



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

Σχεδίαση Συστήματος Διαχείρισης Φωτοβολταϊκής Γεννήτριας σε Ηλεκτρικό Όχημα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σπυρίδων-Πύρρος Α. Στάθης

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

Αθήνα, Οκτώβριος 2015



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

Σχεδίαση Συστήματος Διαχείρισης Φωτοβολταϊκής Γεννήτριας σε Ηλεκτρικό Όχημα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σπυρίδων - Πύρρος Α. Στάθης

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 29^η Οκτωβρίου 2015.

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Στέφανος Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Επικουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Οκτώβριος 2015

.....

Σπυρίδων - Πύρρος Α. Στάθης

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

Copyright © Σπυρίδων - Πύρρος Α. Στάθης, 2015

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.

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου κύριο Αντώνιο Κλαδά για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα, αλλά και για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε.

Ευχαριστώ, ιδιαιτέρως, τον Υποψήφιο Διδάκτορα κύριο Αθανάσιο Σαρηγιαννίδη, για την εξαιρετική και ευχάριστη συνεργασία, αλλά και για τις ποικίλες συμβουλές του σε όλη την πορεία της διπλωματικής εργασίας.

Τέλος, έχω ανάγκη να ευχαριστήσω την οικογένεια μου, για την πολύτιμη στήριξη, ηθική και οικονομική, που μου παρείχε για να ολοκληρώσω τις σπουδές μου.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία ασχολείται με την ανάπτυξη ενός γρήγορου και πλήρως ολοκληρωμένου ελεγκτή για την εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος, με σκοπό τον αποτελεσματικό έλεγχο ενός φωτοβολταϊκού (φ/β) συστήματος και τη μέγιστη παραγωγή ισχύος από τη φ/β συστοιχία, που είναι ενσωματωμένη στην οροφή ενός ηλεκτρικού οχήματος.

Για την εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος, συγκρίνονται δύο αλγόριθμοι, ο αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης και ο αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας, εφαρμόζοντας σταθερό και μεταβλητό βήμα για την προσαρμογή της τάσης της φ/β γεννήτριας. Αρχικά, η ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος εξετάζεται υπό συνθήκες ομοιόμορφης σκίασης. Στη συνέχεια, με τη χρήση του προτεινομένου τροποποιημένου αλγόριθμου Στοιχειώδους Αγωγιμότητας που υλοποιείται, επιτυγχάνεται ο εντοπισμός του σημείου μέγιστης ισχύος υπό συνθήκες μερικής σκίασης, συνθήκες κατά τις οποίες η εύρεση του βέλτιστου σημείου είναι αρκετά πιο δύσκολη.

Επίσης, αναπτύσσεται δυναμικό μοντέλο με τη χρήση του λογισμικού Simulink/Matlab, για την προσομοίωση του συνολικού συστήματος επικουρικής φόρτισης και για την αξιολόγηση των αλγορίθμων. Το σύστημα αυτό περιλαμβάνει τη φ/β συστοιχία ονομαστικής ισχύος 160W, τον μετατροπέα ΣΡ-ΣΡ (DC-DC) ανύψωσης τάσης τύπου flyback, τον αυτόματο ελεγκτή εύρεσης του Σημείου Μέγιστης Ισχύος (ΣΜΙ) και τη μπαταρία 250V, τύπου ιόντων Λιθίου. Η μελέτη των επιμέρους στοιχείων του συστήματος επικουρικής φόρτισης παρουσιάζεται αναλυτικά και δίνεται ιδιαίτερη βαρύτητα στη σχεδίασή τους, για την ορθή αξιολόγηση του συνολικού συστήματος.

Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, αναδεικνύεται ότι ο αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας με μεταβλητό βήμα τάσης, εντοπίζει το σημείο μέγιστης ισχύος με την εμφάνιση ελάχιστων ταλαντώσεων και με γρήγορη μεταβατική απόκριση σε συνθήκες ραγδαίας μεταβολής της ηλιακής ακτινοβολίας, και επομένως αποτελεί τη βέλτιστη επιλογή για τη συγκεκριμένη εφαρμογή.

Τέλος, υπολογίζεται η ετήσια ενεργειακή παραγωγή για το προτεινόμενο φωτοβολταϊκό σύστημα καθώς και η βελτίωση στην προσομοιωμένη αυτονομία του μικρού ηλεκτρικού οχήματος πόλης που εξετάζεται, εφαρμόζοντας τον βέλτιστο αλγόριθμο και χρησιμοποιώντας πραγματικά δεδομένα ηλιοφάνειας μαζί με ρεαλιστικά σενάρια οδήγησης.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Ηλεκτρικό όχημα, μετατροπέας flyback, στοιχειώδης αγωγιμότητα, ανίχνευση σημείου μέγιστης ισχύος, φωτοβολταϊκή γεννήτρια, τεχνική διαταραχής και παρατήρησης.

Abstract

This diploma thesis undertakes the development of a fast, fully integrated maximum power point tracker, for the efficient control of a photovoltaic (PV) system, incorporated into an electric vehicle roof.

For the function of maximum power point tracking, two algorithms are compared, based on the Perturb and Observe technique and the Incremental Conductance one, respectively, by employing fixed and adaptive voltage step for the adjustment of the PV generator voltage. In a first step, the maximum power point is tracked under uniform solar irradiance. In a next step, the maximum power point is tracked under partial shading conditions, by using a modified incremental conductance algorithm, when maximum power point detection is more difficult.

In addition, a dynamic model is developed, using Matlab/Simulink software, for the simulation of the entire PV system, comprising the PV generator of 160 Watt nominal output power, the flyback boost converter and the vehicle's battery pack, of LiFePO₄ type, and 250V voltage level. All components of the supplementary charging system are represented in detail, in order to ensure appropriate assessment of the performance of the proposed PV system.

The simulation results show that the proposed Incremental Conductance algorithm with adaptive voltage step, tracks the maximum power point with minimum oscillations and fast transient response under rapid irradiance changes, constituting the optimal choice for the specific implementation.

Finally, the energy production as well as the enhancement in simulated electric vehicle's driving autonomy, in yearly basis, for the proposed photovoltaic system employing the optimal algorithm is computed, based on measured solar irradiance data and realistic driving scenario.

KEY-WORDS

Electric vehicle, flyback converter, incremental conductance, maximum power point tracking, photovoltaic array, perturb and observe technique.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1.....	13
Εισαγωγή.....	13
1.1 Ηλεκτρικά Οχήματα.....	13
1.2 ΦωτοΒολταϊκά Συστήματα.....	14
1.3 Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας.....	18
1.4 Διάρθρωση Διπλωματικής Εργασίας.....	19
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2.....	21
Τεχνικές Ελέγχου για την Εύρεση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος υπό Συνθήκες Ομοιόμορφης Ηλιακής Ακτινοβολίας.....	21
2.1 Εισαγωγή.....	21
2.2 Τεχνικές Ελέγχου για την Εύρεση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος υπό Συνθήκες Ομοιόμορφης Ηλιακής Ακτινοβολίας.....	21
2.2.1 Αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης(Perturb and Observe).....	21
2.2.2 Αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας(Incremental Conductance).....	24
2.2.3 Αλγόριθμος Προσδιορισμού του Σημείου Μέγιστης Ισχύος ως Ποσοστό της Τάσης Ανοικτού Κυκλώματος V_{oc} (Open Voltage, OV).....	26
2.2.4 Αλγόριθμος Προσδιορισμού του Σημείου Μέγιστης Ισχύος ως Ποσοστό του Ρεύματος Βραχυκυκλώματος I_{sc} (Short Current, SC).....	26
2.2.5 Αλγόριθμος Ελέγχου με Ασαφή Λογική(Fuzzy Logic).....	27
2.2.6 Αλγόριθμος Νευρωνικών Δικτύων(Neural Networks)	29
2.2.7 Αλγόριθμος Σάρωσης Ρεύματος(Current Sweep).....	31
2.2.8 Αλγόριθμος DC Link Capacitor Droop Control(DC LCDC).....	32
2.2.9 Αλγόριθμος Deadbeat Προβλεπτικού Ελέγχου(Deadbeat Predictive Control).....	33
2.2.10 Σύγκριση των Αλγορίθμων Εύρεσης του Σημείου Μέγιστης Ισχύος.....	35
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3.....	37
Τεχνικές Ελέγχου για την Εύρεση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος υπό Συνθήκες Μερικής Σκίασης.....	37
3.1 Εισαγωγή.....	37
3.2 Φαινόμενο Μερικής Σκίασης.....	37
3.2.1 Ανάλυση Φαινομένου Μερικής Σκίασης σε εν Σειρά Συνδεδεμένα φ/β Κύτταρα.....	37
3.2.2 Φ/Β Πλαίσιο υπό Συνθήκες Μερικής Σκίασης.....	39
3.2.3 Επίδραση Διόδων Παράκαμψης στις Χαρακτηριστικές Καμπύλες των Φ/Β Κυττάρων.....	42

3.3 Τεχνικές Ελέγχου για την Εύρεση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος υπό Συνθήκες Μερικής Σκίασης.....	46
3.3.1 Γραμμική Εξίσωση Φορτίου (Load Line MPPT).....	46
3.3.2 Κλίση της Καμπύλης Ισχύος (Power Curve Slope).....	47
3.3.3 Τεχνική Αύξησης της Ισχύος (Power Increment Technique).....	47
3.3.4 Αναζήτηση Fibonacci (Fibonacci Search).....	48
3.3.5 Χωρισμός σε Ορθογώνια (Dividing Rectangles Technique).....	50
3.3.6 Particle Swarm Optimization (PSO).....	50
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.....	53
Μοντελοποίηση και Σχεδίαση του Συνολικού Συστήματος Επικουρικής Φόρτισης του Ηλεκτρικού Οχήματος.....	53
4.1 Εισαγωγή.....	53
4.2 Μοντελοποίηση Φωτοβολταϊκού Κυττάρου - Πλαισίου.....	54
4.3 Μοντελοποίηση DC - DC Μετατροπέα με μετασχηματιστή τύπου Flyback.....	56
4.4 Πηγή Ισχύος Ηλεκτροκίνητου οχήματος.....	69
4.5 Σύστημα Αυτομάτου Ελέγχου Φ/Β Γεννήτριας.....	70
4.5.1 Μεταβλητό Βήμα Μεταβολής της Τάσης Αναφοράς.....	70
4.5.2 Αλγόριθμοι Διαταραχής και Παρατήρησης και Στοιχειώδους Αγωγιμότητας για Ομοιόμορφη Σκίαση.....	71
4.5.3 Τροποποιημένος Αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας για Μη Ομοιόμορφη Σκίαση.....	74
4.5.4 Αυτόματος Ελεγκτής Μοντέλου Προσομοίωσης.....	79
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5.....	81
Προσομοίωση και Ενεργειακή Αξιολόγηση του Συνολικού Συστήματος Επικουρικής Φόρτισης.....	81
5.1 Εισαγωγή.....	81
5.2 Παράμετροι του Μοντέλου Επικουρικής Φόρτισης.....	81
5.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης.....	82
5.3.1 Αποτελέσματα Αλγορίθμων ΔΠ και ΣΑ υπό Ονομαστική Ηλιακή Ακτινοβολία.....	82
5.3.2 Αποτελέσματα Αλγορίθμων ΔΠ και ΣΑ υπό Διάφορες Μεταβολές Ηλιοφάνειας.....	87
5.3.3 Αποτελέσματα Βέλτιστου Αλγορίθμου ΣΑ υπό Συνθήκες Μερικής Σκίασης.....	92
5.3.4 Ενεργειακή Αξιολόγηση της Προτεινόμενης Φωτοβολταϊκής Διάταξη.....	95

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6.....	99
Συμπεράσματα.....	99
6.1 Εισαγωγή.....	99
6.2 Συμπεράσματα Εργασίας.....	100
6.3 Συμβολή Εργασίας.....	101
6.4 Προτεινόμενα Θέματα προς Μελέτη.....	101
Βιβλιογραφία.....	103
Παράρτημα.....	107

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Ηλεκτρικά Οχήματα

Περιβαλλοντικοί αλλά και οικονομικοί λόγοι έχουν οδηγήσει στη χρήση εναλλακτικών μορφών ενέργειας σε διάφορους τομείς της ανθρώπινης δραστηριότητας. Η αλόγιστη χρήση των υδρογονανθράκων, που βρίσκεται στα φυσικά αποθέματα του αργού πετρελαίου και του φυσικού αερίου, και η συνεχής αύξηση της τιμής του πετρελαίου είναι μερικοί από τους λόγους. Επιπλέον, οι μηχανές εσωτερικής καύσης, με τους αέριους ρύπους που εκπέμπουν, φέρουν μεγάλο μερίδιο ευθύνης για την επιδείνωση του φαινομένου του θερμοκηπίου, αυξάνοντας τη θερμοκρασία του πλανήτη. Συνεπώς, η αντικατάσταση τους μέσω διαφορετικών τύπων οχημάτων, στρέφει έντονα το ενδιαφέρον προς τα ηλεκτρικά οχήματα κίνησης.

Τα ηλεκτρικά οχήματα αποτελούν έναν φιλικό προς το περιβάλλον τρόπο μετακίνησης, μιας και οι εκπομπές διοξειδίου του άνθρακα στην ατμόσφαιρα είναι μηδενικές. Ο βαθμός απόδοσης είναι πολύ υψηλότερος σε σχέση με τους συμβατικούς κινητήρες, ενώ η ενέργεια που χρειάζεται για την ηλεκτροκίνηση μπορεί να προέλθει από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας. Η χρήση, επιπλέον, των ηλεκτρικών οχημάτων συντελεί στη βελτίωση της ζωής στην πόλη, αφού προκαλεί μηδενική ηχορύπανση. Το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα παρουσιάζει πλεονεκτήματα συγκριτικά με εκείνο των μηχανών εσωτερικής καύσης, όπως μεγαλύτερη επιτάχυνση, μικρότερο βάρος και μέγεθος, μεγαλύτερο εύρος ταχυτήτων και λιγότερη συντήρηση. Ταυτόχρονα, ο βαθμός απόδοσης του ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος είναι πολύ υψηλός, μιας και έχει τη δυνατότητα αντίστροφης λειτουργίας, παράγοντας ενέργεια κατά την επιβράδυνση σε κατηφορικό έδαφος ή κατά το φρενάρισμα (αναγεννητική πέδηση).

Ιστορικά, τα ηλεκτρικά οχήματα κάνουν την εμφάνισή τους στα μισά του 19ου αιώνα και αρχίζουν να κυριαρχούν στις αγορές. Οι ραγδαίες τεχνολογικές εξελίξεις στις μηχανές εσωτερικής καύσης και η σημαντική μείωση του πετρελαίου τα χρόνια που ακολούθησαν, έβαλε στο περιθώριο την ανάπτυξη των ηλεκτρικών οχημάτων.

Η περιορισμένη αυτονομία είναι ο κύριος λόγος που απέτρεψε τη διάδοση του ηλεκτρικού οχήματος. Παρά τη μεγάλη πρόοδο της τεχνολογίας των συσσωρευτών και το μεγάλο βαθμό απόδοσης των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, η απόσταση που μπορεί να διανύσει το ηλεκτρικό αυτοκίνητο μέχρι την επόμενη φόρτιση τους είναι περιορισμένη. Επίσης, ο χρόνος φόρτισης των συσσωρευτών είναι μεγάλος (από 1 έως 8 ώρες), ενώ απαιτεί τη δαπανηρή εγκατάσταση ειδικά διαμορφωμένων υποδομών του δικτύου παροχής ηλεκτρικής ενέργειας. Το βάρος και το κόστος των μπαταριών είναι υψηλό, ενώ είναι αναγκαία και η αντικατάστασή τους μετά από ορισμένους κύκλους φόρτισης.

Αν και τα ήδη υπάρχοντα ηλεκτρικά οχήματα είναι πιο φιλικά προς το περιβάλλον από τα συμβατικά οχήματα, ακόμα και αν ληφθεί υπό όψιν η μόλυνση που προξενείται από την ηλεκτρική ενέργεια που χρησιμοποιείται για την φόρτιση τους, οι αυτοκινητοβιομηχανίες στρέφουν το ενδιαφέρον τους, σε ακόμα πιο φιλικές προς το περιβάλλον και αποδοτικές τεχνολογίες. Μια τέτοια τεχνολογία είναι η χρήση φωτοβολταϊκών (φ/β) πλαισίων στην οροφή του ηλεκτρικού οχήματος, η οποία σε συνδυασμό με προηγμένους αλγορίθμους ελέγχου και αποδοτικούς DC - DC μετατροπείς, δύναται να βελτιώσει την αυτονομία του οχήματος [44].

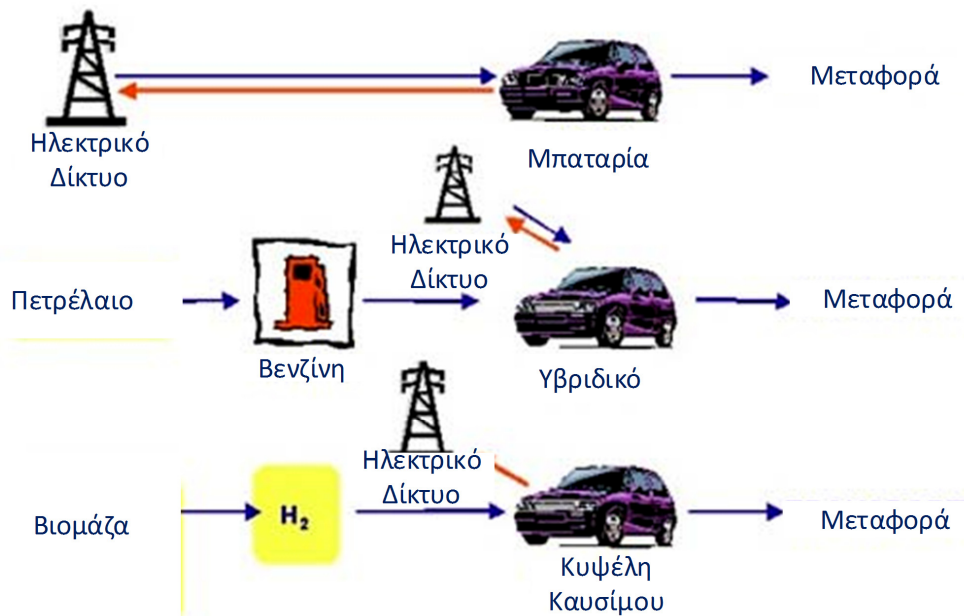
1.2 Φωτοβολταϊκά Συστήματα

Η συνεχόμενη αύξηση της ζήτησης για χαμηλού κόστους ενέργεια και η ευαισθητοποίηση για περιβαλλοντικά θέματα, έχει αυξήσει το ενδιαφέρον για μη συμβατικές μορφές ενέργειας, όπως είναι η ηλιακή ενέργεια. Η ηλιακή ενέργεια είναι απεριόριστα διαθέσιμη και ελεύθερη και μπορεί εύκολα να μετατραπεί σε ηλεκτρική ενέργεια με τη χρήση των φ/β κυττάρων. Πολλά φ/β κύτταρα συνδεδεμένα, συνθέτουν ένα φ/β πλαίσιο και πολλά φ/β πλαίσια συνδεδεμένα σε σειρά ή παράλληλα, δημιουργούν τη φ/β γεννήτρια. Τα φ/β συστήματα είναι δημοφιλή στη χρήση τους, σε σχέση με τις υπόλοιπες εναλλακτικές πηγές ενέργειας, κυρίως λόγω της προόδου της τεχνολογίας τους και των ευνοουμένων κυβερνητικών ρυθμίσεων από διάφορες χώρες. Στα πλεονεκτήματα των φ/β πηγών συγκαταλέγεται το χαμηλό κόστος συντήρησης, η έλλειψη κινούμενων εξαρτημάτων κ.ά. Στον αντίποδα, σημαντικό μειονέκτημα, αποτελεί η χαμηλή έως και μηδενική απόδοση ενέργειας κατά τη διάρκεια της νύχτας ή σε περιόδους χαμηλής ηλιοφάνειας ή ακόμη και κατά τη διάρκεια συνθηκών μερικής σκίασης (ΣΜΣ).

Τα φ/β συστήματα μπορούν να συνδεθούν με επιτυχία στο ηλεκτρικό δίκτυο (grid-connected). Τα συστήματα αυτά, αποτελούνται από τη φ/β γεννήτρια, έναν DC-DC μετατροπέα ανύψωσης της συνεχούς τάσης εξόδου της φ/β γεννήτριας, έναν αυτόματο ελεγκτή που θα είναι υπεύθυνος για τη μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου της φ/β γεννήτριας υπό οποιεσδήποτε συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας, ρυθμίζοντας το λόγο κατάτμησης του μετατροπέα (duty cycle (D)), έναν ή περισσότερους αντιστροφείς που θα μετατρέψουν τη συνεχή τάση εξόδου του μετατροπέα σε εναλλασσόμενη τάση και διάφορο άλλο εξοπλισμό που θα κάνει εφικτή τη σύνδεση με το δίκτυο. Σε αντίθεση με τα απομονωμένα συστήματα ισχύος, τα συνδεδεμένα στο δίκτυο συστήματα, σπάνια περιλαμβάνουν συσσωρευτές για την αποθήκευση της ηλεκτρικής ενέργειας, λόγω του μεγάλου κόστους τους. Όταν οι συνθήκες είναι κατάλληλες, το συνδεδεμένο στο δίκτυο φ/β σύστημα, παρέχει την παραγόμενη, περίσσεια, ενέργεια πίσω στο ηλεκτρικό δίκτυο. Τέτοια φ/β συστήματα που εγκαθίστανται στις οροφές των σπιτιών, μπορούν να ικανοποιήσουν τις ανάγκες ενός τυπικού καταναλωτή, του οποίου οι ανάγκες ισχύος κυμαίνονται μεταξύ των 2kW και 10kW. Την πλεονάζουσα ενέργεια θα την τροφοδοτήσουν στο δίκτυο, και θα καταναλωθεί από τους υπόλοιπους χρήστες του δικτύου.

Τα φ/β συστήματα βρίσκουν εφαρμογή και σε απομονωμένα από το δίκτυο συστήματα. Ένα τέτοιο σύστημα είναι και το ηλεκτροκίνητο όχημα που λειτουργεί αυτόνομα, αποθηκεύοντας την ηλεκτρική ενέργεια που παράγει η φ/β γεννήτρια και που βρίσκεται στην οροφή του οχήματος, σε μπαταρίες. Τα τελευταία χρόνια όμως, έχει αναπτυχθεί μια νέα τεχνολογία που επιτρέπει τη ροή ισχύος από το ηλεκτρικό όχημα προς το ηλεκτρικό δίκτυο (vehicle to grid technology). Η ροή ισχύος από και προς το δίκτυο μπορεί να είναι πολύτιμη, μόνον όταν παρέχεται όποτε χρειάζεται. Τα ηλεκτρικά οχήματα διαθέτουν την

πηγή ενέργειας (μπαταρία) και τα ηλεκτρονικά ισχύος, τα οποία από μόνα τους μπορούν να παράξουν την εναλλασσόμενη ηλεκτρική ενέργεια συχνότητας 50Hz (για το Ελληνικό δίκτυο). Τα οχήματα μπορούν να αποθηκεύσουν μεγάλη ισχύ. Συνεπώς, ένα καλά σχεδιασμένο όχημα δύναται να εξάγει πάνω από 10kW ισχύ, τιμή ικανή να τροφοδοτήσει περίπου δέκα κατοικίες [44]. Αυτή η τεχνολογία εκτός από τα ηλεκτροκίνητα οχήματα, χρησιμοποιείται στα υβριδικά οχήματα αλλά και σε αυτά που λειτουργούν με κυψέλες υδρογόνου. Στο Σχήμα 1.1 περιγράφεται αυτή η τεχνολογία της ροής ισχύος από και προς το δίκτυο. Για να είναι δυνατή η σύνδεση του οχήματος με το δίκτυο, πρέπει να ικανοποιούνται κάποιες προδιαγραφές. Οι προδιαγραφές αυτές όμως, είναι ακριβώς ίδιες με αυτές που πρέπει να ικανοποιούν τα φ/β συστήματα και οι μικρές ανεμογεννήτριες όταν συνδέονται στο δίκτυο [44].



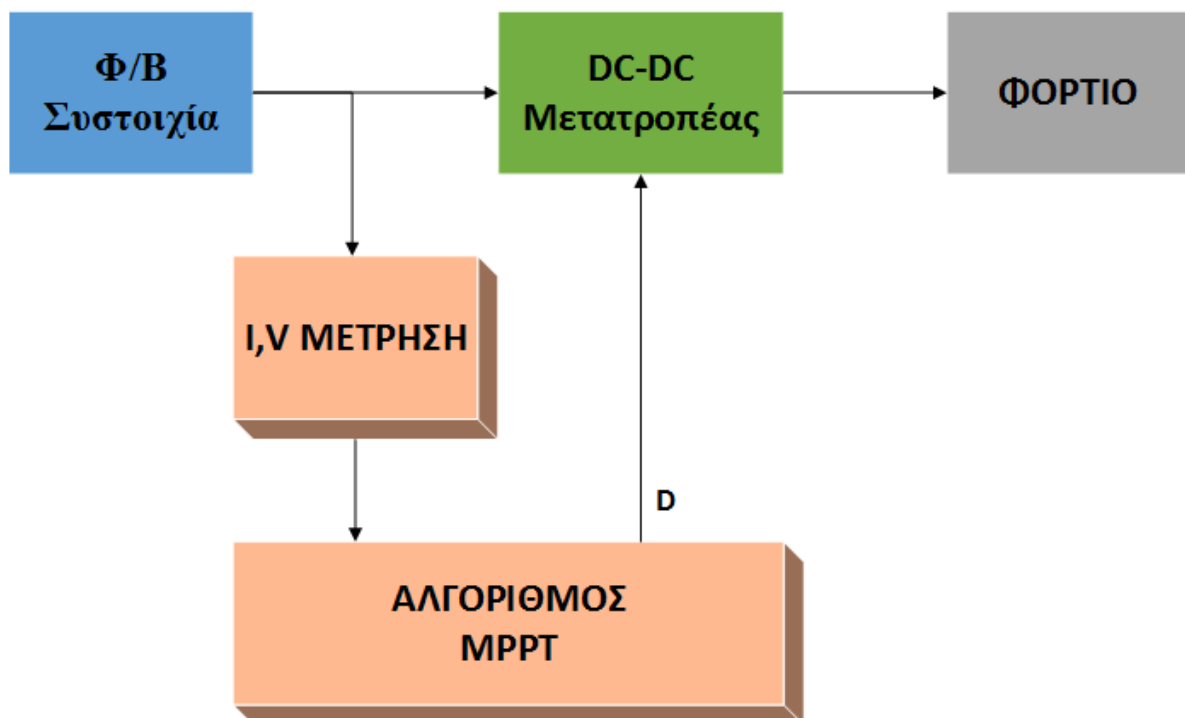
Σχήμα 1.1 - Ροή ισχύος από και προς το δίκτυο για διάφορους τύπους οχημάτων [44]

Γενικά, μια φ/β γεννήτρια λειτουργεί συνδεδεμένη μ'έναν DC-DC μετατροπέα ισχύος, του οποίου ο λόγος κατάτμησης, καθορίζεται από μια τεχνική ελέγχου για την εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος (ΣΜΙ) της γεννήτριας, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 1.2. Το φορτίο στην περίπτωση μας είναι η μπαταρία του, προς εξέταση, οχήματος. Η φ/β γεννήτρια απαιτεί λειτουργία στο ΣΜΙ για κάθε επίπεδο ηλιακής ακτινοβολίας ώστε να εξασφαλιστεί η βέλτιστη απόδοση για το συνολικό σύστημα [1]. Αξιόπιστοι αλγόριθμοι εγγυώνται μέγιστη εκμετάλλευση της ηλιακής ακτινοβολίας κάτω από δύσκολες συνθήκες μέσα στις πόλεις, όπου και κινούνται τα τυπικά ηλεκτρικά οχήματα [2-4].

Διάφοροι αλγόριθμοι έχουν αναπτυχθεί ώστε να ανιχνευτεί το ΣΜΙ με μέγιστη ακρίβεια [2-6]. Όμως, η τοποθέτηση φ/β στην οροφή ενός ηλεκτρικού οχήματος κρύβει αρκετές ανεξερεύνητες προκλήσεις. Παρατηρούνται ξαφνικές μεταβολές στο επίπεδο της ηλιακής ακτινοβολίας, εξ'αιτίας της λειτουργίας του οχήματος σε αστικό περιβάλλον απαιτώντας έτσι, γρήγορη μεταβατική απόκριση. Ασαφείς αλγόριθμοι (fuzzy), αλγόριθμοι κλίσης (gradient), ευριστικοί έχουν εξεταστεί για την ικανότητα τους να δουλεύουν στην περιοχή του ΣΜΙ [7,8]. Οι πιο δημοφιλείς είναι ο αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (ΔΠ)

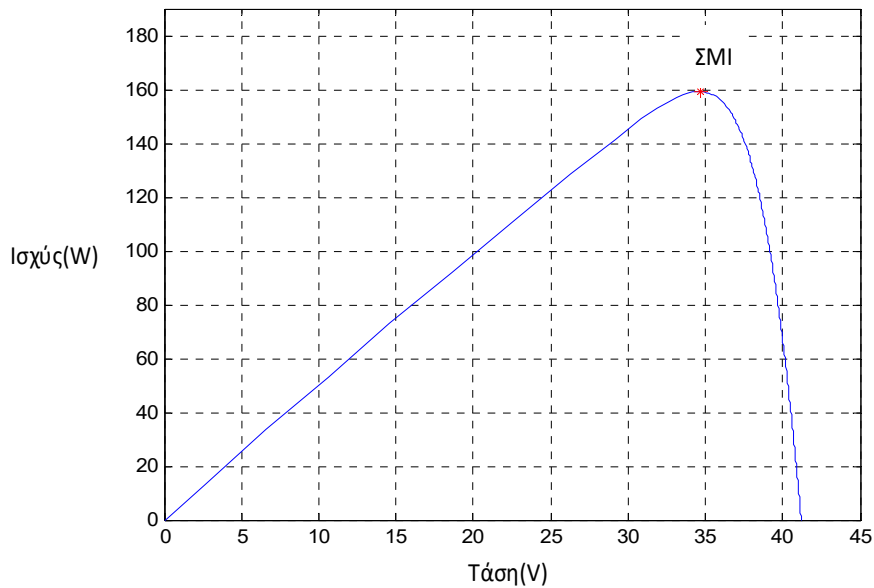
και αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας (ΣΑ) που έχουν αποδειχθεί στην πράξη πολύ αποτελεσματικοί [9]. Επιπλέον, συγκεκριμένες τροποποιήσεις στις προαναφερθείσες τεχνικές ελέγχου προσφέρουν μια εφικτή, αξιόπιστη και οικονομικά συμφέρουσα λύση [10,11].

Επιπλέον, τα διαφορετικά επίπεδα τάσης μεταξύ της μπαταρίας του οχήματος και της εξόδου της φ/β συστοιχίας, απαιτούν μετασχηματισμό τάσης. Η τάση εξόδου της φ/β γεννήτριας μπορεί να προσαρμοστεί στην τάση του οχήματος, χρησιμοποιώντας διάφορους τύπους μετατροπέων ανύψωσης τάσης, όπως τύπου flyback, κλιμακωτών (cascaded), πλήρους γέφυρας (full - bridge), με απομονωμένους μετασχηματιστές υψηλής συχνότητας και υψηλό λόγο μετασχηματισμού [11].



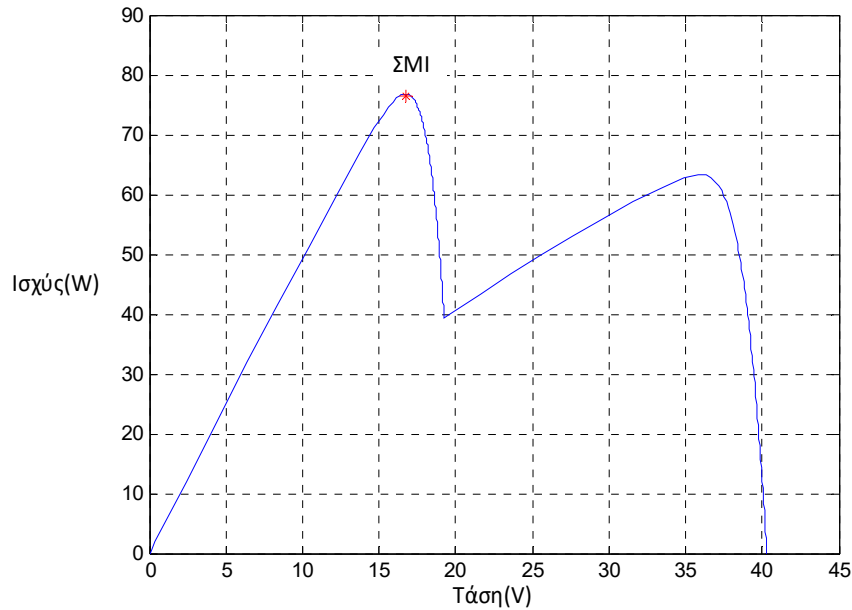
Σχήμα 1.2 - Φωτοβολταϊκό Σύστημα

Οι περισσότερες τεχνικές ελέγχου είναι αρκετά αποδοτικές υπό συνθήκες ομοιόμορφης σκίασης, όπου οι P-V χαρακτηριστικές έχουν ένα ΣΜΙ για δεδομένες συνθήκες θερμοκρασίας και ηλιοφάνειας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3. Στο Σχήμα 1.3 είναι η P-V καμπύλη της φ/β γεννήτριας του οχήματος της εφαρμογής, σε ονομαστικές συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας (1000W/m^2) όπου η ισχύς εξόδου της συστοιχίας ανέρχεται στα 160W.



Σχήμα 1.3 - P-V καμπύλη υπό ομοιόμορφες συνθήκες ακτινοβολίας και δεδομένη θερμοκρασία

Μεγάλο ενδιαφέρον παρουσιάζεται όταν τα φ/β πλαίσια είναι υπό συνθήκες μερικής σκίασης (ΣΜΣ), όπου οι απώλειες ισχύος μπορούν να φθάσουν μέχρι και 70% [12]. Υπό ΣΜΣ, η φ/β γεννήτρια δε δέχεται το ίδιο επίπεδο ακτινοβολίας σε όλη την έκταση της και η P-V χαρακτηριστική γίνεται περίπλοκη, παρουσιάζοντας παραπάνω από ένα μέγιστο, από τα οποία μόνο ένα είναι το ολικό, όπως φαίνεται, για παράδειγμα, στο Σχήμα 1.4. Η παρουσία πολλαπλών μεγίστων μειώνει την αποτελεσματικότητα των περισσότερων τεχνικών ελέγχου, οι οποίες θεωρούν ότι υπάρχει ένα μόνο ΣΜΙ στην καμπύλη ισχύος. Η εμφάνιση των ΣΜΣ είναι ένα συχνό φαινόμενο, που συμβαίνει λόγω γειτονικών εμποδίων όπως δέντρα, κτίρια ή από το πέρασμα των σύννεφων. Το φαινόμενο των ΣΜΣ απαιτεί την ανάγκη εύρεσης τεχνικών του ολικού ΣΜΙ και υπό αυτές τις συνθήκες ηλιοφάνειας.



Σχήμα 1.4 - P-V καμπύλη υπό συνθήκες μερικής σκίασης με δύο μέγιστα

1.3 Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας

Στην εργασία αυτή αναπτύσσεται μια ολοκληρωμένη τεχνική ελέγχου που περιλαμβάνει έναν αλγόριθμο ανίχνευσης του ΣΜΙ και μια τοπολογία DC-DC μετατροπέα. Με την τεχνική ελέγχου αυτή, καθίσταται δυνατός ο έλεγχος της ισχύος εξόδου του φ/β συστήματος που είναι ενσωματωμένο στην οροφή ενός μικρού ηλεκτρικού οχήματος πόλης, με αποτέλεσμα να φορτίζεται επικουρικά η μπαταρία του οχήματος. Ο DC-DC μετατροπέας ανύψωσης της τάσης είναι τύπου flyback, σχεδιασμένος με τέτοιο τρόπο ώστε να ικανοποιούνται τα διαφορετικά επίπεδα τάσης μεταξύ της φ/β γεννήτριας και μπαταρίας. Η παρούσα εργασία έχει ως σκοπό τη μελέτη και τη σχεδίαση αυτού του εναλλακτικού συστήματος επικουρικής φόρτισης που αναπτύσσεται. Βελτιώνονται και διερευνώνται οι συμβατικοί αλγόριθμοι εύρεσης του ΣΜΙ, υπό ποικίλες μεταβολές της ηλιακής ακτινοβολίας. Με την επιλογή του βέλτιστου αλγορίθμου που προκύπτει από τις συγκρίσεις των προσομοιώσεων, υπολογίζεται η ετήσια ενεργειακή παραγωγή του προτεινόμενου φ/β συστήματος, ενώ στο τέλος, αποτιμάται η βελτίωση στην αυτονομία του ηλεκτρικού οχήματος που είναι και το ζητούμενο, ώστε να αξιολογηθεί το συνολικό σύστημα επικουρικής φόρτισης που προτείνεται.

1.4 Διάρθρωση Διπλωματικής Εργασίας

Παρακάτω, δίνεται μια σύντομη επισκόπηση και η διάρθρωση των κεφαλαίων που θα ακολουθήσουν.

Το 1ο κεφάλαιο είναι μια εισαγωγή του αναγνώστη στα ηλεκτρικά οχήματα και τα χαρακτηριστικά τους, καθώς και στα επιμέρους συστήματα που απαιτούνται για την επικουρική φόρτιση τους, ενώ σκιαγραφούνται οι βασικοί στόχοι της εργασίας.

Στο 2ο κεφάλαιο, γίνεται μια περιγραφή των βασικών αλγορίθμων που εντοπίζουν το σημείο μέγιστης ισχύος υπό ομοιόμορφες συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας, ενώ παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα τους.

Στο 3ο κεφάλαιο, αναλύεται το φαινόμενο της μερικής σκίασης των φ/β, οι παράγοντες που το προκαλούν, τα προβλήματα που προξενούν στο υπόλοιπο σύστημα και οι τρόποι αντιμετώπισής του. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται κάποιες από τις αλγοριθμικές τεχνικές που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία, για τον εντοπισμό του σημείου μέγιστης ισχύος υπό συνθήκες μερικής σκίασης.

Στο 4ο κεφάλαιο, υλοποιείται το σύστημα επικουρικής φόρτισης σε περιβάλλον δυναμικής προσομοίωσης και αναλύονται τα επιμέρους χαρακτηριστικά του συνολικού συστήματος. Μοντελοποιείται και σχεδιάζεται η φ/β γεννήτρια, ο μετατροπέας flyback, ο αυτόματος ελεγκτής του διακόπτη του μετατροπέα και η μπαταρία του ηλεκτροκίνητου οχήματος.

Στο 5ο κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τους δύο αλγορίθμους, του Αλγορίθμου Διαταραχής και Παρατήρησης και του αλγορίθμου Στοιχειώδους Αγωγιμότητας υπό συνθήκες ομοιόμορφης σκίασης και επιλέγεται έπειτα από συγκριτική διερεύνηση ο πιο κατάλληλος για την εφαρμογή. Ο βέλτιστος αλγόριθμος τροποποιείται ώστε να εντοπίσει το σημείο μέγιστης ισχύος υπό συνθήκες μερικής σκίασης και τέλος, μελετάται η ετήσια ενεργειακή αξιολόγηση του συστήματος επικουρικής φόρτισης ενσωματωμένου στην οροφή ενός μικρού οχήματος πόλης.

Στο 6ο κεφάλαιο, γίνεται μια σύνοψη των αποτελεσμάτων της παρούσας εργασίας και εξάγονται κάποια βασικά συμπεράσματα.

Τεχνικές Ελέγχου για την Εύρεση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος υπό Συνθήκες Ομοιόμορφης Ηλιακής Ακτινοβολίας

2.1 Εισαγωγή

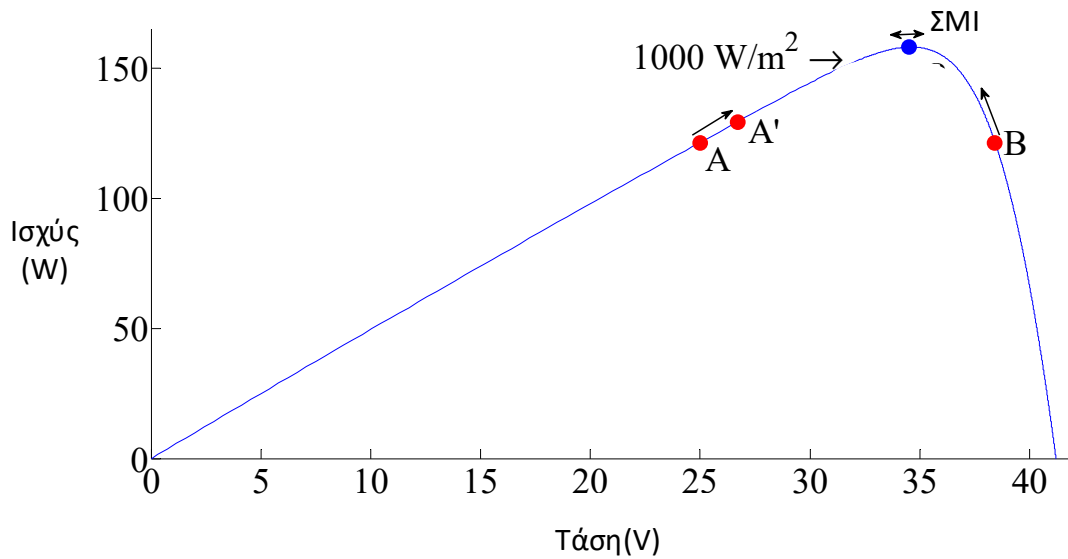
Στο κεφάλαιο αυτό, θα παρουσιαστούν και θα αναλυθούν οι κλασικές τεχνικές ελέγχου που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία για την εύρεση του ΣΜΙ υπό συνθήκες ομοιόμορφης ηλιακής ακτινοβολίας. Η εύρεση του ΣΜΙ γίνεται μέσω ενός αλγορίθμου, ο οποίος επεξεργάζεται δεδομένα της φ/β γεννήτριας και ρυθμίζει την τάση και το ρεύμα της ώστε να επιτευχθεί η μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου της γεννήτριας. Είσοδοι στους αλγορίθμους είναι, συνήθως, η τρέχουσα τιμή της τάσης και του ρεύματος εξόδου της γεννήτριας και πιο σπάνια το επίπεδο ηλιακής ακτινοβολίας και η θερμοκρασία.

2.2 Τεχνικές Ελέγχου για την Εύρεση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος υπό Συνθήκες Ομοιόμορφης Ηλιακής Ακτινοβολίας

2.2.1 Αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb & Observe)

Ο αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (ΔΠ) είναι ο πιο διαδεδομένος αλγόριθμος εύρεσης του ΣΜΙ. Ανήκει στην κατηγορία των hill climbing αλγορίθμων, στους οποίους ο αλγόριθμος ξεκινά με μια τυχαία (πιθανή) λύση, για την οποία πραγματοποιούνται πολύ μικρές δοκιμές επαναληπτικά πάνω σε αυτή, επιχειρώντας τη βελτιστοποίηση της. Όταν ο αλγόριθμος αδυνατεί να βελτιστοποιήσει περαιτέρω, τότε προβάλλει την τελευταία λύση που προέκυψε ως τη βέλτιστη, η οποία μπορεί να μην είναι η βέλτιστη [13].

Σε ένα φ/β σύστημα όπως αυτό του Σχήματος 1.2, στο οποίο η φ/β γεννήτρια παρουσιάζει την P-V καμπύλη του Σχήματος 1.3, ο συμβατικός αλγόριθμος ΔΠ δουλεύει ως εξής (βλέπε Σχήμα 2.1) : Αρχικά, λαμβάνεται ένα σημείο A ως σημείο εκκίνησης του αλγορίθμου που έχει προκύψει μέσω της μέτρησης του ρεύματος και της τάσης εξόδου της γεννήτριας. Διαταράσσοντας (αυξάνοντας εδώ) την τάση λειτουργίας της φ/β συστοιχίας κατά ΔV , λαμβάνεται μια νέα τιμή ρεύματος I' και κατά συνέπεια η φ/β γεννήτρια λειτουργεί στο νέο σημείο A'. Αν ισχύει $\Delta P/\Delta V > 0$, δηλαδή η κλίση είναι θετική, τότε η διάταξη λειτουργεί αριστερά του ΣΜΙ και θα πρέπει να αυξηθεί η τάση, ώστε το σημείο λειτουργίας να κινηθεί προς το ΣΜΙ. Στον επόμενο κύκλο λειτουργίας αν ισχύει $\Delta P/\Delta V < 0$, δηλαδή το σημείο λειτουργίας βρίσκεται δεξιά του ΣΜΙ, θα πρέπει να μειωθεί η τάση της γεννήτριας.

