv;
            vref=Vm_last;
            d=1;
            vrefold=vref;
            return
        else
            flag=-1;
            i=1;
            vref=Vm_last;
        end
    end
end
end

```

% Για να κληθεί η GPtrack πρέπει να έχει %γίνει η σκίαση ή
% να έχει βρεθεί το πρώτο τοπικό μέγιστο. %Και αυτά τα δύο

```

elseif GPtrack==1
    if a==1
        P1=Ppv;
        a=0;
    end
    if flag==1
        vref=Vm_last-i*DVlarge*flag;
    else
        vref=(Vm_last-i*DVlarge*flag);
    end

    Vtemp=vref;
    if (vpv==Vtemp) || ((vpv<Vtemp+1) && (vpv>Vtemp-1)) || vref<Vmin || vref>Vmax
        if abs(P1-Ppv) > dPtol
            GPtrack=0;
            mainProgram=1;
            flag=1;
            Vold=vpv;
            iold=ipv;
            Pold=Ppv;
            vrefold=vref;
            return
        else
            if flag==1
                if vref>Vmin
                    vref=vref+(0.5*(-flag));           %Προκαλώ μία μικρή διατάραξη: αν % flag=1, προς τα
αριστερά.
                end
                if b==0
                    b=1;
                    dPold=dP;
                    Vold=vpv;
                    iold=ipv;
                    Pold=Ppv;
                    V1=vpv;
                    P1=Ppv;
                    vrefold=vref;
                    return
                end
                dPdV = (Ppv-P1)/(vpv-V1);           % Υπολογισμός dP/dV
                b=0;
                if flag*dPdV <0
                    GPtrack=0;
                    POsubroutine=1;
                    dPold=dP;
                    Vold=vpv;
                    iold=ipv;
                    Pold=Ppv;
                    vrefold=vref;
                    return
                else
                    i=i+1;
                    dPold=dP;
                    Vold=vpv;
                    iold=ipv;
                    Pold=Ppv;
                    vrefold=vref;
                    return
                end
            else
                flag=-1;
            end
        end
    end
end

```

```

        i=1;
        b=0;
        vref=Vm_last;
    end
else
    if vref<Vmax
        δεξιά. vref=vref+(0.5*(-flag));           %% Προκαλώ μία μικρή διατάραξη: αν flag=-1, προς τα
    if b==0
        b=1;
        Vold=vpv;
        iold=ipv;
        Pold=Ppv;
        V1=vpv;
        P1=Ppv;
        vrefold=vref;
        return
    end
    dPdV = (Ppv-P1)/(vpv-V1);
    b=0;
    if flag*dPdV <0
        GPtrack=0;
        POsubroutine=1;
        Vold=vpv;
        iold=ipv;
        Pold=Ppv;
        vrefold=vref;
        return
    else
        i=i+1;
        Vold=vpv;
        iold=ipv;
        Pold=Ppv;
        vrefold=vref;
        return
    end
else
    GPtrack=0;
    mainProgram=1;
    flag=1;
    Vold=vpv;
    iold=ipv;
    Pold=Ppv;
    vref=Vm_last;
    d=1;
    vrefold=vref;
    return
end
end
end
end
else
    vref=380;
end

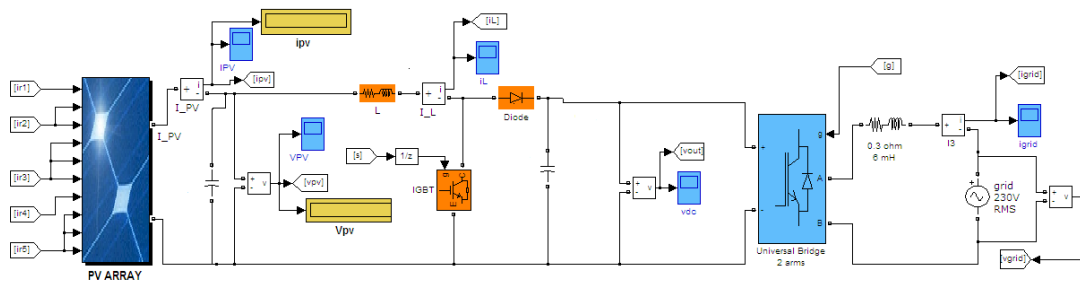
else
    vref=380;
end

Vold=vpv; iold=ipv; Pold=Ppv; vrefold=vref;

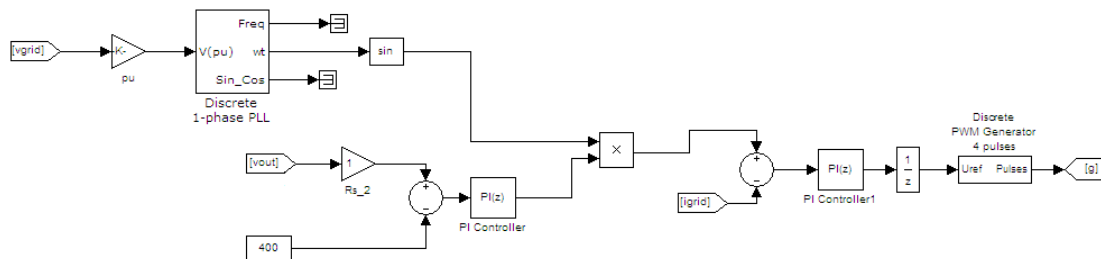
```

Παράρτημα 3

Για τη διασύνδεση με το δίκτυο χρησιμοποιήθηκε ένας πλήρους γέφυρας μονοφασικός SPWM αντιστροφέας πηγής τάσης (VSI). Το μοντέλο του πλήρους κυκλώματος ισχύος παρουσιάζεται στο σχήμα 2, ενώ στο σχήμα 3 φαίνεται το κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα πηγής τάσης.



Σχήμα 2: Μοντέλο πλήρους κυκλώματος ισχύος για τη διασύνδεση στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας.



Σχήμα 3: Μοντέλο κυκλώματος ελέγχου μονοφασικού SPWM αντιστροφέα πηγής τάσης.