



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

Μελέτη, σύγκριση και βελτιστοποίηση μεθόδων εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος διάταξης φωτοβολταϊκής φόρτισης συσσωρευτή.

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Πουλής Θωμάς

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

Αθήνα, Οκτώβρης 2017



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

Μελέτη, σύγκριση και βελτιστοποίηση μεθόδων εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος διάταξης φωτοβολταϊκής φόρτισης συσσωρευτή.

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Πουλής Θωμάς

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 27 η Οκτωβρίου 2017.

.....

Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Στέφανος Μανιάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Σταύρος Παπαθανασίου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβρης 2017

.....
Πουλής Θωμάς

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Πουλής Θωμάς, 2017.

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.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία ασχολείται με τον έλεγχο φόρτισης συσσωρευτή μέσω φωτοβολταϊκής κυψέλης χρησιμοποιώντας τη μέθοδο εύρεσης μέγιστης ισχύος (MPPT), με σκοπό την ασφαλή και αποτελεσματική φόρτιση οικιακής ηλεκτρικής εγκατάστασης ή ηλεκτροκίνητου οχήματος και τη μέγιστη παραγωγή ισχύος από την φωτοβολταϊκή συστοιχία.

Αρχικά, παρουσιάζεται μια ολοκληρωμένη μεθοδολογία μοντελοποίησης του φωτοβολταϊκού συστήματος σε ομοιόμορφη ακτινοβολία, βασισμένη στο μοντέλο μίας διόδου (single-diode PV model).

Στην συνέχεια, αναλύεται η λειτουργία του μετατροπέα fly-back σε μόνιμη κατάσταση ισορροπίας με ιδανικά στοιχεία στην συνεχή περιοχή λειτουργίας, στην ασυνεχή περιοχή λειτουργίας και στην κρίσιμη περιοχή μεταξύ τους.

Το επόμενο βήμα είναι ο υπολογισμός των προδιαγραφών των στοιχείων της διάταξης, η επιλογή της περιοχής λειτουργίας του μετατροπέα καθώς και η θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος προστασίας υπερτάσεων.

Ύστερα εξετάζονται εναλλακτικοί αλγόριθμοι εύρεσης μέγιστης ισχύος, πραγματοποιείται προσομοίωση της διάταξης μέσω του προγράμματος αναλυτικής προσομοίωσης ημιαγωγικών στοιχείων, γίνεται σύγκριση μεταξύ τους καθώς και βελτιστοποίηση διάφορων μεθόδων και εξετάζονται διάφοροι παράμετροι που επηρεάζουν την απόδοση του συστήματος με σκοπό την μεγιστοποίηση της.

Τέλος συγκεντρώνονται τα κυριότερα συμπεράσματα της εργασίας, επισημαίνεται η επιστημονική συνεισφορά της και αναφέρονται θέματα που θα μπορούσαν να αποτελέσουν αντικείμενο μελλοντικής διερεύνησης.

Λέξεις κλειδιά: Μετατροπέας Flyback, Μετατροπέας με μετασχηματιστή, Φωτοβολταϊκή κυψέλη, Αλγόριθμος εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος, Βελτιστοποίηση μεθόδων εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος, Προσαρμογή καμπύλης, Πολυωνυμική παρεμβολή, Μέθοδος ελέγχου ασαφούς λογικής, Έλεγχος Συσχετισμού Κυμάτων.

Abstract

The present diploma Thesis undertakes the charging of an accumulator through a PV cell using Maximum Power Point Tracking, to achieve the safe and effective charging of a household electrical installation or an electric vehicle and the maximum production of Power from the PV cluster.

Firstly, a complete methodology of modeling of the PV system is presented, based on the single diode PV model.

Then, the function of the Flyback converter is broken down in permanent state of equilibrium with ideal components in Continuous Conduction Mode, in Discontinuous Conduction Mode and the critical area between them.

The next step is the computation of the specifications of the components being used, the selection of the operation mode of the converter and the theoretical analysis of the snubber circuit.

Also, a variety of MPPT algorithms are being tested, a comparison between them is being made and the chosen MPPT method is being analyzed in detail along with a modified version of it.