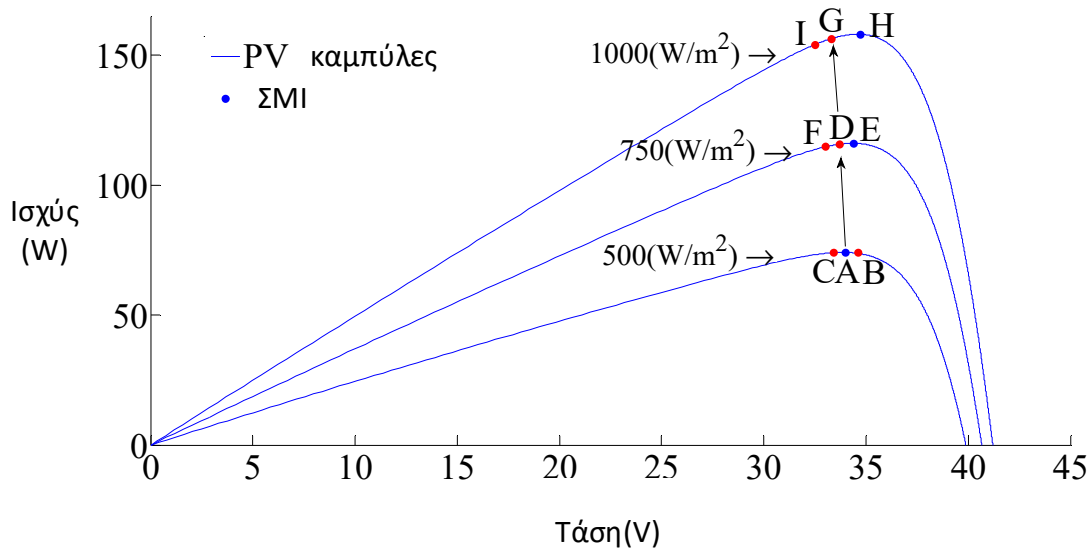


Σχήμα 2.1 - Περιγραφή τρόπου λειτουργίας αλγορίθμου Διαταραχής και Παρατήρησης πάνω στην P-V χαρακτηριστική

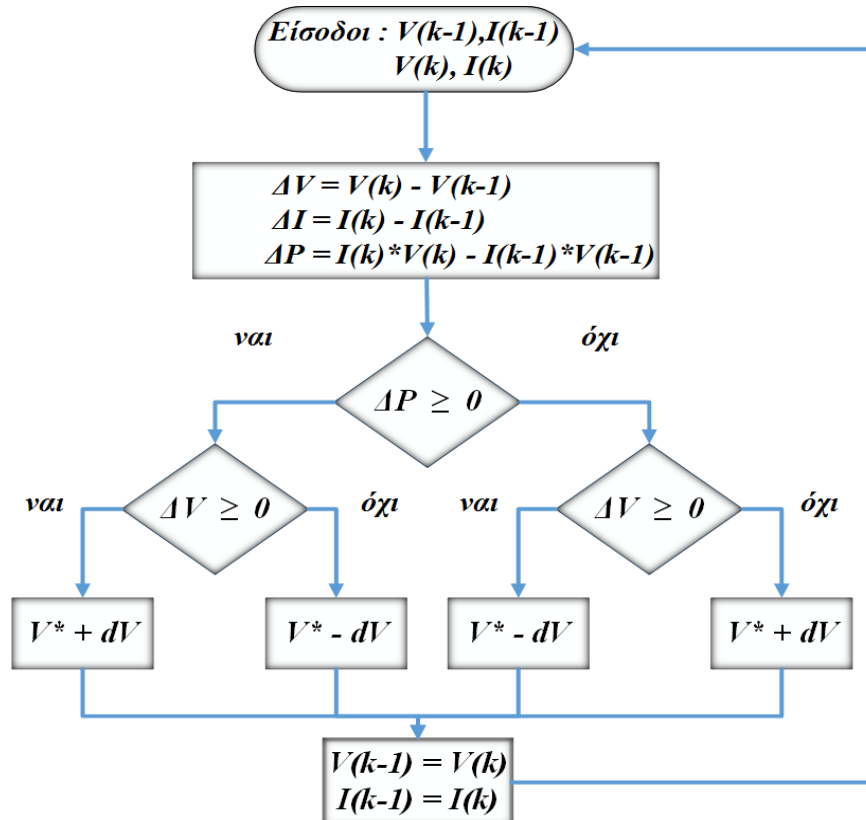
Στα πλεονεκτήματα του ΔΠ αλγορίθμου είναι η απλότητα του, αλλά και η ευκολία υλοποίησης του σε μικροεπεξεργαστή. Ωστόσο, παρουσιάζει κάποια βασικά μειονεκτήματα που μειώνουν την απόδοσή του. Η P-V καμπύλη γίνεται όλο και πιο επίπεδη όσο πέφτει η ηλιοφάνεια όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, ο αλγόριθμος να μη μπορεί να διακρίνει εύκολα το ΣΜΙ, εξαιτίας της μικρής μεταβολής της ισχύος για τη δεδομένη διαταραχή της τάσης. Ένα άλλο μειονέκτημα του αλγορίθμου είναι ότι δεν αντιλαμβάνεται εάν έχει εντοπιστεί το ΣΜΙ. Έτσι, καταλήγει να ταλαντώνεται γύρω από το ΣΜΙ, αλλάζοντας συνεχώς το πρόσημο της διαταραχής για κάθε ΔP μέτρηση. Το εύρος της ταλάντωσης οφείλεται στο βήμα με το οποίο είναι προγραμματισμένη η τάση αναφοράς V^* να αυξάνεται, σε συνδυασμό με την ταχύτητα μεταβολής της ηλιοφάνειας. Προκειμένου να επιτυγχάνεται και γρήγορη εύρεση του ΣΜΙ και μείωση της ταλάντωσης γύρω απ'αυτό, επιλέγεται το βήμα dV του αλγορίθμου να είναι μεταβλητό και να μειώνεται σταδιακά όσο προσεγγίζεται το ΣΜΙ [14]. Στο Σχήμα 2.3 απεικονίζεται το διάγραμμα ροής του συμβατικού αλγορίθμου ΔΠ.

Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος παρουσιάζει ασταθή συμπεριφορά κάτω από απότομες αλλαγές της ηλιοφάνειας. Στο Σχήμα 2.2 παρουσιάζεται αυτό το πρόβλημα. Το ΣΜΙ ταλαντώνεται από το C στο A στο B στο A και ούτω κάθε εξής. Υποθέτουμε ότι η ηλιοφάνεια αυξάνεται ξαφνικά. Τότε ο αλγόριθμος θα υπολογίσει $\Delta P > 0$. Αν εκείνη τη στιγμή το ΣΜΙ είχε ταλάντωση από το A στο C τότε θα είναι $\Delta V < 0$ και το σημείο λειτουργίας θα μετατοπιζόταν από το σημείο A στο D. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα μια θετική μεταβολή στην ισχύ, $\Delta P > 0$, και ο αλγόριθμος θα συνεχίσει στην ίδια κατεύθυνση προς το σημείο F, μιας και θα θεωρείται ότι το ΣΜΙ βρίσκεται αριστερά του D. Αν η ηλιοφάνεια εξακολουθεί να αυξάνεται γρήγορα, από το σημείο D ο αλγόριθμος μεταβαίνει στο σημείο G. Αυτό σημαίνει ότι $\Delta P > 0$, ο ανιχνευτής του ΣΜΙ κινείται προς το ΣΜΙ και

ταλαντώνεται προς την κατεύθυνση του I. Αν παρατηρηθεί η μέχρι τώρα διαδρομή A,D,G,I εξάγεται το συμπέρασμα ότι απομακρύνεται από το ΣΜΙ το σημείο λειτουργίας συνεχώς, γεγονός που μειώνει την αποτελεσματικότητα του αλγορίθμου. Η κατάσταση που περιγράφηκε, είναι δυνατό να εμφανιστεί τις συννεφιασμένες μέρες, όπου ο εντοπισμός του ΣΜΙ είναι πιο δύσκολος, εξαιτίας της συχνής μετατόπισης του ΣΜΙ [15].



Σχήμα 2.2 - Απεικόνιση ασταθούς συμπεριφοράς του ΔΠ αλγορίθμου



Σχήμα 2.3 - Διάγραμμα ροής συμβατικού ΔΠ αλγορίθμου

2.2.2 Αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας (Incremental Conductance)

Ο αλγόριθμος αυτός εκμεταλλεύεται το γεγονός ότι στο ΣΜΙ η κλίση της P-V χαρακτηριστικής είναι μηδέν, αριστερά του είναι θετική και δεξιά του αρνητική. Δηλαδή ισχύει :

$$\left. \begin{array}{l} \frac{dP}{dV} = 0, \text{ στο ΣΜΙ} \\ \frac{dP}{dV} < 0, \text{ δεξιά του ΣΜΙ} \\ \frac{dP}{dV} > 0, \text{ αριστερά του ΣΜΙ} \end{array} \right\} \quad (2.1)$$

Επειδή όμως $\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V}$ η εξίσωση (2.1) ξαναγράφεται ως εξής :

$$\left. \begin{array}{l} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, \text{ στο ΣΜΙ} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, \text{ δεξιά του ΣΜΙ} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, \text{ αριστερά του ΣΜΙ} \end{array} \right\} \quad (2.2)$$

Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου φαίνεται στο Σχήμα 2.4. Κάθε χρονική στιγμή k συγκρίνεται η στοιχειώδης αγωγιμότητα ($\Delta I/\Delta V$) με το αντίθετο της αγωγιμότητας ($-I/V$) και με αυτόν τον τρόπο πλησιάζει το ΣΜΙ ο αλγόριθμος. Πιο συγκεκριμένα, αν η στοιχειώδης αγωγιμότητα είναι μεγαλύτερη, τότε το ΣΜΙ βρίσκεται αριστερά της καμπύλης P-V και θα πρέπει ν'αυξηθεί η τάση αναφοράς V^* , ώστε να προσεγγιστεί το ΣΜΙ. Αντίστοιχα, αν είναι μικρότερη, το ΣΜΙ βρίσκεται δεξιά της P-V καμπύλης, οπότε πρέπει να μειωθεί η τάση αναφοράς. Αν $\Delta V = \Delta I = 0$ τότε οι ατμοσφαιρικές συνθήκες δεν άλλαξαν και παραμένει το σημείο λειτουργίας στο ΣΜΙ. Αν όμως, $\Delta V = 0$ και $\Delta I > 0$, αυτό σημαίνει πως υφίσταται αύξηση της ηλιοφάνειας και η οποία οδηγεί το ΣΜΙ πιο δεξιά στην καμπύλη PV, σε σχέση με την προηγούμενη κατάσταση λειτουργίας. Συνεπώς, η τάση αναφοράς V^* πρέπει να αυξηθεί. Όμοια, αν $\Delta I < 0$, υπάρχει μείωση της ηλιοφάνειας, το ΣΜΙ κινείται πιο αριστερά και η V^* οφείλει να ελαττωθεί για να εντοπιστεί το νέο ΣΜΙ.

Το κύριο πλεονέκτημα του αλγορίθμου αυτού έναντι του ΔΠ, είναι ότι όταν προσεγγιστεί το ΣΜΙ δεν έχουμε ταλαντώσεις γύρω από αυτό, οπότε το σημείο λειτουργίας παραμένει αμετάβλητο. Σε περίπτωση που μεταβληθούν οι συνθήκες ηλιοφάνειας που λειτουργεί η φ/β συστοιχία, η στοιχειώδης αγωγιμότητα είναι διάφορη της αγωγιμότητας, οπότε ενεργοποιούνται ξανά οι μηχανισμοί εντοπισμού του ΣΜΙ [16].

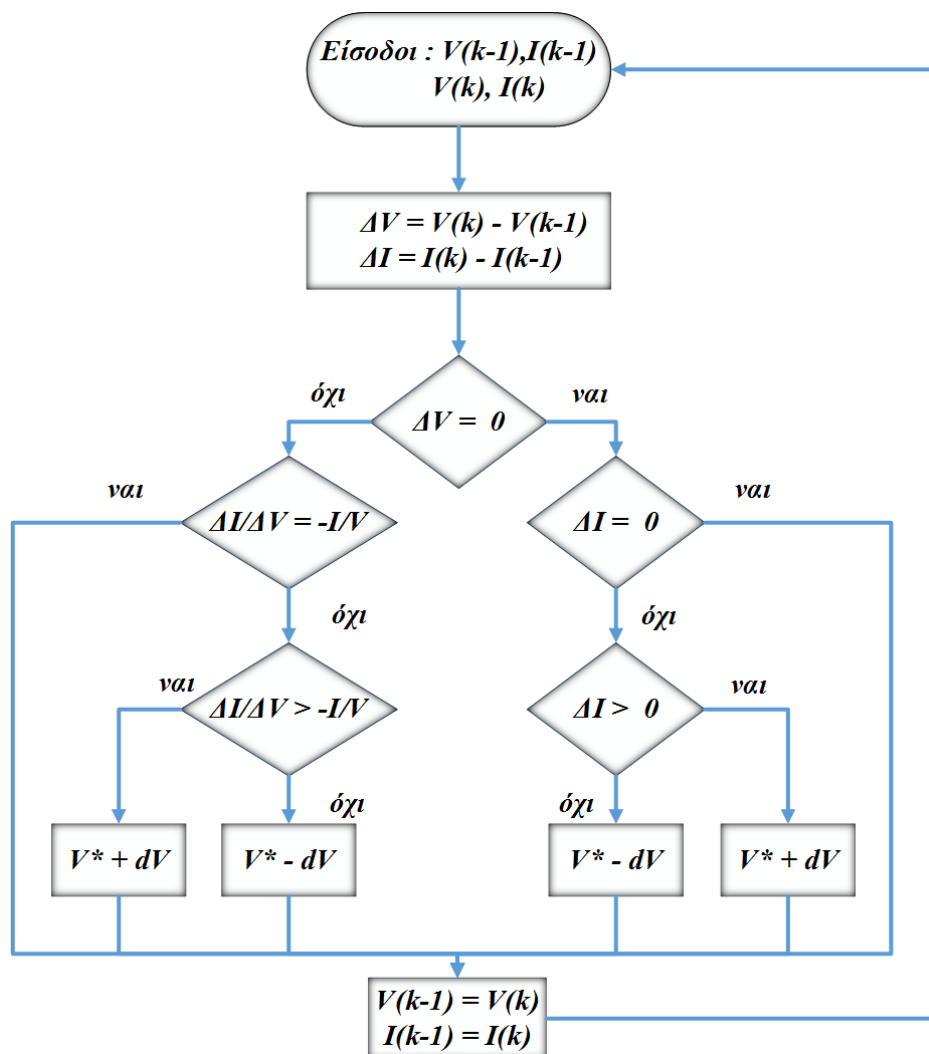
Το βήμα dV με το οποίο μεταβάλλεται η τάση αναφοράς, καθορίζει το πόσο γρήγορα θα εντοπιστεί το ΣΜΙ. Μεγάλη τιμή του βήματος όμως, μπορεί να επιφέρει ταλαντώσεις γύρω

από το ΣΜΙ, γιατί δεν έχει προσεγγιστεί ακριβώς το ΣΜΙ (αυτό συμβαίνει και στον ΔΠ). Για τη μείωση των ταλαντώσεων μπορεί να εισαχθεί μεταβλητό βήμα ή να ενταχθεί στο βρόχο ελέγχου ένας αναλογικός - ολοκληρωτικός (PI) ελεγκτής. Αν θεωρηθεί η παρακάτω ποσότητα ως το σήμα σφάλματος

$$e = \frac{\Delta I}{\Delta V} + \frac{I}{V} \quad (2.3)$$

αυτή θα τείνει στο μηδέν όσο πλησιάζουμε το ΣΜΙ.

Αξίζει να σημειωθεί ότι ο συγκεκριμένος αλγόριθμος παρουσιάζει πολύ καλή συμπεριφορά στις απότομες μεταβολές τη ηλιοφάνειας. Όμως, είναι πιο δύσκολη η υλοποίηση του στον μικροεπεξεργαστή σε σχέση με τον ΔΠ, λόγω της πολυπλοκότητας του αλγορίθμου του. Επιπλέον, μπορεί να οδηγηθεί σε ταλαντώσεις, αν δε γίνει σωστή επιλογή του βήματος και επιλεγθεί μεγάλο βήμα [45]. Επίσης αποτυγχάνει, γενικά, να βρει το ολικό μέγιστο σε συνθήκες μερικής σκίασης, αφού σταματά την αναζήτηση στο πρώτο μέγιστο που εντοπίζει [46].



Σχήμα 2.4 - Διάγραμμα ροής συμβατικού ΣΑ αλγορίθμο

2.2.3 Αλγόριθμος Προσδιορισμού του Σημείου Μέγιστης Ισχύος ως Ποσοστό της Τάσης Ανοιχτού Κυκλώματος V_{ak} (Open Voltage, OV)

Η συγκεκριμένη τεχνική είναι ένας απλός τρόπος εύρεσης του ΣΜΙ που στηρίζεται στο γεγονός ότι το ΣΜΙ αντιστοιχεί περίπου στο 70-80% της τάσης ανοιχτού κυκλώματος. Η συγκεκριμένη προσέγγιση ισχύει και στην περίπτωση που αλλάζει η θερμοκρασία περιβάλλοντος και η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας [17]. Ισχύει δηλαδή :

$$V_{\Sigma MI} = k \cdot V_{ak} \quad (2.4)$$

Αν και η μέθοδος είναι εξαιρετικά απλή, ο προσδιορισμός του βέλτιστου συντελεστή k είναι δύσκολος. Στη βιβλιογραφία αναφέρεται ότι ένας συντελεστής από το 0.73 έως το 0.8 μπορεί να επιτύχει τον προσδιορισμό του ΣΜΙ [18,19]. Η τεχνική δουλεύει ως εξής : από τη στιγμή που έχει προσδιοριστεί η τιμή του συντελεστή k , διακόπτοντας τη φ/β συστοιχία περιοδικά(συνήθως κάθε 30 sec) για μερικά ms μετράται η V_{ak} . Το ΣΜΙ υπολογίζεται στη συνέχεια από την εξίσωση (2.4) και αμέσως δίνεται εντολή στο κύκλωμα ελέγχου του DC-DC μετατροπέα να οδηγήσει το σημείο λειτουργίας της φ/β γεννήτριας στο νέο αυτό σημείο [20].

Η προσωρινή διακοπή λειτουργίας ολόκληρης της φ/β γεννήτριας είναι ένα σοβαρό μειονέκτημα της μεθόδου. Μία λύση που έχει προταθεί είναι να χρησιμοποιείται ένα κύτταρο της φ/β γεννήτριας (κύτταρο-πλότος) για τη μέτρηση του V_{ak} , ενώ σε κάποιες άλλες μεθόδους καθορίζεται το ΣΜΙ με έμμεσο τρόπο, καθιστώντας αυτές ακόμα πιο επισφαλείς[17].

Η συγκεκριμένη τεχνική δεν εγγυάται την ανίχνευση του ΣΜΙ με μεγάλη ακρίβεια. Παρά όλα αυτά πρόκειται για μια απλή και αρκετά φθηνή τεχνική, η οποία απευθύνεται σε περιπτώσεις που οι συνθήκες περιβάλλοντος είναι σχετικά σταθερές.

2.2.4 Αλγόριθμος Προσδιορισμού του Σημείου Μέγιστης Ισχύος ως Ποσοστό του Ρεύματος Βραχυκυκλώματος $I_{\beta\rho}$ (Short Current, SC)

Η τεχνική αυτή είναι ανάλογη με την προηγούμενη. Σε αυτήν την περίπτωση όμως προσδιορίζεται το $I_{\Sigma MI}$ ως ποσοστό του $I_{\beta\rho}$, θεωρώντας ότι κάτω από μεταβαλλόμενες συνθήκες περιβάλλοντος (κυρίως της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας), τα δύο αυτά μεγέθη μεταβάλλονται σχεδόν γραμμικά [21]. Ανάλογα με τον αλγόριθμο OV υπάρχει μια αναλογική σχέση που συνδέει τα δύο μεγέθη :

$$I_{\Sigma MI} = k \cdot I_{\beta\rho} \quad (2.5)$$

όπου συντελεστής αναλογίας k κυμαίνεται μεταξύ 0.78-0.92 και προσδιορίζεται πειραματικά.

Για τη μέτρηση του $I_{\beta\rho}$, τοποθετείται ένα κύκλωμα βραχυκύκλωσης με στατικό διακόπτη στην έξοδο της φ/β γεννήτριας. Βραχυκυκλώνεται περιοδικά η φ/β γεννήτρια, ο αισθητήρας

ρεύματος μετρά την τιμή του $I_{\beta\rho}$ και υπολογίζεται το $I_{\Sigma MI}$. Μέσω του DC-DC μετατροπέα μεταβαίνει στο $I_{\Sigma MI}$ η φ/β συστοιχία.

Οι προσπάθειες βελτίωσης της SC τεχνικής εστίασαν περισσότερο στο να ενσωματώσουν στον DC-DC μετατροπέα τη δυνατότητα βραχυκύκλωσης για να μη διακόπτεται η λειτουργία της συστοιχίας. Άλλες προσπάθειες εστίασαν στη συνεχή βελτιστοποίηση του συντελεστή k , λόγω του ότι το ρεύμα βραχυκύκλωσης μεταβάλλεται με ταχύτερο ρυθμό όταν αλλάζει η ένταση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας. Αν το k παραμένει σταθερό, χάνεται η ακρίβεια στην ανίχνευση του ΣΜΙ. Ωστόσο, ο ΟV προτιμάται περισσότερο, μιας και η ανοιχτοκύκλωση της γεννήτριας είναι πιο εύκολο να πραγματοποιηθεί σε σύγκριση με τη βραχύκλωση που απαιτεί ο SC και λόγω του ότι η μέτρηση των τάσεων είναι πιο εύκολη [21].

2.2.5 Αλγόριθμος Ελέγχου με Ασαφή Λογική (Fuzzy Logic)

Λόγω της ευρείας διάδοσης των μικροεπεξεργαστών και των ενσωματωμένων συστημάτων, αναπτύχθηκαν διατάξεις ελεγκτών για την εύρεση του ΣΜΙ βασισμένες στην ασαφή λογική. Τα σημαντικά πλεονεκτήματα που παρουσιάζει η ασαφής λογική (λειτουργία σε ασαφείς εισόδους, μη απαίτηση για ακριβές μαθηματικό μοντέλο και εύκολος χειρισμός της μη γραμμικότητας), είναι σημαντικής σημασίας για την εύρεση του ΣΜΙ λόγω της απρόβλεπτης συμπεριφοράς των συνθηκών περιβάλλοντος [22].

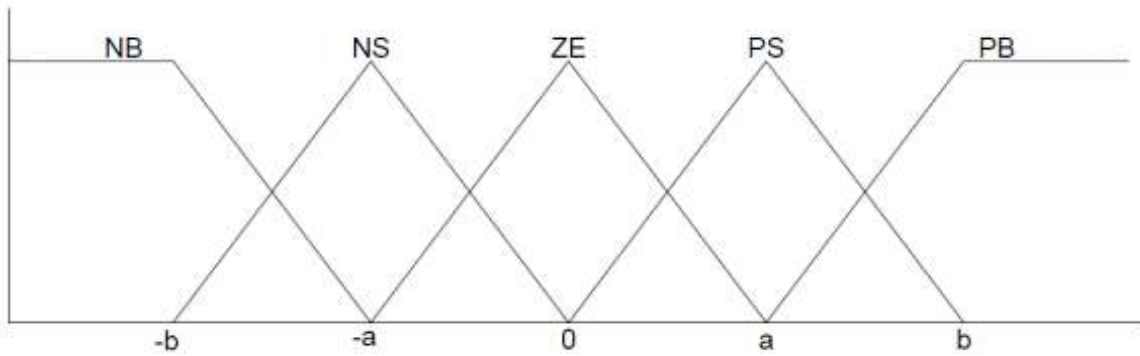
Ως ασαφής λογική εννοείται εκείνο το υπερσύνολο της συμβατικής λογικής που επεκτάθηκε για να διαχειριστεί την έννοια της "μερικής αλήθειας", δηλαδή τις τιμές μεταξύ του "εντελώς αλήθεια" και του "εντελώς ψέμα", επιτρέποντας τη μερική συμμετοχή σε ένα σύνολο αντί της ολοκληρωματικής ή καθόλου συμμετοχής σε αυτό [22]. Ο έλεγχος με ασαφή λογική, γενικά, αποτελείται από τα εξής επίπεδα :

- Καθορισμός μεταβλητών
- Ασαφοποίηση (fuzzification) των δεδομένων εισόδου
- Ανάπτυξη πίνακα κανόνων
- Αποσαφοποίηση (de-fuzzification) των αποτελεσμάτων

Κατά το στάδιο της ασαφοποίησης οι αριθμητικές μεταβλητές εισόδου μετατρέπονται σε αλφαβητικές μεταβλητές σύμφωνα με μια συνάρτηση ιδιοτήτων όπως του Σχήματος 2.5

Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιούνται πέντε επίπεδα ασαφούς λογικής: NB (Negative Bias), NS (Negative Small), ZE (Zero), PS (Positive Small) και PB (Positive Big). Πρέπει να σημειωθεί ότι όσο περισσότερα επίπεδα χρησιμοποιούνται, τόσο μεγαλύτερη ακρίβεια έχουν τα αποτελέσματα. Στη συνάρτηση του Σχήματος 2.5 τα a , b και 0 είναι τοποθετημένα συμμετρικά, ωστόσο η συμμετρία αυτή μπορεί να διαταραχθεί προκειμένου να δοθεί ιδιαίτερη σημασία σε συγκεκριμένα επίπεδα ασαφούς λογικής [22].

Η γενική δομή ενός ελεγκτή ασαφούς λογικής για την εύρεση του ΣΜΙ φαίνεται στο Σχήμα 2.6



Σχήμα 2.5 - Συνάρτηση ιδιοτήτων για τις μεταβλητές εισόδου - εξόδου [41]



Σχήμα 2.6 - Γενική δομή ελεγκτή Ασαφούς Λογικής για την εύρεση του ΣΜΙ [41]

Οι εισοδοί είναι, συνήθως, το σφάλμα E και η μεταβολή του σφάλματος ΔE . Στο ΣΜΙ, η κλίση dP/dV μηδενίζεται, επομένως οι εξισώσεις υπολογισμού για τις ποσότητες E και ΔE είναι :

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

και

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \quad (2.7)$$

όπου $P(n)$ είναι η στιγμιαία ισχύς της φ/β γεννήτριας τη χρονική στιγμή n . Επομένως, η είσοδος $E(n)$ υποδηλώνει αν το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας είναι αριστερά ή δεξιά του ΣΜΙ πάνω στην $P-V$ καμπύλη τη χρονική στιγμή n , ενώ η ποσότητα $\Delta E(n)$ δείχνει την κατεύθυνση που κινείται το τρέχον σημείο λειτουργίας την ίδια χρονική στιγμή.

Από τη στιγμή που τα E , ΔE θα υπολογιστούν και θα μετατραπούν σε αλφαβητικές μεταβλητές, η έξοδος του ελεγκτή ασαφούς λογικής (που είναι η μεταβολή στο λόγο κατάτμησης D του μετατροπέα) θα αναζητείται σε έναν πίνακα κανόνων σαν αυτόν του Πίνακα 2.1

Πίνακας 2.1 - Αλφαβητικές Μεταβλητές για Μετατροπέα Ανύψωσης

E/ΔE	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	ZE	ZE	NB	NB	NB
NS	ZE	ZE	NS	NS	NS
ZE	NS	ZE	ZE	ZE	ZS
PS	PS	PS	PS	ZE	ZE
PB	PB	PB	PB	ZE	ZE

Οι αλφαβητικές μεταβλητές που επιδρούν στη μεταβολή του duty cycle για τους διάφορους συνδυασμούς των E και ΔE είναι άμεσα συνδεδεμένες με τον τύπο του DC-DC μετατροπέα. Ο Πίνακας 2.1 αναφέρεται σε μετατροπέα ανύψωσης. Ο τρόπος λειτουργίας έχει ως εξής : αν για παράδειγμα το σημείο της φ/β συστοιχίας είναι μακριά από το ΣΜΙ και προς τα αριστερά του, τότε το E είναι PB, το ΔE αναγκαστικά ZE (αφού τώρα ξεκινά η αναζήτηση) και θα πρέπει να αυξηθεί το D. Δεδομένου ότι το ΣΜΙ είναι μακριά τότε το D θα πρέπει να είναι όσο πιο μεγάλο γίνεται, δηλαδή PB [22].

Στη φάση της αποσαφοποίησης, οι μεταβλητές της εξόδου του ελεγκτή ασαφούς λογικής μετατρέπονται από αλφαβητικές σε αριθμητικές, μέσω της συνάρτησης ιδιοτήτων. Αυτή η πληροφορία μετατρέπεται σε αναλογικό σήμα που ελέγχει το λόγο κατάτμησης του DC-DC μετατροπέα.

Οι ελεγκτές που στηρίζονται στην ασαφή λογική παρουσιάζουν πολύ καλή συμπεριφορά όσον αφορά την απόκριση σε γρήγορα μεταβαλλόμενες συνθήκες περιβάλλοντος. Ωστόσο, η αποτελεσματικότητα ενός τέτοιου ελεγκτή στηρίζεται πάντα στη σωστή επιλογή της συνάρτησης ιδιοτήτων των μεταβλητών εισόδου εξόδου και στη σχέση του υπολογισμού των E και ΔE που θα χρησιμοποιηθεί. Οι προτάσεις βελτίωσης πάνω στη συγκεκριμένη τεχνική εντοπισμού του ΣΜΙ, εστιάζουν στη διαρκή ρύθμιση της συνάρτησης ιδιοτήτων και του πίνακα κανόνων την ώρα ακριβώς που το φ/β σύστημα βρίσκεται σε λειτουργία. Υπάρχουν αναφορές για χρήση περισσότερων των δύο συναρτήσεων ιδιοτήτων έτσι ώστε, ανάλογα με τις μεταβολές των συνθηκών περιβάλλοντος, να χρησιμοποιείται πάντα η βέλτιστη δυνατή [22].

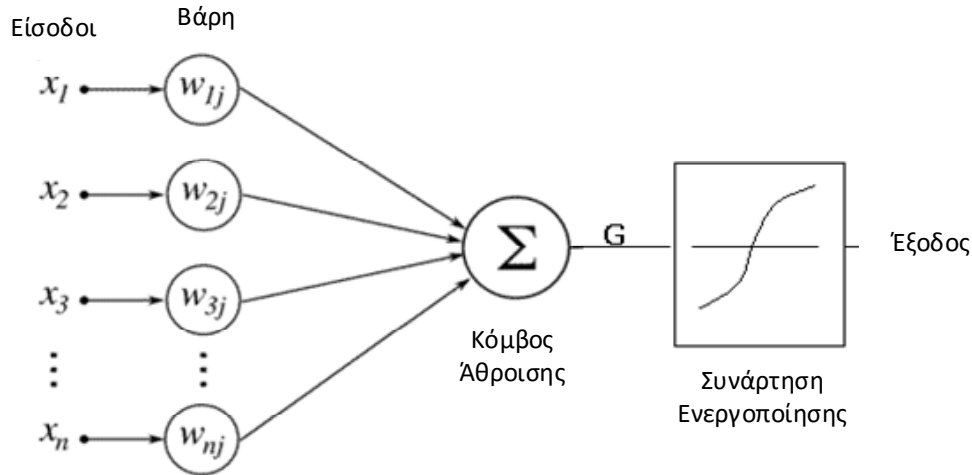
2.2.6 Αλγόριθμος Νευρωνικών Δικτύων (Neural Networks)

Η αναζήτηση του ΣΜΙ με διατάξεις νευρωνικών δικτύων και ασαφούς λογικής φαίνεται τα τελευταία χρόνια να κερδίζει συνεχώς έδαφος ανάμεσα στις τεχνικές που συναγωνίζονται τις κλασσικές μεθόδους ΔΠ και ΣΑ. Σε αυτό βοήθησε η ευρεία διάδοση των μικροεπεξεργαστών. Γενικά, ως Νευρωνικό Δίκτυο, χαρακτηρίζεται ένα μαθηματικό μοντέλο για την επεξεργασία πληροφορίας, το οποίο μέσω των συνάψεων κάνει διάφορους υπολογισμούς και εξάγει ένα αποτέλεσμα [23]. Το μοντέλο είναι εμπνευσμένο από τα βιοηλεκτρικά δίκτυα που υπάρχουν στον εγκέφαλο ανάμεσα στους νευρώνες και τα σημεία επαφής των νευρικών απολήξεων. Σε αυτό υπάρχουν κομβικά σημεία (nodes), στα οποία καταλήγουν συνδέσεις από άλλους κόμβους του δικτύου και στις οποίες αποδίδεται κάποιο βάρος w . Δομικό στοιχείο ενός νευρωνικού δικτύου είναι το τεχνητό νευρώνιο σαν αυτό του Σχήματος 2.7. Υπάρχουν δύο είδη νευρώνων: τα νευρώνια εισόδου και τα υπολογιστικά νευρώνια. Τα νευρώνια εισόδου δεν πραγματοποιούν υπολογισμούς, αλλά μεσολαβούν ανάμεσα στις εισόδους του δικτύου και τα υπολογιστικά νευρώνια [23]. Τα υπολογιστικά νευρώνια πολλαπλασιάζουν τις εισόδους τους με τα συναπτικά βάρη και υπολογίζουν το άθροισμα του γινομένου. Το άθροισμα που προκύπτει είναι το όρισμα της συνάρτησης ενεργοποίησης. Εάν x_i είναι η i -οστή είσοδος, w_{ij} το j -οστο συναπτικό βάρος

του i νευρωνίου και Φ η συνάρτηση ενεργοποίησης του νευρωνικού δικτύου, τότε η έξοδος y του νευρωνίου θα δίνεται από την εξίσωση :

$$y = \Phi\left(\sum_{i=0}^n x_i w_{ij}\right) \quad (2.8)$$

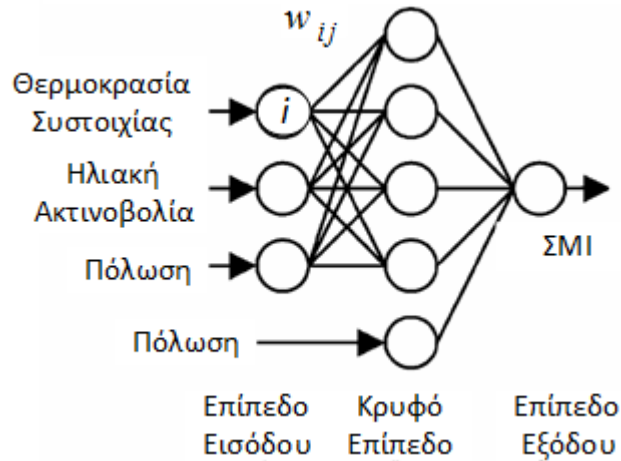
Η συνάρτηση ενεργοποίησης μπορεί να είναι βηματική, γραμμική, μη-γραμμική ή στοχαστική.



Σχήμα 2.7 - Τεχνητό Νευρόνιο [47]

Μια τυπική διάταξη νευρωνικού δικτύου ευθείας τροφοδότησης αποτελείται από τρία επίπεδα : το επίπεδο εισόδου, το κρυφό επίπεδο και το επίπεδο εξόδου (βλ. Σχήμα 2.8). Ο αριθμός των κόμβων (δηλαδή των νευρωνίων) του κάθε επιπέδου, εξαρτάται κάθε φορά από την εφαρμογή. Στην περίπτωση ελέγχου φ/β γεννήτριας, οι εισοδοί του δικτύου θα είναι κάποιος συνδυασμός των παραμέτρων της συστοιχίας, δηλαδή της τάσης ανοιχτοκυκλώματος, του ρεύματος βραχυκύκλωσης, των συνθηκών θερμοκρασίας και της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας. Η έξοδος θα είναι ο λόγος κατάτμησης του μετατροπέα [23].

Το κατά πόσο επιτυχώς θα βρεθεί το ΣΜΙ εξαρτάται από τους αλγορίθμους που υλοποιούνται στο κρυμμένο επίπεδο του νευρωνικού δικτύου, καθώς και από το πόσο καλά έχει "εκπαιδευτεί" το νευρωνικό δίκτυο. Ο όρος "εκπαίδευση" ενός νευρωνικού σημαίνει ότι σε αυτό υφίσταται μια εσωτερική διαδικασία μεγάλης χρονικής διάρκειας, στο τέλος της οποίας το νευρωνικό "μαθαίνει" να παράγει τις επιθυμητές εξόδους για συγκεκριμένες εισόδους. Αυτό γίνεται μέσω της συνεχούς αναπροσαρμογής των βαρών του δικτύου (με βάση πάντα έναν προκαθορισμένο αλγόριθμο) ώστε οι τελικές τιμές τους να επιφέρουν το επιθυμητό αποτέλεσμα, δηλαδή την επιτυχή εύρεση του ΣΜΙ [23].



Σχήμα 2.8 - Παράδειγμα Νευρωνικού Δικτύου με 3 επίπεδα [47]

Το βασικό μειονέκτημα της συγκεκριμένης τεχνικής είναι η χρονοβόρα διαδικασία της σωστής εκπαίδευσης του νευρωνικού. Επίσης, λόγω του ότι τα φ/β πλαίσια έχουν συνήθως διαφορετικά χαρακτηριστικά μεταξύ τους, πρέπει η εκπαίδευση του νευρωνικού να γίνεται για το καθένα ξεχωριστά. Τέλος, σημαντικό μειονέκτημα είναι το ότι λόγω της μεταβολής των χαρακτηριστικών των πλαισίων με το χρόνο, θα πρέπει το νευρωνικό δίκτυο να εκπαιδεύεται περιοδικά εκ νέου ώστε να είναι αξιόπιστη η εύρεση του ΣΜΙ.

2.2.7 Αλγόριθμος Σάρωσης Ρεύματος (Current Sweep)

Η λογική της συγκεκριμένης τεχνικής είναι η παραγωγή της I-V χαρακτηριστικής μιας φ/β συστοιχίας με τεχνητό τρόπο σε καθορισμένες χρονικές στιγμές. Από τη χαρακτηριστική αυτή υπολογίζεται το ΣΜΙ, το οποίο προσεγγίζεται μεταβάλλοντας κατάλληλα το λόγο κατάτμησης του μετατροπέα. Ο τεχνητός προσδιορισμός της I-V καμπύλης γίνεται "σαρώνοντας" από τη φ/β συστοιχία ρεύμα συγκεκριμένης κυματομορφής που χαρακτηρίζεται ως "κυματομορφή σάρωσης" [24]. Η συνάρτηση που επιλέγεται για την κυματομορφή σάρωσης πρέπει να είναι απευθείας ανάλογη της χρονικής παραγωγού της, δηλαδή :

$$f(t) = k \frac{df(t)}{dt} \quad (2.9)$$

όπου k είναι μια σταθερά. Η ισχύς της φ/β συστοιχίας θα είναι :

$$p(t) = v(t)i(t) = v(t)f(t) \quad (2.10)$$

Στο ΣΜΙ θα ισχύει :

$$\frac{dp(t)}{dt} = v(t) \frac{df(t)}{dt} + f(t) \frac{dv(t)}{dt} = 0 \quad (2.11)$$

Αντικαθιστώντας τη (2.11) στη (2.13) προκύπτει :

$$\frac{dp(t)}{dt} = \left[v(t) + k \frac{dv(t)}{dt} \right] \frac{df(t)}{dt} = 0 \quad (2.12)$$

Η γενική μορφή της λύσης της διαφορικής (2.12) είναι :

$$f(t) = Ce^{t/k} \quad (2.13)$$

Το C επιλέγεται να είναι ίσο με το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να εξάγει η φ/β γεννήτρια I_{\max} και k , που έχει διαστάσεις σταθεράς χρόνου, επιλέγεται να είναι αρνητικό ώστε η (2.13) να φθίνει με το χρόνο, δηλαδή :

$$f(t) = I_{\max} e^{-t/T} \quad (2.14)$$

Δεδομένου ότι η παράγωγος της (2.12) είναι διάφορη του μηδενός, διαιρώντας και τα δύο μέλη της (2.12) με $\frac{df(t)}{dt}$ και θέτοντας $f(t) = i(t)$ (το ρεύμα που σαρώνει από τη φ/β συστοιχία), προκύπτει ότι :

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

Από τη στιγμή που μέσω της κυματομορφής σάρωσης έχει προσδιοριστεί το ΣΜΙ, η Εξίσωση (2.13) χρησιμεύει στο να επιβεβαιωθεί αν πράγματι το υπολογισμένο σημείο είναι σωστό, και αν όχι, να γίνουν οι απαραίτητες διορθώσεις.

Ο έλεγχος με σάρωση ρεύματος είναι μια τεχνική που υλοποιείται εύκολα με αναλογικά κυκλώματα. Το βασικότερο μειονέκτημα της είναι η απώλεια ισχύος από τη φ/β γεννήτρια για όσο χρόνο διαρκεί η σάρωση ρεύματος και ο υπολογισμός του ΣΜΙ. Γενικά, η καθυστέρηση στον υπολογισμό του ΣΜΙ είναι μια πολύ σημαντική παράμετρος που καθιστά τη συγκεκριμένη τεχνική μη επιθυμητή για περιπτώσεις γρήγορων μεταβολών στις συνθήκες περιβάλλοντος [24].

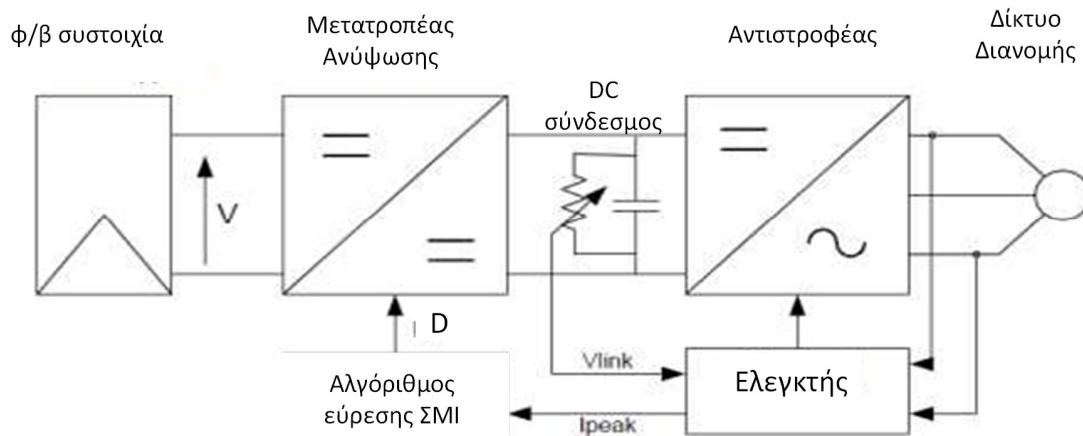
2.2.8 Αλγόριθμος DC Link Capacitor Droop Control (DC LCDC)

Είναι ένας αλγόριθμος εύρεσης του ΣΜΙ για την περίπτωση που η φ/β γεννήτρια λειτουργεί εγχέοντας την παραγόμενη ενέργεια της σε ac δίκτυο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.9. Ο λόγος κατάτμησης ενός ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης είναι :

$$D = 1 - \frac{V}{V_{link}} \quad (2.16)$$

όπου V η τάση της φ/β συστοιχίας και V_{link} η τάση στην έξοδο του DC-DC μετατροπέα. Αν, διατηρώντας την V_{link} σταθερή, αυξηθεί το ρεύμα εισροής στον αντιστροφέα, θα αυξηθεί και το ρεύμα που εξέρχεται από τον DC-DC μετατροπέα ανύψωσης και κατά συνέπεια θα αυξηθεί και η ισχύς εξόδου της φ/β γεννήτριας. Ενώ το ρεύμα αυξάνει, η V_{link} μπορεί να

παραμένει σταθερή, όσο η απαιτούμενη από τον αντιστροφέα ισχύς δε θα χρειαστεί να υπερβεί τη μέγιστη ισχύ που μπορεί να δώσει η φ/β γεννήτρια [25]. Αν οι απαιτήσεις του αντιστροφέα αυξηθούν, η V_{link} θα αρχίζει να μειώνεται. Ακριβώς πριν η V_{link} ρίξει την τιμή της, η εντολή ελέγχου ρεύματος I_{peak} του αντιστροφέα αντιστοιχεί στη μέγιστη τιμή της εισερχόμενης σε αυτόν ισχύος, με συνέπεια η φ/β γεννήτρια να λειτουργεί στο ΣΜΙ. Η ανατροφοδότηση από το βρόχο ελέγχου της εξόδου του αντιστροφέα προλαβαίνει τη V_{link} από το να μειώσει την τιμή της, μεταβάλλοντας το λόγο κατάτμησης του DC-DC μετατροπέα. Συνεπώς, το I_{peak} ανακτά τη μέγιστη τιμή του και διατηρείται το σημείο λειτουργίας της γεννήτριας στο ΣΜΙ [25].

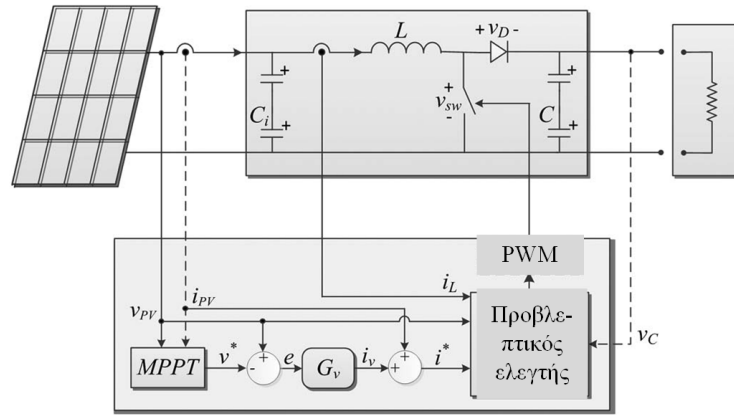


Σχήμα 2.9 - Τοπολογία DC Link Capacitor Droop Control [25]

Όπως είναι προφανές, η τεχνική DC LCDC δε χρειάζεται να διατρέξει τις καμπύλες P-V ή I-V, προκειμένου να ρυθμιστεί κατάλληλα το λόγο κατάτμησης του μετατροπέα. Λειτουργεί, προσπαθώντας συνεχώς να ικανοποιεί τις απαιτήσεις εξόδου του αντιστροφέα, δηλαδή του φορτίου. Η συγκεκριμένη τεχνική υλοποιείται εύκολα με αναλογικά κυκλώματα τελεστικών και λογικά κυκλώματα για τη λήψη αποφάσεων [25].

2.2.9 Αλγόριθμος Deadbeat Προβλεπτικού Ελέγχου (Deadbeat Predictive Control)

Η τεχνική αυτή χρησιμοποιεί το μαθηματικό μοντέλο του DC-DC μετατροπέα προκειμένου να επιτύχει την εύρεση του ΣΜΙ. Στο Σχήμα 2.10 απεικονίζεται ο πλήρης ελεγκτής, με τον οποίο ανιχνεύεται το ΣΜΙ σε ένα φ/β σύστημα περίπου σαν αυτό που θα εξεταστεί στο Κεφάλαιο 4. Το συνολικό σύστημα αποτελείται από μια φ/β γεννήτρια, έναν DC-DC μετατροπέα ανύψωσης τάσης, τον ελεγκτή και ένα φορτίο στην έξοδο [3].



Σχήμα 2.10 - Τοπολογία Προβλεπτικού Ελεγκτή [3]

Για την παραγωγή της τάσης αναφοράς v^* , ένας από τους συμβατικούς αλγορίθμους αλγορίθμους μπορεί να χρησιμοποιηθεί, έστω ο ΔΠ, ενώ στη συνέχεια μέσω του G_v , που στην πραγματικότητα είναι ένας PI ελεγκτής, παράγεται το ρεύμα αναφοράς i^* . Πέρα από το ρεύμα αναφοράς, οι άλλες τρεις εισοδοί στον προβλεπτικό ελεγκτή είναι η τάση εξόδου της φ/β γεννήτριας, το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο στον μετατροπέα και η τάση εξόδου του μετατροπέα. Μια συνάρτηση κόστους χρησιμοποιείται που αποτελεί και τη συνάρτηση προς ελαχιστοποίηση. Μία απλή μορφή που θα μπορούσε να έχει η συνάρτηση κόστους φαίνεται στη Σχέση (2.17)

$$J = |i^* - i_L(k+1)| \quad (2.17)$$

όπου $i_L(k+1)$ το ρεύμα στο πηνίο τη χρονική στιγμή $k+1$. Η τιμή αυτή του ρεύματος υπολογίζεται για το μετατροπέα ανύψωσης μέσω των διακριτών εξισώσεων σε περίπτωση που ο διακόπτης είναι ON και OFF αντίστοιχα :

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_S}{L} v_{PV}(k) \quad (2.18)$$

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_S}{L} (v_{PV}(k) - v_C(k)) \quad (2.19)$$

όπου v_C η τάση εξόδου του μετατροπέα.

Έτσι με βάση σε ποια κατάσταση, ON ή OFF, έχουμε μικρότερη τιμή για το κόστος της Σχέσης (2.17) δίνεται η κατάλληλη εντολή στο διακόπτη με αποτέλεσμα την επιτυχή ανίχνευση του ΣΜΙ.

Αυτή η τεχνική ελέγχου έχει επιβεβαιωθεί πειραματικά στο άρθρο [3]. Αν και τα αποτελέσματα του είναι πολύ ικανοποιητικά όσον αφορά τη μεταβατική απόκριση και την ακρίβεια εντοπισμού του ΣΜΙ κάτω από διάφορες απότομες μεταβολές στην ηλιοφάνεια, εντούτοις έχει μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα όταν ο ορίζοντας πρόβλεψης είναι παραπάνω από ένα βήμα, πράγμα που καθιστά αυτήν την τεχνική ελέγχου, μη προτιμητέα στην αγορά σε σχέση με έναν PI ελεγκτή που είναι πιο απλός στην υλοποίηση του. Η

πολυπλοκότητα ενός προβλεπτικού ελεγκτή με παραπάνω από ένα βήμα πρόβλεψης αυξάνεται εκθετικά [48].

2.2.10 Σύγκριση των Αλγορίθμων Εύρεσης του Σημείου Μέγιστης Ισχύος

Στο σημείο αυτό, θα δοθούν κάποια συγκεντρωτικά στοιχεία που προκύπτουν από τη σύγκριση των αλγορίθμων αντίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος υπό συνθήκες ομοιόμορφης ακτινοβολίας που έχουν ήδη παρουσιασθεί και τα οποία συνοψίζονται στον Πίνακα 2.2 [47]. Τα κριτήρια με τα οποία συγκρίνονται οι αλγόριθμοι είναι :

- 1) Η Κυκλωματική υλοποίηση : Η υλοποίηση των τεχνικών ελέγχου μπορεί να είναι είτε αναλογική είτε ψηφιακή. Στην ψηφιακή, απαιτείται ο προγραμματισμός του μικροεπεξεργαστή.
- 2) Οι Αισθητήρες : Ο αριθμός των αισθητήρων που χρειάζεται για να υλοποιηθεί η τεχνική ελέγχου, επηρεάζει σημαντικά την ταχύτητα σύγκλισης και την ακρίβεια του ελεγκτή. Τις περισσότερες φορές, είναι πιο εύκολη και πιο αξιόπιστη η μέτρηση της τάσης, παρά του ρεύματος. Οι αισθητήρες ρεύματος είναι συνήθως ακριβοί και μεγάλοι σε μέγεθος.
- 3) Η Ταχύτητα Σύγκλισης, η Ακρίβεια και η Ευστάθεια στο Σημείο Μέγιστης Ισχύος: Η πιο γρήγορη σύγκλιση και η μεγαλύτερη ακρίβεια μειώνουν τις απώλειες και αυξάνουν την απόδοση του συνολικού συστήματος.
- 4) Η σχέση κόστους και καλής επίδοσης : Αυτό που απαιτείται, κυρίως, από μια φ/β εγκατάσταση, είναι η λειτουργία στο ΣΜΙ κάτω από οποιοσδήποτε συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας και καιρικών συνθηκών και μια υψηλή αναλογία κόστους εγκατάστασης με καλή επίδοση του φ/β συστήματος. Με αυτόν τον τρόπο το φ/β σύστημα μπορεί να είναι ανταγωνιστικό στην αγορά.

Τα αποτελέσματα των συγκρίσεων των αλγορίθμων μέσα από τη βιβλιογραφία αποτυπώνονται στον παρακάτω πίνακα στην κλίμακα επίδοσης Χαμηλή - Μέτρια - Καλή - Υψηλή.

Πίνακας 2.2 - Επίδοση Αλγορίθμων Εύρεσης του ΣΜΙ υπό Ομοιόμορφη Ηλιακή Ακτινοβολία

Αλγόριθμος	Κυκλωματική Υλοποίηση	Αισθητήρες	Ταχύτητα Σύγκλισης	Ακρίβεια	Ευστάθεια στο ΣΜΙ	Πολυπλοκότητα Υλοποίησης	Σχέση Κόστους-Επίδοσης
ΔΠ	Ψηφιακή	V & I	Μέτρια	Υψηλή	Καλή	Μέτρια	Καλή
ΣΑ	Ψηφιακή	V & I	Υψηλή	Καλή	Υψηλή	Μέτρια	Καλή
ΟV	Αναλογική και Ψηφιακή	V	Μέτρια	Καλή	Χαμηλή	Χαμηλή	Μέτρια
SC	Αναλογική και Ψηφιακή	I	Μέτρια	Καλή	Μέτρια	Μέτρια	Μέτρια
Ασαφής Λογική	Ψηφιακή	V,I, Ηλιοφάνεια	Υψηλή	Καλή	Υψηλή	Υψηλή	Μέτρια
Νευρωνικά Δίκτυα	Ψηφιακή	V,I, Ηλιοφάνεια, Θερμοκρασία	Υψηλή	Καλή	Υψηλή	Υψηλή	Μέτρια
Σάρωση Ρεύματος	Ψηφιακή	I	Χαμηλή	Καλή	Μέτρια	Μέτρια	Μέτρια
DC LCDC	Αναλογική και Ψηφιακή	V	Μέτρια	Καλή	Μέτρια	Χαμηλή	Μέτρια

Προβλεπτικός Έλεγχος	Ψηφιακή	V & I	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλή	Καλή
----------------------	---------	-------	-------	-------	-------	-------	------

Με τη βοήθεια του Πίνακα 2.2, για την εφαρμογή που αναπτύσσεται, επιλέγεται η σύγκριση μεταξύ των αλγορίθμων ΔΠ και ΣΑ και αυτό γιατί συνδυάζουν απλότητα στην υλοποίηση τους, χαμηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα και υψηλή ακρίβεια στον εντοπισμό του ΣΜΙ.

Τεχνικές Ελέγχου για την Εύρεση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος υπό Συνθήκες Μερικής Σκίασης

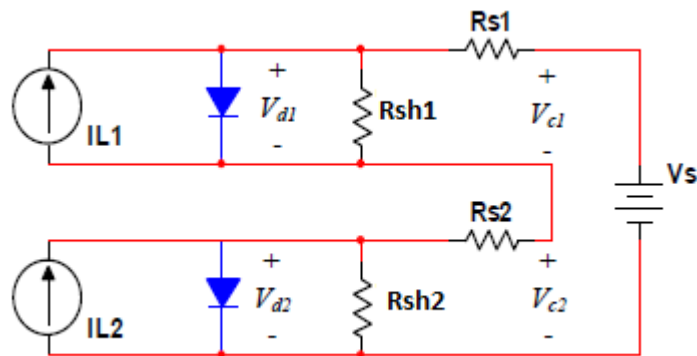
3.1 Εισαγωγή

Οι συνθήκες λειτουργίας μιας φ/β γεννήτριας είναι συνήθως μη ομοιόμορφες, κυρίως λόγω τοπικών νεφώσεων που δημιουργούνται και σκιάσεων λόγω εμποδίων. Επίσης, η μερική σκίαση οφείλεται και στη γήρανση της φ/β γεννήτριας αλλά και στη σκόνη που εναποτίθεται πάνω στα φ/β πλαίσια. Στο κεφάλαιο αυτό, θα παρουσιαστεί μια σύντομη ανάλυση πάνω στις επιπτώσεις στο φ/β κύτταρο, αλλά και σε ένα φ/β πλαίσιο, όταν επικρατούν συνθήκες μερικής σκίασης. Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν διάφορες τεχνικές εύρεσης του ΣΜΙ υπό ΣΜΣ, που υπάρχουν στη βιβλιογραφία.

3.2 Φαινόμενο Μερικής Σκίασης

3.2.1 Ανάλυση Φαινομένου Μερικής Σκίασης σε εν Σειρά Συνδεδεμένα φ/β Κύτταρα

Στο Σχήμα 3.1 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα για δύο φ/β κύτταρα που συνδέονται σε σειρά. Σε συνθήκες ομοιόμορφης ηλιοφάνειας, το φωτόρευμα στο ένα κύτταρο μπορεί να περνάει στο άλλο και στη συνέχεια στο φορτίο, ενώ η τάση εξόδου των δύο κυττάρων είναι το άθροισμα παραγόμενης τάσης και των δύο.



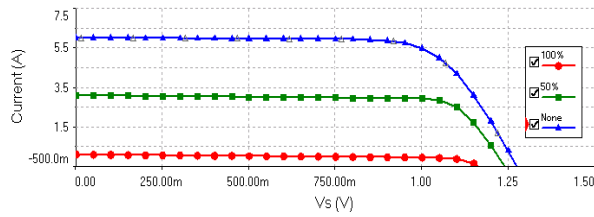
Σχήμα 3.1 - Ισοδύναμο κύκλωμα δύο φ/β κυττάρων σε σειρά συνδεδεμένα

Αν όμως το ένα κύτταρο δέχεται πλήρη ακτινοβολία και το άλλο είναι σκιασμένο, τότε το φωτοδιεγερμένο φορτίο του ασκίαστου κυττάρου είναι μεγαλύτερο από το αντίστοιχο του σκιασμένου. Τώρα, το φωτόρευμα του ασκίαστου κυττάρου δε μπορεί να περάσει όλο από το σκιασμένο εξαιτίας της μικρότερης συγκέντρωσης των φορέων φορτίου, αναγκάζοντας τους υπόλοιπους φορείς να συγκεντρώνονται στα p- και n- άκρα του σκιασμένου κυττάρου. Συνεπώς, η τάση εξόδου του μη σκιασμένου κυττάρου αυξάνεται προκαλώντας, πρώτον, αύξηση του ρεύματος διάχυσης στην p-n επαφή του μη σκιασμένου

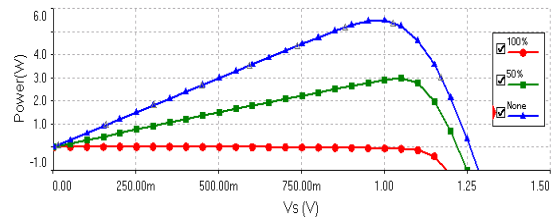
κυττάρου και δεύτερον, μέρος του φωτορεύματος του μη σκιασμένου να αναγκάζεται να περάσει μέσα από την αντίσταση διακλάδωσης του σκιασμένου κυττάρου [26,27].

Στο Σχήμα 3.2 φαίνονται οι I-V και P-V χαρακτηριστικές των δύο, εν σειρά, φ/β κυττάρων για ποσοστά σκίασης 0%, 50%, 100%, όπου το μηδέν είναι η μη σκιασμένη κατάσταση και το 100% η εντελώς σκιασμένη. Από τα διαγράμματα και την αναφορά [26] προκύπτουν τα παρακάτω σημαντικά στοιχεία για το φαινόμενο της μερικής σκίασης.

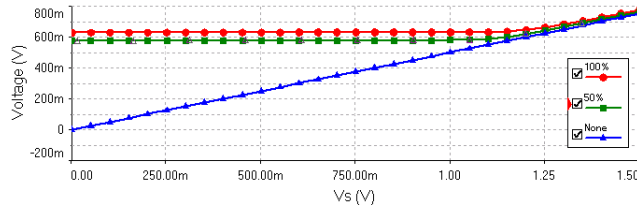
- 1) Όταν και τα δύο κύτταρα λειτουργούν κάτω από τις ίδιες συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας, τόσο οι φωτοπαραγόμενες τάσεις τους (βλ. Σχήμα 3.2 γ, ε) όσο και οι P-V χαρακτηριστικές (βλ. Σχήμα 3.2 δ, στ). Συγκρίνοντας με ένα μόνο κύτταρο, η τάση και η ισχύς εξόδου στο ΣΜΠ αυξάνονται.
- 2) Αν το ένα κύτταρο είναι 100% σκιασμένο ενώ το άλλο είναι ασκίαστο, το φωτόρευμα του μη σκιασμένου πρέπει να περάσει από την αντίσταση διακλάδωσης του σκιασμένου. Για να συμβεί αυτό η φωτοπαραγόμενη τάση του μη σκιασμένου κυττάρου πρέπει να είναι μεγάλη (βλ. Σχήμα 3.2 γ), πράγμα που αυξάνει το ρεύμα διάχυσης της διόδου στο μη σκιασμένο κύτταρο και μειώνει το συνολικό παραγόμενο ρεύμα σημαντικά με αποτέλεσμα και η παραγόμενη ισχύς να είναι πολύ μικρή (βλ. Σχήμα 3.2 β, δ).
- 3) Αν ένα από τα κύτταρα είναι μερικώς σκιασμένο ενώ το άλλο σε πλήρη έκθεση στην ηλιακή ακτινοβολία, τότε το πρώτο συγκεντρώνει περισσότερους φορείς φορτίου από ότι το δεύτερο. Άρα, μέρος των φορέων του μη σκιασμένου θα περάσει από το σκιασμένο κύτταρο και το υπόλοιπο από την αντίσταση διακλάδωσης του σκιασμένου. Συνεπώς, το σκιασμένο κύτταρο λειτουργεί στην περιοχή ανάστροφης τάσης πόλωσης, με αποτέλεσμα το μη σκιασμένο κύτταρο να παράγει ισχύ και το άλλο να απορροφά (βλ. Σχήμα 3.2 δ, στ), ανάλογα με την εξωτερική επιβαλλόμενη τάση. Με τον ίδιο τρόπο, για να περάσει το ρεύμα από τη μεγάλη αντίσταση διακλάδωσης, η φωτοπαραγόμενη τάση του ασκίαστου κυττάρου θα πρέπει να είναι μεγάλη (βλ. Σχήμα 3.2 γ), αυξάνοντας το ρεύμα διάχυσης της διόδου του μη σκιασμένου κυττάρου και το συνολικό ρεύμα που περνάει από την αντίσταση διακλάδωσης του σκιασμένου είναι πολύ μικρό.
- 4) Υπό ΣΜΣ, η ισχύς που απορροφάται από το σκιασμένο κύτταρο επηρεάζεται από την εξωτερική τάση που επιβάλλεται. Όσο μεγαλύτερη είναι η εξωτερική τάση τόσο μικρότερο είναι το ρεύμα του μη σκιασμένου κυττάρου που περνάει από την αντίσταση διακλάδωσης του σκιασμένου. Άρα, η ανάστροφη τάση πόλωσης στα άκρα του δεύτερου και η απορρόφηση ισχύος είναι μικρότερη. Όταν η εξωτερική τάση είναι μεγαλύτερη από την τάση ορθής πόλωσης της διόδου του ασκίαστου κυττάρου, το σκιασμένο κύτταρο αρχίζει να παράγει ισχύ (βλ. Σχήμα 3.2 στ). Δηλαδή η αύξηση της εξωτερικής τάσης μπορεί να προστατέψει το σκιασμένο κύτταρο από το να μετατραπεί σε θερμή κηλίδα (hot spot) όταν επικρατούν συνθήκες μερικής σκίασης.



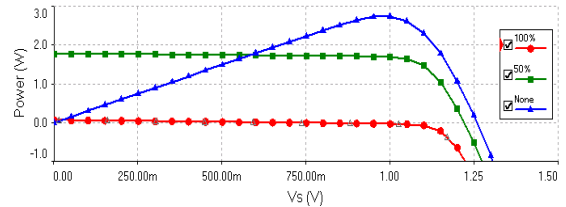
(α) I-V χαρακτηριστικές των δύο κυττάρων



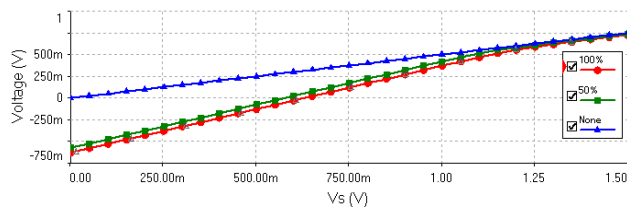
(β) P-V χαρακτηριστικές των δύο κυττάρων



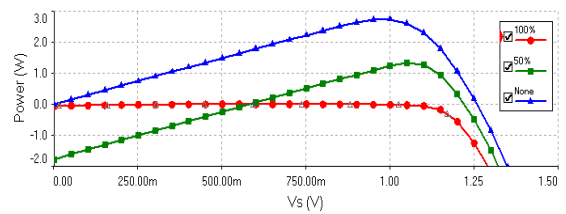
(γ) Χαρακτηριστικές τερματικής τάσης ασκίαστου φ/β κυττάρου



(δ) P-V χαρακτηριστικές ασκίαστου κυττάρου



(ε) Χαρακτηριστικές τερματικής τάσης σκιασμένου φ/β κυττάρου

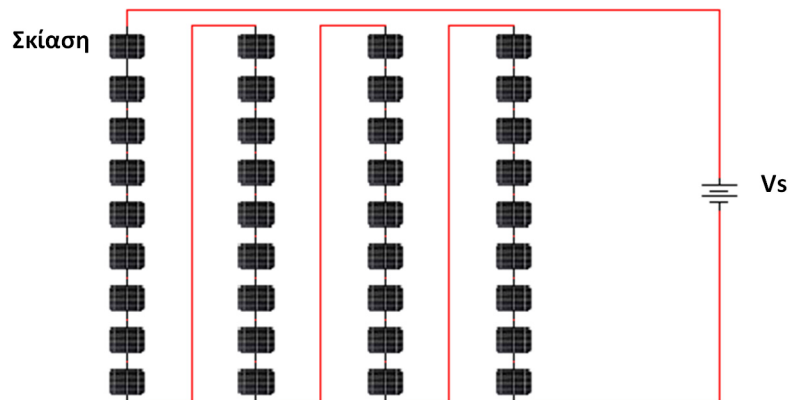


(στ) P-V χαρακτηριστικές σκιασμένου κυττάρου

Σχήμα 3.2 - Χαρακτηριστικές καμπύλες των δύο εν σειρά συνδεδεμένων φ/β κυττάρων

3.2.2 Φ/Β Πλαίσιο υπό Συνθήκες Μερικής Σκίασης

Τα φ/β κύτταρα συνδέονται, συνήθως, σε σειρά για να δημιουργήσουν ένα συγκεκριμένο επίπεδο συνεχούς τάσης. Στο Σχήμα 3.3 φαίνεται μια τέτοια συνδεσμολογία. Στη συνέχεια αυτό το πλαίσιο μπορεί να συνδεθεί σε σειρά για να δώσει μεγαλύτερη τάση στην έξοδο ή παράλληλα.

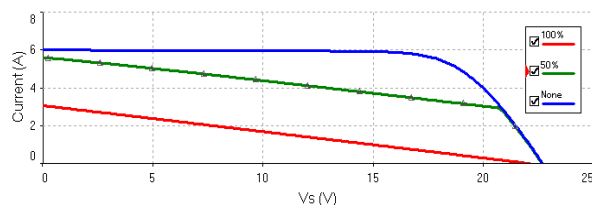


Σχήμα 3.3 - φ/β πλαίσιο με 36 κύτταρα σε σειρά συνδεδεμένα [26]

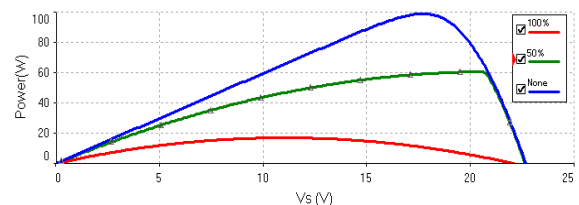
Οι καμπύλες I-V και P-V είναι πιο περίπλοκες, ανάλογα με τον αριθμό των σκιασμένων κυττάρων και το ποσοστό σκίασης του καθενός [26]. Στα Σχήματα 3.4 και 3.5 φαίνονται οι I-V και P-V χαρακτηριστικές ενός φ/β πλαισίου για τη σκίαση ενός και 18 φ/β κυττάρων αντίστοιχα με ποσοστά σκίασης 0% (μπλε χρώμα), 50% (πράσινο χρώμα), 100% (κόκκινο χρώμα) με το 100% να δηλώνει την πλήρη σκίαση των κυττάρων.

Από τα διαγράμματα και σύμφωνα με τις πηγές [26,27] προκύπτουν τα εξής στοιχεία για την περίπτωση μερικής σκίασης του ενός κυττάρου :

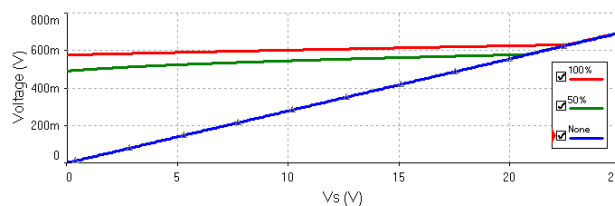
Αν όλα τα φ/β κύτταρα βρίσκονται υπό συνθήκες πλήρους ηλιοφάνειας το ρεύμα κάθε κυττάρου είναι το ίδιο και η τάση εξόδου μαζί με την ισχύ αυξάνονται λόγω των περισσότερων συνδεδεμένων κυττάρων. Τα πράγματα αλλάζουν αν έστω και ένα κύτταρο είναι σκιασμένο. Στα Σχήματα 3.4 α και β φαίνεται το πόσο πολύ επηρεάζονται οι χαρακτηριστικές. Η σκίαση του κυττάρου αναγκάζει ένα μέρος των φορέων φορτίου των μη σκιασμένων κυττάρων να περάσουν από την αντίσταση διακλάδωσης του πρώτου, προκαλώντας ανάστροφη τάση πόλωσης στα άκρα του (βλ. Σχήμα 3.4 ε). Συνεπώς, τα μη σκιασμένα κύτταρα παράγουν ισχύ ενώ το σκιασμένο απορροφά (βλ. Σχήματα 3.4 ε και στ). Με τον ίδιο τρόπο για να περάσει το ρεύμα από τη μεγάλη αντίσταση διακλάδωσης, η παραγόμενη τάση του κάθε ασκίαστου κυττάρου πρέπει να είναι μεγάλη (βλ. Σχήμα 3.4 γ). Όμως το συνολικό ρεύμα των μη σκιασμένων κυττάρων προκαλεί τη ροή μεγάλου ρεύματος μέσα από την αντίσταση διακλάδωσης του σκιασμένου κυττάρου (Σχήμα 3.4 α) και υψηλή ανάστροφη τάση στα άκρα του (Σχήμα 3.4 ε), τα οποία έχουν σαν αποτέλεσμα την απορρόφηση μεγάλων ποσών ενέργειας, ιδιαίτερα όταν η τάση που επιβάλλεται στα άκρα του πλαισίου είναι μικρή (Σχήμα 3.4 στ). Λόγω αυτής της μεγάλης απορρόφησης ισχύος το φ/β κύτταρο μπορεί να καταστραφεί.



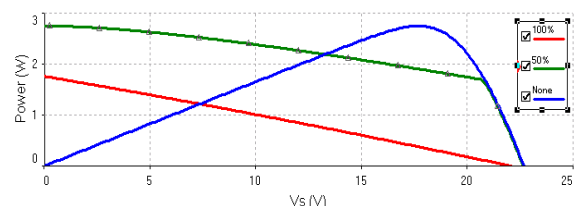
(α) I-V χαρακτηριστικές του φ/β πλαισίου



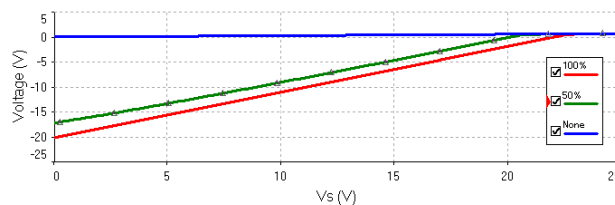
(β) P-V χαρακτηριστικές του φ/β πλαισίου



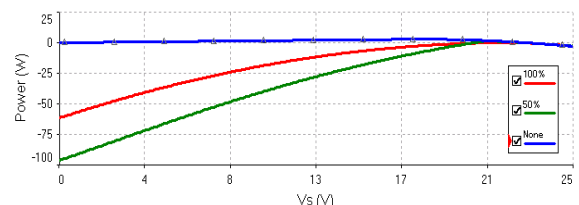
(γ) Χαρακτηριστικές τερματικής τάσης ασκίαστου κυττάρου



(δ) P-V Χαρακτηριστικές ασκίαστου κυττάρου



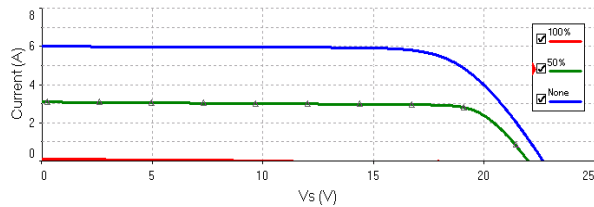
(ε) Χαρακτηριστικές τερματικής τάσης σκιασμένου κυττάρου



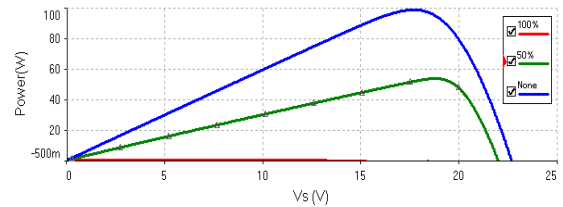
(στ) P-V Χαρακτηριστικές σκιασμένου κυττάρου

Σχήμα 3.4 - Χαρακτηριστικές φ/β πλαισίου με 1 κύτταρο σκιασμένο

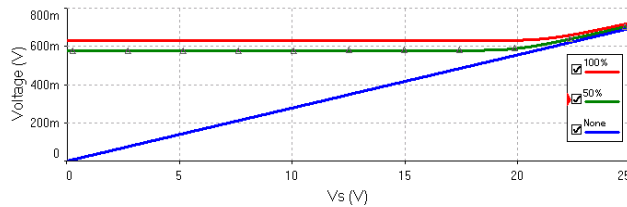
Για την περίπτωση του Σχήματος 3.5 όπου 18 από τα 36 κύτταρα είναι σκιασμένα, η συνολική τάση εξόδου και η ισχύς εξόδου των μη σκιασμένων κυττάρων είναι μικρότερη από την περίπτωση του ενός σκιασμένου κυττάρου. Επομένως, η ανάστροφη τάση στα άκρα των σκιασμένων κυττάρων είναι μικρότερη (Σχήμα 3.5 ε) καθώς επίσης και η απορροφούμενη ισχύς κάθε κυττάρου είναι μικρότερη (Σχήμα 3.5 στ). Συγκριτικά με την περίπτωση του Σχήματος 3.4 στ, η πιθανότητα ενός σκιασμένου κυττάρου να μετατραπεί σε θερμή κηλίδα (hot spot) μειώνεται.



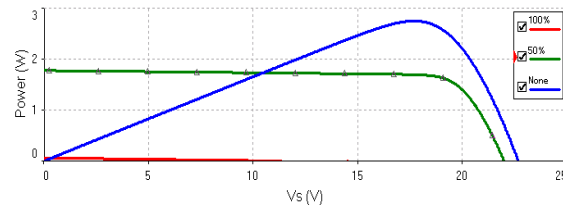
(α) I-V χαρακτηριστικές του φ/β πλαισίου



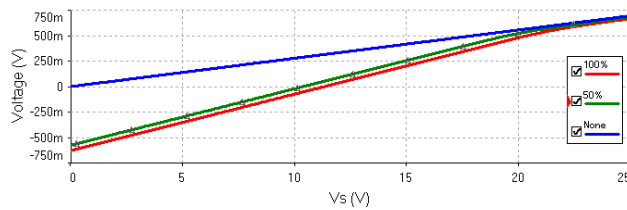
(β) P-V χαρακτηριστικές του φ/β πλαισίου



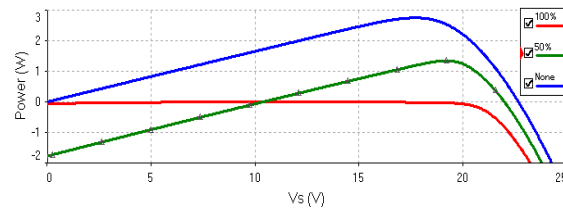
(γ) Χαρακτηριστικές τάσης ασκίαστου κυττάρου



(δ) P-V Χαρακτηριστικές ασκίαστου κυττάρου



(ε) Χαρακτηριστικές τερματικής τάσης σκιασμένου κυττάρου



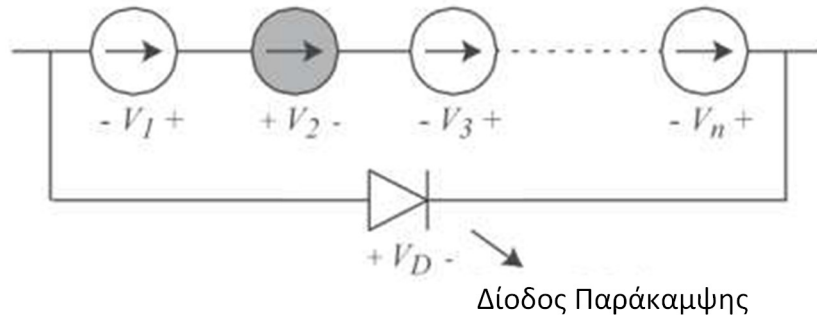
(στ) P-V Χαρακτηριστικές σκιασμένου κυττάρου

Σχήμα 3.5 - Χαρακτηριστικές φ/β πλαισίου με 18 κύτταρα σκιασμένα

3.2.3 Επίδραση Διόδων Παράκαμψης στις Χαρακτηριστικές Καμπύλες των Φ/Β Κυττάρων

Για τη μείωση της επίδρασης του φαινομένου της μερικής σκίασης, χρησιμοποιούνται οι δίοδοι παράκαμψης (bypass diodes) τοποθετημένες παράλληλα με μια σειρά φ/β κυττάρων [26]. Η πολικότητα της διόδου είναι ανάστροφη σε σχέση με αυτή του κυττάρου.

Ο ρόλος της διόδου παράκαμψης είναι να περιορίσει την υψηλή ανάστροφη τάση στα άκρα του σκιασμένου κυττάρου, για να μην καταστραφεί το κύτταρο και δημιουργηθεί θερμή κηλίδα [26]. Στο Σχήμα 3.6 φαίνεται ένα παράδειγμα λειτουργίας της διόδου.



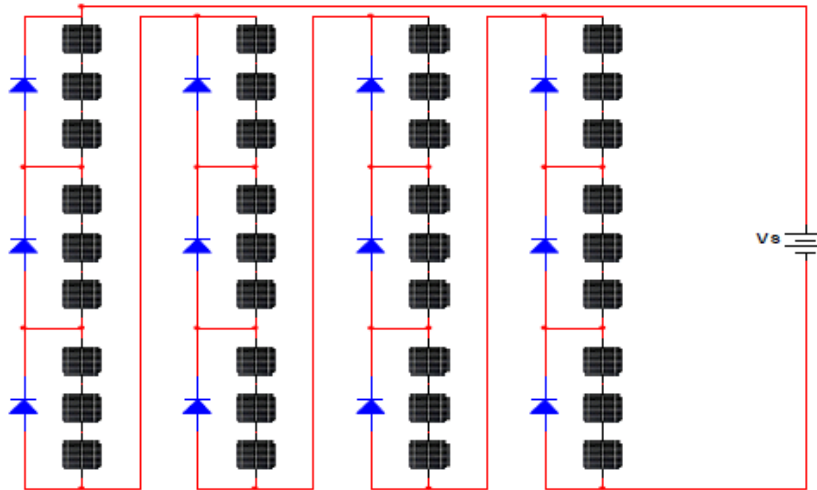
Σχήμα 3.6 - Δίοδος παράκαμψης παράλληλα των φ/β κυττάρων με ένα κύτταρο σκιασμένο

Η δίοδος αρχίζει να άγει όταν ικανοποιείται η Εξίσωση (3.1) :

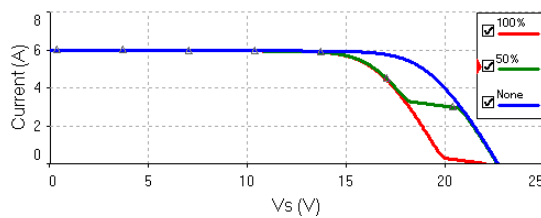
$$V_2 - \sum_{i=1}^n V_i \geq V_D, i \neq 2 \quad (3.1)$$

όπου V_D η τάση ορθής πόλωσης της διόδου. Πλέον, τα κύτταρα του μερικώς σκιασμένου πλαισίου δε διαρρέονται όλα από το ίδιο ρεύμα.

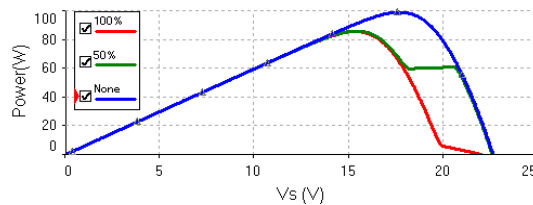
Συνήθως, η δίοδος παράκαμψης συνδέεται ανά ένα φ/β πλαίσιο ή μια ομάδα φ/β κυττάρων. Στο Σχήμα 3.7 φαίνεται ένα φ/β πλαίσιο 36 κυττάρων, με μια δίοδο διαφυγής ανά τρία κύτταρα. Τα Σχήματα 3.8-3.10 απεικονίζουν τις χαρακτηριστικές καμπύλες όταν ένα φ/β κύτταρο σκιάζεται με τρεις διαφορετικές τοπολογίες για τις δίοδους παράκαμψης. Οι τοπολογίες είναι μία δίοδος παράκαμψης ανά 3,9 και 18 φ/β κύτταρα σε σειρά.



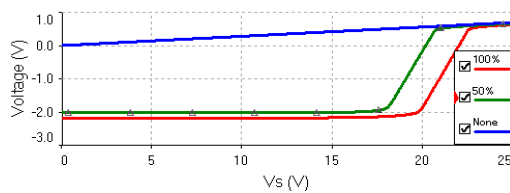
Σχήμα 3.7 - Φ/Β πλαίσιο με μια δίοδο παράκαμψης ανά τρία κύτταρα



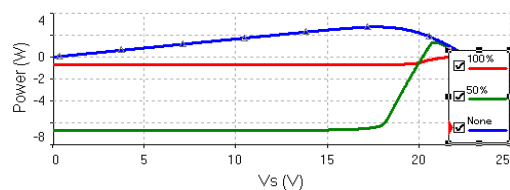
(α) I-V χαρακτηριστικές του φ/β πλαισίου



(β) P-V χαρακτηριστικές του φ/β πλαισίου

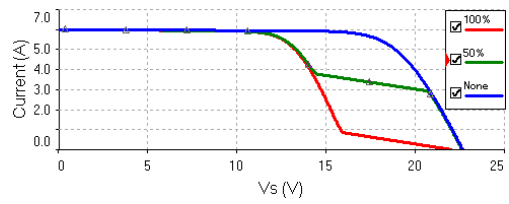


(γ) Τερματική τάση σκιασμένου κυττάρου

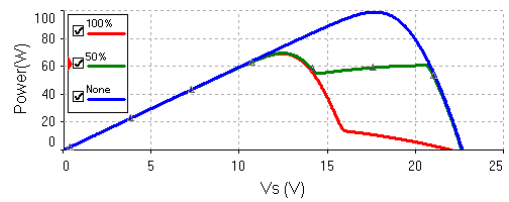


(δ) P-V σκιασμένου κυττάρου

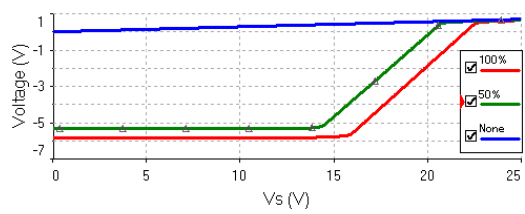
Σχήμα 3.8 - Χαρακτηριστικές φ/β πλαισίου (1 δίοδος παράκαμψης ανά 3 κύτταρα)



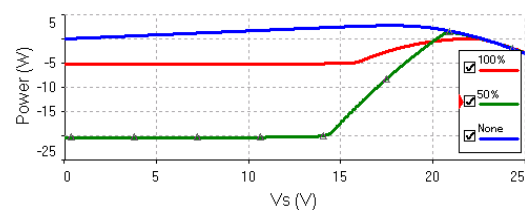
(α) I-V χαρακτηριστικές του φ/β πλαισίου



(β) P-V χαρακτηριστικές του φ/β πλαισίου

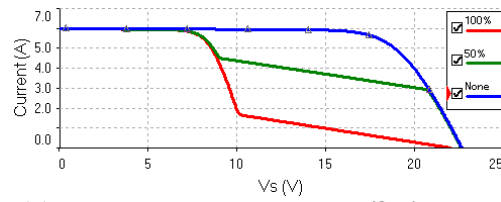


(γ) Τερματική τάση σκιασμένου κυττάρου

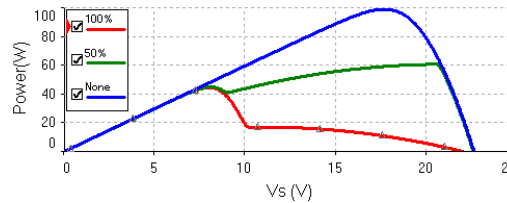


(δ) P-V σκιασμένου κυττάρου

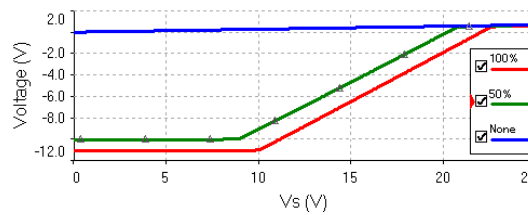
Σχήμα 3.9 - Χαρακτηριστικές φ/β πλαισίου (1 δίοδος παράκαμψης ανά 9 κύτταρα)



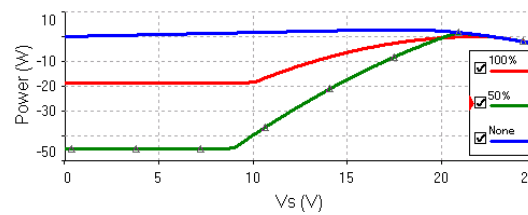
(α) I-V χαρακτηριστικές του φ/β πλαισίου



(β) P-V χαρακτηριστικές του φ/β πλαισίου



(γ) Τερματική τάση σκιασμένου κυττάρου



(δ) P-V σκιασμένου κυττάρου

Σχήμα 3.10 - Χαρακτηριστικές φ/β πλαισίου (1 δίοδος παράκαμψης ανά 18 κύτταρα)

Από τα Σχήματα 3.8 - 3.10 και την αναφορά [26] παρατηρούμε τα εξής :

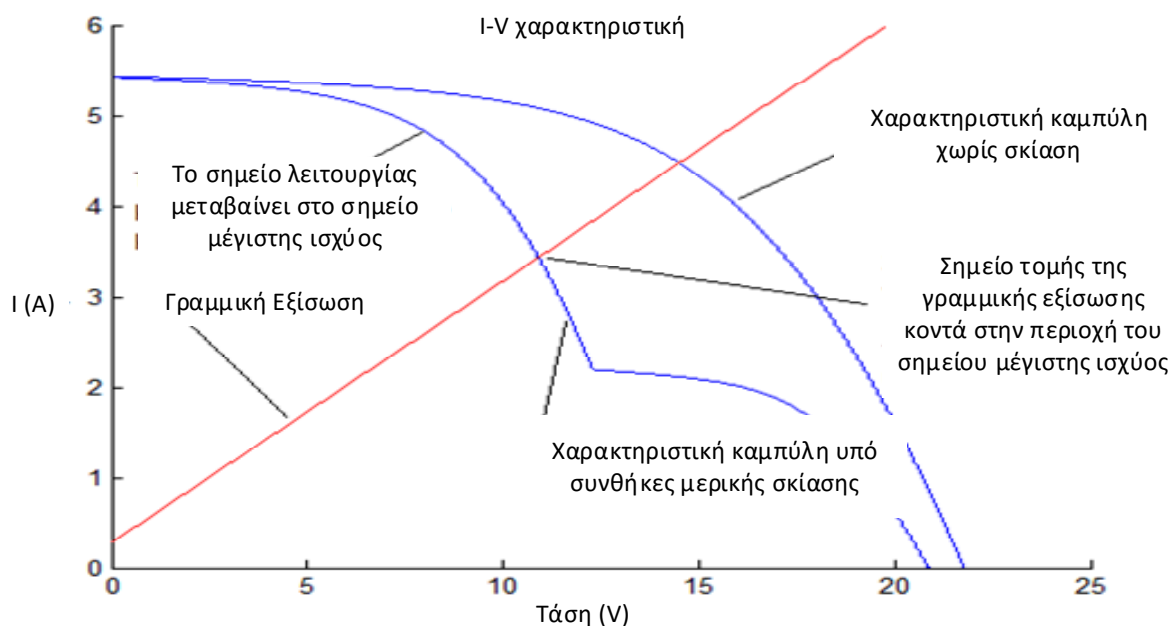
- 1) Όταν ένα φ/β κύτταρο είναι σκιασμένο, τότε υπάρχουν δυο πιθανές διαδρομές για το ρεύμα που παράγεται από τα ασκίαστα κύτταρα. Μία είναι μέσω του σκιασμένου κυττάρου και της αντίστασης διακλάδωσης του και η άλλη μέσω της διόδου παράκαμψης. Η συνθήκη αγωγής της διόδου είναι αυτή της Εξίσωσης 3.1
- 2) Όταν η δίοδος παράκαμψης άγει, η τάση που εφαρμόζεται στο σκιασμένο κύτταρο, είναι ίση με τη φωτοπαραγόμενη τάση των μη σκιασμένων κυττάρων συν την τάση της ορθής πόλωσης της διόδου. Άρα, όσο μικρότερος είναι ο αριθμός των κυττάρων που παρακάμπτονται από μια δίοδο τόσο μικρότερη είναι η ανάστροφη τάση πόλωσης ενός σκιασμένου κυττάρου (βλ. Σχήμα 3.8 γ, 3.9 γ, 3.10 γ) και τόσο λιγότερη ισχύ απορροφούν τα σκιασμένα κύτταρα (βλ. Σχήμα 3.8 δ, 3.9 δ, 3.10 δ). Με άλλα λόγια, για την αποφυγή δημιουργίας θερμικών κηλίδων θα πρέπει ο αριθμός των κυττάρων ανά δίοδο παράκαμψης να επιλέγεται κατάλληλα.