Also, a variety of MPPT algorithms are being tested, the PV-charger-battery circuit is simulated through software for analytic simulation of semiconductor elements, a comparison between the MPPT methods is being made along with the improvement of a variety of methods and multiple parameters that affect the efficiency of the circuit are being examined in order to maximize it.

Finally, the main conclusions of the diploma thesis are gathered, its scientific contribution is being pointed out and issues which could constitute subject of future investigation are being mentioned.

Keywords: Flyback converter, Transformer converter, Solar cell, Mppt algorithm, Improved Mppt methods, Curve fitting, Lagrange interpolation, Fuzzy logic method, Ripple Correlation Control method.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1: Φωτοβολταϊκή Ενέργεια.....	9
1.1 Ηλιακή Ενέργεια και Ενεργειακό Πρόβλημα	9
1.2 Φωτοβολταϊκό Φαινόμενο	12
1.3 Φωτοβολταϊκό Κύτταρο και Φωτοβολταϊκό Σύστημα	14
1.4 Κύκλωμα και Λειτουργία Φωτοβολταϊκού Κυττάρου	15
1.5 Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα Φωτοβολταϊκών	20
1.6 Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας	21
1.7 Διάρθρωση Διπλωματικής Εργασίας	21
Κεφάλαιο 2: Μετατροπείς Ισχύος για Σύνδεση Φωτοβολταϊκών Πλαισίων.....	22
2.1 Εισαγωγή στους Μετατροπείς	22
2.2 Ο Μετατροπέας Flyback	22
2.3 Περιοχές Λειτουργίας του Μετατροπέα	25
2.3.1 Περιοχή Συνεχούς Λειτουργίας (Continuous Conduction Mode, CCM).....	26
2.3.2 Κρίσιμη Περιοχή Λειτουργίας (Όριο Μεταξύ CCM και DCM).....	27
2.3.3 Περιοχή Ασυνεχούς Λειτουργίας (Discontinuous Conduction Mode, DCM)	28
2.3.4 Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα Κάθε Περιοχής.....	30
Κεφάλαιο 3: Διαστασιολόγηση Διάταξης Ηλιακής Φόρτισης Μπαταριών	32
3.1 Προδιαγραφές Συστήματος.....	32
3.2 Επιλογή Συσσωρευτή.....	32
3.3 Υπολογισμός Προδιαγραφών Διόδου	34
3.4 Υπολογισμός Προδιαγραφών MOSFET	34
3.5 Υπολογισμός Προδιαγραφών Μετασχηματιστή	35
3.6 Υπολογισμός Στοιχείων Κυκλώματος Καταστολής Υπερτάσεων (Snubber circuit).....	36
3.6.1 Αντίσταση Snubber	36
3.6.2 Χωρητικότητα Snubber	36
3.6.3 Δίοδος Snubber	37
Κεφάλαιο 4: MPPT (Maximum Power Point Tracking).....	39
4.1 Λειτουργία Αλγορίθμου MPPT.....	39
4.2 Είδη Αλγορίθμων Εύρεσης Σημείου Μέγιστης Ισχύος.....	39
4.2.1 Αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb & Observe)	39
4.2.2 Αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας (Incremental Conductance).....	41
4.2.3 Έλεγχος Συσχετισμού Κυμάτωσης (RCC)	43
4.2.4 Αλγόριθμος Ελέγχου με Ασαφή Λογική (Fuzzy Logic).....	43
4.2.5 Μέθοδος Newton-Raphson	46
4.2.6 Μέθοδος Παρεμβολής Lagrange ή Πολωνύμου Παρεμβολής (Lagrange Interpolation).....	47
4.2.7 Μέθοδος Προσαρμογής Καμπύλης (Curve Fitting Method)	48
4.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης	50
4.3.1 Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης	51