- 3) Με τη χρήση διόδων παράκαμψης οι I-V και P-V χαρακτηριστικές καμπύλες του φ/β πλαισίου γίνονται πιο περίπλοκες και διαφέρουν από τις κλασικές χαρακτηριστικές. Ένα σημαντικό πρόβλημα έγκειται στο γεγονός ότι οι P-V χαρακτηριστικές μπορεί να έχουν πολλές κορυφές, όπως φαίνεται στα Σχήματα 3.8 β, 3.9 β, 3.10 β. Συνεπώς, η χρήση των κλασικών τεχνικών ελέγχου εύρεσης του ΣΜΙ, μπορεί ν'αποτύχει, επειδή μπορεί να εγκλωβιστούν σε ένα τοπικό μέγιστο, μειώνοντας έτσι σημαντικά την απόδοση.
- 4) Συγκρίνοντας τα Σχήματα 3.6, 3.7 και 3.8 - 3.10, παρατηρείται ότι οι δίοδοι παράκαμψης μειώνουν την απορροφούμενη ισχύ των σκιασμένων φ/β κυττάρων, αυξάνοντας την απόδοση του φ/β συστήματος.

3.3 Τεχνικές Ελέγχου για την Εύρεση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος υπό Συνθήκες Μερικής Σκίασης

3.3.1 Γραμμική Εξίσωση Φορτίου (Load Line MPPT)

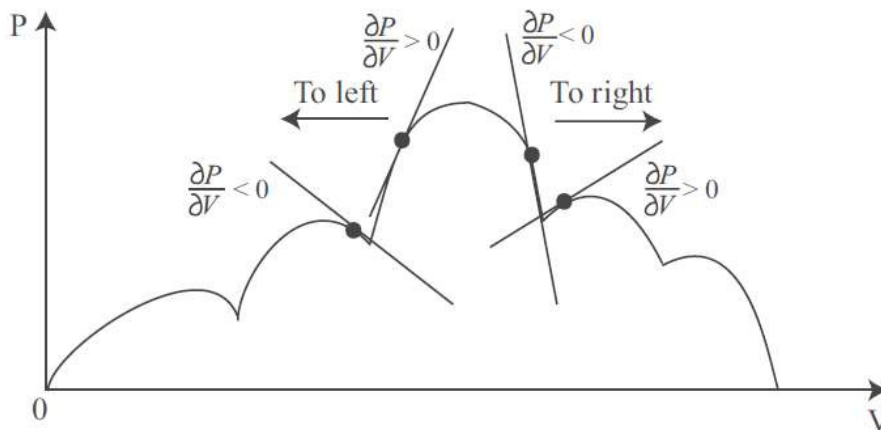
Η κλίση της Γραμμικής Εξίσωσης Φορτίου (ΓΕΦ) προσδιορίζεται από το λόγο $V_{\Sigma MI}$ προς $I_{\Sigma MI}$. Η κλίση είναι δυνατό να υπολογιστεί από την τάση ανοιχτού κυκλώματος $V_{\alpha\kappa}$ και το ρεύμα βραχυκυκλώματος $I_{\beta\rho}$ της φ/β γεννήτριας υπό συνθήκες ομοιόμορφης σκίασης. Το $V_{\Sigma MI}$ και το $I_{\Sigma MI}$ είναι περίπου το 80% του $V_{\alpha\kappa}$ και το 90% του $I_{\beta\rho}$, αντίστοιχα [28]. Μετά την εμφάνιση των ΣΜΣ, το σημείο λειτουργίας μεταβαίνει κοντά στην περιοχή του ολικού μεγίστου που είναι η τομή της ΓΕΦ με την I-V καμπύλη όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.11. Στη συνέχεια, ο αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας, στην παρούσα εργασία, ή ένας οποιοσδήποτε άλλος από τους συμβατικούς αλγορίθμους που αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, αναλαμβάνει την εύρεση του ολικού μεγίστου. Σύμφωνα με το άρθρο [28] η τεχνική αυτή βρίσκει το ΣΜΙ σε χρονικό διάστημα 0.2-0.3s και το σφάλμα απόκλισης από το πραγματικό ΣΜΙ είναι 4.8%. Η τεχνική αυτή μπορεί να βρει το ΣΜΙ μόνο υπό συγκεκριμένες ΣΜΣ [28, 29].



Σχήμα 3.11 - Γραμμική εξίσωση φορτίου [41]

3.3.2 Κλίση της Καμπύλης Ισχύος (Power Curve Slope)

Η τεχνική αυτή χρησιμοποιεί το πρόσημο του λόγου dP/dV σε διαφορετικά σημεία για να βρει το ολικό μέγιστο. Εκμεταλλεύεται το γεγονός ότι η εμφάνιση ενός νέου μεγίστου στα αριστερά του υπάρχοντος μεγίστου χαρακτηρίζεται από την αλλαγή προσήμου του λόγου από θετικό σε αρνητικό (βλ. Σχήμα 3.12). Αντίστοιχα, η αλλαγή προσήμου του λόγου από αρνητικό σε θετικό υποδεικνύει την ύπαρξη μεγίστου από αρνητικό σε θετικό [30].



Σχήμα 3.12 - Μεταβολή προσήμου του dP/dV και από τις δύο πλευρές ενός τοπικού μεγίστου

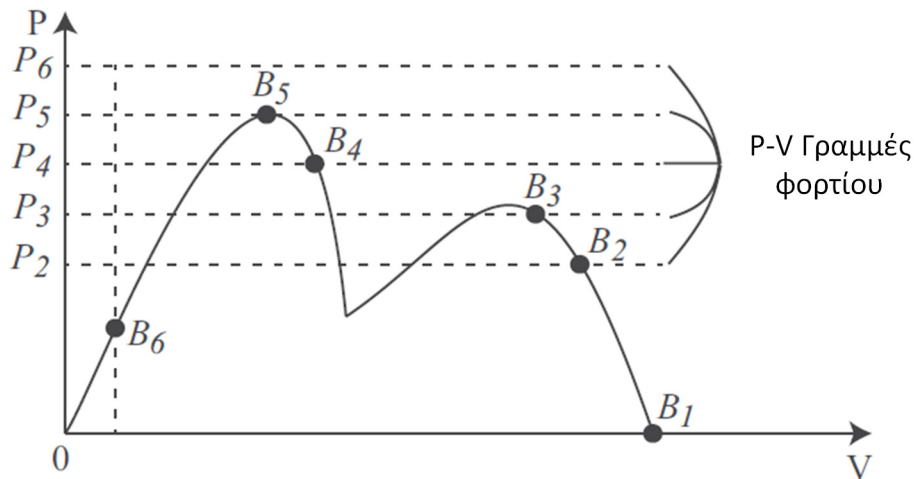
Η αναζήτηση για το ολικό μέγιστο γίνεται από τις δύο πλευρές του τελευταίου αποθηκευμένου μεγίστου. Αρχικά, η αναζήτηση ξεκινάει στην περιοχή όπου θα υπήρχε το ΣΜΙ υπό ομοιόμορφες συνθήκες σκίασης. Αν εκεί βρεθεί ένα τοπικό μέγιστο, λόγω της αλλαγής προσήμου του λόγου, αυτό συγκρίνεται με το αποθηκευμένο μέγιστο. Αν το μέγιστο που βρέθηκε είναι μεγαλύτερο από το αποθηκευμένο τότε το τελευταίο αντικαθίσταται, διαφορετικά η αναζήτηση σταματάει προς αυτήν την κατεύθυνση. Αφού βρεθεί ένα τοπικό μέγιστο μικρότερο από το αποθηκευμένο, τότε δεν υπάρχει μεγαλύτερο μέγιστο προς αυτήν την πλευρά και η αναζήτηση συνεχίζεται από την άλλη πλευρά. Αυτό μειώνει σημαντικά το χρόνο εύρεσης του ολικού μεγίστου. Ο αλγόριθμος σταματάει την αναζήτηση προς μια κατεύθυνση μέχρι να βρεθεί ένα μικρότερο τοπικό μέγιστο ή να φθάσει την τάση κατωφλίου. Η τάση κατωφλίου είναι η μικρότερη τιμή της τάσης, κάτω από την οποία δεν είναι πιθανό να βρεθεί το ολικό μέγιστο [30].

Στο άρθρο [30] έχει επιβεβαιωθεί και πειραματικά η συγκεκριμένη τεχνική σε φ/β εγκατάσταση. Για φορητές φ/β εφαρμογές, όπως είναι αυτή ενός ηλεκτρικού οχήματος, η τεχνική αυτή δεν είναι αρκετά γρήγορη, λόγω των απότομων μεταβολών των ΣΜΣ. Η τεχνική αυτή είναι αποτελεσματική και στην περίπτωση ομοιόμορφης ακτινοβολίας αλλά και υπό ΣΜΣ.

3.3.3 Τεχνική Αύξησης της Ισχύος (Power Increment Technique)

Η τεχνική της Αύξησης Ισχύος εκμεταλλεύεται την αύξηση ισχύος του μετατροπέα σαν να είναι ένα ρυθμιζόμενο φορτίο [31]. Στο Σχήμα 3.13, ο μετατροπέας ισχύος ελέγχεται, έτσι ώστε να τραβάει συνεχόμενα σταθερή ισχύ ξεκινώντας από την κατάσταση ανοιχτού κυκλώματος (B_1). Σε κάθε βήμα, η ενέργεια αυξάνεται καθώς πλησιάζει το ΣΜΙ (B_1 ως B_5) και η αντίστοιχη τάση αποθηκεύεται. Η διαδικασία αυτή συνεχίζεται μέχρι το σημείο όπου

δεν υπάρχει η δυνατότητα απορρόφησης μεγαλύτερης ισχύος επειδή έχει ξεπεραστεί το ΣΜΙ της φ/β γεννήτριας φθάνοντας στο B_6 . Φτάνοντας στο B_6 , ο DC-DC μετατροπέας ρυθμίζει την τάση εξόδου της φ/β γεννήτριας ν'αντιστοιχεί στην αποθηκευμένη τάση του σημείου B_5 . Έτσι, ο μετατροπέας λειτουργεί κοντά στην περιοχή του ΣΜΙ. Στη συνέχεια ένας από τους συμβατικούς αλγορίθμους που περιγράφηκαν στο 2ο κεφάλαιο αναλαμβάνει να εντοπίσει και να οδηγήσει τη φ/β συστοιχία στο ΣΜΙ.



Σχήμα 3.13 - Σταθερά φορτία της Τεχνικής Αύξησης Ισχύος

Η τεχνική αυτή μπορεί να βρει το ΣΜΙ είτε η φ/β γεννήτρια είναι απευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο ή κατευθείαν στο φορτίο. Δεν απαιτείται η πρότερη γνώση της καμπύλης ισχύος.

3.3.4 Αναζήτηση Fibonacci (Fibonacci Search)

Η τεχνική αναζήτησης Fibonacci μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εύρεση του ΣΜΙ κάτω από ομοιόμορφες και μη ομοιόμορφες συνθήκες ηλιοφάνειας [32]. Αυτή η τεχνική χρησιμοποιεί τη γνωστή ακολουθία αριθμών Fibonacci η οποία έχει ως εξής :

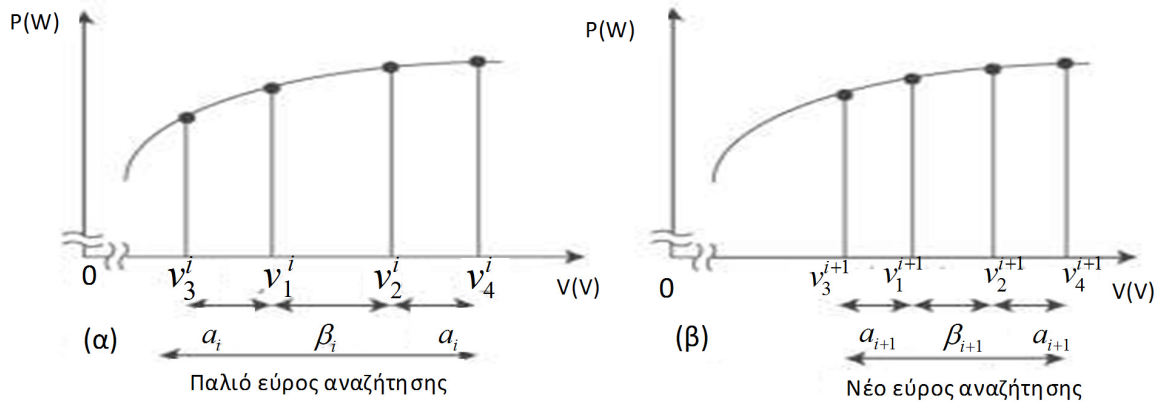
$$\left. \begin{array}{l} c_0 = 0 \\ c_1 = 1 \\ c_n = c_{n-1} + c_{n-2}, n \geq 2 \end{array} \right\} \quad (3.2)$$

Η αναζήτηση βασίζεται στη στρατηγική ολίσθησης και περιορισμού (βλ. Σχήμα 3.14). Ο δείκτης i αναπαριστά τον αριθμό της επανάληψης. Σε κάθε επανάληψη, η καμπύλη αξιολογείται σε δύο σημεία ελέγχου, έστω v_1^i και v_2^i μέσα στο ίδιο διάστημα.. Στο Σχήμα 3.14 το a_i δείχνει την απόσταση του σημείου ελέγχου και των ορίων του διαστήματος, το v_3^i και το v_4^i , και το β_i δείχνει την απόσταση μεταξύ δύο ακόλουθων σημείων ελέγχου. Τα a_i και β_i καθορίζονται από τον κανόνα Fibonacci.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{a_i}{\beta_i} = \frac{c_{n+1}}{c_n} \\ \frac{a_{i+1}}{\beta_{i+1}} = \frac{c_n}{c_{n-1}} \end{array} \right\} \quad (3.3)$$

Το διάστημα αναζήτησης για την επόμενη επανάληψη, ολισθαίνει είτε προς τα αριστερά είτε προς τα δεξιά σύμφωνα με τον ακόλουθο κανόνα :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha v P(v_1^i) < P(v_2^i) \Rightarrow v_3^{i+1} = v_1^i, v_4^{i+1} = v_4^i \\ \alpha v P(v_1^i) > P(v_2^i) \Rightarrow v_3^{i+1} = v_3^i, v_4^{i+1} = v_2^i \end{array} \right\} \quad (3.4)$$



Σχήμα 3.14 - Στρατηγική ολίσθησης και περιορισμού για την εύρεση του ολικού μεγίστου. α) Παλιό διάστημα αναζήτησης β) Νέο διάστημα αναζήτησης

Η αναζήτηση σταματά όταν ικανοποιείται η Εξίσωση (3.5) :

$$\left\{ \begin{array}{l} |v_4^i - v_3^i| \leq \delta \\ |P(v_4^i) - P(v_3^i)| \leq \varepsilon \end{array} \right\} \quad (3.5)$$

όπου δ και ε είναι προκαθορισμένα όρια.

Στην πραγματικότητα, η συγκεκριμένη τεχνική είναι παρόμοια με την τεχνική της Διαταραχής και Παρατήρησης, με τη διαφορά ότι το βήμα είναι μεταβλητό και καθορίζεται από την Εξίσωση (3.2). Πρέπει να σημειωθεί ότι ο αλγόριθμος μπορεί να εντοπίσει ένα τοπικό μέγιστο αντί για το ολικό μέγιστο, όταν η καμπύλη ισχύος έχει πολλές κορυφές, με αποτέλεσμα να χρειάζεται τροποποίηση ο συμβατικός αλγόριθμος σε κάποιες περιπτώσεις. [49]. Η τεχνική αυτή έχει επιβεβαιωθεί πειραματικά στο άρθρο [32]. Η ταχύτητα σύγκλισης του ΣΜΙ είναι ικανοποιητική, αν δεν εγκλωβιστεί σε ένα τοπικό μέγιστο.

3.3.5 Χωρισμός σε Ορθογώνια (Dividing Rectangles Technique)

Η τεχνική Χωρισμού σε Ορθογώνια (TXO) υλοποιεί τη συνθήκη του Lipschitz για την εύρεση του ΣΜΙ, ως συνάρτηση της τάσης της φ/β συστοιχίας. Για την ομοιόμορφα οριοθετημένη συνάρτηση ισχύος $P(v)$ στο διάστημα τάσης $[v_1, v_2]$, ισχύει η παρακάτω ανίσωση :

$$P(v) \leq \max(P(v)) \leq P(v_c) + M \frac{v_2 - v_1}{2} \quad (3.6)$$

όπου το v_c είναι το κέντρο του διαστήματος $[v_1, v_2]$ και M η μέγιστη τιμή της κλίσης dP/dV στο $[v_1, v_2]$. Η TXO χρησιμοποιεί την Εξίσωση 3.6 για να βρει το ΣΜΙ της φ/β γεννήτριας. Σε κάθε επανάληψη, το διάστημα της τάσης, που βρίσκεται από την προηγούμενη επανάληψη, $[v_1, v_2]$ χωρίζεται σε τρία ίσα υποδιαστήματα. Μεταξύ αυτών, το i -οστο διάστημα επιλέγεται ως το εν δυνάμει βέλτιστο διάστημα αν υπάρχει σταθερά $k > 0$ τέτοια ώστε :

$$\left\{ \begin{array}{l} P(v_j) + k \frac{v_{2_j} - v_{1_j}}{2} \leq P(v_i) + k \frac{v_{2_i} - v_{1_i}}{2}, \forall j \\ |P_{\max} - \varepsilon| \leq P(v_i) + k \frac{v_{2_i} - v_{1_i}}{2} \end{array} \right. \quad (3.7)$$

όπου P_{\max} είναι η τρέχουσα μέγιστη ισχύς και ε μια θετική σταθερά. Τα $v_{2_i}, v_{1_i}, v_{2_j}, v_{1_j}$ είναι τα τερματικά σημεία του i -οστου και j -οστου διαστήματος.

Η πρώτη συνθήκη της Εξίσωσης 3.7, εξασφαλίζει το διάστημα με τη μεγαλύτερη πιθανότητα για το ΣΜΙ, να έχει επιλεγθεί για περαιτέρω αναζήτηση. Με τη δεύτερη συνθήκη, οδηγείται σε περαιτέρω αύξηση η ισχύς P_{\max} κατά μια ποσότητα $\varepsilon |P_{\max}|$ και εξασφαλίζεται με αυτόν τον τρόπο το βέλτιστο διάστημα. Όταν αναζητάται το ΣΜΙ το ε επιλέγεται σχετικά μεγάλο (0.03 έχει επιλεγθεί στο άρθρο [50]) προκειμένου να φέρει το σημείο λειτουργίας κοντά στο ΣΜΙ. Όταν η αναζήτηση πλησιάζει το ΣΜΙ, το ε μειώνεται περισσότερο. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται μέχρις ότου ανιχνευτεί το ΣΜΙ.

Η τεχνική αυτή δεν εξαρτάται από το σχήμα της καμπύλης ισχύος και μπορεί να βρει το ΣΜΙ κάτω από διάφορες ΣΜΣ. Ένα ακόμα θετικό της μεθόδου είναι ότι αποφεύγεται ο υπολογισμός της κλίσης dP/dV .

3.3.6 Particle Swarm Optimization (PSO)

Η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται για να προσεγγιστεί η βέλτιστη λύση συναρτήσεων πολλών μεταβλητών. Η τεχνική αυτή αποτελείται από συνεργαζόμενους συντελεστές (cooperating agents) που διατρέχουν το χώρο αναζήτησης σύμφωνα με γνωστές πληροφορίες για να βρουν τη βέλτιστη τιμή της συνάρτησης. Η ταχύτητα vel_i^k , με την οποία κινείται ο συντελεστής στο χώρο αναζήτησης, και ο i -οστος συντελεστής περνάει στην k -οστη επανάληψη, καθορίζεται από την προηγούμενη βέλτιστη λύση του συντελεστή

p_{best}^i και τη βέλτιστη λύση της ομάδας των συντελεστών g_{best} [33]. Η ταχύτητα vel_i^k και η θέση s_i^k του κάθε συντελεστή ενημερώνονται ως εξής :

$$vel_i^{k+1} = w \cdot vel_i^k + c_1 \cdot r_1 \cdot p_{best}^i + c_2 \cdot r_2 \cdot g_{best} \quad (3.6)$$

$$s_i^{k+1} = s_i^k + vel_i^{k+1} \quad (3.7)$$

όπου w ο συντελεστής ορμής, τα c_1 και c_2 θετικές πραγματικές σταθερές και τα $0 < r_1, r_2 < 1$ είναι τυχαίοι πραγματικοί αριθμοί. Η μεταβλητή p_{best}^i χρησιμοποιείται για να αποθηκεύσει την καλύτερη θέση που ο i -οστος συντελεστής έχει βρει ως τώρα και η Εξίσωση 3.8 ανανεώνεται αν η Εξίσωση 3.9 ικανοποιείται.

$$p_{best}^i = s_i^k \quad (3.8)$$

$$f(p_{best}^i) < f(s_i^k) \quad (3.9)$$

όπου f είναι η αντικειμενική συνάρτηση που μεγιστοποιείται σε κάθε κύκλο επανάληψης.

Η τεχνική PSO μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εύρεση του ΣΜΙ όταν η καμπύλη ισχύος έχει πολλαπλά μέγιστα, χωρίζοντας τη φ/β γεννήτρια σε ομάδες πλαισίων, όπου η κάθε ομάδα θα ελέγχεται από έναν DC-DC μετατροπέα. Η τάση των φ/β πλαισίων θα είναι το διάνυσμα θέσης του κάθε συντελεστή στον PSO αλγόριθμο, όπως φαίνεται και στην Εξίσωση (3.8) :

$$s^k = [v_1^k, v_2^k, \dots, v_N^k] \quad (3.10)$$

όπου v_i^k είναι ο i -οστος πίνακας τάσης στην k -οστη επανάληψη και N είναι ο αριθμός των φ/β πλαισίων. Το διάνυσμα ταχύτητας είναι το :

$$vel^k = [v_1^k - v_1^{k-1}, v_2^k - v_2^{k-1}, \dots, v_N^k - v_N^{k-1}] \quad (3.11)$$

με τη συνάρτηση προς βελτιστοποίηση να είναι η συνολική ισχύς της φ/β γεννήτριας, δηλαδή το άθροισμα των παραγόμενων ισχύων κάθε πλαισίου. Υποθέτοντας ότι υπάρχουν M συντελεστές που εμπλέκονται στη διαδικασία αναζήτησης, το διάνυσμα της τερματικής τάσης s^k αλλάζει σύμφωνα με την ακόλουθη σειρά, υπολογίζοντας σε κάθε στάδιο την ισχύ $P(s^k)$.

$$\begin{aligned} \dots \rightarrow s_1^k \rightarrow s_2^k \rightarrow \dots \rightarrow s_M^k \\ \rightarrow s_1^{k+1} \rightarrow s_2^{k+1} \rightarrow \dots \rightarrow s_M^{k+1} \rightarrow \dots \end{aligned} \quad (3.12)$$

Η διαδικασία αυτή συνεχίζεται μέχρι να εντοπιστεί το ολικό μέγιστο και σε κάθε επανάληψη η θέση και η ταχύτητα ανανεώνονται σύμφωνα με τις Εξισώσεις 3.6 και 3.7. Αξίζει να σημειωθεί όμως, ότι η αντικειμενική συνάρτηση f συχνά μεταβάλλεται λόγω περιβαλλοντικών συνθηκών. Υπό αυτές τις συνθήκες οι συντελεστές πρέπει να αρχικοποιούνται ξανά για να αναζητήσουν το νέο ΣΜΙ. Για το λόγο αυτό, προτείνεται στην αναφορά [33] η αρχικοποίηση να γίνεται όταν οι δύο ακόλουθες συνθήκες ικανοποιούνται :

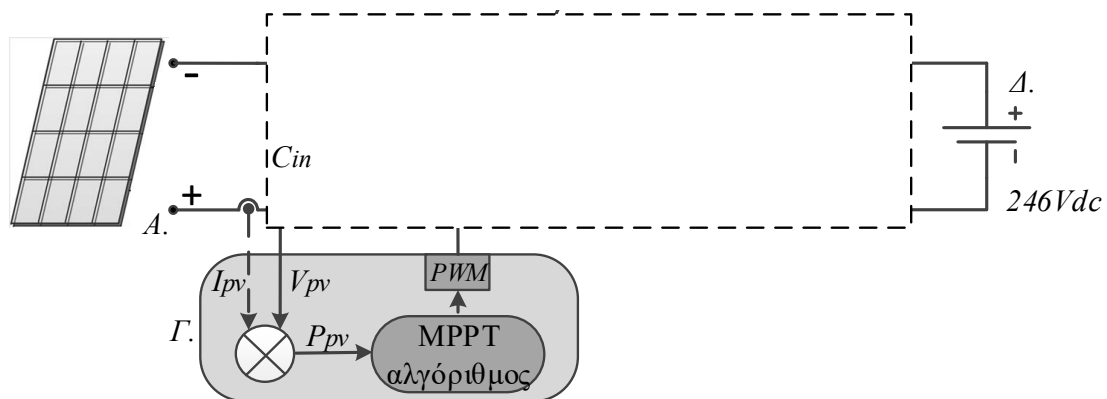
$$|vel_{i+1}| < \Delta V \quad (3.13)$$

$$\frac{|P(s_{i+1}) - P(s_i)|}{P(s_i)} > \Delta P \quad (3.14)$$

Μοντελοποίηση και Σχεδίαση του Συνολικού Συστήματος Επικουρικής Φόρτισης του Ηλεκτρικού Οχήματος

4.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί η ανάλυση και η σχεδίαση όλων των επιμέρους βαθμίδων για την ανάπτυξη του συστήματος επικουρικής για εφαρμογή σε ηλεκτροκίνητο όχημα. Στο Σχήμα 4.1 φαίνεται το συνολικό σύστημα επικουρικής φόρτισης μπαταριών που υλοποιείται.

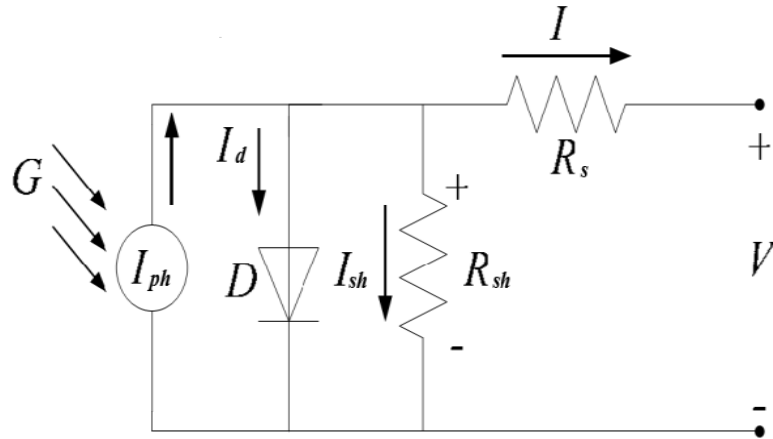


Σχήμα 4.1 - Διάγραμμα συνολικού συστήματος επικουρικής φόρτισης [57]

Το προτεινόμενο σύστημα επικουρικής φόρτισης μπαταριών ηλεκτροκίνητου οχήματος αποτελείται από τα ακόλουθα μέρη : τη φ/β συστοιχία που τοποθετείται στην οροφή του οχήματος και αποτελείται από δύο φ/β πλαίσια συνδεδεμένα σε σειρά (Α.), το flyback μετατροπέα ανύψωσης τάσης (Β.), του οποίου ο διακόπτης λειτουργεί μέσω του ελεγκτή (Γ.) και τη συστοιχία μπαταριών (Δ.) Για τη φ/β γεννήτρια, χρησιμοποιούνται μονοκρυσταλλικά πλαίσια, λόγω της μεγάλης τους απόδοσης και του μικρού βάρους τους, παράγοντες που τα καθιστούν ως την καλύτερη λύση για την εφαρμογή τους σε ηλεκτρικά οχήματα [40]. Τα πλαίσια συνδέονται σε σειρά για να μειωθεί ο λόγος μετασχηματισμού της τάσης. Επιπλέον, τοποθετούνται δίοδοι παράκαμψης για να αποφευχθούν οι θερμικές κηλίδες στα πλαίσια, όταν επικρατούν συνθήκες μερικής σκίασης.

4.2 Μοντελοποίηση Φωτοβολταϊκού Κυττάρου - Πλαισίου

Το πιο απλό ισοδύναμο κύκλωμα ενός φ/β κυττάρου αποτελείται από μια πηγή ρεύματος παράλληλα με μια δίοδο. Η έξοδος της πηγής ρεύματος είναι ευθέως ανάλογη της ηλιακής ενέργειας που προσπίπτει πάνω στο ηλιακό κύτταρο (φωτόρευμα I_{ph}). Κατά τη διάρκεια σκότους το κύτταρο δεν είναι ενεργό, οπότε δεν παράγει ούτε ρεύμα ούτε τάση στην έξοδο του. Ωστόσο, αν συνδεθεί ένα φορτίο στην έξοδο ή ένας DC-DC μετατροπέας, όπως στην εφαρμογή μας και υπάρχει επαρκής ηλιοφάνεια που προσπίπτει πάνω στο ηλιακό κύτταρο, παράγεται ένα ρεύμα I_d που διαρρέει τη δίοδο. Η δίοδος είναι υπεύθυνη και για τη μορφή της I-V χαρακτηριστικής [34].



Σχήμα 4.2 - Ισοδύναμο κύκλωμα φ/β κυττάρου

Στο Σχήμα 4.2 φαίνεται και το ισοδύναμο κύκλωμα του φ/β κυττάρου. Για την καλύτερη δυνατή ακρίβεια του μοντέλου, έχουν ληφθεί υπ'όψιν οι ακόλουθες τέσσερις παράμετροι :

- Η εξάρτηση από τη θερμοκρασία του ανάστροφου ρεύματος κορεσμού της διόδου I_s
- Η εξάρτηση από τη θερμοκρασία του φωτορεύματος I_{ph}
- Η αντίσταση εν σειρά R_s (εσωτερικές απώλειες εξαιτίας της ροής του ρεύματος)
- Η αντίσταση διακλάδωσης R_{sh} , συνδεδεμένη παράλληλα με τη δίοδο, που υπάρχει λόγω του ρεύματος σκέδασης προς τη Γη.

Οι εξισώσεις που ορίζουν το φ/β κύτταρο είναι οι εξής :

$$V_t = \frac{kT_{op}}{q} \quad (4.1)$$

$$V_{oc} = V_t \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_s}\right) \quad (4.2)$$

$$I_d = \left[e^{\frac{V+IR_s}{nV_t C N_s}} - 1 \right] I_s N_p \quad (4.3)$$

$$I_s = I_{rs} \left(\frac{T_{op}}{T_{ref}} \right)^3 e^{\left[\frac{qE_g}{nk} \left(\frac{1}{T_{op}} - \frac{1}{T_{ref}} \right) \right]} \quad (4.4)$$

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{\frac{(V_{oc} q)}{[e^{\frac{kCT_{op}n}]}}]} \quad (4.5)$$

$$I_{sh} = \frac{V + I R_s}{R_{sh}} \quad (4.6)$$

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} [I_{sc} + k_{sc}(T_{op} - T_{ref})] \quad (4.7)$$

$$I = I_{ph} N_p - I_d - I_{sh} \quad (4.8)$$

όπου

G : ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας (W/m^2)

G_{ref} : ένταση της ηλιακή ακτινοβολίας ($1000W/m^2$)

V_t : θερμική τάση (V)

k : σταθερά Boltzmann ίση με $1.38e^{-23}$

T_{op} : Θερμοκρασία λειτουργίας του κυττάρου ($^{\circ}C$)

T_{ref} : Θερμοκρασία κυττάρου ($25^{\circ}C$)

q : φορτίο ηλεκτρονίου ($1.6e^{-19} C$)

I_s : Ανάστροφο ρεύμα κόρου διόδου (A)

I_{rs} : Ανάστροφο ρεύμα κόρου διόδου (A), σε θερμοκρασία T_{op}

I : ρεύμα εξόδου από το φ/β πλαίσιο (A)

I_{sh} : ρεύμα διακλάδωσης (A)

V : τάση εξόδου φ/β πλαισίου (V)

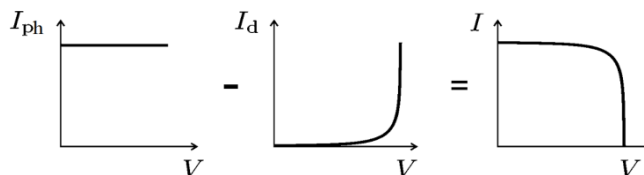
n : ιδεατός παράγοντας διόδου

C : αριθμός κυττάρων σε ένα φ/β πλαίσιο

N_s, N_p : Αριθμός των εν σειρά και παραλλήλω φ/β πλαισίων

E_g : Ενεργειακό διάκενο του κυττάρου

Στο Σχήμα 4.3 φαίνεται η I-V καμπύλη όπως εξάγεται από την υπέρθεση των ρευμάτων I_{ph} και I_d [34].



Σχήμα 4.3 - Εξαγωγή I-V καμπύλης

Παρατηρούμε ότι το ρεύμα στην αντίσταση διακλάδωσης, επειδή έχει μικρή τιμή, δεν παίζει μεγάλο ρόλο στην τελική μορφή της I-V χαρακτηριστικής.

Τέλος, είναι εύκολο να συνθέσει κανείς από το φ/β κύτταρο, ρυθμίζοντας κατάλληλα τις παραμέτρους των εξισώσεων, ένα φ/β πλαίσιο. Στη συνέχεια, αυτό το πλαίσιο μπορεί να συνδεθεί σε σειρά ή παράλληλα με άλλα πλαίσια χρησιμοποιώντας τους όρους N_s , N_p αντίστοιχα.

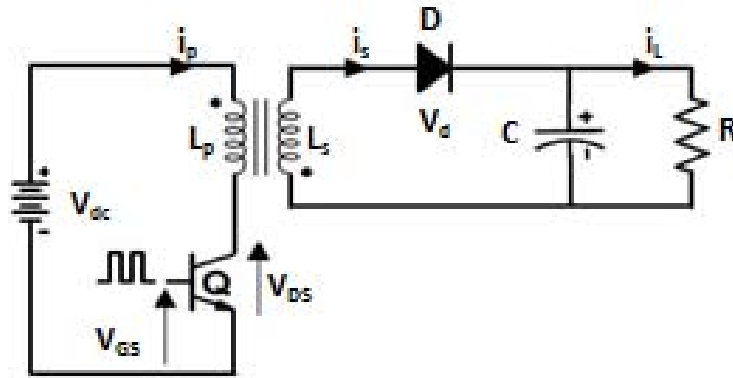
Για τη φ/β γεννήτρια της εφαρμογής, χρησιμοποιούνται δυο φ/β πλαίσια σε σειρά και τοποθετούνται στην οροφή του οχήματος η οποία έχει επιφάνεια περίπου 1.2m^2 . Επιλέγονται μονοκρυσταλλικά φ/β πλαίσια, εξαιτίας της πιο μεγάλης απόδοσης τους και λόγω του μικρού τους βάρους, παράγοντες που τα καθιστούν αξιόπιστες λύσεις για εφαρμογές σε ηλεκτροκίνητα οχήματα [40]. Επιπλέον, τοποθετούνται δίοδοι παράκαμψης για την αποφυγή του φαινομένου θερμής κηλίδας σε περίπτωση ΣΜΣ. Στον Πίνακα 4.1 συνοψίζονται τα χαρακτηριστικά της φ/β γεννήτριας του συστήματος και από τον οποίο συμπεραίνουμε ότι η τάση εξόδου της, σε ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας, ανέρχεται στα 35V.

Πίνακας 4.1 - Χαρακτηριστικά φ/β γεννήτριας

φ/β πλαίσια (x2 σε σειρά)	
Είδος	Μονοκρυσταλλικά
Ονομαστική Ισχύς (W)	80
Τάση ΣΜΙ (V) στα $1000\text{W}/\text{m}^2$	17.3
Ρεύμα ΣΜΙ (A) στα $1000\text{W}/\text{m}^2$	4.57
$V_{\beta o}$ (V)	20.6
$I_{o\alpha}$ (A)	5.03

4.3 Μοντελοποίηση DC - DC Μετατροπέα με μετασχηματιστή τύπου Flyback

Στα φ/β συστήματα, η ύπαρξη ενός DC-DC μετατροπέα ανύψωσης της τάσης εξόδου της φ/β γεννήτριας είναι συνηθισμένη, ώστε να υπάρχει σύνδεση μεταξύ των δύο διαφορετικών επιπέδων τάσης, δηλαδή της τάσης εξόδου της φ/β γεννήτριας και της τάσης του ηλεκτρικού φορτίου. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται πολλά είδη μετατροπέων, όπως ο συμβατικός μετατροπέας ανύψωσης (boost), ο Cuk, ο μικτός (buck/boost). Ο DC-DC μετατροπέας με μετασχηματιστή (τύπου flyback), έχει τη δυνατότητα ν'ανυψώσει, αλλά και να υποβαθμίσει την DC τάση εισόδου, εξαιτίας της ύπαρξης του μετασχηματιστή και του λόγου μετασχηματισμού που έχει. Ανήκει στους ηλεκτρικά απομονωμένους μετατροπέες. Ο λόγος για τον οποίο προτιμάται ο flyback έναντι ενός απλού boost για την εφαρμογή μας, είναι το γεγονός ότι ο τελευταίος δεν έχει τη δυνατότητα να επιτύχει μεγάλη ανύψωση της τάσης εξόδου της φ/β συστοιχίας. Δεδομένου ότι η τάση εξόδου της φ/β γεννήτριας είναι στα 35V και η τάση της μπαταρίας στην έξοδο είναι 250V, η χρησιμοποίηση ενός boost είναι απαγορευτική μιας και μετά από κάποιο σημείο, για μεγάλο λόγο κατάτμησης, επέρχεται κορεσμός και αυξάνονται οι απώλειες του boost μετατροπέα σημαντικά [51]. Στο Σχήμα 4.4 απεικονίζεται η τοπολογία του flyback μετατροπέα.



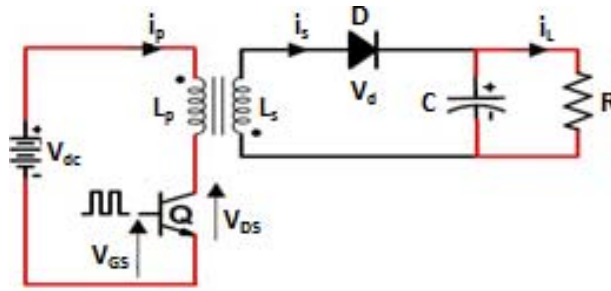
Σχήμα 4.4 - Τοπολογία Flyback Μετατροπέα [53]

Η πολικότητα του πρωτεύοντος τυλίγματος L_p δεν είναι ίδια με του δευτερεύοντος L_s . Ο ιδανικός flyback μετατροπέας λειτουργεί ως εξής : όταν το MOSFET Q άγει, το κύκλωμα παίρνει τη μορφή του Σχήματος 4.5 (α) που απεικονίζεται με κόκκινο χρώμα. Η διάοδος είναι ανάστροφα πολωμένη οπότε για την τάση του πρωτεύοντος V_{Lp} , το ρεύμα του πυκνωτή i_c και το ρεύμα εισόδου i_g θα ισχύει ότι :

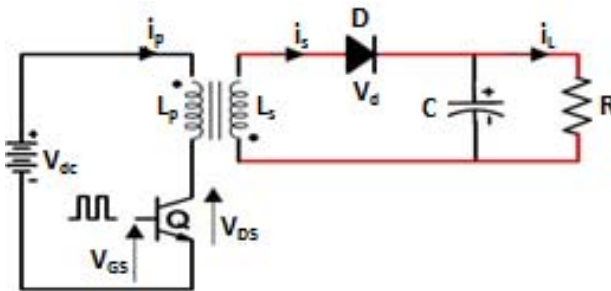
$$\begin{aligned}
 V_{L_p} &= V_{dc} \\
 i_c &= -\frac{v}{R} \\
 i_g &= i_p \\
 V_{MOSFET} &\approx 0 \\
 V_{diode} &= -v - V_{dc} \cdot \frac{N_s}{N_p}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Θεωρώντας ότι ο μετατροπέας λειτουργεί με μικρή κυμάτωση στο ρεύμα πηνίου i_p και μικρή κυμάτωση στην τάση εξόδου v , τα δύο αυτά ηλεκτρικά μεγέθη μπορούν να προσεγγιστούν από τις DC συνιστώσες τους I_p και V αντίστοιχα, οπότε το σύνολο των Εξισώσεων (4.9) μπορεί να πάρει τη μορφή :

$$\begin{aligned}
 V_{L_p} &= V_{dc} \\
 i_c &= -\frac{V}{R} \\
 i_g &= I_p \\
 V_{MOSFET} &\approx 0 \\
 V_{diode} &= -V - V_{dc} \cdot \frac{N_s}{N_p}
 \end{aligned} \tag{4.10}$$



(α)



(β)

Σχήμα 4.5 - (α) Το MOSFET άγει (β) Το MOSFET δεν άγει

Όταν η δίοδος είναι ορθά πολωμένη (βλ. Σχήμα 4.5 (β)) οι εξισώσεις έχουν την παρακάτω μορφή :

$$V_{L_p} = -V \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

$$i_C = -\frac{V}{R} + I_p \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

$$V_{MOSFET} = V_{dc} + V \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

$$i_g = 0$$

$$V_{diode} \approx 0 \tag{4.11}$$

Όταν δεν άγει ούτε το MOSFET ούτε η δίοδος, έχουμε ασυνεχή λειτουργία και υπάρχει μεταφορά ενέργειας στο φορτίο μέσω του πυκνωτή εξόδου. Σε αυτήν την περίπτωση ισχύει ότι :

$$V_{L_p} = 0$$

$$i_C = -\frac{V}{R}$$

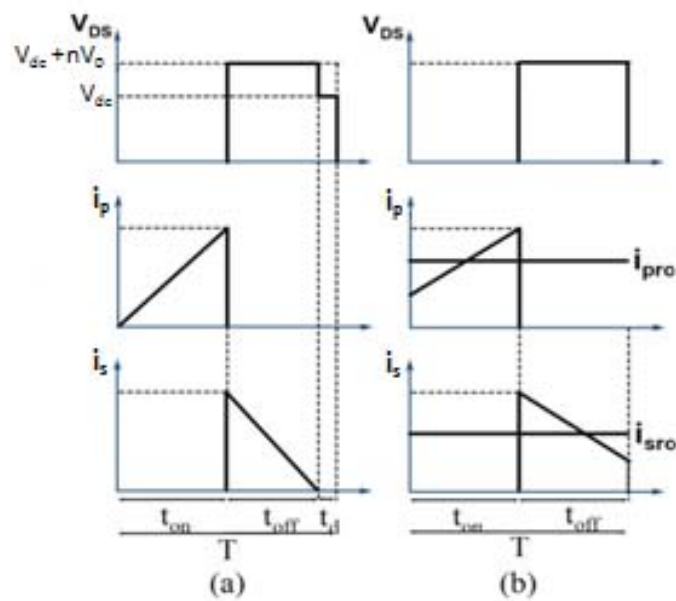
$$V_{MOSFET} = V_{dc}$$

$$i_g = 0$$

$$V_{diode} = -V \quad (4.12)$$

Υπάρχουν τρεις καταστάσεις λειτουργίας για τον μετατροπέα. Η κατάσταση συνεχούς αγωγής, ασυνεχούς αγωγής και το όριο συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής (κρίσιμη αγωγή). Η κρίσιμη αγωγή είναι όταν ο μετατροπέας δουλεύει στο όριο συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής. Το ρεύμα στο δευτερεύον I_s καθορίζει την κατάσταση λειτουργίας του μετατροπέα.

Στο Σχήμα 4.6 φαίνονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες για κάποια από τα ηλεκτρικά μεγέθη του κυκλώματος στην κατάσταση συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής. Όταν άγει το MOSFET, στα άκρα του πρωτεύοντος εμφανίζεται μια σταθερή τάση, η DC τάση της πηγής, οπότε το ρεύμα στο πρωτεύον αυξάνεται γραμμικά και στο δευτερεύον δεν ρέει ρεύμα. Στο τέλος αυτού του διαστήματος αγωγής του MOSFET το ρεύμα στο πρωτεύον έχει φτάσει στη μέγιστη τιμή του την $i_{p,max}$. Με τη διάοδο ορθά πολωμένη η τάση στο πρωτεύον έχει αντίθετο πρόσημο με την προηγούμενη κατάσταση (βλ. Εξίσωση (4.11)). Συνεπώς το ρεύμα στο δευτερεύον μειώνεται γραμμικά, ενώ στο πρωτεύον είναι μηδενικό. Στην ασυνεχή αγωγή παρατηρούμε ότι το ρεύμα στο δευτερεύον μηδενίζεται πριν το επόμενο χρονικό διάστημα που το MOSFET θα άγει.



Σχήμα 4.6 - (α) Καμπύλες Ασυνεχούς Αγωγής (β) Καμπύλες Συνεχούς Αγωγής [53]

Στη μόνιμη κατάσταση, η μέση τιμή της τάσης του πρωτεύοντος οφείλει να είναι μηδενική. Οπότε θα έχουμε :

$$\langle V_{L_p} \rangle = 0$$

$$\Leftrightarrow D_1 \cdot T_s \cdot V_{dc} - D_2 \cdot T_s \cdot V \cdot \frac{N_p}{N_s} + D_3 \cdot T_s \cdot 0 = 0$$

$$\Leftrightarrow D_1 \cdot V_{dc} = D_2 \cdot V \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (4.13)$$

όπου D_1, D_2, D_3 τα διαστήματα, αντίστοιχα, κατά τα οποία άγει το MOSFET και η διόδος είναι ανάστροφα πολωμένη, δεν άγει το MOSFET και η διόδος είναι ορθά πολωμένη, δεν άγει ούτε το MOSFET ούτε η διόδος. Επίσης, με T_s συμβολίζουμε την περίοδο.

Εφαρμόζουμε Νόμο Ρευμάτων Κίρχοφ στον κόμβο εξόδου του μετατροπέα, και παίρνουμε ότι το ρεύμα στη διόδο i_D είναι ίσο με :

$$i_D(t) = i_C(t) + \frac{V}{R} \rightarrow \langle i_D \rangle = \langle i_C \rangle + \frac{\langle V \rangle}{R}$$

όμως η μέση τιμή του ρεύματος του πυκνωτή $i_C(t)$ είναι μηδενική στη μόνιμη κατάσταση οπότε καταλήγουμε ότι

$$\langle i_D \rangle = \frac{V}{R} \quad (4.14)$$

Επίσης, η μέγιστη τιμή του ρεύματος στο πρωτεύον θα είναι :

$$i_{p,max} = i_p(D_1 \cdot T_s) = D_1 \cdot T_s \cdot \frac{V_{dc}}{L_p} \quad (4.15)$$

Για τη μέση τιμή του ρεύματος διόδου ισχύει :

$$\langle i_D \rangle = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_D(t) dt = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{2} \cdot i_{s,max} D_2 \cdot T_s = \frac{1}{2} \cdot i_{s,max} D_2 \quad (4.16)$$

$$\text{με} \quad i_{s,max} = i_{p,max} \frac{N_p}{N_s} \quad (4.17)$$

οπότε η (4.16) με τη βοήθεια της (4.17) παίρνει την παρακάτω μορφή

$$\langle i_D \rangle = \frac{1}{2} \cdot i_{p,max} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot D_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot D_2 \cdot D_1 \cdot T_s \cdot \frac{V_{dc}}{L_p} \quad (4.18)$$

Εξισώνοντας τώρα τις (4.18) και (4.14) παίρνουμε τη σχέση

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot D_2 \cdot D_1 \cdot T_s \cdot \frac{V_{dc}}{L_p} = \frac{V}{R} \quad (4.19)$$

Μέσω της Εξίσωσης (4.13) και (4.19) υπάρχει η δυνατότητα υπολογισμού των ποσοτήτων D_1, D_2 και κατ'επέκταση και του όρου $D_3 = 1 - D_1 - D_2$.

Το επόμενο στάδιο της ανάλυσης είναι να επιλεγεί ο τρόπος λειτουργίας του μετατροπέα. Για την παρούσα εφαρμογή, επιλέγεται ο flyback μετατροπέας να λειτουργεί στο όριο συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής και συγκεκριμένα να ισχύει ότι :

$$t_{on} + t_{off} = 0.98 \cdot T_s \quad (4.20)$$

όπου t_{on} και t_{off} οι χρόνοι που άγει και δεν άγει το MOSFET αντίστοιχα. Προτιμάται αυτή η κατάσταση λειτουργίας, επειδή ο μετατροπέας δύναται να λειτουργήσει με μεγαλύτερη απόδοση και για να υπάρχει αντιστάθμιση μεταξύ της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου και του μόνιμου ρεύματος μαγνήτισης του μετασχηματιστή.

Το να λειτουργεί στο όριο συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής ο μετατροπέας έχει κάποια πλεονεκτήματα, αλλά και μειονεκτήματα τα οποία παρουσιάζονται, συνοπτικά, στον Πίνακα 4.2 [35].

Πίνακας 4.2 - Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα για κάθε κατάσταση λειτουργίας

Κατάσταση Λειτουργίας	Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Συνεχής Αγωγή	<ul style="list-style-type: none"> • μικρή κυμάτωση και τιμή rms ρεύματος • Μικρότερες απώλειες αγωγής MOSFET • Μικρότερες απώλειες πυρήνα • Σταθερή διακοπτική συχνότητα • Μικρότερη κατανάλωση ισχύος στον πυκνωτή 	<ul style="list-style-type: none"> • Απώλειες ανάστροφης ανάκτησης διόδου • Χαμηλή απόδοση • Μεγάλες τιμές στις αυτεπαγωγές
Ασυνεχής Αγωγή	<ul style="list-style-type: none"> • Μηδενικές απώλειες ανάστροφης ανάκτησης διόδου • Μικρότερες τιμές στις αυτεπαγωγές και άρα μικρότερος σε μέγεθος ο Μ/Σ • Σταθερή διακοπτική συχνότητα 	<ul style="list-style-type: none"> • Μεγάλη κυμάτωση και μέγιστο ρεύμα • Υψηλότερες απώλειες αγωγής MOSFET • Υψηλότερες απώλειες πυρήνα • Μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος στον πυκνωτή • Μεγάλο EMI φίλτρο και φίλτρο εξόδου

Κρίσιμη Αγωγή	<ul style="list-style-type: none"> • Μηδενικές απώλειες αναστροφής ανάκτησης διόδου • Μικρότερες τιμές στις αυτεπαγωγές και άρα μικρότερος σε μέγεθος ο Μ/Σ • MOSFET με μικρή αντίσταση αγωγής δύναται να χρησιμοποιηθούν • Πρώτης τάξης σύστημα 	<ul style="list-style-type: none"> • Μεγάλη κυμάτωση και μέγιστο ρεύμα • Υψηλότερες απώλειες πυρήνα • Μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος στον πυκνωτή • Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα • Υψηλότερες απώλειες όταν το MOSFET δεν άγει
------------------	--	---

Η παραπάνω ανάλυση μας δίνει τη δυνατότητα να εκτιμήσουμε με καλή προσέγγιση, τα ρεύματα που διαρρέουν τα ημιαγωγικά στοιχεία και τις τάσεις που εφαρμόζονται στα άκρα τους, ώστε να επιλέξουμε τους κατάλληλους ημιαγωγούς για τη σχεδίαση του flyback. Στο επόμενο στάδιο, παρουσιάζεται η αναλυτική σχεδίαση του flyback για τις συνθήκες λειτουργίας που περιγράφηκαν δηλαδή για το όριο συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής.

Στις αναφορές [11, 57] γίνεται μια αναλυτική περιγραφή για τη σχεδίαση του flyback κάτω από τη δεδομένη λειτουργία.

Ο χρόνος αγωγής του MOSFET δίνεται από τον ακόλουθο τύπο

$$t_{on} = \frac{(V + V_D) \cdot (N_p / N_s) \cdot (t_{on} + t_{off})}{(V_{dc} - V_{DS}) + (V + V_D) \cdot (N_p / N_s)} \quad (4.21)$$

όπου V_D είναι η πτώση τάσης αγωγής της διόδου και V_{DS} η πτώση αγωγής του MOSFET. Οι τιμές των τάσεων αυτών είναι δεδομένες από τις προδιαγραφές των ημιαγωγών και δίνονται από τον κατασκευαστή. Με τη βοήθεια της Εξίσωσης (4.20) η Εξίσωση (4.21) παίρνει την τελική της μορφή :

$$t_{on} = \frac{(V + V_D) \cdot (N_p / N_s) \cdot 0.98 \cdot T_s}{(V_{dc} - V_{DS}) + (V + V_D) \cdot (N_p / N_s)} \quad (4.22)$$

Γνωρίζοντας, τις τάσεις αποκοπής MOSFET και διόδου, αλλά και τα μέγιστα ρεύματα που διαρρέουν τους ημιαγωγούς, γίνεται η επιλογή των ημιαγωγικών στοιχείων. οπότε υπολογίζεται ο χρόνος t_{on} .

Επιπλέον η αυτεπαγωγή του πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τυλίγματος δίνεται αντίστοιχα από τις σχέσεις :

$$L_p = \frac{(V_{dc} \cdot t_{on})^2}{2.13 \cdot T_s \cdot P_o} \quad (4.23)$$

$$L_s = \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \cdot L_p \quad (4.24)$$

όπου P_o η ισχύς εξόδου του μετατροπέα.

Ένα άλλο σημαντικό στοιχείο που πρέπει να ληφθεί υπ'όψιν για τη σχεδίαση του μετατροπέα είναι τα κυκλώματα προστασίας των ημιαγωγών [11]. Θα αποφευχθούν με αυτά περιπτώσεις καταστροφής των ημιαγωγών. Το κύκλωμα προστασίας του MOSFET (και της διόδου) είναι ένα παθητικό RC (αντίσταση και χωρητικότητα σε σειρά) κύκλωμα και τοποθετείται παράλληλα στο MOSFET και τη διόδο. Οι τιμές της αντίστασης και της χωρητικότητας μπορούν να προσεγγιστούν από τις παρακάτω σχέσεις :

$$R_s = 2\pi \cdot f_r \cdot L_\sigma \quad (4.25)$$

$$C_s = \frac{5}{2\pi \cdot f_r \cdot R_s} \quad (4.26)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{DS} \cdot L_\sigma}} \quad (4.27)$$

όπου f_r η συχνότητα συντονισμού, L_σ η αντίδραση σκέδασης που είναι σε σειρά με το MOSFET και C_{DS} η χωρητικότητα μεταξύ drain και source του MOSFET. Για αυτήν την κατηγορία μετασχηματιστών η αυτεπαγωγή σκέδασης πρωτεύοντος είναι το 1.5% της αυτεπαγωγής μαγνήτισης δηλαδή το 1.5% της αυτεπαγωγής L_p .

Η αυτεπαγωγή σκέδασης του πρωτεύοντος L_σ είναι σε σειρά με το MOSFET. Έτσι όταν το MOSFET δεν άγει, εμποδίζεται η ροή ρεύματος μέσω της L_σ και επάγεται μια τάση στα άκρα της (voltage spike)

$$V_{L_\sigma} = L_\sigma \frac{di_\sigma}{dt} \quad (4.28)$$

Αν η μέγιστη τιμή αυτής της υπέρτασης υπερβεί την τάση αντοχής του MOSFET, ο ημιαγωγός θα καταστραφεί. Για ν'αποφευχθεί αυτό το φαινόμενο της στιγμιαίας υπέρτασης σχεδιάζεται το κύκλωμα προστασίας. Το RC κύκλωμα προστασίας παρέχει ένα μονοπάτι στο ρεύμα i_σ όταν το MOSFET είναι εκτός κυκλώματος. Ο αντιστάτης προσφέρει απόσβεση για την ιδιοσυχνότητα του LC κυκλώματος, οπότε μειώνει τις ταλαντώσεις κατά τη μετάβαση από το διάστημα αγωγής του MOSFET μέχρι και λίγο μετά την αποκοπή του και ο εν σειρά πυκνωτής χρησιμοποιείται για να ελαχιστοποιήσει την κατανάλωση ισχύος στη διακοπτική συχνότητα και να εμποδίσει τις υπερτάσεις από το να εφαρμοστούν στα άκρα του αντιστάτη.

Στον Πίνακα 4.3 συνοψίζονται τα πλεονεκτήματα του κυκλώματος προστασίας αλλά και τα μειονεκτήματα τους [36].

Πίνακας 4.3 - Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα του κυκλώματος προστασίας

Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
<ul style="list-style-type: none"> Καταστολή των υπερτάσεων που προκαλούνται εξ' αιτίας των παρασιτικών επαγωγών και του μεγάλου ρυθμού αύξησης του ρεύματος, οι οποίες μπορούν να οδηγήσουν σε καταστροφή του ημιαγωγού Μείωση των απωλειών μετάβασης του ημιαγωγού (μεταφέρονται στο κύκλωμα προστασίας) με αποτέλεσμα την ευκολότερη ψύξη του Σίγουρη λειτουργία στα όρια της ασφαλούς περιοχής λειτουργίας (SOA) 	<ul style="list-style-type: none"> Πολυπλοκότητα στη μελέτη και εξάρτηση των τιμών του από την τοπολογία, το ρεύμα εξόδου, την ποιότητα των στοιχείων κ.ά. Επίσης αυξάνει το κόστος Η παρουσία του πυκνωτή αυξάνει τους χρόνους μετάβασης του ημιαγωγού. Χρειάζονται ειδικοί πυκνωτές (MKP, πολυπροπυλενίου) για να αντέξουν τις μεγάλες καταπονήσεις από ρεύμα. Επίσης, απαιτείται καλή απαγωγή θερμότητας στις αντιστάσεις του κυκλώματος προστασίας Είναι δυνατό να μειώσουν το βαθμό απόδοσης του μετατροπέα.

Η σχεδίαση του DC-DC μετατροπέα συνεχίζεται με τον υπολογισμό των πυκνωτών εισόδου και εξόδου, οι οποίοι έχουν ύψιστη σημασία για την ορθή λειτουργία του συνολικού συστήματος επικουρικής φόρτισης. Οι πυκνωτές εισόδου και εξόδου του μετατροπέα είναι συνήθως πυκνωτές μεγάλης χωρητικότητας. Ο πυκνωτής εισόδου μειώνει την κυμάτωση στο ρεύμα και στην τάση εξόδου της φ/β γεννήτριας, εμποδίζοντας την απότομη μείωση της τάσης εξόδου της φ/β συστοιχίας, που οφείλεται στην I-V χαρακτηριστική του φ/β. Για τον υπολογισμό του ελάχιστου πυκνωτή εξόδου χρησιμοποιήθηκε ο εμπειρικός τύπος [52]

$$C_{out,min} = \frac{I_{out,max} \cdot N_{cp}}{f_s \cdot V_{out,ripple}} \quad (4.29)$$

όπου $I_{out,max}$ το μέγιστο ρεύμα εξόδου του μετατροπέα, N_{cp} ο αριθμός των κύκλων ρολογιού που χρειάζεται ο βρόχος ελέγχου να μειώσει το λόγο κατάτμησης από τη μέγιστη στην ελάχιστη τιμή του (συνήθως χρειάζεται 10-20 διακοπτικές περιόδους), f_s η διακοπτική συχνότητα και $V_{out,ripple}$ η κυμάτωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα.

Επιπλέον, για την επιλογή των κατάλληλων χωρητικοτήτων εισόδου και εξόδου για την εφαρμογή, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις ώστε να επιτευχθεί όσο το δυνατόν η ελάχιστη κυμάτωση των μεγεθών. Οι πυκνωτές συνοδεύονται και από μια ισοδύναμη αντίσταση σε σειρά (ESR), η οποία ελήφθη υπόψη για πιο ρεαλιστικά αποτελέσματα στις

προσομοιώσεις. Η ισοδύναμη αντίσταση σε σειρά των πυκνωτών έχει μεγάλη σημασία, γιατί μπορεί να μειώσει την απόδοση του μετατροπέα, αφού καταναλώνεται ενεργός ισχύς στα άκρα της.

Η ονομαστική ισχύς εξόδου, με τη βοήθεια των προσομοιώσεων, ανέρχεται στα 155W. Από το φυλλάδιο του κατασκευαστή για το MOSFET και τη δίοδο, εξάγονται οι τιμές των τάσεων V_D και V_{DS} που είναι ίσες με 1.4V και 1.2V αντίστοιχα. Οι ποσότητες V και V_{dc} είναι γνωστές (τάση μπαταρίας και τάση εισόδου αντίστοιχα). Αντικαθιστώντας στην Εξίσωση 4.22 υπολογίζεται ο χρόνος t_{on} και στη συνέχεια ο χρόνος t_{off} . Με τη βοήθεια της Εξίσωσης 4.23 υπολογίζεται και η επαγωγή μαγνήτισης πρωτεύοντος. Αφού έχει βρεθεί η επαγωγή μαγνήτισης του πρωτεύοντος, στο επόμενο στάδιο πρέπει να υπολογιστεί ο λόγος των σπειρών N_p/N_s .

Για τον υπολογισμό των πηνίων του μετασχηματιστή θα χρησιμοποιηθούν οι ακόλουθες σχέσεις [54, 55, 58] :

$$\mu_e = \frac{\mu_i}{1 + \frac{l_g}{l_e} \cdot \mu_i} \cong \frac{l_e}{l_g} \quad (4.30)$$

$$L = \frac{\mu_o \mu_e A_e N^2}{l_e} \quad (4.31)$$

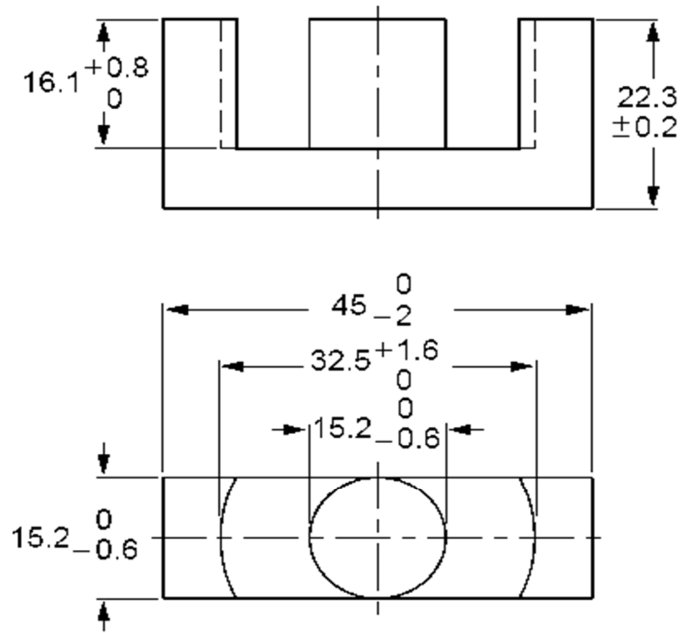
$$B = \mu_o \mu_e H \quad (4.32)$$

$$H = \frac{NI}{l_e} \quad (4.33)$$

$$B < B_{sat} \quad (4.34)$$

όπου μ_e η σχετική μαγνητική διαπερατότητα, μ_i η αρχική μαγνητική διαπερατότητα του υλικού, l_g το μήκος του διακένου (mm), l_e το ενεργό μήκος του πυρήνα (mm), μ_o η μαγνητική διαπερατότητα του κενού ($4\pi 10^{-7} \text{ NA}^{-2}$), L ο συντελεστής αυτεπαγωγής του πηνίου (mH), A_e η ενεργή επιφάνεια του πυρήνα (mm^2), N ο αριθμός των σπειρών του πηνίου, B η μαγνητική επαγωγή (Tesla), H το μαγνητικό πεδίο, I το ρεύμα στο πηνίο, B_{sat} η μαγνητική επαγωγή στον κόρο.

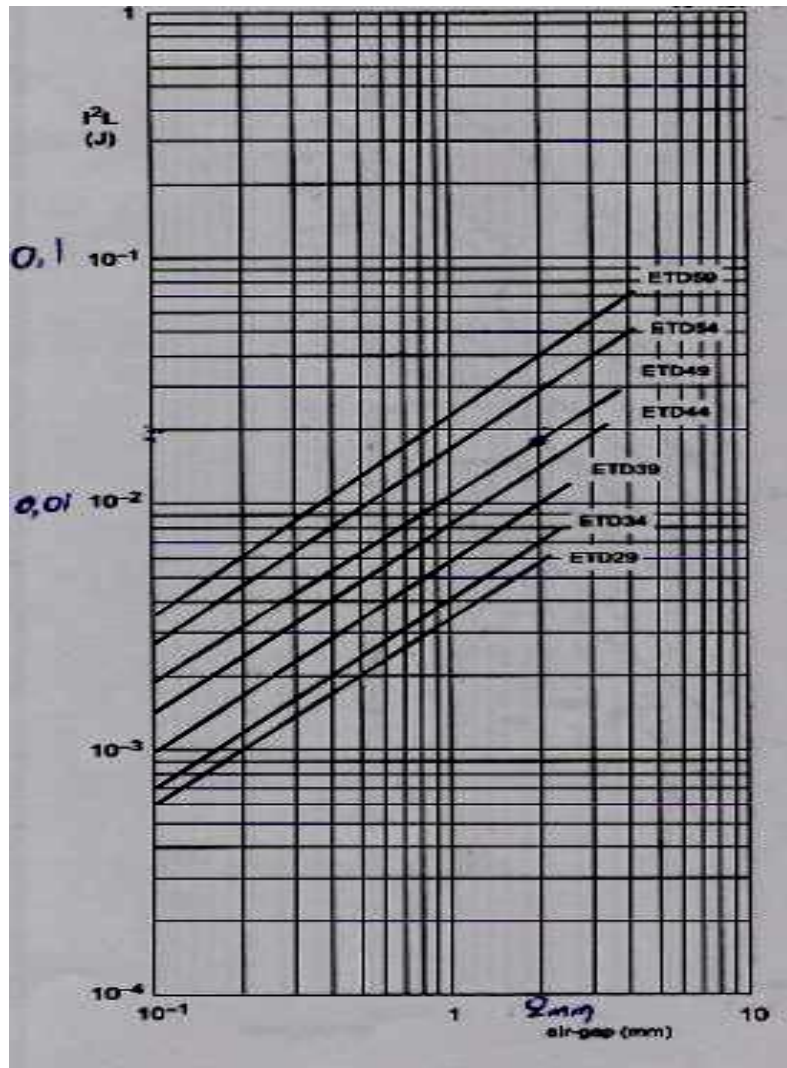
Θα χρησιμοποιηθεί ο πυρήνας τύπου ETD από φερρίτη και συγκεκριμένα ο πυρήνας ETD 44/22/15 της εταιρίας EPCOS, ο οποίος φαίνεται στο Σχήμα 4.7. Η χρήση φερρίτη ως υλικού του πυρήνα είναι απαραίτητη λόγω της υψηλής διακοπτικής συχνότητας των 20kHz. Ο φερρίτης που θα χρησιμοποιηθεί είναι ο N87 με $\mu_i = 1650$ και $B_{sat} = 390 \text{mT}$ στους 100°C , με βάση τα στοιχεία του κατασκευαστή [56]. Τα μαγνητικά χαρακτηριστικά του πυρήνα, εξάγονται από το φυλλάδιο του κατασκευαστή και είναι $l_e = 103 \text{mm}$, $A_e = 173 \text{mm}^2$, $V_e = 17800 \text{mm}^3$.



Οι διαστάσεις σε mm

Σχήμα 4.7 - Πυρήνας ETD 44/22/15 της εταιρείας EPCOS που θα χρησιμοποιηθεί στην εφαρμογή[56]

Για τον υπολογισμό της τιμής του l_g , θα χρησιμοποιηθεί το διάγραμμα του Σχήματος 4.8 [55]. Η μέγιστη τιμή της ποσότητας $I^2 L$ για $L = L_p = 47.59\mu H$ και $I = 18.5A$ είναι 1.63×10^{-2} . Η μέγιστη τιμή του ρεύματος I δίνεται από την Εξίσωση 4.15 και αποτελεί τη μέγιστη αναμενόμενη τιμή ρεύματος αγωγής του MOSFET. Επομένως, σύμφωνα με το Σχήμα 4.8 το l_g υπολογίζεται ως 2.3mm περίπου. Αντικαθιστώντας τις ποσότητες l_e και l_g στην Εξίσωση 4.30 προκύπτει ότι $\mu_e = 45$.



Σχήμα 4.8 - Σχέση I^2L ως προς το διάκενο για ETD πυρήνες [55]

Αντικαθιστώντας στην Εξίσωση 4.31 τις γνωστές ποσότητες μπορούν να υπολογιστούν οι σπείρες του πρωτεύοντος. Το αποτέλεσμα είναι $N = 35$ σπείρες. Σε αυτό το σημείο χρειάζεται να ελεγχθεί αν το πηνίο ενδέχεται να οδηγηθεί στον κορεσμό. Το μέγιστο ρεύμα από το θεωρητικό τύπο έχει ήδη υπολογιστεί και είναι ίσο με 18.5A, λαμβάνοντας υπό όψιν την κυμάτωση του ρεύματος στο πηνίο. Από την Εξίσωση 4.33 υπολογίζεται το H και η τιμή του αντικαθίσταται στην Εξίσωση 4.32 ώστε να βρεθεί το B . Τελικά $B = 355.5mT < B_{sat}$. Επομένως αποφεύγεται ο κορεσμός. Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία το πηνίο του δευτερεύοντος υπολογίζεται ότι διαθέτει $N = 250$ σπείρες.

Το επόμενο βήμα είναι να υπολογιστεί αν οι σπείρες χωράνε στο συγκεκριμένο πυρήνα [58]. Επίσης κάθε σπείρα αποτελείται από πολλούς κλώνους. Ο πολύκλωνος αγωγός είναι απαραίτητος για να αποφευχθεί το επιδερμικό φαινόμενο. Επιδερμικό φαινόμενο υφίσταται όταν ένας αγωγός διαρρέεται από ρεύμα υψηλής συχνότητας και το ρεύμα τείνει να περάσει από την εξωτερική επιφάνεια του αγωγού και όχι από όλη τη διατομή του, με αποτέλεσμα να αυξάνεται η αντίσταση του και να παράγεται επιπλέον θερμότητα. Για την αποφυγή του επιδερμικού φαινομένου, θεωρείται ότι ο κάθε κλώνος έχει διάμετρο $d = 0.25mm$ και ότι

διαρρέεται από ρεύμα 0.35A [54]. Συνεπώς, για να περάσουν τα 18.5A ο αγωγός θα διαθέτει $K = 52$ κλώνους. Η διατομή του αγωγού που προέκυψε από την περιέλιξη είναι :

$$A_{cu} = K \cdot \pi \cdot \frac{d^2}{4} = 2.55mm^2 \quad (4.35)$$

Το εμβαδόν του παραθύρου του πυρήνα είναι :

$$A_w = 2 \frac{(32.5 - 15.2)}{2} \cdot 16.1 = 278.53mm^2 \quad (4.36)$$

Από κάθε παράθυρο περνούν 35 σπείρες οι οποίες έχουν εμβαδό :

$$A_{ol} = N \cdot A_{cu} = 35 \cdot 2.55 = 89.25mm^2 \quad (4.37)$$

Θεωρώντας και έναν συντελεστή 0.4 λόγω της χρήσης της μπομπίνας και λόγω των διαφόρων κενών που προκύπτουν από την περιέλιξη θα ισχύει για το εμβαδόν των σπειρών

$$\frac{A_{ol}}{0.4} = 223.13mm^2 \quad (4.38)$$

Επομένως, οι σπείρες μπορούν να τοποθετηθούν στον πυρήνα που επελέγη. Όμοια διαδικασία ακολουθείται και για το δευτερεύον και καταλήγουμε ότι ο χώρος είναι επαρκής και για τις σπείρες του δευτερεύοντος.

Η αντίσταση των χάλκινων τυλιγμάτων του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος θα υπολογιστεί με τη χρήση της Εξίσωσης 4.39

$$R = \rho \frac{l}{s} \quad (4.39)$$

όπου l το μήκος του αγωγού, s το εμβαδόν διατομής του, ρ η ειδική αντίσταση του υλικού που εξαρτάται κυρίως από το υλικό.

Τέλος, γνωρίζοντας την τιμή της αυτεπαγωγής σκέδασης πρωτεύοντος που είναι ίση με 1.5% της επαγωγής μαγνήτισης πρωτεύοντος για αυτού του είδους τους μετασχηματιστές [11] και την τιμή της χωρητικότητας C_{DS} από τα χαρακτηριστικά του MOSFET, υπολογίζεται η συχνότητα συντονισμού f_r και στη συνέχεια οι τιμές της αντίστασης και του πυκνωτή του κυκλώματος προστασίας μέσω των Εξισώσεων 4.25 και 4.26. Επιλέγεται δίοδος τύπου Schottky, λόγω της αντοχής της σε μεγάλες ανάστροφες τάσεις και MOSFET, εξαιτίας της καλής του απόδοσης σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες (γρήγορη απόκριση). Επιπλέον, το MOSFET έχει τη δυνατότητα αντοχής σε μεγάλες τιμές ρευμάτων κατά τη διάρκεια αγωγής του.

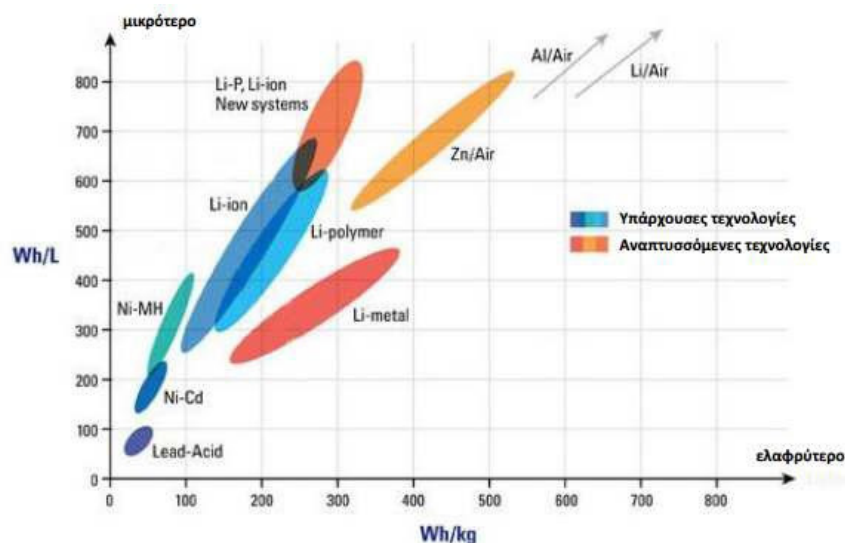
Στον Πίνακα 4.4 παρουσιάζονται, συγκεντρωτικά, τα στοιχεία του flyback μετατροπέα που επιλέχθηκαν.

Πίνακας 4.4 - Χαρακτηριστικά μετατροπέα τύπου flyback

Ονομαστική Ισχύς Εξόδου, P_o (W)	155
Τυλίγματα Πρωτεύοντος / Δευτερεύοντος, N_p, N_s	35, 250
Χρόνος on-ff και διακοπτική περίοδος (μs), t_{on}, t_{off}, t_s	25.15, 24.85, 50
Ονομαστικό Duty cycle, D (%)	46.6
Επαγωγή μαγνήτισης πρωτεύοντος (μH), L_p	47.59
Αντίσταση/Χωρητικότητα snubber (Ω/nF), R_s, C_s	6/2.2
Τύπος MOSFET	SIHG25N40D-GE3
Τύπος Διόδου (Schottky)	CREE C4D05120E
Πυκνωτής εισόδου/εξόδου (mF), C_{in}, C_o	4.4/2.2
Μέγιστο ρεύμα πρωτεύοντος/δευτερεύοντος, $i_{p,pk}, i_{s,pk}$ (A)	18.5/2.6
Κυμάτωση ρεύματος εισόδου/εξόδου (%)	1.88/7
Αντίσταση τυλίγματος πρωτεύοντος/δευτερεύοντος (Ω)	0.005/0.045

4.4 Πηγή Ισχύος Ηλεκτροκίνητου Οχήματος

Για πολλά χρόνια οι συσσωρευτές τύπου μολύβδου-οξέος αποτέλεσαν την κύρια πηγή ισχύος, που προτιμήθηκε λόγω του χαμηλού κόστους. Η ανάγκη για βελτιωμένα χαρακτηριστικά οδήγησε στην ανάπτυξη νέων τύπων συσσωρευτών με μεγαλύτερη πυκνότητα ενέργειας και δυνατότητα παροχής μεγαλύτερης ισχύος, όπως και μεγαλύτερο αριθμό κύκλων φόρτισης-εκφόρτισης. Άλλοι τύποι συσσωρευτών είναι οι νικελίου - καδμίου (NiCd), νικελίου μετάλλου - υβριδίου (NiMH), ιόντων λιθίου (LiON) , λιθίου - ιόντων πολυμερών, οι εξελιγμένοι συσσωρευτές μολύβδου οξέως. Στο Σχήμα 4.9 συγκρίνονται οι υπάρχουσες και οι αναπτυσσόμενες τεχνολογίες στον τομέα των συσσωρευτών, με βάση την πυκνότητα ενέργειας τους (ενέργεια ανά μονάδα όγκου και ενέργεια ανά μονάδα μάζας). Στο σύστημα επικουρικής φόρτισης, για το όχημα τύπου smart, που αναπτύσσεται στην παρούσα εργασία, επιλέγεται μπαταρία τύπου Φωσφατίου (LiFePO4) ως κύρια μπαταρία για την πρόωση του ηλεκτροκίνητου οχήματος πόλης.



Σχήμα 4.9 - Συγκριτικό διάγραμμα πυκνότητας ενέργειας διαφόρων τύπων μπαταριών [37]

Τα χαρακτηριστικά της μπαταρίας του οχήματος συνοψίζονται στον Πίνακα 4.5 :

Πίνακας 4.5 - Χαρακτηριστικά συστοιχίας μπαταριών

Μπαταρία LiFePO4	
Χωρητικότητα (Ah)	40
Τάση (V)	246
Αντίσταση (mΩ)	0.8
$I_{\text{φόρτισης}}$ (A)	13
$I_{\text{εκφόρτισης}}$ (A)	13

4.5 Σύστημα Αυτομάτου Ελέγχου Φ/Β Γεννήτριας

4.5.1 Μεταβλητό Βήμα Μεταβολής της Τάσης Αναφοράς

Στο τελευταίο στάδιο σχεδιάζεται ο ελεγκτής της φ/β γεννήτριας για συνθήκες ομοιόμορφης και μερικής σκίασης. Για την ανίχνευση του ΣΜΙ, δύο διαφορετικοί αλγόριθμοι σχεδιάζονται και προσομοιώνονται, ο αλγόριθμος ΔΠ και ο αλγόριθμος ΣΑ. Επιλέχθηκαν οι συγκεκριμένοι δύο αλγόριθμοι, λόγω της απλότητας τους στην υλοποίηση σε μικροεπεξεργαστή και λόγω της καλής τους ακρίβειας και επίδοσης, όπως έχει παρουσιαστεί στο Κεφάλαιο 2. Αρχικά, δοκιμάζονται με σταθερό βήμα τάσης dV , για τη ρύθμιση της τάσεως αναφοράς V^* και στη συνέχεια εισάγεται ένα μεταβλητό βήμα που της μορφής

$$dV = N \cdot \left| \frac{\Delta P}{\Delta V} \right| \quad (4.40)$$

όπου ΔP είναι η διαφορά της μετρούμενη ισχύος της φ/β γεννήτριας τις διακριτές χρονικές στιγμές k και $k-1$, ΔV είναι η διαφορά της μετρούμενης τάσης της φ/β γεννήτριας τις ίδιες χρονικές στιγμές και N πραγματική σταθερά. Έτσι η τιμή του λόγου κατάτμησης θα δίνεται κάθε χρονική στιγμή k από τον τύπο

$$D(k) = D(k-1) \pm N \cdot \left| \frac{\Delta P}{\Delta V} \right| \quad (4.41)$$

Επιλέγεται αυτή η μορφή για το μεταβλητό βήμα, γιατί ο όρος $\Delta P/\Delta V$, που είναι η κλίση πάνω στην καμπύλη P-V, μεταβάλλεται ομαλά. Ο όρος N μπορεί να προσεγγιστεί ακολουθώντας την παρακάτω διαδικασία [38].

Ορίζεται ως ΔD η μεταβολή στο λόγο κατάτμησης. Αρχικά, διαλέγεται ένα μεγάλο βήμα ΔD_{max} σε σύγκριση με το σταθερό βήμα για λειτουργία σε συνθήκες μέγιστης ισχύος. Επιπλέον, γνωρίζοντας ότι η ποσότητα $\Delta P/\Delta V$ παίρνει την ελάχιστη τιμή της στο ΣΜΙ, θα πρέπει να ισχύει :

$$N \cdot \left| \frac{\Delta P}{\Delta V} \right|_{fix\ step = \Delta D_{max}} < \Delta D_{max} \quad (4.42)$$

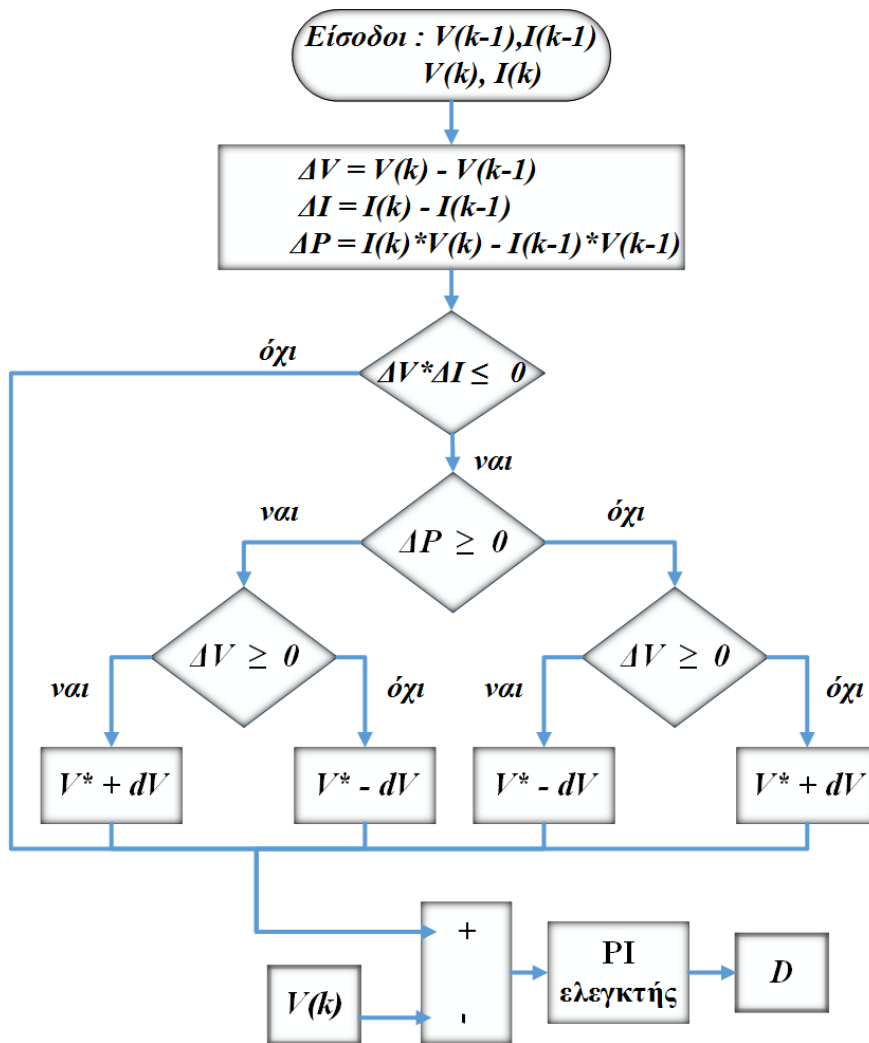
όπου $\left| \frac{\Delta P}{\Delta V} \right|_{fix\ step = \Delta D_{max}}$ είναι η ποσότητα $\Delta P/\Delta V$ σε λειτουργία με καθορισμένο βήμα ΔD_{max} . Συνεπώς, ο παράγοντας N μπορεί να εκτιμηθεί από την επόμενη σχέση :

$$N < \Delta D_{max} / \left| \frac{\Delta P}{\Delta V} \right|_{fix\ step = \Delta D_{max}} \quad (4.43)$$

Το βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς V^* είναι υπεύθυνο για το πόσο γρήγορα θα προσεγγιστεί το ΣΜΙ. Ωστόσο, για μια μεγάλη τιμή βήματος, το σύστημα θα ταλαντώνεται γύρω από το ΣΜΙ ή θα πέσει σε αστάθεια, ενώ για μια μικρή τιμή, η ανίχνευση του ΣΜΙ θα είναι πολύ αργή. Έτσι, ένα μεταβλητό βήμα σαν και αυτό της Σχέσης (4.40) για την τάση αναφοράς, είναι μια αξιόπιστη λύση στο συγκεκριμένο πρόβλημα, αφού παρουσιάζει υψηλές τιμές όταν το σημείο λειτουργίας είναι μακριά από το ΣΜΙ και χαμηλές όταν είναι κοντά. Με αυτόν τον τρόπο ο αλγόριθμος γίνεται εύρωστος, με αποδεκτή μεταβατική απόκριση και χαμηλές κυματώσεις για το ρεύμα και την τάση εξόδου της φ/β συστοιχίας.