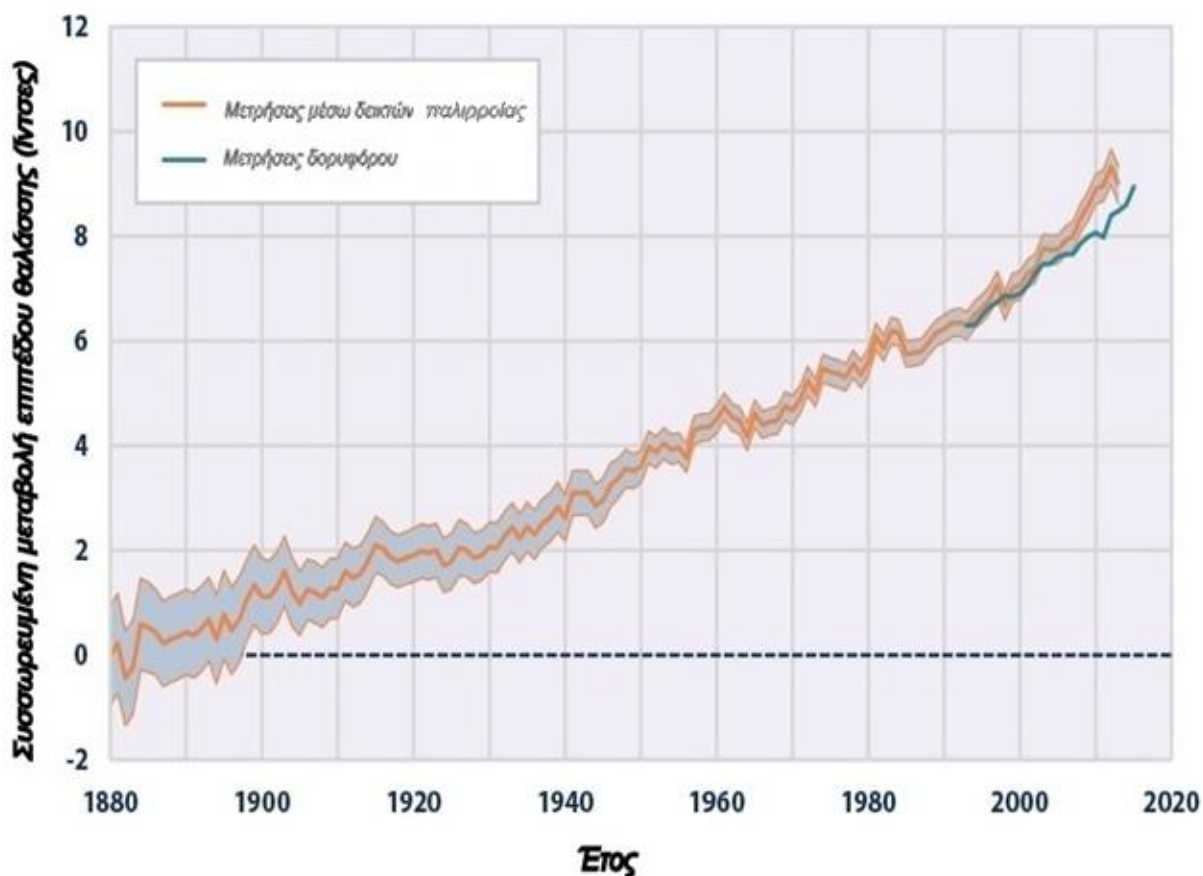
4.3.2 Μέθοδος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας.....	52
4.3.3 Έλεγχος Συσχετισμού Κυμάτωσης	54
4.3.4 Τροποποιημένη Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης	56
4.3.5 Μέθοδος Ελέγχου με Ασαφή Λογική (Fuzzy Logic)	59
4.3.6 Μέθοδος Newton-Raphson	67
4.3.7 Μέθοδος Παρεμβολής Lagrange ή Πολυωνύμου Παρεμβολής (Lagrange Interpolation)	69
4.3.8 Μέθοδος Προσαρμογής Καμπύλης (Curve Fitting Method)	71
4.4 Εξάρτηση Από Ακτινοβολία	74
4.5 Σύγκριση Αλγορίθμων	79
4.6 Βελτιστοποίηση Μεθόδων	80
4.6.1 Μείωση Βήματος Μεταβολής Ανάλογα με την Ισχύ	80
4.6.2 Μηδενισμός του Βήματος Μεταβολής στο ΣΜΙ	82
4.6.3 Έλεγχος Ποσοστιαίας Μεταβολής Ισχύος	84
4.6.4 Έλεγχος Μεταβολής Διαφοράς Ισχύος	86
4.6.5 Έλεγχος Ποσοστιαίας Μεταβολής Ρεύματος	88
4.7 Επιλογή Μεθόδου Εύρεσης Σημείου Μείζονος Ισχύος.....	90
4.8 Εξάρτηση Από Θερμοκρασία.....	90
4.9 Ενσωμάτωση Κυκλώματος Καταστολής Υπερτάσεων(Snubber Circuit).....	92
4.10 Επιρροή Διακοπτικής Συχνότητας στην Ισχύ	96
4.11 Παρατηρήσεις	97
4.12 Προσαρμογή στο Επίπεδο Φόρτισης της Μπαταρίας.....	97
Κεφάλαιο 5 Συμπεράσματα	98
5.1 Κυριότερα Συμπεράσματα	98
5.2 Σημεία Προαγωγής της Επιστήμης	100
5.3 Προτεινόμενα Θέματα προς Περαιτέρω Μελέτη.....	100
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	102

Κεφάλαιο 1: Φωτοβολταϊκή Ενέργεια

1.1 Ηλιακή Ενέργεια και Ενεργειακό Πρόβλημα

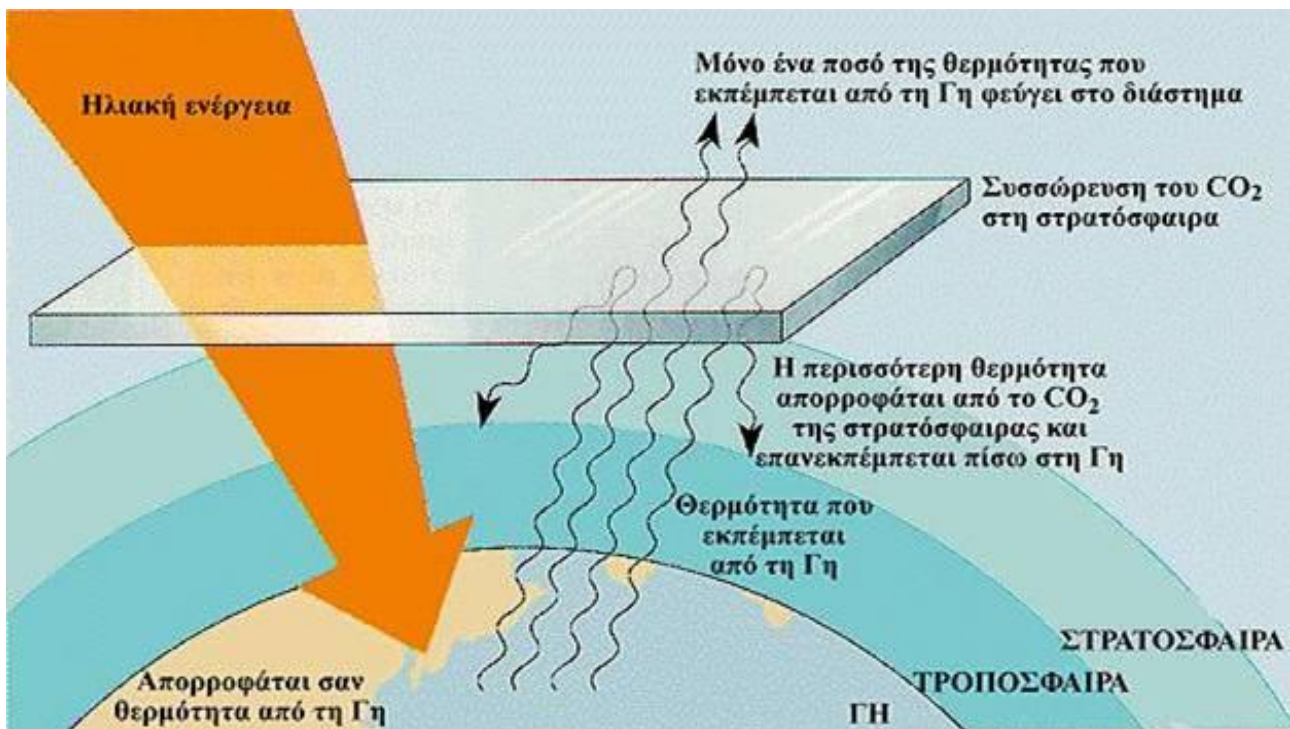
Η ηλιακή ενέργεια αποτελεί μια εύκολα προσβάσιμη πηγή ανανεώσιμης μορφής ενέργειας με οικολογικό χαρακτήρα (φιλική προς το περιβάλλον). Σε αντίθεση με τα απολιθωμένα καύσιμα, η ηλιακή ενέργεια είναι διαθέσιμη παντού, είναι οικονομική και ουσιαστικά έχει άπειρη διάρκεια ζωής. Καθώς μάλιστα η ηλιακή ενέργεια μπορεί να μετατραπεί σχετικά εύκολα σε ηλεκτρική ενέργεια (αν και με μικρό βαθμό απόδοσης), μπορεί να χρησιμοποιηθεί με πάρα πολλούς τρόπους (για φωτισμό, για θέρμανση κτλπ) [1].