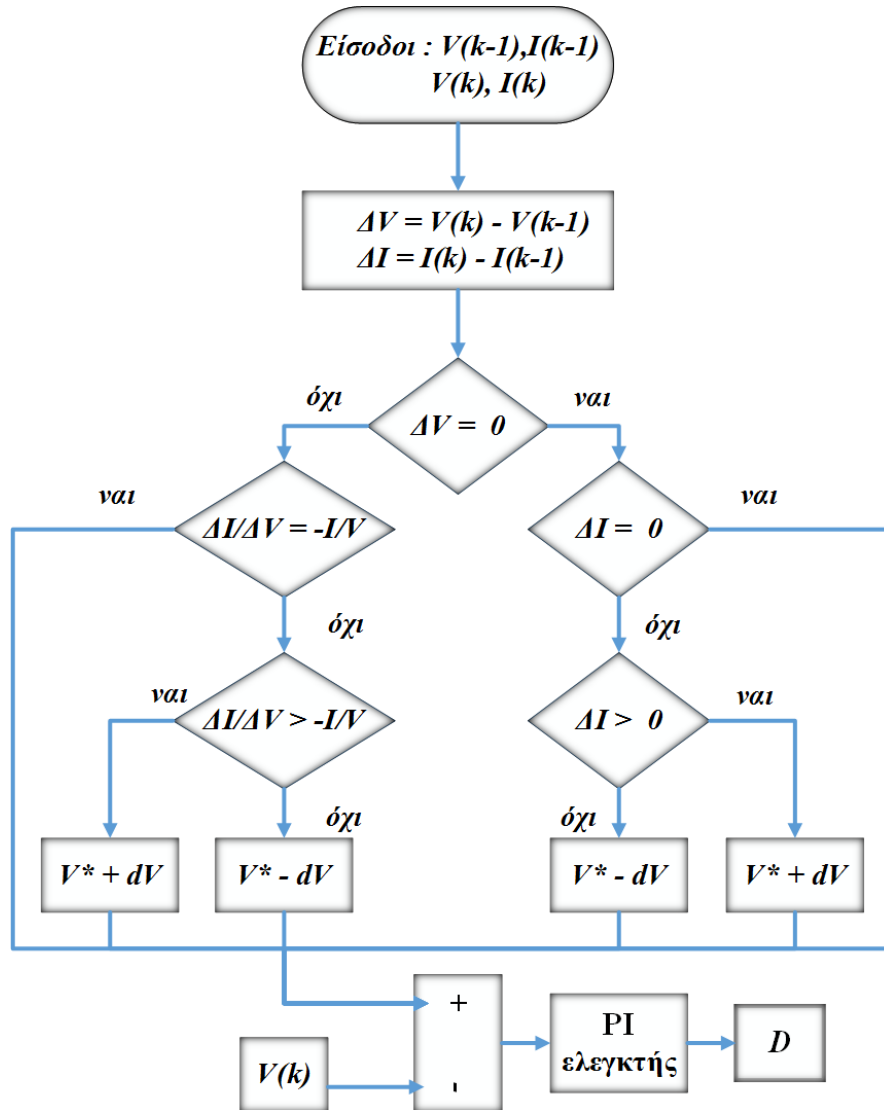
4.5.2 Αλγόριθμοι Διαταραχής και Παρατήρησης και Στοιχειώδους Αγωγιμότητας για Ομοιόμορφη Σκίαση

Σε πρώτη φάση, σχεδιάζεται ο ελεγκτής με βάση τον ΔΠ αλγόριθμο. Το διάγραμμα ροής του τροποποιημένου αλγορίθμου ΔΠ σε σχέση με το συμβατικό που παρουσιάστηκε στο 2ο Κεφάλαιο, φαίνεται στο Σχήμα 4.10. Η βελτίωση από το συμβατικό αλγόριθμο, έγκειται στη συνθήκη $\Delta V^* \Delta I \leq 0$. Η συνθήκη αυτή χρησιμοποιείται για να φιλτράρει το θόρυβο, καθώς η I-V καμπύλη είναι μια φθίνουσα συνάρτηση, οπότε οι τιμές ΔV και ΔI με ίδιο πρόσημο θα πρέπει να απορριφθούν. Η συνθήκη αυτή είναι σημαντική αν το σύστημα λειτουργεί με συχνότητα δειγματοληψίας συγκρίσιμη με τη διακοπτική συχνότητα [3]. Το βήμα dV , όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, θα είναι μεταβλητό ή σταθερό.



Σχήμα 4.10 - Διάγραμμα ροής τροποποιημένου αλγορίθμου ΔΠ

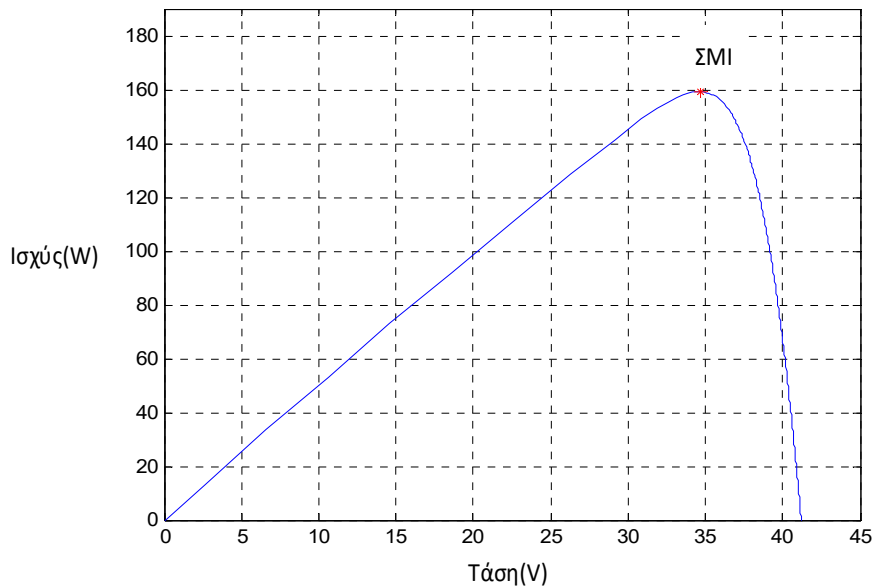
Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου ΣΑ που υλοποιήθηκε απεικονίζεται στο Σχήμα 4.11. Το βήμα dV θα είναι είτε μεταβλητό είτε σταθερό.



Σχήμα 4.11 - Διάγραμμα ροής αλγορίθμου ΣΑ

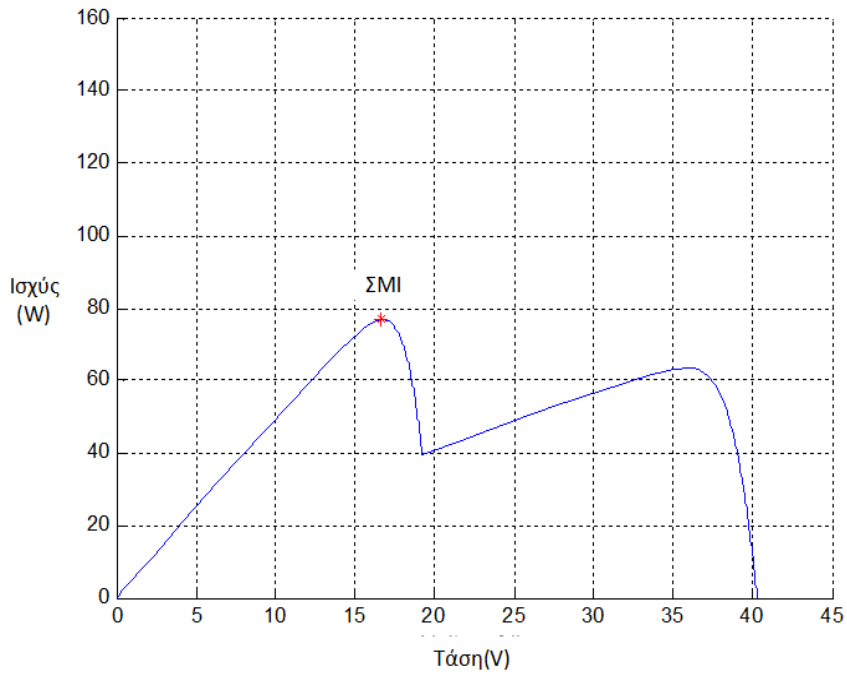
4.5.3 Τροποποιημένος Αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας για Μη Ομοιόμορφη Σκίαση

Το ηλεκτρικό όχημα κινείται σε αστικό περιβάλλον, οπότε οι ΣΜΣ είναι αρκετά συχνές, λόγω των διάφορων εμποδίων κατά τη διαδρομή, όπως είναι τα δέντρα και τα κτίρια. Στο Σχήμα 4.12 απεικονίζεται η P-V χαρακτηριστική για ονομαστικές συνθήκες ηλιοφάνειας (1000W/m^2) για τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Η μέγιστη ισχύς που αποδίδει η φ/β γεννήτρια του οχήματος υπό αυτές τις συνθήκες ανέρχεται στα 160W υπό τάση 35V περίπου.

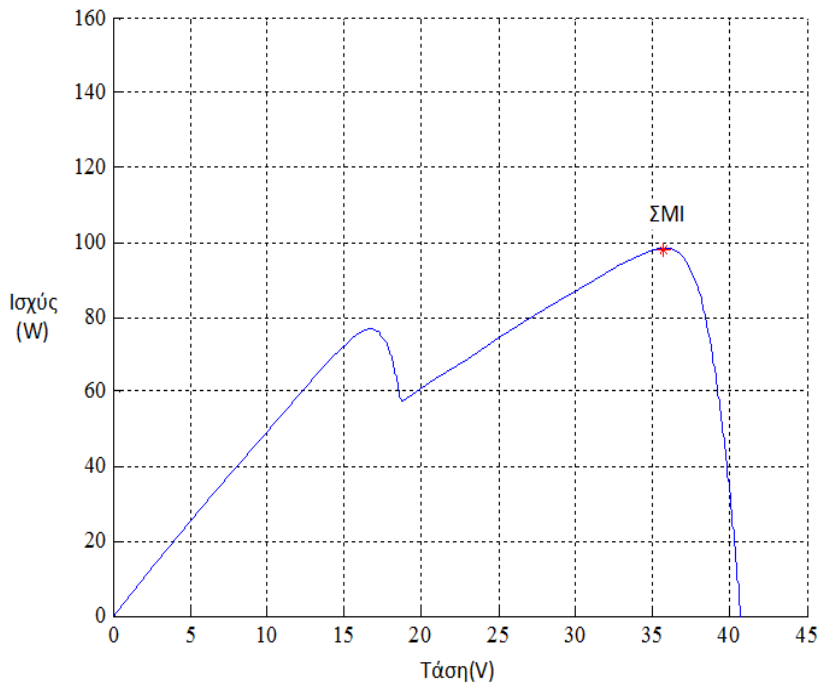


Σχήμα 4.12 - P-V καμπύλη υπό ομοιόμορφες συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας και δεδομένη θερμοκρασία

Η κατάσταση είναι διαφορετική όταν τα φ/β πλαίσια του οχήματος δε δέχονται την ίδια ακτινοβολία στην επιφάνεια τους. Όταν το ένα πλαίσιο δέχεται διαφορετική ακτινοβολία από το άλλο, η P-V καμπύλη του Σχήματος 4.12 αλλάζει ριζικά και παίρνει μια μορφή σαν και αυτή του Σχήματος 4.13 ή του Σχήματος 4.14. Από τα συγκεκριμένα σχήματα παρατηρείται ότι το ολικό μέγιστο μπορεί να βρίσκεται είτε αριστερά είτε δεξιά του τοπικού μεγίστου.



Σχήμα 4.13 - P-V καμπύλη υπό συνθήκες μερικής σκίασης με ηλιακή ακτινοβολία $1000\text{W}/\text{m}^2$ στο ένα πλαίσιο και $400\text{W}/\text{m}^2$ στο άλλο



Σχήμα 4.14 - P-V καμπύλη υπό συνθήκες μερικής σκίασης με ακτινοβολία $1000\text{W}/\text{m}^2$ στο ένα πλαίσιο και $600\text{W}/\text{m}^2$ στο άλλο

Στο Σχήμα 4.15 φαίνεται το διάγραμμα του τροποποιημένου αλγορίθμου ΣΑ για λειτουργία υπό ΣΜΣ. Με κόκκινο χρώμα τονίζονται οι τροποποιήσεις που έχουν γίνει. Ο αλγόριθμος είναι δύο σταδίων. Το πρώτο στάδιο είναι υπεύθυνο για να αντιληφθεί ότι η φ/β γεννήτρια είναι υπό ΣΜΣ και στη συνέχεια να προσεγγίσει το ΣΜΙ. Στο δεύτερο στάδιο ο αλγόριθμος ΣΑ που ήδη έχει υλοποιηθεί για συνθήκες ομοιόμορφης σκίασης, θα συγκλίνει στο ΣΜΙ. Επιλέχθηκε το πρώτο στάδιο να στηρίζεται στην τεχνική ελέγχου της Γραμμικής Εξίσωσης Φορτίου [28, 29], όπως περιγράφηκε στο 3ο Κεφάλαιο.

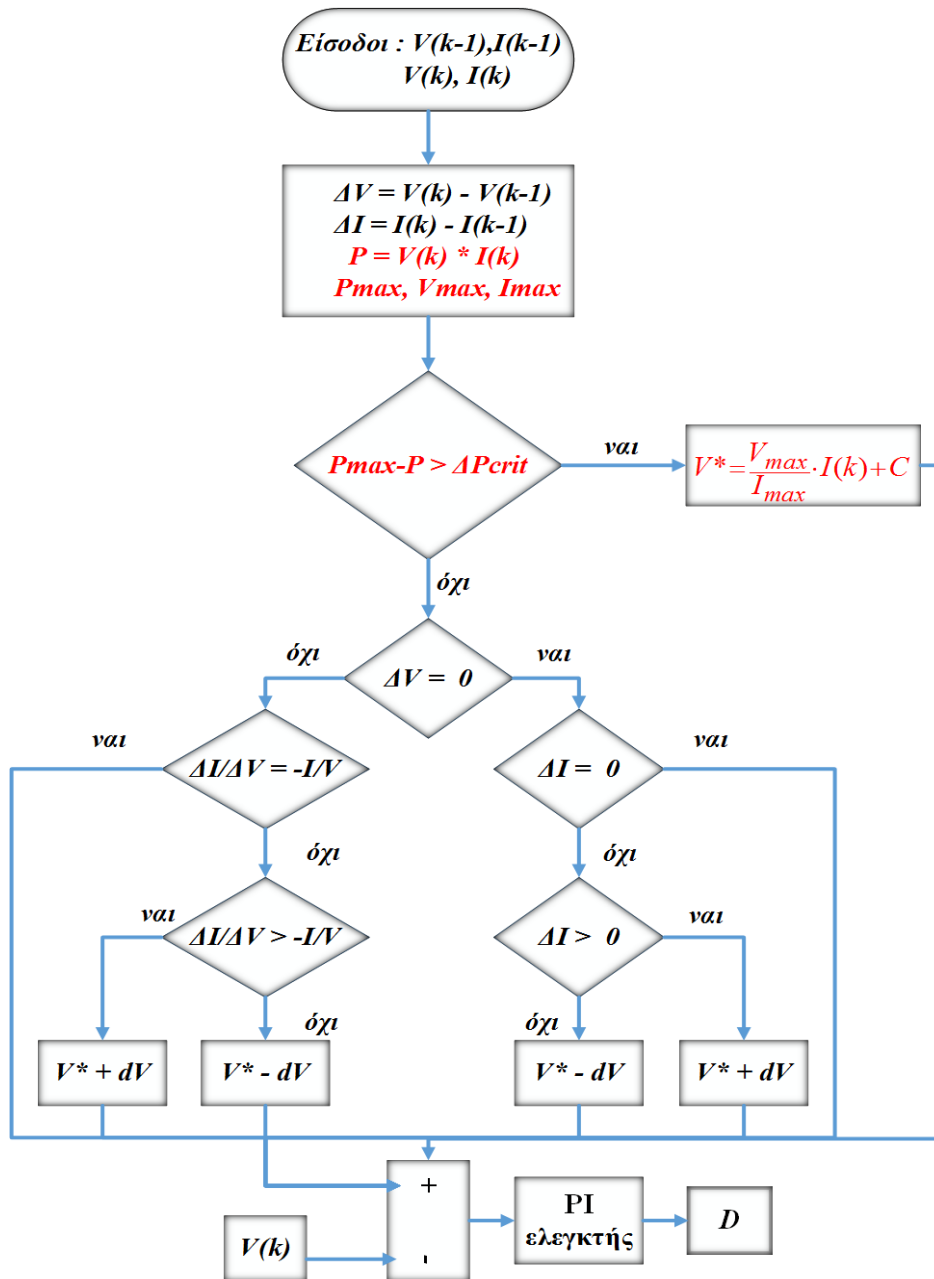
Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, ο ρόλος του πρώτου σταδίου είναι να αντιλαμβάνεται την ύπαρξη των συνθηκών μερικής σκίασης και στη συνέχεια να ενεργοποιεί τον αλγόριθμο ΣΑ, ο οποίος θα φέρει το σημείο λειτουργίας της φ/β γεννήτριας κοντά στο ΣΜΙ. Το πρώτο στάδιο παριστάνεται με κόκκινο χρώμα στο διάγραμμα του Σχήματος 4.15. Στο στάδιο αυτό ο αλγόριθμος υπολογίζει και αποθηκεύει το μέγιστο σημείο λειτουργίας σε κάθε διακριτή χρονική στιγμή k . Στη συνέχεια, ο αλγόριθμος εξετάζει αν η φ/β γεννήτρια βρίσκεται υπό συνθήκες μερικής σκίασης. Σε περίπτωση που βρίσκεται, ο έλεγχος παραμένει στο πρώτο στάδιο, διαφορετικά ο έλεγχος περνά ξανά στο δεύτερο στάδιο. Η ανίχνευση των ΣΜΣ γίνεται αντιληπτή από την απόκλιση της ισχύος λειτουργίας του συστήματος P , από την τελευταία αποθηκευμένη μέγιστη ισχύ P_{max} κατά μία προκαθορισμένη τιμή ΔP_{crit} (βλ. Εξίσωση 4.44).

Σύμφωνα με την αναφορά [39], το ΔP_{crit} καθορίζεται ανάλογα με το μέγεθος της φ/β γεννήτριας και την πρότερη μελέτη των P-V χαρακτηριστικών της εκάστοτε φ/β γεννήτριας κάτω από διάφορες ΣΜΣ.

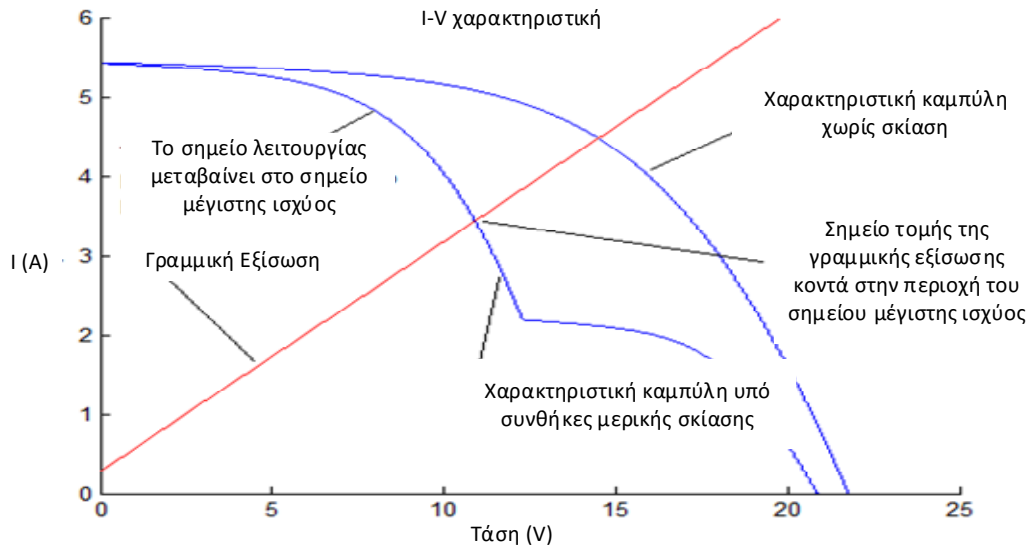
Αν ισχύει η Εξίσωση 4.44, ο έλεγχος παραμένει στο πρώτο στάδιο, όπου η γραμμική συνάρτηση της Εξίσωσης 4.45 αναλαμβάνει να φέρει το σημείο λειτουργίας κοντά στην περιοχή του ΣΜΙ. Η γραμμική συνάρτηση στηρίζεται στη λογική της τεχνικής ελέγχου Γραμμικής Εξίσωσης Φορτίου. Στην τεχνική αυτή μια γραμμική εξίσωση, υπολογίζει την τάση αναφοράς ως συνάρτηση του ρεύματος λειτουργίας I_{pv} . Η κλίση της συνάρτησης είναι ο λόγος της μέγιστης τάσης λειτουργίας προς το μέγιστο ρεύμα λειτουργίας, υπό το συγκεκριμένο επίπεδο ηλιοφάνειας και ο όρος C έχει ρόλο διορθωτικό στην Εξίσωση 4.45.

$$P - P_{max} > \Delta P_{crit} \quad (4.44)$$

$$V^* = \frac{V_{max}}{I_{max}} I_{pv} + C \quad (4.45)$$



Σχήμα 4.15 - Διάγραμμα ροής τροποποιημένου αλγορίθμου ΣΔ



Σχήμα 4.16 - Τρόπος Λειτουργίας Τροποποιημένου αλγορίθμου ΣΑ [41]

Στο Σχήμα 4.16 απεικονίζεται ο τρόπος λειτουργίας του τροποποιημένου αλγορίθμου ΣΑ για ΣΜΣ. Επίσης η γραμμική συνάρτηση της Εξίσωσης 4.45 αποτελείται από έναν σταθερό όρο, τον όρο C [41]. Ο ρόλος του είναι κυρίως διορθωτικός, για τη σωστή τιμή της τάσης αναφοράς. Ο σταθερός συντελεστής εμπεριέχει εμπειρικές πληροφορίες ώστε το σημείο τομής της γραμμικής συνάρτησης με την I-V χαρακτηριστική να είναι όσο το δυνατόν πλησιέστερα στο ΣΜΙ. Η τιμή της σταθεράς καθορίζεται κάθε φορά για την εκάστοτε ϕ/β συστοιχία και απαιτεί καλή γνώση της I-V καμπύλης σε όλες τις φάσεις σκίασης της συστοιχίας, πράγμα που αποτελεί και ένα μειονέκτημα της συγκεκριμένης μεθόδου. Οι κυριότεροι παράγοντες που επηρεάζουν την τιμή της σταθεράς C είναι οι εξής:

- Ο τρόπος σκίασης της ϕ/β γεννήτριας
- Η συνδεσμολογία της ϕ/β γεννήτριας
- Το μέγεθος της ϕ/β γεννήτριας
- Το παράθυρο τάσης του μετατροπέα

Οι δύο πρώτοι παράγοντες επηρεάζουν το γεγονός το ΣΜΙ να βρίσκεται αριστερά, δεξιά ή στο κέντρο της I-V χαρακτηριστικής. Έχοντας αυτήν την πληροφορία, επιλέγεται κατάλληλη τιμή της σταθεράς ώστε να πλησιάζει περισσότερο στο ΣΜΙ. Μία σημαντική παρατήρηση είναι το γεγονός ότι ο σταθερός συντελεστής επηρεάζεται ιδιαίτερα και από τη συσχέτιση της σκίασης με τη συνδεσμολογία. Για παράδειγμα, η τιμή του συντελεστή αλλάζει σε περίπτωση που σκιάζονται ϕ/β πλαίσια τα οποία είναι συνδεδεμένα σε σειρά σε σχέση με σκιασμένα ϕ/β πλαίσια που είναι σε παράλληλες σειρές. Κάτι τέτοιο είναι αναμενόμενο αφού σε τέτοιες περιπτώσεις οι καμπύλες ισχύος είναι διαφορετικές. Επίσης, η συνδεσμολογία επηρεάζει και το επίπεδο της σταθεράς, καθώς πολλά ϕ/β πλαίσια σε σειρά συνδεδεμένα, αυξάνουν το επίπεδο της τάσης λειτουργίας σε σχέση με ϕ/β πλαίσια συνδεδεμένα παράλληλα. Επιπλέον, το μέγεθος της ϕ/β γεννήτριας επηρεάζει το μέγεθος του σταθερού όρου. Συνήθως, μεγάλες ϕ/β εγκαταστάσεις έχουν μεγαλύτερες τάσεις λειτουργίας άρα και η σταθερά θα έχει μεγαλύτερη τιμή σε σχέση με μικρές ϕ/β γεννήτριες.

Το παράθυρο τάσης του μετατροπέα πρέπει πάντα να λαμβάνεται υπ'όψιν ώστε η τιμή της σταθεράς να είναι τέτοια που να μην οδηγεί την τάση αναφοράς έξω από τα όρια λειτουργίας του μετατροπέα. Τέλος, συνήθως η τιμή του σταθερού όρου είναι μικρή σε σχέση με την τάση λειτουργίας του συστήματος και χρησιμεύει για μικρές διορθώσεις που μερικές φορές μπορεί να είναι καθοριστικής σημασίας [41].

Αν δεν ισχύει η Εξίσωση 4.44, τότε ο έλεγχος περνάει στο δεύτερο στάδιο δηλαδή τον ήδη υλοποιημένο αλγόριθμο ΣΑ που θα συγκλίνει στο ΣΜΙ. Το δεύτερο στάδιο έχει ήδη περιγραφεί στην παράγραφο 4.4.2 και περιλαμβάνει τον αλγόριθμο ΣΑ.

4.5.4 Αυτόματος Ελεγκτής Μοντέλου Προσομοίωσης

Η κατασκευή του πλήρους μοντέλου προσομοίωσης του συστήματος επικουρικής φόρτισης, έγινε σταδιακά. Σε ένα πρώτο στάδιο, δημιουργήθηκε το ηλεκτρικό κύκλωμα του DC-DC μετατροπέα ανύψωσης τάσης τύπου Flyback, της μπαταρίας και της φ/β γεννήτριας. Αφού επιβεβαιώθηκε η ορθή λειτουργία του ηλεκτρικού κυκλώματος, προστέθηκε και ο αυτόματος ελεγκτής του διακόπτη του MOSFET. Το συνολικό μοντέλο προσομοίωσης είναι ένα δυναμικό, διακριτό μοντέλο με συχνότητα δειγματοληψίας στα 600kHz ενώ η διακοπτική συχνότητα επιλέγεται να είναι στα 20kHz, ώστε ο όγκος των πυκνωτών και του μετασχηματιστή να είναι μικρός. Η συχνότητα δειγματοληψίας των ηλεκτρικών σημάτων και του ελεγκτή επιλέχθηκε να είναι στα 200kHz.

Ο ελεγκτής στηρίζεται στη λογική PI - PWM για την παλμοδότηση του ημιαγωγού. Πιο συγκεκριμένα, μετράται η τάση και το ρεύμα εξόδου της φ/β γεννήτριας με τη βοήθεια αισθητήρων και τα δύο ηλεκτρικά μεγέθη δίνονται ως είσοδοι στον αλγόριθμο ελέγχου (ΔΠ ή ΣΑ). Ο αλγόριθμος ρυθμίζει την τάση αναφοράς της φ/β γεννήτριας V^* , η οποία αφαιρείται από τη μετρούμενη τάση εξόδου V_{pv} . Στη συνέχεια, η διαφορά $V_{pv} - V^*$ περνάει από έναν αναλογικό - ολοκληρωτικό ελεγκτή (PI controller) με σκοπό να εξαιρεθεί το σφάλμα της διαφοράς. Τελικά, η παλμοδότηση του MOSFET γίνεται με την τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation - PWM), όπου η έξοδος του PI ελεγκτή συγκρίνεται με μια τριγωνική κυματομορφή αναφοράς. Αν η έξοδος του PI είναι μεγαλύτερη ή ίση από την κυματομορφή αναφοράς, ο διακόπτης κλείνει, διαφορετικά παραμένει ανοιχτός.

Προσομοίωση και Ενεργειακή Αξιολόγηση του Συνολικού Συστήματος Επικουρικής Φόρτισης

5.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα περιγραφεί το πραγματικό φ/β σύστημα που θα εξεταστεί. Θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τους δύο αλγόριθμους που υλοποιήθηκαν κάτω από διάφορα σενάρια ομοιόμορφης και μερικής σκίασης. Στη συνέχεια, θα γίνει σύγκριση των αποτελεσμάτων και θα επιλεγεί ο καλύτερος αλγόριθμος εύρεσης του ΣΜΙ, με τον οποίο θα γίνει και η ενεργειακή αξιολόγηση του προτεινόμενου συνολικού συστήματος επικουρικής φόρτισης.

5.2 Παράμετροι του Μοντέλου Επικουρικής Φόρτισης

Για την ανάλυση και τη σύγκριση των αλγορίθμων που έχουν σχεδιασθεί, κατασκευάζεται στο λογισμικό Matlab/Simulink ένα δυναμικό μοντέλο, το οποίο αποτελείται από τα μέρη του Σχήματος 4.1. Επιλέγεται να είναι ένα μοντέλο διακριτού χρόνου με συχνότητα δειγματοληψίας στα 600kHz για μεγαλύτερη ακρίβεια στις τάσεις και τα ρεύματα των ημιαγωγών και του μετασχηματιστή. Τα κέρδη του αναλογικού - ολοκληρωτικού ελεγκτή (PI controller) είναι $K_p = 0.015$ και $K_I = 0.048$. Δίνεται βάρος στον ολοκληρωτικό ελεγκτή, που παρουσιάζει μεγαλύτερη τιμή έναντι του αναλογικού, ώστε να εξαλειφθεί το σφάλμα μεταξύ της μετρούμενης τάσης εξόδου της φ/β γεννήτριας και της τάσης αναφοράς. Η μεταβατική απόκριση, στην εκκίνηση, παραμένει γρήγορη και ικανοποιητική με αυτή την τιμή του αναλογικού κέρδους. Επίσης, ο PI ελεγκτής περιορίζεται ανάμεσα στις τιμές ± 0.5 . Οι τιμές για τα κέρδη του PI επιλέχθηκαν μέσα από τις προσομοιώσεις με δοκιμές, παρατηρώντας ταυτόχρονα, την ταχύτητα μεταβατικής απόκρισης, τον κορεσμό του PI ελεγκτή και την ευστάθεια του συστήματος κλειστού βρόχου. Με αυτές τις τιμές στα κέρδη, δεν παρατηρούνται καταστάσεις κορεσμού στον PI ελεγκτή, που είναι ανεπιθύμητες, η ταχύτητα μεταβατικής απόκρισης είναι ικανοποιητική και το κλειστό σύστημα ελέγχου είναι ευσταθές. Επίσης, για να είναι δίκαιη η σύγκριση μεταξύ των υποψήφιων αλγορίθμων, το καθορισμένο και σταθερό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς είναι ίσο με $dV = 0.00005$, ενώ ο παράγοντας $N = 0.00015$, για την περίπτωση του μεταβλητού βήματος τάσης. Μέσω των προσομοιώσεων, οι τιμές αυτές, βρέθηκε ότι είναι οι καλύτερες δυνατές για την εφαρμογή, ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι ταλαντώσεις γύρω από το ΣΜΙ, και να διατηρηθεί η ευστάθεια του συστήματος κλειστού βρόχου. Είναι γνωστό, από τη θεωρητική ανάλυση της παραγράφου 4.5.1, ότι ο παράγοντας N θα παρουσιάζει μεγαλύτερη τιμή από τον παράγοντα dV . Τέλος, στην περίπτωση του τροποποιημένου αλγορίθμου ΣΑ για ΣΜΣ, εμπλέκονται οι παράμετροι C και ΔP_{crit} . Οι σταθερές αυτές, παίρνουν τις τιμές $C = -20$ και $\Delta P_{crit} = -95$ για τα σενάρια μερικής σκίασης που εξετάζονται. Η τιμή για το $\Delta P_{crit} = -95$ επιλέγεται ως μια τιμή κοντά στη διαφορά του ΣΜΙ υπό συνθήκες ομοιόμορφης

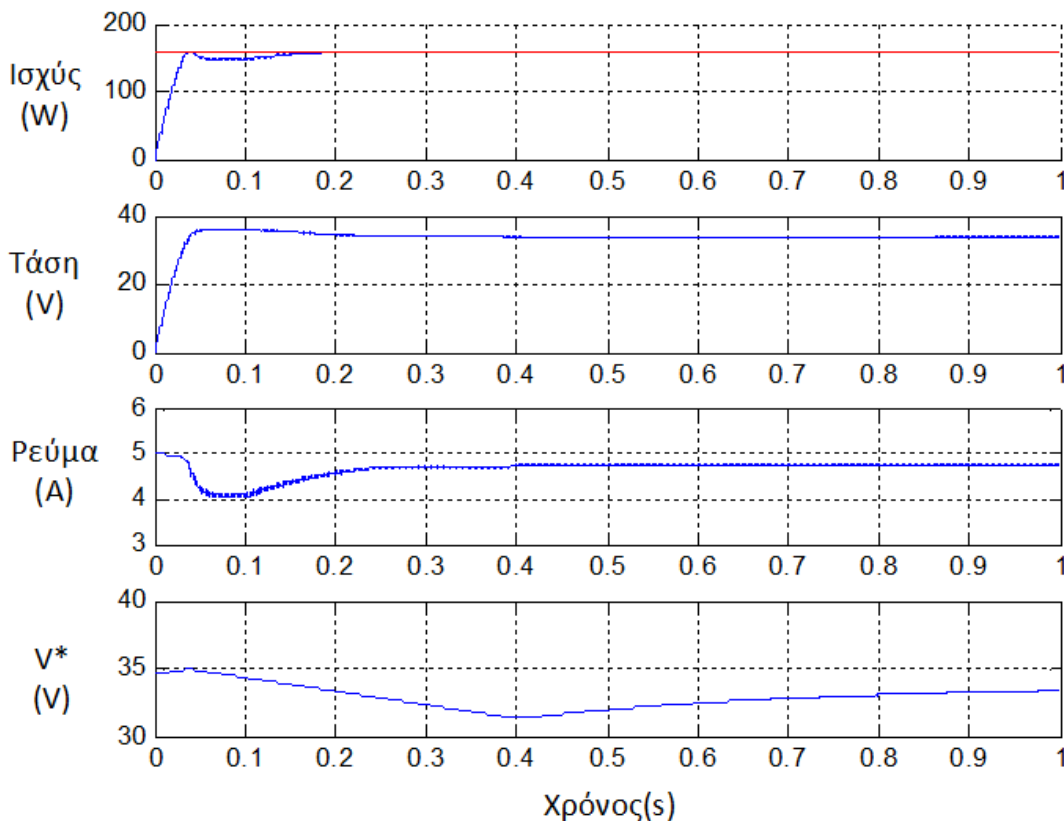
ηλιοφάνειας και του ολικού ΣΜΙ υπό τις δεδομένες ΣΜΣ. Το C έχει μια μεγάλη τιμή ώστε να φέρει το σημείο λειτουργίας όσο πιο κοντά γίνεται στο ΣΜΙ.

5.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

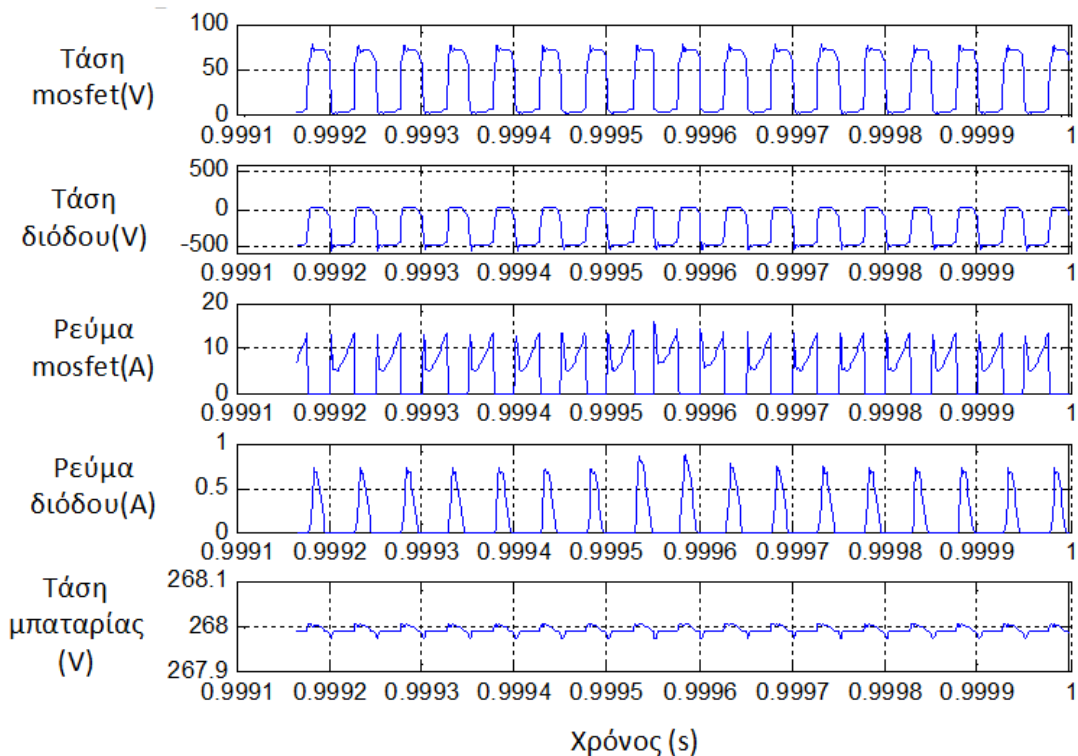
Σε πρώτη φάση γίνεται προσομοίωση του συστήματος επικουρικής φόρτισης σε σταθερές συνθήκες ονομαστικής ηλιακής ακτινοβολίας δηλαδή στα 1000W/m^2 , για να επιβεβαιωθεί η καλή σχεδίαση του flyback μετατροπέα και η ορθή λειτουργία των αλγορίθμων εύρεσης του ΣΜΙ.

5.3.1 Αποτελέσματα Αλγορίθμου ΔΠ και ΣΑ υπό Ονομαστική Ηλιακή Ακτινοβολία

Αρχικά, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του αλγορίθμου ΔΠ και ΣΑ με σταθερό και μεταβλητό βήμα της τάσης αναφοράς. Στο Σχήμα 5.1 φαίνονται τα διαγράμματα της ισχύος, της τάσης, του ρεύματος εξόδου της φ/β γεννήτριας και της τάσης αναφοράς του ελεγκτή V^* για τον αλγόριθμο ΔΠ με σταθερό βήμα. Στο Σχήμα 5.2 παρουσιάζονται οι κυματομορφές των ημιαγωγικών στοιχείων μαζί με την τάση στη μπαταρία και την τάση αναφοράς V^* του ελεγκτή για τον αλγόριθμο ΔΠ στη μόνιμη κατάσταση, ενώ στο Σχήμα 5.3 τα ίδια μεγέθη με αυτά του Σχήματος 5.1 για τον αλγόριθμο ΔΠ με μεταβλητό βήμα. Τέλος, στα Σχήματα 5.4 και 5.5 απεικονίζονται τα ίδια αποτελέσματα για τον αλγόριθμο ΣΑ με σταθερό και μεταβλητό βήμα αντίστοιχα. Με κόκκινο χρώμα στα γραφήματα των ισχύων, απεικονίζεται η ιδανική ισχύς για συνθήκες πλήρους ηλιοφάνειας.

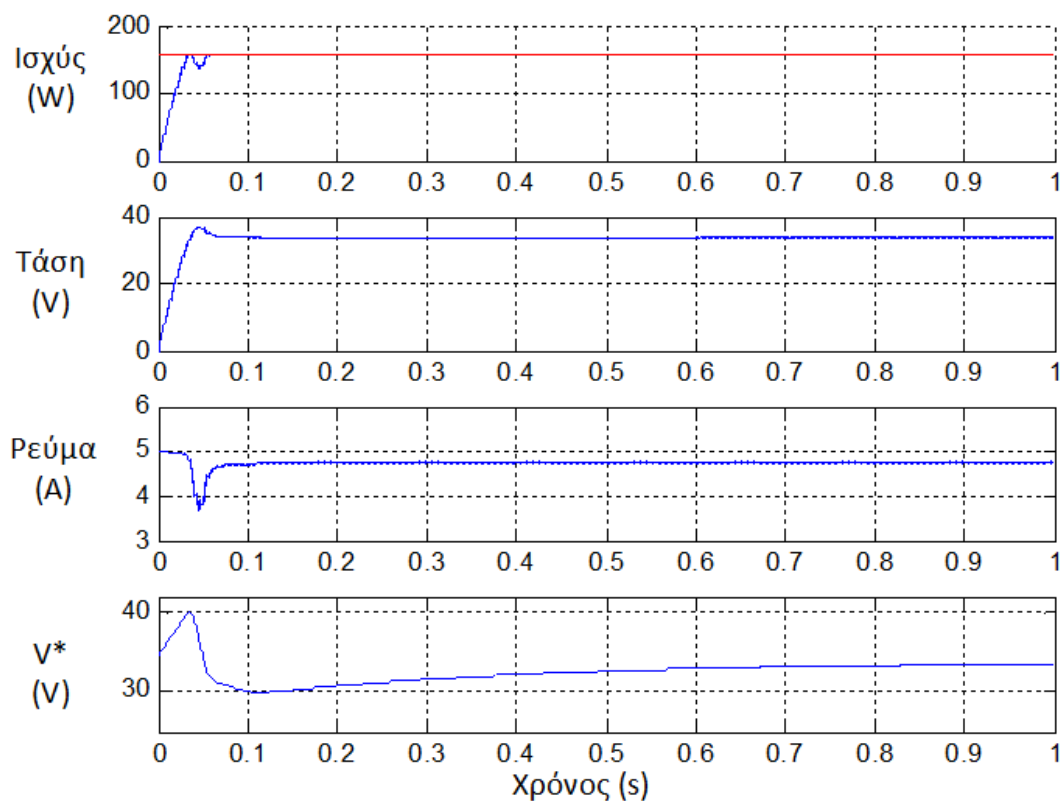


Σχήμα 5.1 - Αποτελέσματα αλγορίθμου ΔΠ με σταθερό βήμα. α) της ισχύος β) της τάσης γ) του ρεύματος εξόδου της φ/β γεννήτριας δ) της τάσης αναφοράς συναρτήσει του χρόνου



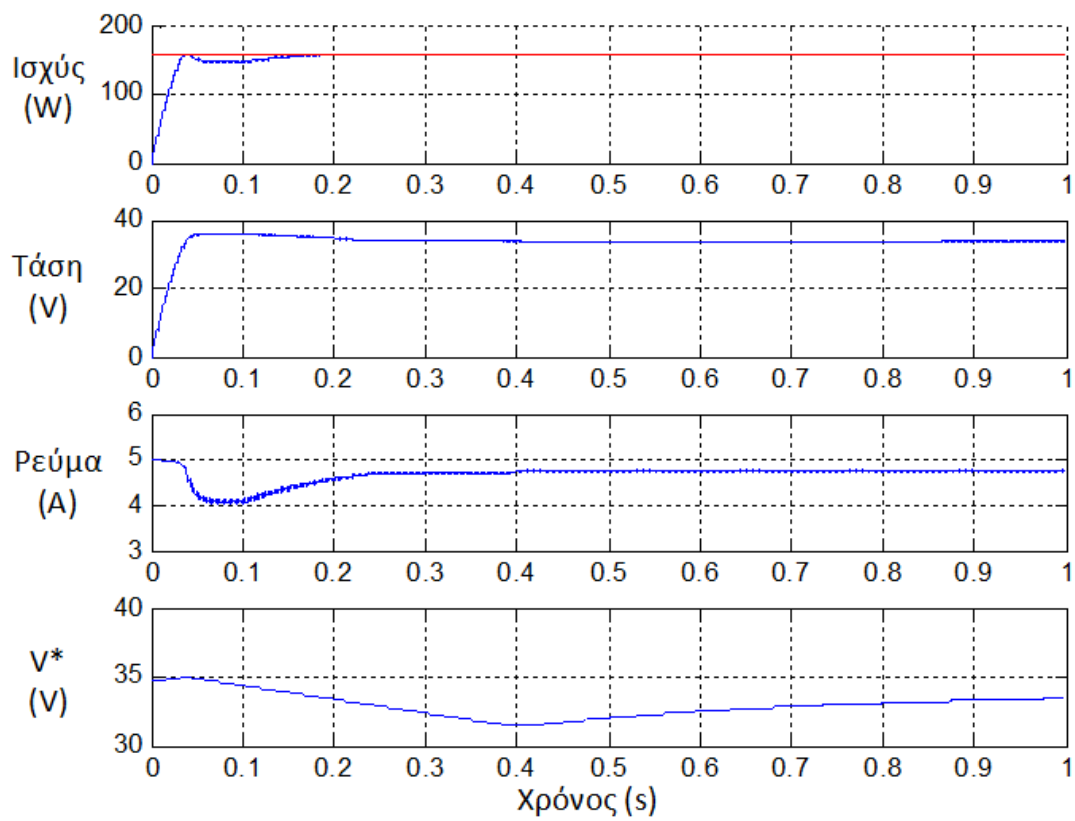
Σχήμα 5.2 - Αποτελέσματα αλγορίθμου ΔΠ με σταθερό βήμα στη μόνιμη κατάσταση α) τάση mosfet β) τάση διόδου γ) ρεύμα mosfet δ) ρεύμα διόδου ε) Τάση μπαταρίας συναρτήσεως του χρόνου

Από τα γραφήματα των Σχημάτων 5.1 και 5.2 συμπεραίνουμε ότι η σχεδίαση του ελεγκτή με τον αλγόριθμο ΔΠ για τη ρύθμιση της τάσης αναφοράς είναι ορθή και αποδεκτή. Ο ελεγκτής έχει γρήγορη μεταβατική απόκριση ενώ οι κυματώσεις στα ηλεκτρικά μεγέθη είναι μικρές (βλ. Πίνακα 5.1). Επιπλέον, το κύκλωμα προστασίας του MOSFET, αποτρέπει τις μεγάλες ταλαντώσεις κατά το διάστημα από την αγωγή στην αποκοπή του, ενώ και η υπέρταση που δημιουργείται κατά το ίδιο διάστημα, είναι μικρής τιμής, περίπου στα 5V. Η τάση αναφοράς V^* αρχικά αυξάνεται, οπότε αυξάνεται και η ισχύς εξόδου όταν και φτάνει για πρώτη φορά στη μέγιστη τιμή της τη χρονική στιγμή 0.04s. Στη συνέχεια, μειώνεται η ισχύς, αφού μειώνεται το ρεύμα και η τάση εξόδου της φ/β γεννήτριας μένει σχεδόν σταθερή, ενώ και η τάση αναφοράς παρουσιάζει ελάττωση μέχρι τη χρονική στιγμή 0.4s όταν και ξεκινάει να αυξάνεται και αρχίζει να σταθεροποιείται.