Ιδιαίτερα την σημερινή εποχή που η κλιματική αλλαγή πλησιάζει όλο και περισσότερο επικίνδυνα επίπεδα λόγω της αλόγιστης και υπερβολικής χρήσης των ενεργειακών αποθεμάτων του πλανήτη από τον άνθρωπο, η χρήση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας γίνεται επιτακτική.



Σχήμα 1.1 Αύξηση επιπέδου θάλασσας από το 1880.

Επιτακτική καθιστά την χρήση Ανανεώσιμων πηγών ενέργειας και το φαινόμενο του θερμοκηπίου.

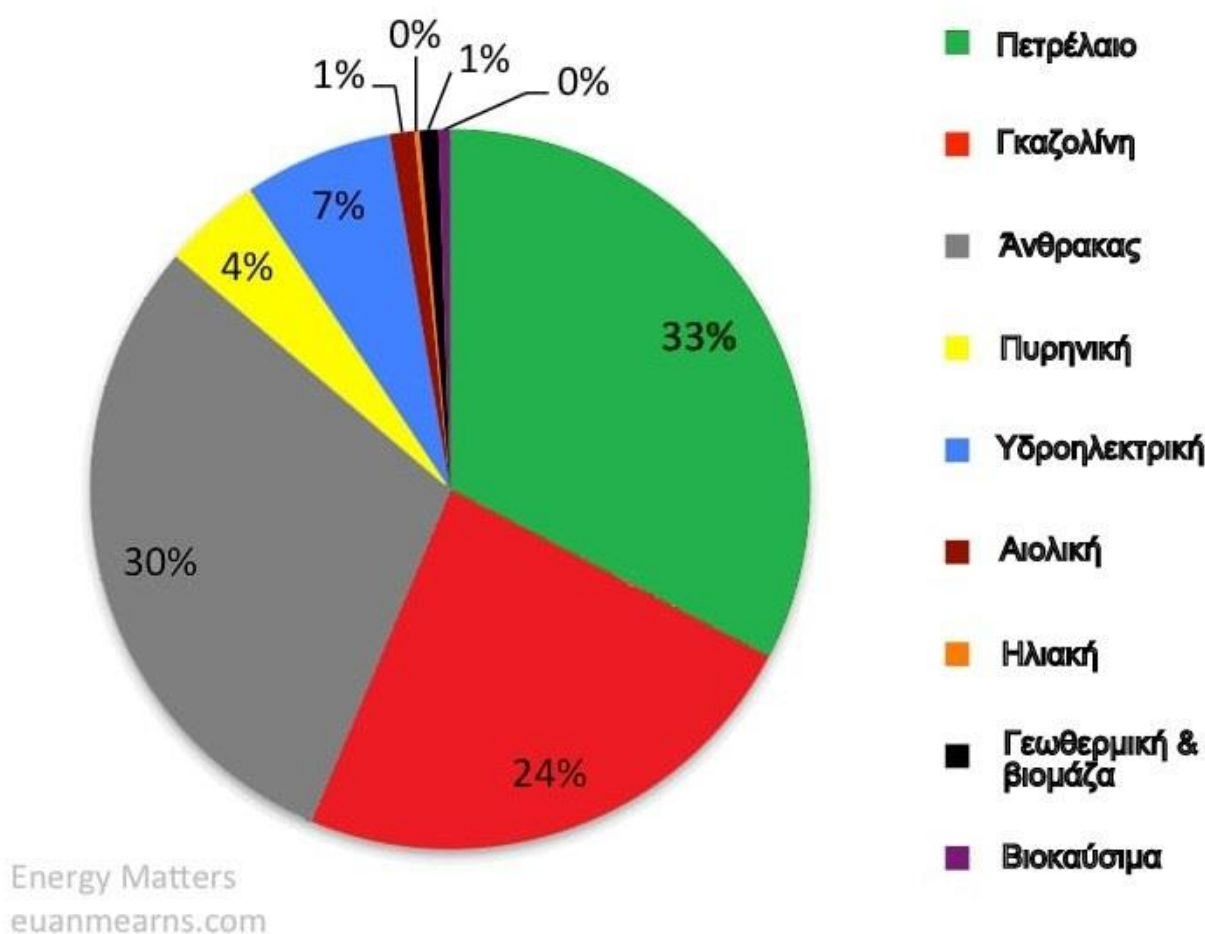


Σχήμα 1.2 Αναπαράσταση φαινομένου θερμοκηπίου.

Στις μέρες μας έχει πλέον καταστεί απολύτως ξεκάθαρο ότι η ανεξέλεγκτη χρήση ορυκτών καυσίμων ευθύνεται για την υπερθέρμανση του πλανήτη με ό,τι συνεπάγεται αυτό (μεταβλητότητα του κλίματος, ακραία φυσικά φαινόμενα, συχνότεροι καύσωνες, καταστροφή οικοσυστημάτων κ.λπ.). Εκείνο όμως που δεν έχει κατανοηθεί πλήρως είναι ότι το πρόβλημα έχει και μία άλλη, εξίσου σημαντική, διάσταση: πέρα από οικολογικό είναι και οικονομικό-ενεργειακό. Οι πλέον αισιόδοξες εκτιμήσεις αναφέρουν ότι η παγκόσμια παραγωγή πετρελαίου θα φτάσει στο αποκορύφωμά της στο τέλος της τρέχουσας δεκαετίας, με αποτέλεσμα οι τιμές του μαύρου χρυσού να εκτοξευθούν σε δυσθεώρητα ύψη. Αλλά ούτε και τα αποθέματα γαιανθράκων είναι ανεξάντλητα. Αυτό, σε συνδυασμό με το γεγονός ότι το πετρέλαιο τροφοδοτεί ανά τον κόσμο πολέμους, διαφθορά και τρομοκρατία λόγω της γεωπολιτικής του σημασίας, δείχνει ξεκάθαρα ότι το ενεργειακό-περιβαλλοντικό πρόβλημα του πλανήτη θα μπορούσε να λυθεί μόνο με την άμεση και σταθερή μετάβαση σε μία μεταπετρελαϊκή, μεταανθρακική παγκόσμια οικονομία, η οποία δεν θα επιβαρύνει με νέους ρύπους την ατμόσφαιρα και δεν θα είναι εξαρτημένη από το πετρέλαιο και τον άνθρακα. Εξάλλου, οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (Α.Π.Ε.) υπόσχονται όχι μόνο ένα καλύτερο ενεργειακό και περιβαλλοντικό μέλλον, αλλά και περισσότερες θέσεις εργασίας, χαμηλότερη διακύμανση τιμών στη διεθνή αγορά, ενεργειακή ανεξάρτηση από πολυεθνικές εταιρίες που διακινούν πετρέλαιο και δυνατότητα εφαρμογής τους ακόμη και σε αγροτικές ή ημιαγροτικές περιοχές (γεγονός ιδιαίτερα σημαντικό για τις χώρες του Τρίτου Κόσμου.) Για την πραγμάτωση αυτού του στόχου δεν αρκούν τα μέτρα που προέβλεπε το γνωστό Πρωτόκολλο του Κιότο. Απαιτούνται μεγαλύτεροι περιορισμοί, αυστηρότερες νομοθεσίες και, το σημαντικότερο, μια άμεση στροφή στις καινοτόμες τεχνολογίες νέων καυσίμων και εναλλακτικών μορφών ενέργειας [2].