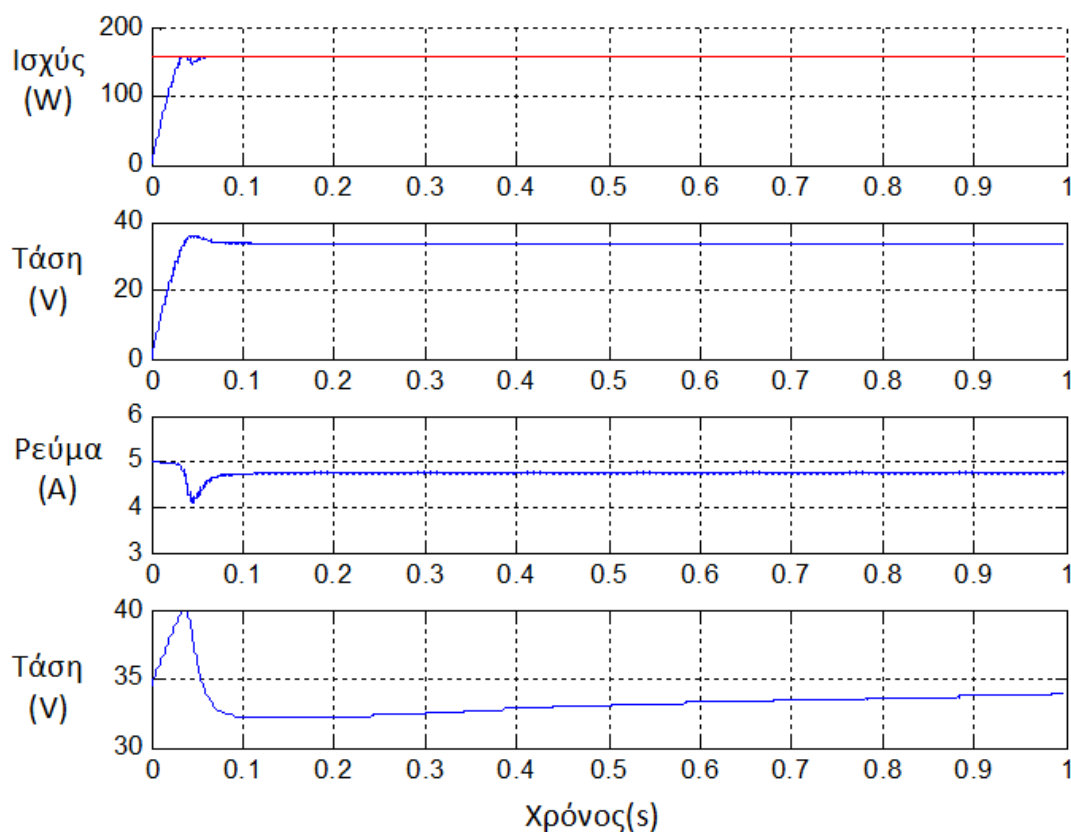


Σχήμα 5.3 - Αποτελέσματα αλγορίθμου ΔΠ με μεταβλητό βήμα. α) της ισχύος β) της τάσης γ) του ρεύματος εξόδου της φ/β γεννήτριας δ) της τάσης αναφοράς συναρτήσεως του χρόνου

Συγκρίνοντας τα Σχήματα 5.1 και 5.3 είναι δυνατό να εξαχθούν κάποια συμπεράσματα. Το μεταβλητό βήμα, όπως είχε αναλυθεί και θεωρητικά, είχε σαν αποτέλεσμα την πολύ γρήγορη μεταβατική απόκριση των ηλεκτρικών μεγεθών της φ/β γεννήτριας. Επίσης, τα ηλεκτρικά μεγέθη έχουν πολύ μικρότερες κυματώσεις. Στο ρεύμα εξόδου της φ/β γεννήτριας στην περίπτωση του μεταβλητού βήματος, παρατηρείται μια λίγο μεγαλύτερη βύθιση στην εκκίνηση απ'ότι στην περίπτωση του σταθερού βήματος μεταβολής της τάσης αναφοράς. Η τάση αναφοράς του ελεγκτή ξεκινά και εδώ από τα 35V περίπου, παρουσιάζοντας μια απότομη αύξηση μέχρι τη στιγμή 0.03s, χρονική στιγμή που η ισχύς φτάνει για πρώτη φορά τη μέγιστη τιμή. Στη συνέχεια, επειδή η τάση αναφοράς μειώνεται άρα και ο λόγος κατάτμησης μειώνεται, ελαττώνεται και η ισχύς εξόδου της φ/β γεννήτριας προσωρινά (βύθιση) μέχρις ότου φτάσει στην τελική της κατάσταση που είναι το ΣΜΙ.



Σχήμα 5.4 - Αποτελέσματα αλγορίθμου ΣΑ με σταθερό βήμα. α) της ισχύος β) της τάσης γ) του ρεύματος εξόδου της φ/β γεννήτριας δ) της τάσης αναφοράς συναρτήσει του χρόνου



Σχήμα 5.5 - Αποτελέσματα αλγορίθμου ΣΑ με μεταβλητό βήμα. α) της ισχύος β) της τάσης γ) του ρεύματος εξόδου της φ/β γεννήτριας δ) της τάσης αναφοράς συναρτήσει του χρόνου

Παρατηρούμε ότι και στην περίπτωση του αλγορίθμου ΣΑ, το μεταβλητό βήμα έφερε το σύστημα πιο γρήγορα στην επιθυμητή ισχύ αναφοράς. Βέβαια, συγκριτικά με τον αλγόριθμο ΔΠ με μεταβλητό βήμα, ο αλγόριθμος ΣΑ με μεταβλητό βήμα παρουσιάζει καλύτερη συμπεριφορά. Αυτό είναι εμφανές στην εκκίνηση, όπου το ρεύμα της φ/β γεννήτριας έχει μικρότερη βύθιση και κατ'επέκταση και η ισχύς.

Επιπλέον, παρατηρείται ομαλή και ευσταθής λειτουργία τόσο για το σταθερό όσο και για το μεταβλητό βήμα τάσης και για τους δύο αλγορίθμους. Τέλος, στον Πίνακα 5.1 παρουσιάζονται οι κυμτώσεις για το ρεύμα, την τάση και την ισχύ εξόδου της φ/β γεννήτριας για τις τέσσερις περιπτώσεις των αλγορίθμων.

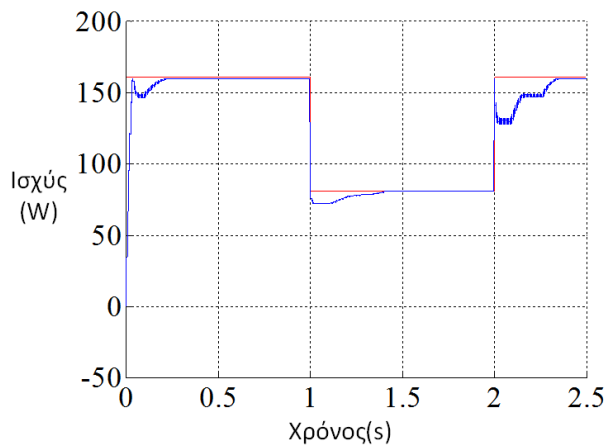
Πίνακας 5.1 - Κυμάτωση του ρεύματος, της τάσης και της ισχύος εξόδου της φ/β συστοιχίας για τους τέσσερις αλγορίθμους στη μόνιμη κατάσταση

Αλγόριθμος	Κυμάτωση τάσης(%)	Κυμάτωση ρεύματος (%)	Κυμάτωση ισχύος (%)
ΔΠ-σταθερό βήμα	8.36	2.07	0.69
ΣΑ-σταθερό βήμα	8.87	2.08	0.7
ΔΠ-μεταβλητό βήμα	8.35	2.09	0.66
ΣΑ-μεταβλητό βήμα	5.7	1.88	0.71

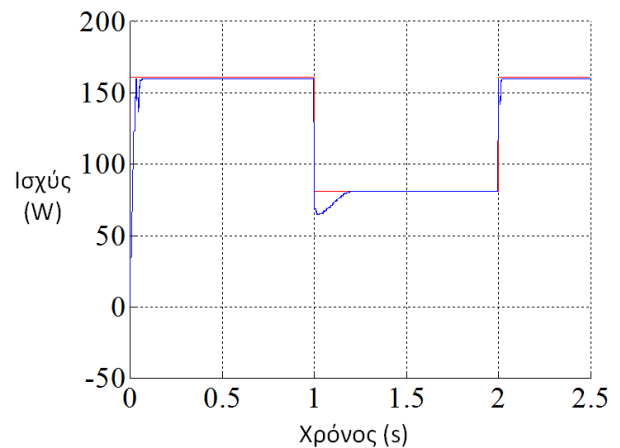
5.3.2 Αποτελέσματα Αλγορίθμων ΔΠ και ΣΑ υπό Διάφορες Μεταβολές Ηλιοφάνειας

Αφού επιβεβαιώθηκε η ορθή σχεδίαση του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC τάσης τύπου flyback και η ικανοποιητική απόκριση των ελεγκτών σε ονομαστικές συνθήκες ηλιοφάνειας, εξετάζεται η συμπεριφορά των ελεγκτών κάτω από διάφορες μεταβολές στις συνθήκες ομοιόμορφης ηλιοφάνειας. Με τον τρόπο αυτό μπορεί να γίνει η καλύτερη δυνατή αξιολόγηση τους κάτω από ρεαλιστικές συνθήκες που είναι δυνατόν να επικρατήσουν κατά την πορεία του ηλεκτρικού οχήματος μέσα στην πόλη.

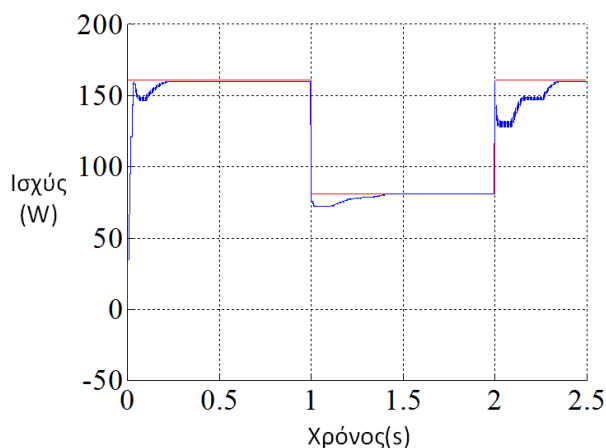
Αρχικά, εφαρμόζονται δύο βηματικές μεταβολές στην ηλιοφάνεια. Θεωρείται ότι τη χρονική στιγμή $t=1s$ υπάρχει μια βηματική πτώση κατά 50% , ενώ την $t=2s$ η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας επανέρχεται βηματικά στην αρχική της κατάσταση. Αξίζει να σημειωθεί ότι η συγκεκριμένη δοκιμή αντιστοιχεί στις δυσμενέστερες περιπτώσεις μεταβολής της ηλιοφάνειας, επομένως είναι καταλυτική για την διερεύνηση της στιβαρότητας και της απόκρισης του ελεγκτή. Στο Σχήμα 5.6 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τους δύο αλγορίθμους για σταθερό και για μεταβλητό βήμα τάσης. Με κόκκινο χρώμα είναι η ιδανική ισχύς εξόδου της συστοιχίας και με μπλε η πραγματική.



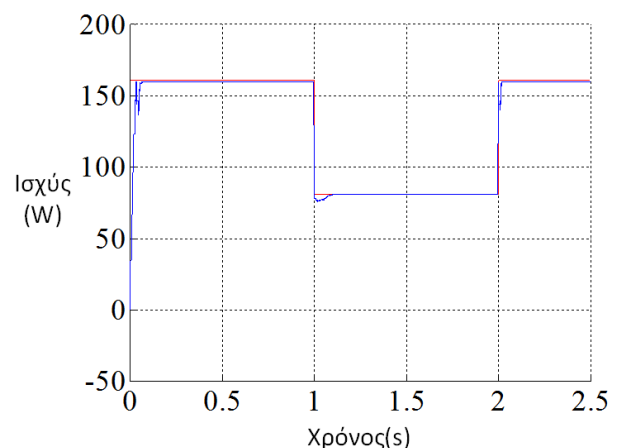
α) ΔΠ με σταθερό βήμα



β) ΔΠ με μεταβλητό βήμα



γ) ΣΑ με σταθερό βήμα



δ) ΣΑ με μεταβλητό βήμα

Σχήμα 5.6 - Ιδανική και μετρούμενη ισχύς εξόδου φ/β συναρτήσει του χρόνου υπό βηματική μεταβολή ηλιοφάνειας από τα $1000W/m^2$ στα $500W/m^2$ (1sec) και πίσω στα $1000W/m^2$ (2sec) για τους δύο αλγορίθμους

Επιπλέον, το ακόλουθο κριτήριο αξιολόγησης χρησιμοποιείται, για να εκτιμηθεί η απόδοση των δύο αλγορίθμων κάτω από τη δοκιμή της βηματικής μεταβολής.

$$\eta = \frac{\int_0^t P_{real}(t) dt}{\int_0^t P_{ref}(t) dt} \cdot 100 \quad (5.1)$$

όπου P_{real} είναι η πραγματική μετρούμενη ισχύς εξόδου της φ/β γεννήτριας και P_{ref} είναι η μέγιστη ισχύς αναφοράς εξόδου, δηλαδή η ισχύς στο ΣΜΙ, της φ/β γεννήτριας για τις συγκεκριμένες συνθήκες ηλιοφάνειας που εξετάζονται (1000W/m^2 και 500W/m^2). Η απόδοση των τεσσάρων περιπτώσεων παρουσιάζεται στον Πίνακα 5.2. Επίσης, στον Πίνακα 5.3 φαίνονται κάποια αποτελέσματα από τη δυναμική συμπεριφορά των αλγορίθμων, όσον αφορά την υπερύψωση και το χρόνο αποκατάστασης. Ο χρόνος αποκατάστασης υποδηλώνει το χρόνο που η ισχύς εξόδου της φ/β γεννήτριας φτάνει το 95% της τιμής της μόνιμης κατάστασης και η υπερύψωση τη διαφορά ανάμεσα στην τιμή της μόνιμης κατάστασης και την ελάχιστη τιμή της ισχύος κάτω από τις βηματικές μεταβολές ($t = 1\text{s}$ και $t = 2\text{s}$ αντίστοιχα).

Πίνακας 5.2 - Απόδοση των αλγορίθμων υπό τη βηματική μεταβολή

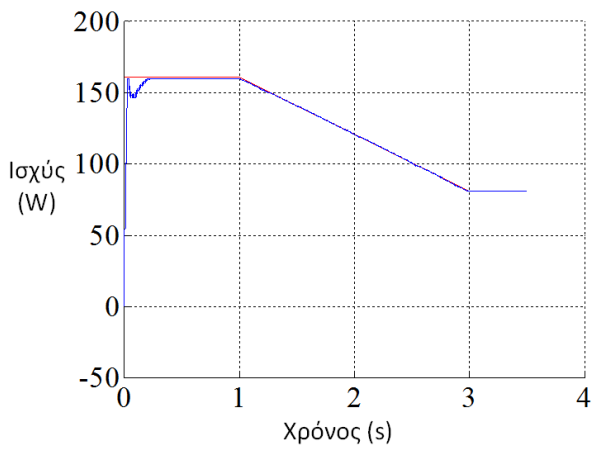
Αλγόριθμος	Σταθερό βήμα (%)	Μεταβλητό βήμα (%)
ΔΠ	96.34	98.43
ΣΑ	96.34	98.86

Πίνακας 5.3 - Αξιολόγηση δυναμικής συμπεριφοράς υπό τη βηματική μεταβολή

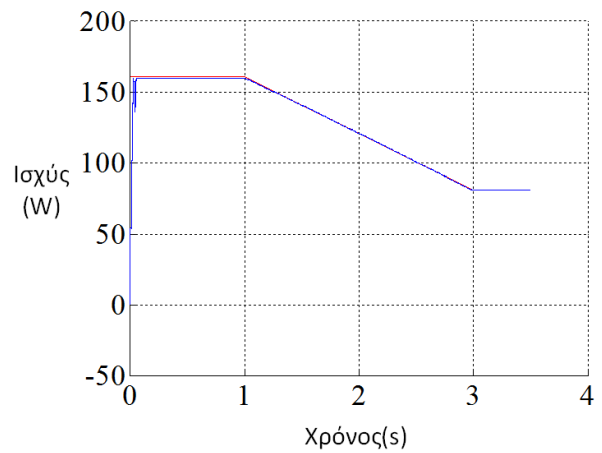
Αλγόριθμος	Υπερύψωση(%)		Χρόνος Αποκατάστασης (s)	
	1	2	1	2
Χρόνος (sec)				
ΔΠ-σταθερό βήμα	10.66	20.39	0.42	0.37
ΔΠ-μεταβλητό βήμα	19.8	11.79	0.2	0.035
ΣΑ-σταθερό βήμα	10.67	20.39	0.41	0.365
ΣΑ μεταβλητό βήμα	6.02	12.52	0.1	0.035

Το βασικό συμπέρασμα που εξάγεται από τον Πίνακες 5.2, 5.3 αλλά και από το Σχήμα 5.6 είναι ότι ο αλγόριθμος ΣΑ με μεταβλητό βήμα της τάσης αναφοράς παρουσιάζει την καλύτερη επίδοση. Οι χρόνοι αποκατάστασης τις στιγμές $t = 1\text{s}$ και $t = 2\text{s}$ είναι πολύ ικανοποιητικοί ενώ και οι υπερυψώσεις είναι οι καλύτερες δυνατές σε σχέση με τις άλλες περιπτώσεις. Η απόδοση του η είναι επίσης εξαιρετική, φτάνοντας το 98.86%.

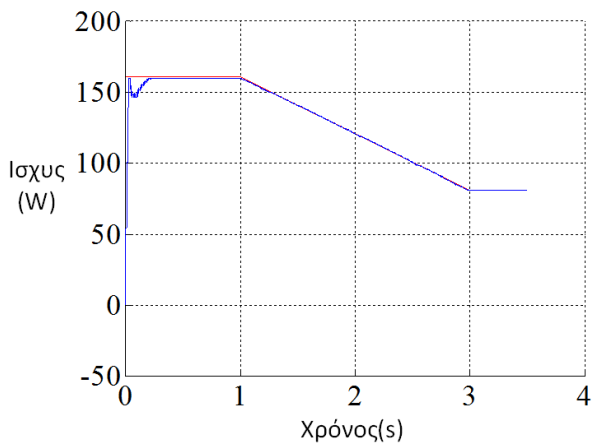
Σε επόμενο στάδιο οι αλγόριθμοι εύρεσης του ΣΜΙ δοκιμάζονται κάτω από μείωση της προσπίπτουσας ηλιοφάνειας τύπου ράμπας, η οποία μπορεί να παρουσιαστεί σε περίπτωση ενός συννέφου και τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.7.



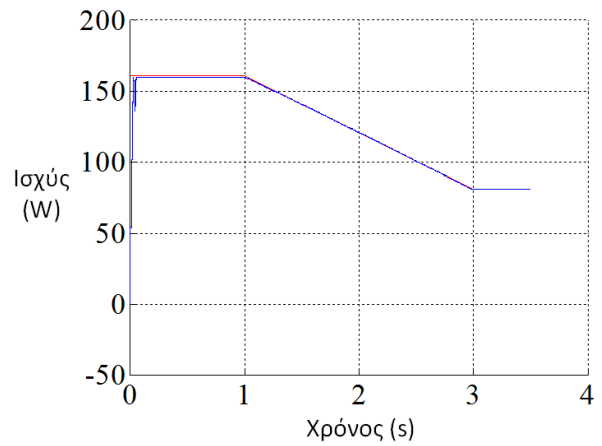
α) ΔΠ με σταθερό βήμα



β) ΔΠ με μεταβλητό βήμα



γ) ΣΑ με σταθερό βήμα

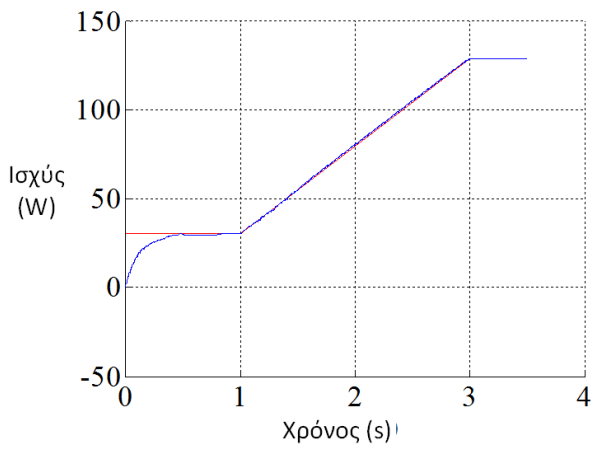


δ) ΣΑ με μεταβλητό βήμα

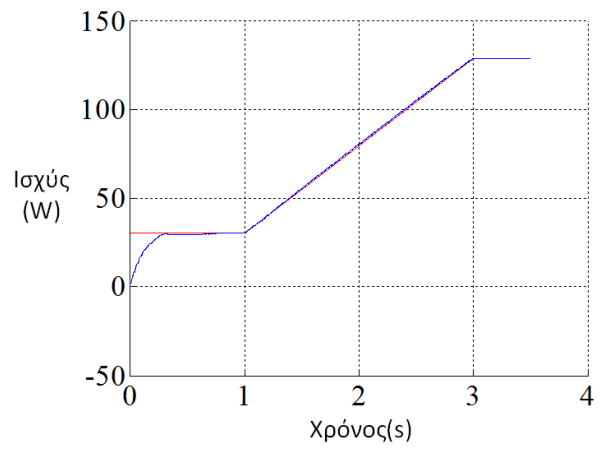
Σχήμα 5.7 - Ιδανική και μετρούμενη ισχύς εξόδου φ/β συναρτήσει του χρόνου υπό πτώση ηλιοφάνειας τύπου ράμπας από τα 1000W/m² στα 500W/m² (1sec - 3sec)

Και στις τέσσερις περιπτώσεις, η πραγματική ισχύς εξόδου της φ/β γεννήτριας ακολουθεί ομαλά και χωρίς σημαντικές αποκλίσεις, τη μεταβολή τύπου ράμπας στην ηλιακή ακτινοβολία, με τα πλεονεκτήματα των αλγορίθμων με μεταβλητό βήμα να είναι αυτά που έχουν ήδη συζητηθεί.

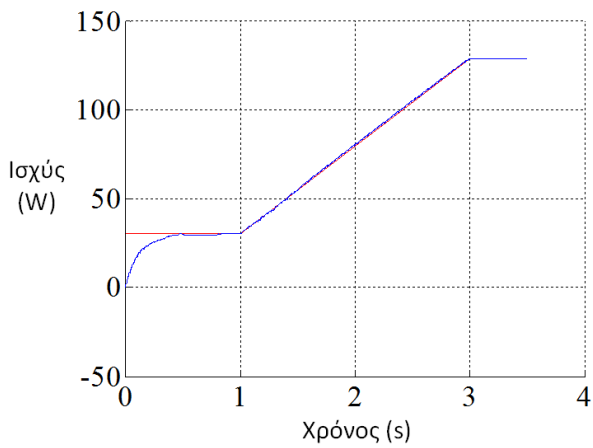
Επιπλέον, για να αξιολογηθεί η συμπεριφορά των αλγορίθμων και σε χαμηλότερου επιπέδου ηλιοφάνειας, δοκιμάζεται μια αύξηση ηλιοφάνειας τύπου ράμπας και τα αντίστοιχα αποτελέσματα απεικονίζονται στο Σχήμα 5.8.



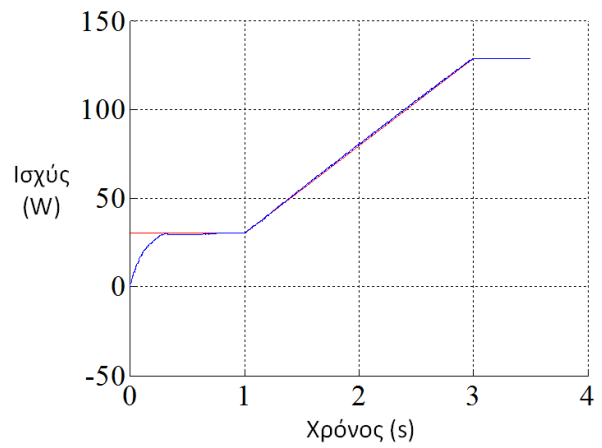
α) ΔΠ με σταθερό βήμα



β) ΔΠ με μεταβλητό βήμα



γ) ΣΑ με σταθερό βήμα

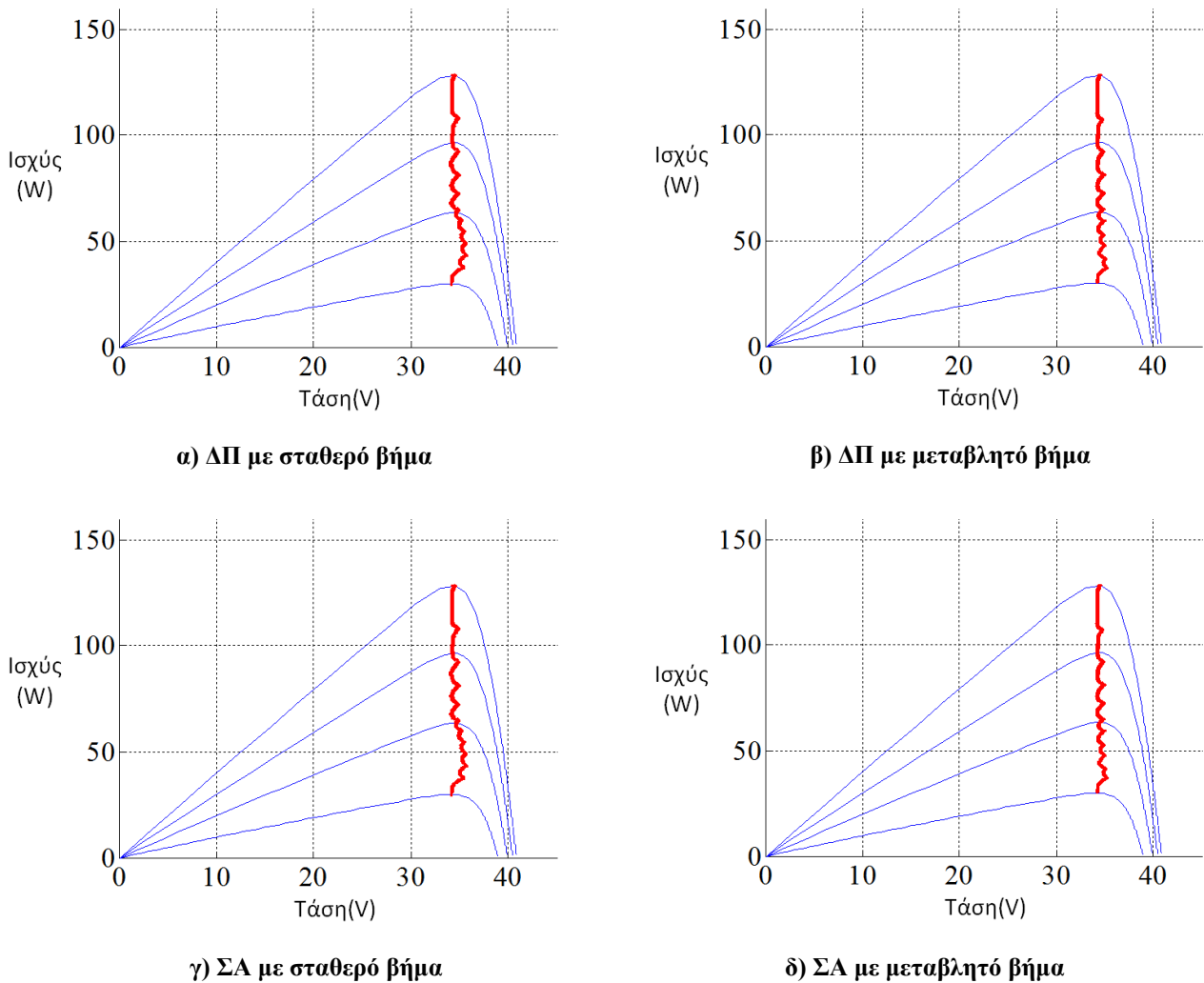


δ) ΣΑ με μεταβλητό βήμα

Σχήμα 5.8 - Ιδανική και μετρούμενη ισχύς εξόδου φ/β με το χρόνο υπό αύξηση ηλιοφάνειας τύπου ράμπας από τα 200W/m^2 στα 800W/m^2 (1sec - 3sec)

Για την αύξηση ηλιοφάνειας με μορφή ράμπας, εξάγεται και ο γεωμετρικός τόπος για το ΣΜΙ πάνω στις P-V χαρακτηριστικές, ώστε να εξαχθούν τα απαραίτητα συμπεράσματα σχετικά με την διαδρομή που ακολουθούν οι αλγόριθμοι εύρεσης του ΣΜΙ. Ο γεωμετρικός τόπος φαίνεται στο Σχήμα 5.9. Παρατηρείται, ότι οι αλγόριθμοι με σταθερό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς παρουσιάζουν σημαντικές ταλαντώσεις και το ΣΜΙ αποπροσανατολίζεται στην εκκίνηση της αύξησης της ράμπας. Επιπροσθέτως, ο ΔΠ παρουσιάζει μια ελαφρά καλύτερη συμπεριφορά έναντι του ΣΑ, κυρίως στις χαμηλές ηλιοφάνειες, όπου ο υπολογισμός της στοιχειώδους αγωγιμότητας είναι δύσκολο να είναι ακριβής.

Με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και την συγκριτική διερεύνηση των αποκρίσεων των αλγορίθμων εύρεσης του ΣΜΙ, προκύπτει ότι ο αλγόριθμος ΣΑ με μεταβλητό βήμα τάσης αναφοράς, είναι η κατάλληλη επιλογή για τον έλεγχο της φ/β γεννήτριας για το σύστημα επικουρικής φόρτισης που υλοποιήθηκε, εξαιτίας της καλύτερης επίδοσης του κάτω από ραγδαίες μεταβολές της ηλιοφάνειας και της γρηγορότερης μεταβατικής απόκρισης του σε σύγκριση με τον αλγόριθμο ΔΠ.

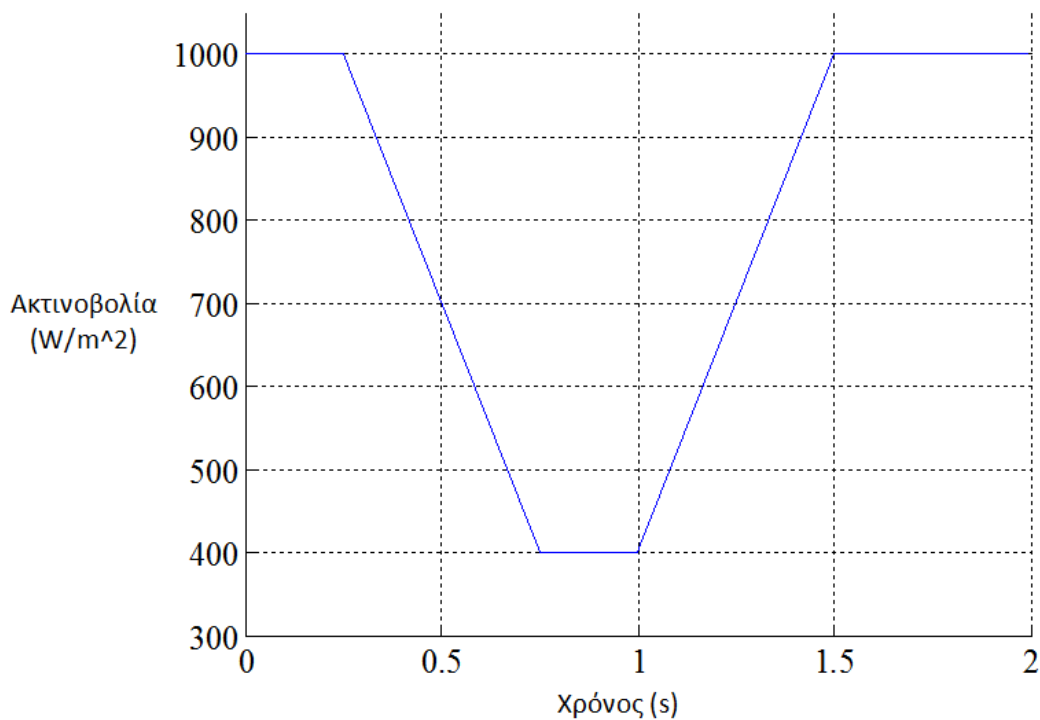


Σχήμα 5.9 - Γεωμετρικός τόπος του ΣΜΙ για την αύξηση ηλιοφάνειας τύπου ράμπας πάνω στις P-V καμπύλες. Οι σχεδιασμένες P-V καμπύλες είναι για τις ηλιοφάνειες 200W/m², 400W/m², 600W/m², 800W/m²

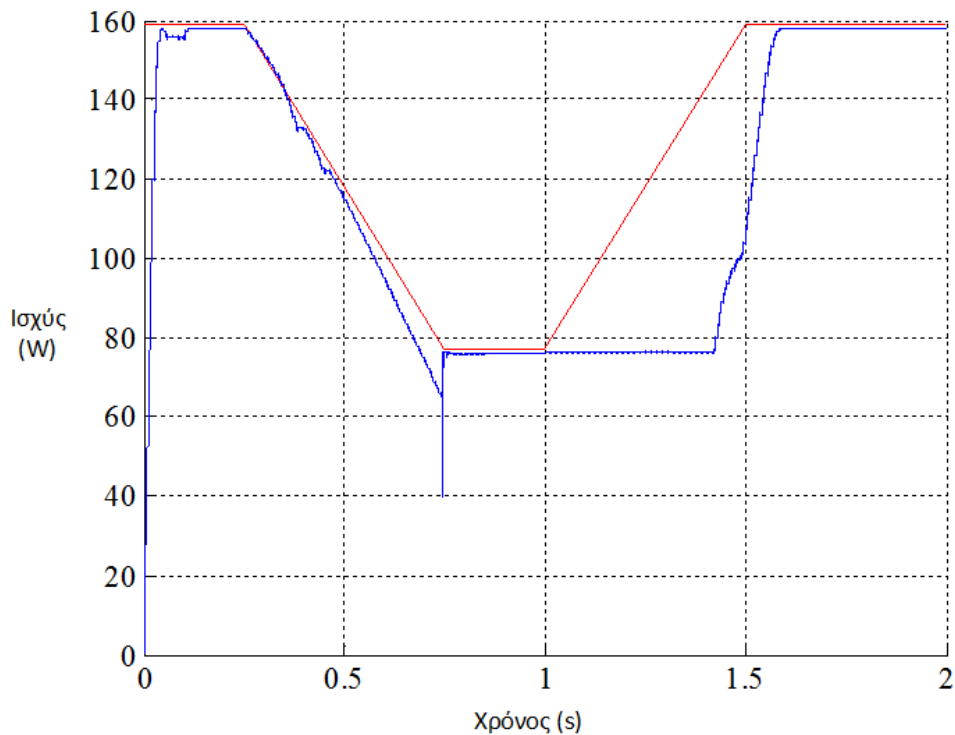
5.3.3 Αποτελέσματα Βέλτιστου Αλγορίθμου ΣΑ υπό Συνθήκες Μερικής Σκίασης

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 5.3.2 και 5.3.1, οδήγησαν στο να επιλεγεί ο αλγόριθμος ΣΑ με μεταβλητό βήμα τάσης ως η βέλτιστη λύση για την ανίχνευση του ΣΜΙ υπό συνθήκες ομοιόμορφης ηλιακής ακτινοβολίας. Στην πραγματικότητα όμως, οι συνθήκες μερικής σκίασης είναι αρκετά συχνές, πράγμα που καθιστά τη μελέτη τους απαραίτητη. Έτσι, ο αλγόριθμος ΣΑ τροποποιήθηκε, όπως παρουσιάστηκε στην παράγραφο 4.5.3, για να καλύπτει και αυτές τις συνθήκες και εξετάζεται σε σύνθετο σενάριο μερικής σκίασης.

Η φ/β γεννήτρια του συστήματος επικουρικής φόρτισης που εξετάζεται, αποτελείται από δύο εν σειρά φ/β πλαίσια. Το ένα πλαίσιο λειτουργεί με σταθερή ηλιοφάνεια 1000W/m^2 και το άλλο σκιάζεται σύμφωνα με το σενάριο σκίασης του Σχήματος 5.10. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.11 όπου με κόκκινο χρώμα είναι η ιδανική ισχύς και με μπλε η πραγματική ισχύς εξόδου της φ/β γεννήτριας.

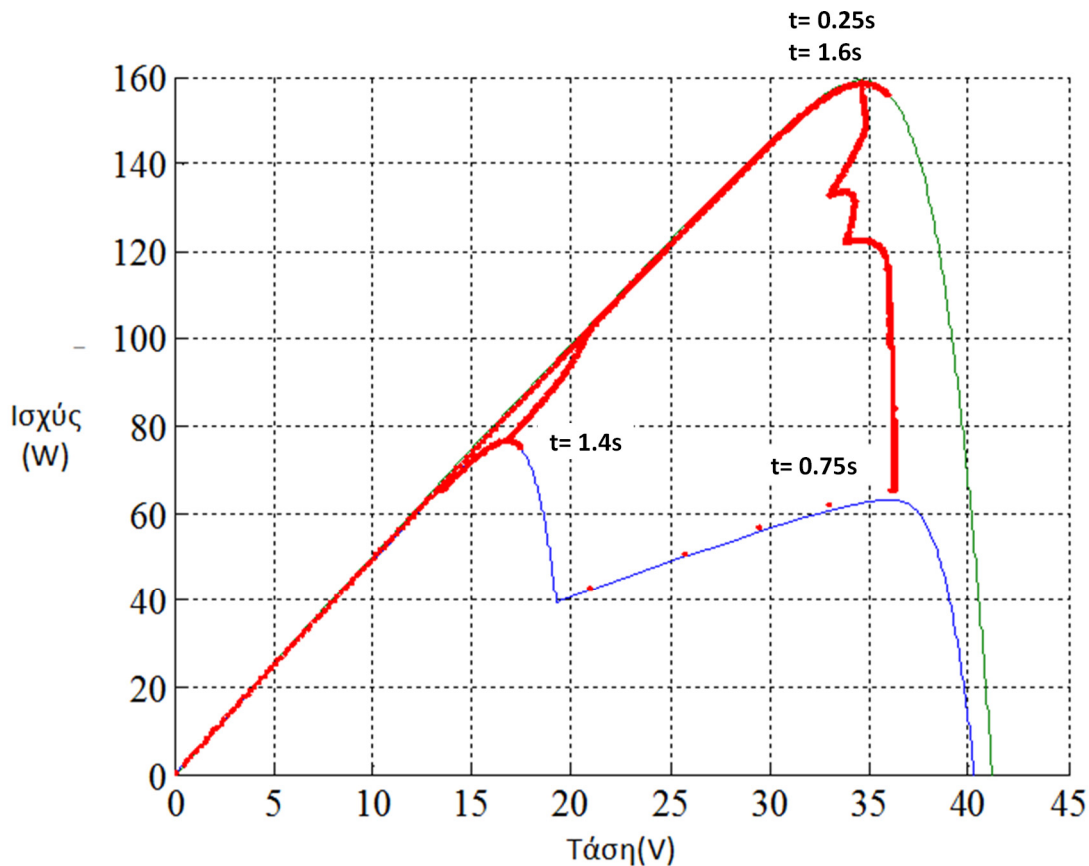


Σχήμα 5.10 - Σενάριο μερικής σκίασης στο ένα από τα δύο εν σειρά φ/β πλαίσια



Σχήμα 5.11 - Ιδανική και μετρούμενη ισχύς εξόδου φ/β γεννήτριας σε συνθήκες μερικής σκίασης συναρτήσει του χρόνου

Τέλος, εξάγεται και ο γεωμετρικός τύπος του ΣΜΙ πάνω στις P-V καμπύλες ομοιόμορφης και μερικής σκίασης. Στο Σχήμα 5.12 φαίνεται η πορεία του ΣΜΙ και οι αντίστοιχες χρονικές στιγμές πάνω στις χαρακτηριστικές. Με πράσινο χρώμα απεικονίζεται η καμπύλη για 1000W/m^2 ομοιόμορφη ηλιακή ακτινοβολία και με μπλε η P-V καμπύλη κατά την κατάσταση μερικής σκίασης.



Σχήμα 5.12 - Γεωμετρικός τόπος του ΣΜΙ υπό ΣΜΣ πάνω στις P-V καμπύλες

Από τα Σχήματα 5.11 και 5.12 είναι δυνατόν να εξαχθούν κάποια χρήσιμα συμπεράσματα. Μέχρι τη στιγμή $t = 0.25s$ τα δύο φ/β πλαίσια δέχονται ηλιακή ακτινοβολία $1000W/m^2$ και ο αλγόριθμος ΣΑ ανιχνεύει το ΣΜΙ πάνω στην ομοιόμορφη P-V καμπύλη. Εκείνη τη στιγμή, η ηλιοφάνεια μειώνεται με μορφή ράμπας. Από το Σχήμα 5.12 παρατηρείται ότι αποπροσανατολίζεται ο αλγόριθμος και κατευθύνεται προς το τοπικό μέγιστο και όχι στο ολικό. Ξεπερνώντας το κατώφλι ΔP_{crit} τη στιγμή $t = 0.75s$ ενεργοποιείται η τεχνική ελέγχου της Γραμμικής Εξίσωσης Φορτίου και βηματικά ο αλγόριθμος φέρνει το σημείο λειτουργίας της φ/β γεννήτριας κοντά στο ολικό ΣΜΙ, το οποίο και εντοπίζεται. Επιπροσθέτως, παρατηρείται στο Σχήμα 5.12, ότι τη χρονική στιγμή $t = 0.75s$, όταν και ενεργοποιείται η τεχνική της Γραμμικής Εξίσωσης Φορτίου, το ΣΜΙ κινείται πάνω στην P-V καμπύλη μερικής σκίασης (κόκκινες κουκίδες) και τελικά μεταβαίνει στο ολικό ΣΜΙ. Στη συνέχεια, η ισχύς εξόδου της φ/β γεννήτριας μένει σταθερά στο ΣΜΙ χωρίς ν'ακολουθεί τη ράμπα αύξησης της ηλιοφάνειας που ξεκινά τη στιγμή $t = 1s$. Τη στιγμή $t = 1.4s$ περίπου, η ισχύς P_{pv} αρχίζει να αντιλαμβάνεται την αύξηση της ηλιοφάνειας και την επαναφορά του συστήματος σε ομοιόμορφες συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας και με λιγότερο από $0.1s$ καθυστέρηση ανιχνεύεται το ΣΜΙ. Συνεπώς, τόσο το ολικό ΣΜΙ, όσο και το ΣΜΙ υπό ομοιόμορφες συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας, ανιχνεύονται ικανοποιητικά.

5.3.4 Ενεργειακή Αξιολόγηση της Προτεινόμενης Φωτοβολταϊκής Διάταξης

Έπειτα από την δυναμική ανάλυση και την συγκριτική διερεύνηση των αλγορίθμων ΣΜΙ για εφαρμογή στο σύστημα επικουρικής φόρτισης μπαταριών, πραγματοποιείται η ενεργειακή αξιολόγηση και συνεισφορά του προτεινόμενου συστήματος. Πιο συγκεκριμένα, για την ενεργειακή αξιολόγηση του προτεινόμενου φ/β συστήματος για ηλεκτροκίνητο όχημα που κινείται στην περιοχή των Αθηνών, χρησιμοποιήθηκαν πραγματικά δεδομένα ηλιακής ακτινοβολίας [42]. Αρχικά, υπολογίζεται η μέση τιμή των τετάρτων κάθε ώρας για να υπολογιστεί μια μοναδική τιμή ακτινοβολίας για κάθε ώρα της ημέρας. Θεωρείται ότι το σύστημα λειτουργεί στο ΣΜΙ, μέσω του βέλτιστου ελεγκτή ΣΑ με μεταβλητό βήμα που σχεδιάστηκε. Προσομοιώνοντας το μοντέλο για σταθερές ηλιοφάνειες από 100W/m^2 έως 1000W/m^2 με βήμα 100W/m^2 , υπολογίζεται η ισχύς στο ΣΜΙ για την κάθε ηλιοφάνεια. Στο Σχήμα 5.13 φαίνονται οι P-V χαρακτηριστικές για ορισμένες ηλιοφάνειες της εφαρμογής, με το ΣΜΙ σημειωμένο πάνω στις καμπύλες. Συνεπώς, με τη βοήθεια του Σχήματος 5.13, αναμένεται κάποια πολυωνμικής μορφής σχέση μεταξύ των ισχύων στο ΣΜΙ και της ηλιακής ακτινοβολίας. Στη συνέχεια, με τη μέθοδο της παρεμβολής και με πολύ καλή προσέγγιση, εξάγεται η ισχύς στο ΣΜΙ P_{MPP} , σε συνάρτηση με την ηλιακή ακτινοβολία G και η οποία δίνεται στην Εξίσωση 5.2.

$$P_{MPP}(G) = -10^{-5} \cdot G^2 + 0.18 \cdot G - 4.66 \quad (5.2)$$

Για τη διαδικασία της παρεμβολής των δεδομένων, χρησιμοποιείται το εργαλείο Παρεμβολή Καμπύλης (Curve Fitting) του Matlab, που παρέχει στο χρήστη τη δυνατότητα ευρείας επιλογής συναρτήσεων παρεμβολής. Η ποιότητα της παρεμβολής που πραγματοποιείται με τη συνάρτηση επιλογής, αξιολογείται με διάφορα κριτήρια εκτίμησης, όπως είναι το μέσο τετραγωνικό σφάλμα και το σφάλμα αθροίσματος τετραγώνων.

Για τον ακριβή υπολογισμό της παραγόμενης ενέργειας στη συστοιχία των μπαταριών, πρέπει να ληφθεί υπό όψιν η απόδοση του μετατροπέα σε κάθε τιμή ηλιακής ακτινοβολίας. Προσομοιώνοντας, το μοντέλο με το βέλτιστο αλγόριθμο ΣΜΙ, υπολογίζεται η απόδοση του μετατροπέα για διάφορες τιμές σταθερής ηλιακής ακτινοβολίας (100W/m^2 έως 1000W/m^2). Από τα προσομοιωμένα αποτελέσματα, η απόδοση του μετατροπέα σε συνάρτηση με την προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία στη φ/β γεννήτρια εκφράζεται με την παρακάτω αναλυτική σχέση:

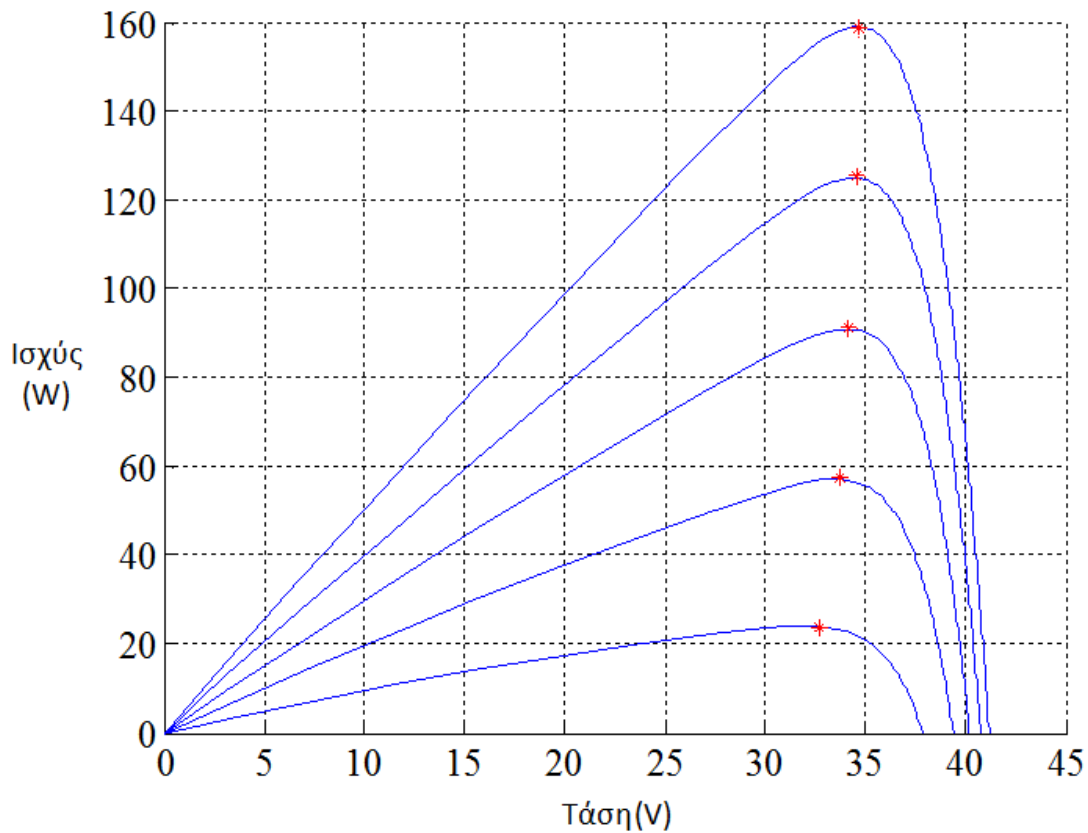
$$\eta(G) = 0.2 \cdot G^{0.22} \quad (5.3)$$

Τελικά, για να υπολογιστεί η μηνιαία παραγωγή, σε Wh, του προτεινόμενου συστήματος επικουρικής φόρτισης, χρησιμοποιείται ο ακόλουθος τύπος :

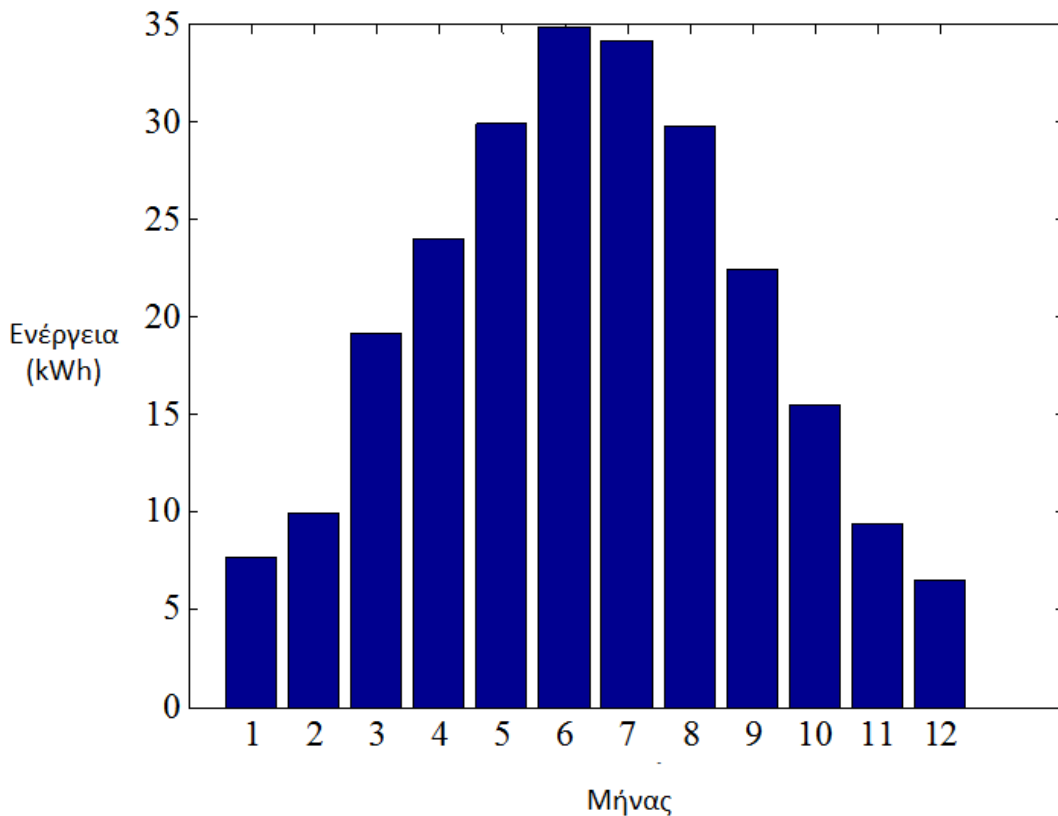
$$E_{\text{μηνιαία}} = \left(\sum_1^h \eta(G(h)) \cdot P_{MPP}(G(h)) \right) \cdot d \quad (5.4)$$

όπου h είναι οι ώρες σε μια μέρα που μετράται ένα ποσό ηλιακής ακτινοβολίας, μια ποσότητα που διαφέρει για κάθε μήνα, d είναι ο αριθμός των ημερών κάθε μήνα, $P_{MPP}(G)$ υπολογίζεται όπως στην Εξίσωση (5.2) και $\eta(G)$ όπως στην Εξίσωση (5.3).

Πρέπει να σημειωθεί ότι θεωρήθηκαν ρεαλιστικά σενάρια οδήγησης, όπου λαμβάνουν χώρα φαινόμενα σκίασης και τα οποία μειώνουν την παραγόμενη ισχύ σε αυτές τις ώρες. Πιο συγκεκριμένα, εισήχθη μια απομείωση της ενέργειας τις ώρες κίνησης του οχήματος. Το σενάριο κίνησης που εξήχθη είναι στατιστικό και απλοϊκό, αλλά είναι ένα πρώτο δείγμα ώστε να υπολογιστεί η παραγόμενη ενέργεια στη μπαταρία του οχήματος. Γενικά, το όχημα προτιμάται να είναι ακίνητο τις περισσότερες ώρες και εκτεθειμένο σε συνθήκες ομοιόμορφης ηλιακής ακτινοβολίας.



Σχήμα 5.13 - Καμπύλες P-V για τις ηλιοφάνειες $200W/m^2$, $400W/m^2$, $600W/m^2$, $800W/m^2$, $1000W/m^2$



Σχήμα 5.14 - Μηνιαία ενεργειακή παραγωγή του φ/β συστήματος για το 2014 στη μπαταρία του οχήματος

Η μηνιαία παραγόμενη ισχύς εφαρμόζοντας την παραπάνω μεθοδολογία, απεικονίζεται στο ραβδόγραμμα του Σχήματος 5.14. Από το Σχήμα 5.14, υπολογίζεται η ετήσια ενεργειακή παραγωγή η οποία είναι ίση με $E_{PV} = 0.243\text{MWh}$. Επιπλέον σύμφωνα με την πηγή [43] η μέση καταναλισκόμενη ισχύς για το υπό εξέταση όχημα πόλης είναι ίση με $15.1\text{kWh}/100\text{km}$. Επομένως, αν υποθέσουμε ότι ένα όχημα κάνει το χρόνο περίπου 10000 χιλιόμετρα, που είναι μια τυπική τιμή για ένα μικρό όχημα πόλης, η συνολική ετήσια καταναλισκόμενη ενέργεια είναι $E_{EV} = 1.51\text{MWh}$. Συνεπώς, η παραγόμενη ενέργεια του φ/β συστήματος επί τοις εκατό, σε σχέση με την καταναλισκόμενη ενέργεια για το ηλεκτρικό όχημα που εξετάζεται, μπορεί να υπολογιστεί από την ακόλουθη σχέση:

$$S = \frac{E_{PV}}{E_{EV}} \cdot 100 \quad (5.5)$$

Επομένως, η βελτίωση της ενεργειακής αυτονομίας για το συγκεκριμένο ηλεκτρικό όχημα, με ενσωματωμένο στην οροφή του το προτεινόμενο φ/β σύστημα, χρησιμοποιώντας την Εξίσωση (5.5) είναι $S = 16.1\%$.

Συμπεράσματα

6.1 Εισαγωγή

Στην παρούσα εργασία αναπτύχθηκε ένα πλήρες και ολοκληρωμένο σύστημα επικουρικής φόρτισης της κύριας μπαταρίας ενός μικρού ηλεκτρικού αυτοκινήτου πόλης, που αποτελείται από μια φ/β συστοιχία και τον ηλεκτρονικό μετατροπέα ανύψωσης τάσης ΣΡ-ΣΡ (DC-DC) τύπου flyback ελεγχόμενο μέσω κατάλληλου αλγορίθμου ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος. Σε ένα πρώτο βήμα, μετά από βιβλιογραφική έρευνα, εξετάστηκαν οι αλγόριθμοι για την αναζήτηση του σημείου μέγιστης ισχύος για λειτουργία υπό ομοιόμορφες συνθήκες ηλιοφάνειας. Επίσης, αφού αναλύθηκε το φαινόμενο μερικής σκίασης, το οποίο δημιουργεί πολλαπλά μέγιστα στην καμπύλη ισχύος των φωτοβολταϊκών συστημάτων, διερευνήθηκαν οι αλγοριθμικές τεχνικές εύρεσης του ολικού μεγίστου για λειτουργία υπό αυτές τις συνθήκες.

Το κεντρικό αντικείμενο αυτής της εργασίας είναι η σχεδίαση ενός βέλτιστου ελεγκτή για τη φ/β γεννήτρια για την εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος υπό οποιοσδήποτε συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας. Για το σκοπό αυτό, αναπτύχθηκαν δύο αλγόριθμοι, βασισμένοι στην τεχνική Διαταραχής και Παρατήρησης (ΔΠ) και Στοιχειώδους Αγωγιμότητας (ΣΑ), αντίστοιχα. Οι αλγόριθμοι συγκρίθηκαν μέσω προσομοίωσης του συστήματος, αξιολογήθηκαν και στην συνέχεια επιλέχθηκε ο αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας με μεταβλητό βήμα της τάσης αναφοράς ως ο καταλληλότερος για την εν λόγω εφαρμογή, λόγω της εξαιρετικής επίδοσής του σε συνθήκες ραγδαίας μεταβολής της ηλιοφάνειας και της ταχείας μεταβατικής του απόκρισης. Στη συνέχεια, ο προαναφερόμενος αλγόριθμος τροποποιήθηκε για να λαμβάνει υπόψη και συνθήκες μερικής σκίασης. Ο τροποποιημένος αλγόριθμος περιλαμβάνει δύο στάδια. Το πρώτο στάδιο βασίζεται στην τεχνική ελέγχου της Γραμμικής Εξίσωσης Φορτίου, όπου μια γραμμική εξίσωση της τάσης συναρτήσει του ρεύματος εξόδου της φ/β συστοιχίας μεταφέρει τη λειτουργία του συστήματος κοντά στην περιοχή του σημείου μέγιστης ισχύος και το δεύτερο στάδιο αποτελείται από τον αλγόριθμο Στοιχειώδους Αγωγιμότητας που αναλαμβάνει την ακριβή εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος.

Επιπλέον, αναπτύχθηκε κατάλληλο δυναμικό μοντέλο για την προσομοίωση του προτεινόμενου επικουρικού συστήματος φόρτισης, με τη χρήση του λογισμικού Matlab/Simulink, το οποίο περιλαμβάνει την φ/β γεννήτρια, τον ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος, τον ελεγκτή εύρεσης του Σημείου Μέγιστης Ισχύος (ΣΜΙ) και την κύρια μπαταρία του οχήματος. Ο προτεινόμενος ελεγκτής εξετάστηκε σε περιβάλλον προσομοίωσης ως προς την δυναμική του συμπεριφορά τόσο σε συνθήκες ομοιόμορφης ηλιοφάνειας όσο και σε συνθήκες μερικής σκίασης.

Τέλος, εξετάστηκε και αξιολογήθηκε η βελτίωση της ενεργειακής αυτονομίας του προς εξέταση ηλεκτρικού οχήματος, με ενσωματωμένο στην οροφή του το προτεινόμενο φωτοβολταϊκό σύστημα, χρησιμοποιώντας πραγματικά δεδομένα ηλιακής ακτινοβολίας και ρεαλιστικά σενάρια οδήγησης.

6.2 Συμπεράσματα Εργασίας

Τα κυριότερα συμπεράσματα που προέκυψαν από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων σε συνδυασμό με τα ευρήματα της βιβλιογραφικής διερεύνησης έχουν ως εξής :

- Ο αλγόριθμος ΣΑ με μεταβλητό βήμα της τάσης αναφοράς προέκυψε, ύστερα από σύγκριση με τον αλγόριθμο ΔΠ, ότι αποτελεί τη βέλτιστη λύση για την ανίχνευση του ΣΜΙ λόγω πιο γρήγορης απόκρισης σε συνθήκες απότομης μεταβολής της ηλιοφάνειας. Το μεταβλητό βήμα υπερτερεί έναντι του σταθερού, γιατί αυτοπροσαρμόζεται στις χρονικές μεταβολές με αποτέλεσμα να παρουσιάζει μεγάλες τιμές όταν το σημείο λειτουργίας είναι μακριά από το ΣΜΙ και μικρές όταν είναι κοντά. Συνεπώς, ο αλγόριθμος ανίχνευσης γίνεται εύρωστος, με αποδεκτή μεταβατική απόκριση και χαμηλές κυματώσεις για το ρεύμα και την τάση εξόδου της φ/β συστοιχίας (1.88% και 5.7% αντίστοιχα).
- Ο τροποποιημένος αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας με ενσωμάτωση της μεθόδου της γραμμικής εξίσωσης φορτίου, έχει βελτιωμένα χαρακτηριστικά σε σχέση με τον συμβατικό αλγόριθμο Στοιχειώδους Αγωγιμότητας κατά την εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος υπό συνθήκες μερικής σκίασης.
- Ο τροποποιημένος αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας μπορεί να αποτύχει στην εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος όταν αυτό δε βρίσκεται κοντά στο σημείο τομής της γραμμικής εξίσωσης με την I-V χαρακτηριστική του φ/β συστήματος.
- Ο αλγόριθμος ΔΠ παρουσιάζει μια ελαφρά καλύτερη συμπεριφορά από τον αλγόριθμο ΣΑ στις αρκετά χαμηλές ηλιοφάνειες.
- Ο μετατροπέας ΣΡ-ΣΡ (DC-DC) ανύψωσης τάσης τύπου flyback, ενδείκνυται για τέτοιες εφαρμογές, εξαιτίας του λόγου μετασχηματισμού που διαθέτει ο μετασχηματιστής, μέσω του οποίου μπορεί να επιτευχθεί μεγάλη ανύψωση τάσης.
- Ο προτεινόμενος τροποποιημένος αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας είναι, ιδιαίτερα, απλός στην υλοποίηση του. Απαιτεί τις ίδιες κυκλωματικές διατάξεις, μικροεπεξεργαστή και αισθητήρες, όπως ο αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης, που είναι πιο ευρέως διαδεδομένος στις εφαρμογές των φ/β συστημάτων. Επιπλέον, η πολυπλοκότητα του, είναι ελάχιστα μεγαλύτερη από αυτήν του αλγορίθμου Διαταραχής και Παρατήρησης.
- Η προσομοιωμένη αυτονομία του προς εξέταση ηλεκτρικού οχήματος με ενσωματωμένο το προτεινόμενο σύστημα επικουρικής φόρτισης, βελτιώθηκε κατά 16.1%, χρησιμοποιώντας ρεαλιστικά σενάρια οδήγησης και χρήσης, καθώς και πραγματικά δεδομένα ηλιοφάνειας για την πόλη της Αθήνας.

6.3 Συμβολή Εργασίας

Οι κύριοι άξονες συμβολής της παρούσας εργασίας στην προαγωγή της επιστήμης είναι οι παρακάτω :

- Σχεδιασμός και μοντελοποίηση ενός καινοτόμου συστήματος επικουρικής φόρτισης μπαταριών για εφαρμογή σε ηλεκτροκίνητο όχημα, με σκοπό τη βελτίωση της αυτονομίας του.
- Συγκριτική ανάλυση σε δυναμικές καταστάσεις, δύο αλγορίθμων εύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.
- Εισαγωγή μεταβλητού βήματος προσαρμογής της τάσης αναφοράς της φ/β συστοιχίας, για ταχεία μεταβατική απόκριση, ακρίβεια στον εντοπισμό του ΣΜΙ και ελάττωση της κυμάτωσης των ηλεκτρικών μεγεθών.
- Βελτιστοποίηση του αλγορίθμου Στοιχειώδους Αγωγιμότητας για την επιτυχή εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος υπό συνθήκες μερικής σκίασης, μέσω της προσθήκης ενός νέου σταδίου αναζήτησης.
- Η βελτίωση στην προσομοιωμένη αυτονομία του προς εξέταση ηλεκτρικού οχήματος με το νέο σύστημα επικουρικής φόρτισης που σχεδιάστηκε.

6.4 Προτεινόμενα Θέματα προς περαιτέρω Μελέτη

Η ενασχόληση με την παρούσα έρευνα ανέδειξε κάποια επιπλέον θέματα που προτείνονται για περαιτέρω μελέτη. Αυτά έχουν ως εξής :

- Υλοποίηση και πειραματική επιβεβαίωση του προτεινόμενου συστήματος επικουρικής φόρτισης μπαταριών στο υφιστάμενο ηλεκτροκίνητο όχημα.
- Βελτίωση του τροποποιημένου αλγορίθμου εύρεσης του ΣΜΙ για λειτουργία σε ΣΜΣ, ώστε να αποφευχθεί το βηματικό φαινόμενο που παρατηρείται κατά την εύρεση του ολικού μεγίστου της P-V καμπύλης.
- Οικονομική αξιολόγηση του βέλτιστου αλγορίθμου Στοιχειώδους Αγωγιμότητας έναντι του εμπορικά δημοφιλούς αλγορίθμου Διαταραχής και Παρατήρησης ώστε να αποτιμηθεί το συνολικό όφελος που αποκομίζει ο χρήστης, στην περίπτωση υιοθέτησης του προτεινόμενου συστήματος επικουρικής φόρτισης.

Βιβλιογραφία

- [1] H. Wu, S. Wang, Z. Bo, and C. Zhu, “Energy management and control strategy of a grid-connected PV/battery system,” *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, 2014.
- [2] P. E. Kakosimos and A. G. Kladas, “Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique,” *Renew. Energy*, vol. 36, no. 9, pp. 2514–2508, 2011.
- [3] P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, and S. N. Manias, “Fast Photovoltaic System Voltage or Current Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5673 – 5685, Dec. 2013.
- [4] S. Strache, J. H. Mueller, D. Platz, R. Wunderlich, and S. Heinen, “Maximum power point tracker for small number of solar cells connected in series,” *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp.5732-5737, 25-28 Oct. 2012.
- [5] P. Sharma, S.P. Duttgupta, and V. Agarwal, “A Novel Approach for Maximum Power Tracking From Curved Thin-Film Solar Photovoltaic Arrays Under Changing Environmental Conditions,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.50, no.6, pp.4142-4151, Nov.-Dec. 2014.
- [6] Y.-H. Liu, C.-L. Liu, J.-W. Huang, and J.-H. Chen, “Neural-network-based maximum power point tracking methods for photovoltaic systems operating under fast changing environments,” *Sol. Energy*, vol. 89, pp. 42–53, Mar. 2013.
- [7] S. Li, X. Gao, L. Wang, and S. Liu, “A novel maximum power point tracking control method with variable weather parameters for photovoltaic systems,” *Sol. Energy*, vol. 97, pp. 529–536, 2013.
- [8] A. Ali, A.N. Hasan, and T. Marwala, “Perturb and observe based on fuzzy logic controller maximum power point tracking (MPPT),” *3rd International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, pp.406-411, 19-22 Oct. 2014.
- [9] Ronn Raedami, Moin Hanif, “Design, Testing and Comparison of P&O, IC and VSSIR MPPT Techniques”, *3rd International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, pp.322-330, 19-22 Oct. 2014.
- [10] J. Qi, Y. Zhang, and Y. Chen, “Modeling and maximum power point tracking (MPPT) method for PV array under partial shade conditions,” *Renew. Energy*, vol. 66, pp. 337–345, 2014.
- [11] A. G. Sarigiannidis, P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, “Solar Energy Exploitation Enhancing Driving Autonomy of Electric Vehicles,” *9th Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission Distribution and Energy Conversion (MEDPOWER)*, November 3-7, 2014.
- [12] R. Bruendlinger, B. Bletterie, M. Milde and H. Oldenkamp, “Maximum power point tracking performance under partially shaded PV array conditions,” *21st Eur. Photovoltaic Solar Energy Conf. Exhib. (EUPVSEC)*, Dresden, Germany, Sep. 2006.
- [13] L. L. Buciarelli, B. L. Grossman, E. F. Lyon and N. E. Rasmussen, “The energy balance associated with the use of a MPPT in a 100kW peak power system,” *IEEE Photovoltaic Specialist Conf.*, 1980.
- [14] W. Xiao and W. G. Dunford, “A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems,” *35th Annual IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, pp. 1957-1963, 2004.
- [15] D. P. Hohm, M. E. Ropp “Comparative study of maximum power point tracking algorithms,” *Prog. Photovolt: Res. Appl.* 200.

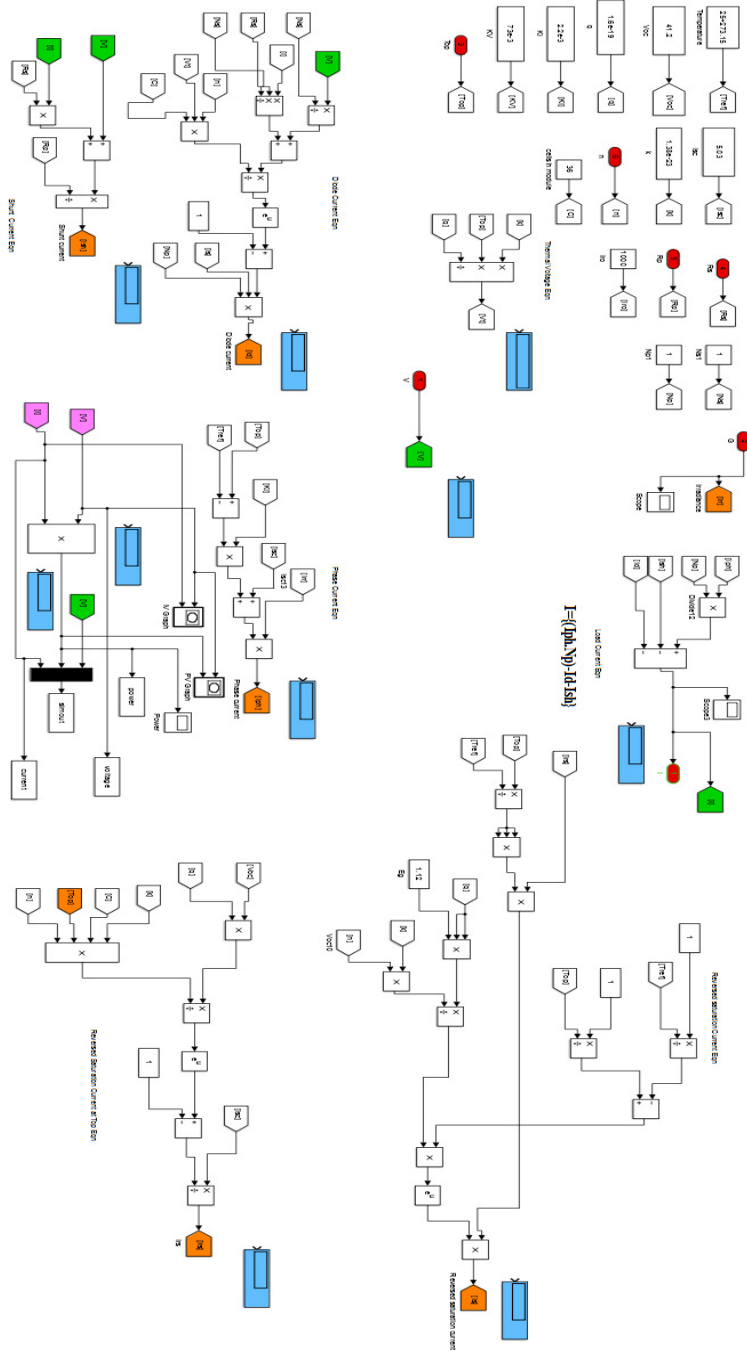
- [16] Y. C. Kuo, J. T. Liang and J. F. Chen, "Novel maximum power point tracking controller for photovoltaic energy conversion system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, pp. 594-601, June 2001.
- [17] G. W. Hart, H. M. Branz and C. H. Cox, "Experimental tests of open loop maximum power point tracking techniques," *Solar Cells*, vol. 13, pp. 185-195, 1984.
- [18] Andersen M, Alvsten B. "200W low cost module integrated utility interface for modular photovoltaic energy systems," *IECON: Proceedings of the 1995 IEEE 21st International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 1995.
- [19] van der Merwe L, van der Merwe G. , "Maximum power point tracking—implementation strategies," *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics* 1998.
- [20] 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, pp. 514-522, Dec 2002.
- [21] T. Noguchi, S. Togashi and R. Nakamoto, "Short -current pulse based adaptive maximum power point tracking for photovoltaic power generation system," *Proc. 2000 IEEE International Symp on Ind. Electronics*, pp. 157-162, 2000.
- [22] M. Veerachary, T. Senjyu and K. Uezato, "Neural network based maximum power point tracking of coupled inductor interleaved boost converter supplied PV system using fuzzy controller," *IEEE Trans. Ind. Electron.* , vol. 50, pp 749-758, Aug. 2003.
- [23] K. Ro and S. Rahman, "Two-loop controller for maximizing performance of a grid-connected photovoltaic-fuel cell hybrid power plant," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 13, pp. 276-281, Sept. 1988.
- [24] M. Bodur and M. Ermis, "Maximum power point tracking for low power photovoltaic solar panels," *Proc. 7th Mediterranean Electrotechnical Conf.* , pp. 758-761, 1994.
- [25] T. Kitano, M. Matsui and H. D. Xu, "Power sensor - less MPPT control scheme utilizing power balance at DC link system design to ensure stability and response," *in 27th Annual Conf. of the IEEE Ind. Electron. Society* , pp. 1309-1314, 2001.
- [26] L. Shuhui and Z. Huiying, "Energy extraction characteristic study of solar photovoltaic cells and modules," *Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE*, pp. 1-7, July 2011.
- [27] S. Dezso and B. Yahia, "On the impact of partial shading on PV output power," *2nd WSEAS/IASME International Conference on Renewable Energy Sources (RES'08)*, October 2008.
- [28] K. Kobayashi, I. Takano and Y. Sawada, "A study of a two stage maximum power point tracking control of a photovoltaic system under partially shaded insolation conditions," *Solar Energy Mater. Solar Cells*, vol. 90, pp 2975-2988, Nov. 2006.
- [29] J. Young-Hyok, J. Doo-Yong, W. Chung-Yuen, L. Byoung-Kuk and K. Jin-Wook, "A real Maximum power point tracking method for mismatching compensation in PV array under partially shaded conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1001-1009, Apr 2011.
- [30] 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, April 2008.
- [31] E. Koutroulis and F. Blaabjerg, "A new technique for tracking the global maximum power point of PV arrays operating under partial-shading conditions," *IEEE J. Photovolt.*, vol. 2, no. 2, pp. 184-190, Apr. 2012.

- [32] M. Miyatake, T. Inada, I. Hiratsuka, Z. Hongyan, H. Otsuka and M. Nakano, "Control characteristics of a fibonacci-search-based maximum power point tracker when a photovoltaic array is partially shaded," *Proc. Power Electron. Motion Control Conf.*, pp. 816-821, 2004.
- [33] 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. Electr. Syst.*, vol. 47, no.1, pp.367-380, Jan 2011.
- [34] Shinavanda Pukhrem, "A photovoltaic panel model in Matlab/Simulink," *researchgate.net*, August 2013.
- [35] Jean Picard, "Under the Hood of Flyback SMPS Designs," *Texas Instruments Power Supply Design Seminar*, SEM1900, Topic 1, 2010
- [36] Τατάκης Εμμανουήλ, "Ηλεκτρονικά Στοιχεία Ισχύος και Βιομηχανικές Εφαρμογές," *Εκδόσεις Πανεπιστημίου Πατρών*.
- [37] T. Shimizu, M. Hirakata, T. Kamezawa and H. Watanabe, "Generation control circuit for photovoltaic modules," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no.3, pp. 293-300, May 2001
- [38] B. Azizian Isaloo, P. Amiri, "Improved Variable Step Size Incremental Conductance MPPT Method With High Convergence Speed For PV Systems," *Journal of Engineering Science and Technology (JESTEC)*.
- [39] Q. Chen and M. Zhu, "Photovoltaic Module Simulink Model for a Stand-alone PV System," *Physics Procedia*, vol. 24, pp. 94-100, 2012
- [40] U. Schwabe, and P.M. Jansson, "Performance measurement of amorphous and monocrystalline silicon PV modules in Eastern U.S. Energy production versus ambient and module temperature," *Instrumentation and Measurement Technology Conference, I2MTC '09*, pp.1636-1641, 5-7 May 2009.
- [41] Παναγιώτης Μ. Ντάκος, "Σχεδίαση Ελεγκτή για την Εύρεση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος Λειτουργίας Φωτοβολταϊκού Συστήματος υπό Συνθήκες Μερικής Σκίασης" *Διπλωματική Εργασία*, Σεπτέμβριος 2013.
- [42] <http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/apps4/pvest.php?lang=en&map=europe1>
- [43] "Environmental brochure smart fortwo electric drive-Daimler".
- [44] <http://www.udel.edu/V2G/index.html>
- [45] Y. C. Kuo, J. T. Liang and J. F. Chen, "Novel maximum power point tracking controller for photovoltaic energy conversion system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, pp. 594-601, June 2001.
- [46] T. Eswam and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no.3, pp.439-449, June 2007.
- [47] M. D. Goudar, B. P. Ratil, V. Kumar, "A review of improved maximum peak power tracking algorithms for photovoltaic systems," *IJEET*, vol. 1, no.1, pp. 85 - 107, May - June 2010.
- [48] Petros Karamanakos, Tobias Geyer, Stefanos Manias, "Direct Model Predictive Current Control Strategy of DC - DC boost converters," *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, vol. 1, no. 4, December 2013.
- [49] M. Miyatake, H. Zhao, H. Otsuka, I. Chino, T. Kadowaki, and M. Nakano, "Response of Fibonacci-search-based Maximum Power Point Tracker when a Photovoltaic Array is Partially Shaded," *European Power and Energy Systems*, pp. 409.
- [50] T. L. Nguyen and K. S. Low, "A global maximum power point tracking scheme employing direct search algorithm for photovoltaic systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 2, no.2, pp. 184 - 190, Okt. 2010.
- [51] Στέφανος Ν. Μανιάς, "Ηλεκτρονικά Ισχύος," *Εκδόσεις Συμείων*, Αθήνα 2012.

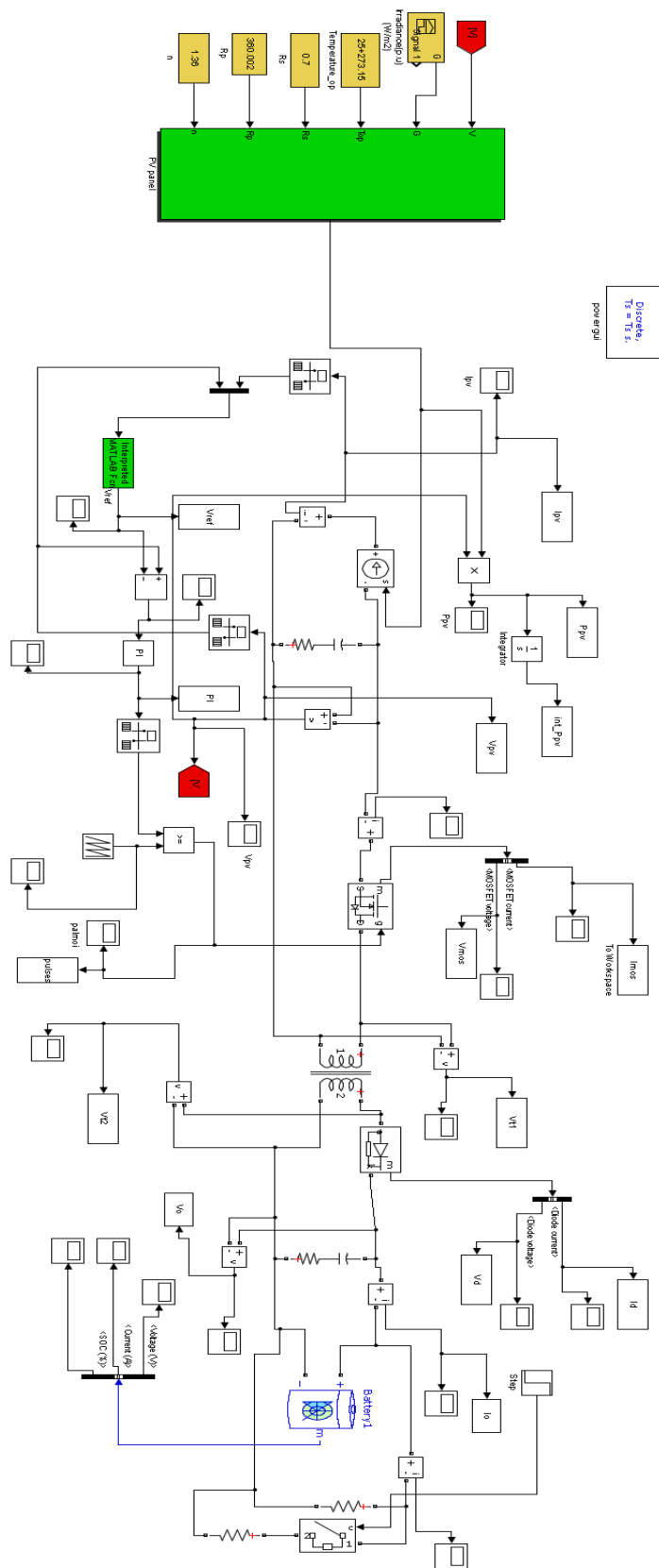
- [52] Allan A. Saliva, “ Design Guide for off-line Fixed Frequency DCM Flyback Converter, ” *Infineon Technologies North America (IFNA) Corp.* , Design Note DN 2013-01, V1.0, January 2013.
- [53] Nasir Coruh, Satilmis Urgun, Tarik Erfidan, “ Design and Implementation of Flyback Converters, ” *Industrial and Applications (ICIEA)*, 15-17 June 2010.
- [54] Ν. Γ. Μπαϊρακτάρης, “ Μελέτη και κατασκευή συστήματος ελέγχου ηλεκτροκίνητου μικρού πλωτού μέσου μεταφοράς, ” Διπλωματική Εργασία, Πάτρα 2009.
- [55] Philips Components, “ Soft Ferrites and Accessories ”.
- [56] www.epcos.com.
- [57] Athanasios G. Sarigiannidis, Spyridon A. Stathis, Antonios G. Kladas, “ Performance Evaluation of MPPT techniques for PV array incorporated into Electric Vehicle roof, ” *International Conference of Renewable Energy (ICRERA)*, 22-25 November 2015.
- [58] Αθανάσιος Γ. Σαριγιαννίδης, “ Σχεδιασμός, μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος για την οδήγηση ηλεκτροκινητήριου συστήματος μικρού ηλεκτρικού οχήματος τροφοδοτούμενο από ενεργειακές κυψέλες (fuel cells), ” Διπλωματική Εργασία, Πάτρα, Οκτώβριος 2010

Παράρτημα

Μοντέλο φ/β γεννήτριας.



Μοντέλο φ/β συστήματος.



Κώδικας αλγορίθμου ΔΠ (Matlab function μοντέλου προσομοίωσης).

```
function y = pno(u)

%% u(1) = I , u(2) = V

global Vold;
global Iold;
global Vref;
global dV;
global sumI;
global sumV;

for i=1:10
    sumI = sumI + u(1);           %mesos oros deigmatwn gia 10 metrhseis
    sumV = sumV + u(2);
end

sumI = sumI/10;
sumV = sumV/10;

deltaV = sumV - Vold;           %metabolh tashs
deltaI = sumI - Iold;           %metabolh reumatos
deltaP = sumI * sumV - Iold * Vold; %metabolh isxyos

dV = 0.00015 * abs(deltaP/deltaV); %adaptive step

if (deltaI * deltaV <= 1e-5)
    if (deltaP >= 1e-5)
        if (deltaV >= 1e-5)
            Vref = Vref + dV;
        else
            Vref = Vref - dV;
        end
    else
        if (deltaV >= 1e-5)
            Vref = Vref - dV;
        else
            Vref = Vref + dV;
        end
    end
end

Iold = sumI;
Vold = sumV;

y = Vref;
end
```

Κώδικας αλγορίθμου ΣΑ (Matlab function μοντέλου προσομοίωσης).

```
function y = ic(u)

%% u(1) = I , u(2) = V

global Vold;
global Iold;
global Vref;
global dV;
global sumI;
global sumV;

for i=1:10
    sumI = sumI + u(1);           %mesos oros deigmatwn
    sumV = sumV + u(2);
end

sumI = sumI/10;
sumV = sumV/10;

deltaV = sumV - Vold;           %metabolh tashs
deltaI = sumI - Iold;           %metabolh reumatatos
deltaP = sumI * sumV - Iold * Vold; %metabolh isxyos

dV = 0.00015*abs(deltaP/deltaV); %adaptive step

if (abs(deltaV) > 1e-5)
    if (deltaI/deltaV > -sumI/sumV)
        Vref = Vref + dV;
    else
        Vref = Vref - dV;
    end
else
    if (deltaI > 1e-5)
        Vref = Vref + dV;
    end
    if (deltaI < -1e-5)
        Vref = Vref - dV;
    end
end

Iold = sumI;
Vold = sumV;

y = Vref;
end
```

Κώδικας Τροποποιημένου Αλγορίθμου ΣΑ (Matlab function μοντέλου προσομοίωσης).

```
function y = ic_partial_shading(u)

%% u(1) = I , u(2) = V

global Vold;
global Iold;
global Vref;
global dV;
global sumI;
global sumV;
global k;
global Pmax;
global Vmax;
global Imax;
global DPmax;

DPcrit = -95;
C = -18;

for i=1:10
    sumI = sumI + u(1);
    sumV = sumV + u(2);
end

sumI = sumI/10;
sumV = sumV/10;

if (sumI * sumV > Pmax)
    Pmax = sumI * sumV;
    Imax = sumI;
    Vmax = sumV;
end

DPmax = sumI * sumV - Pmax;

deltaV = sumV - Vold;
deltaI = sumI - Iold;
deltaP = sumI * sumV - Iold * Vold;

dV = 0.00015*abs(deltaP/deltaV);

if (k == 10)
    Pmax = 0;
end

%%%%% Grammikh Eksiswsh Fortiou %%%%%
if (DPmax < DPcrit) && (k > 10)
    Vref = (Vmax / Imax) * sumI + C;
    k = 0;
    fprintf('Vref is %.2f\n', Vref);
%%%%% Sumvatikos Algorithmos SA %%%%%
elseif (abs(deltaV) > 1e-5)
    if (deltaI/deltaV > -sumI/sumV)
        Vref = Vref + dV;
```

```
        else
            Vref = Vref - dV;
        end
    else
        if (deltaI > 1e-5)
            Vref = Vref + dV;
        end
        if (deltaI < -1e-5)
            Vref = Vref - dV;
        end
    end
end

Iold = sumI;
Vold = sumV;
k = k + 1;
y = Vref;
end
```