Βιοκαύσιμα, ανεμογεννήτριες, κυψέλες καυσίμου υδρογόνου, ηλιακή-φωτοβολταϊκή ενέργεια, ενέργεια ωκεανών αλλά και “καθαρή” πυρηνική ενέργεια είναι μερικές από τις προτεινόμενες λύσεις, οι οποίες βρίσκονται ήδη κοντά σε ένα σημείο καμψής, στο κρίσιμο στάδιο της χρηματοδότησης για έρευνα και ανάπτυξη. Το ενθαρρυντικό είναι ότι υπάρχει μεγάλο διεθνές ενδιαφέρον για αυτές τις καινοτόμες τεχνολογίες καυσίμων, ωστόσο δεν έχουν δρομολογηθεί όλες εκείνες οι εξελίξεις που θα μπορούσαν να ανοίξουν τις αγορές στην ανανεώσιμη ενέργεια σε επίπεδο πόλεων και κρατών ανά τον κόσμο [2].

Παγκόσμια Κατανάλωση Ενέργειας 2013



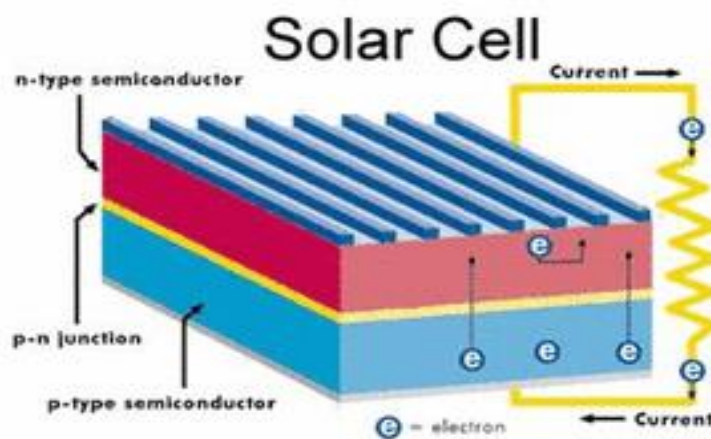
Σχήμα 1.3 Παγκόσμια κατανάλωση ενέργειας 2013

Τα φωτοβολταϊκά επιτρέπουν, μέσω του φωτοβολταϊκού φαινομένου, την εύκολη μετατροπή της ηλιακής ενέργειας σε ηλεκτρική. Η τεχνική της δημιουργίας ηλεκτρικής ενέργειας από την απορρόφηση του φωτός σε υλικά με ηλεκτροστατικά φράγματα δυναμικού δεν είναι κάτι καινούργιο. Χρησιμοποιήθηκε σε βιομηχανική κλίμακα στην αρχή της δεκαετίας του 60, προκειμένου να καλύψει τις ανάγκες τροφοδοσίας των διαστημικών εφαρμογών των Ηνωμένων Πολιτειών της Αμερικής (πρόγραμμα Apollo). Ακολούθησε η αυτόνομη τροφοδοσία σε σταθμούς/αποστολές των απομονωμένων περιοχών του πλανήτη (Αρκτική-Ανταρκτική) και, ακολούθως, η εφαρμογή της φωτοβολταϊκής τεχνολογίας επεκτάθηκε σταδιακά καλύπτοντας μέρος των οικιακών ενεργειακών αναγκών των τεχνολογικά αναπτυγμένων χωρών.

Στην Ευρώπη υπάρχει κοινοτική οδηγία για την σταδιακή μείωση της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας από πυρηνικά εργοστάσια αλλά και τις συμβατικές ρυπογόνες μορφές (π.χ. Λιγνίτη), και προβλέπεται η σταδιακή αντικατάστασή τους με Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας. Παραδείγματος χάριν η Δανία έχει βάλει ως στόχο μέχρι το 2050 να είναι εντελώς ανεξάρτητη από ορυκτά καύσιμα καθώς και να έχει σταματήσει η παραγωγή αυτοκινήτων με βάση το πετρέλαιο [3]. Στην Ευρωπαϊκή Ήπειρο το διαθέσιμο ηλιακό δυναμικό είναι δυσανάλογα κατανομημένο, με αποτέλεσμα η πυκνότητα της ηλιακής ακτινοβολίας για την Κύπρο, την Ελλάδα και την Ισπανία να είναι η υψηλότερη δυνατή. Κάτι τέτοιο θα μπορούσε να αποτελέσει πλεονέκτημα για την Ελλάδα και γι'αυτό θα ήταν σοφό να δώσουμε μεγαλύτερη έμφαση στην έρευνα των φωτοβολταϊκών.

1.2 Φωτοβολταϊκό Φαινόμενο

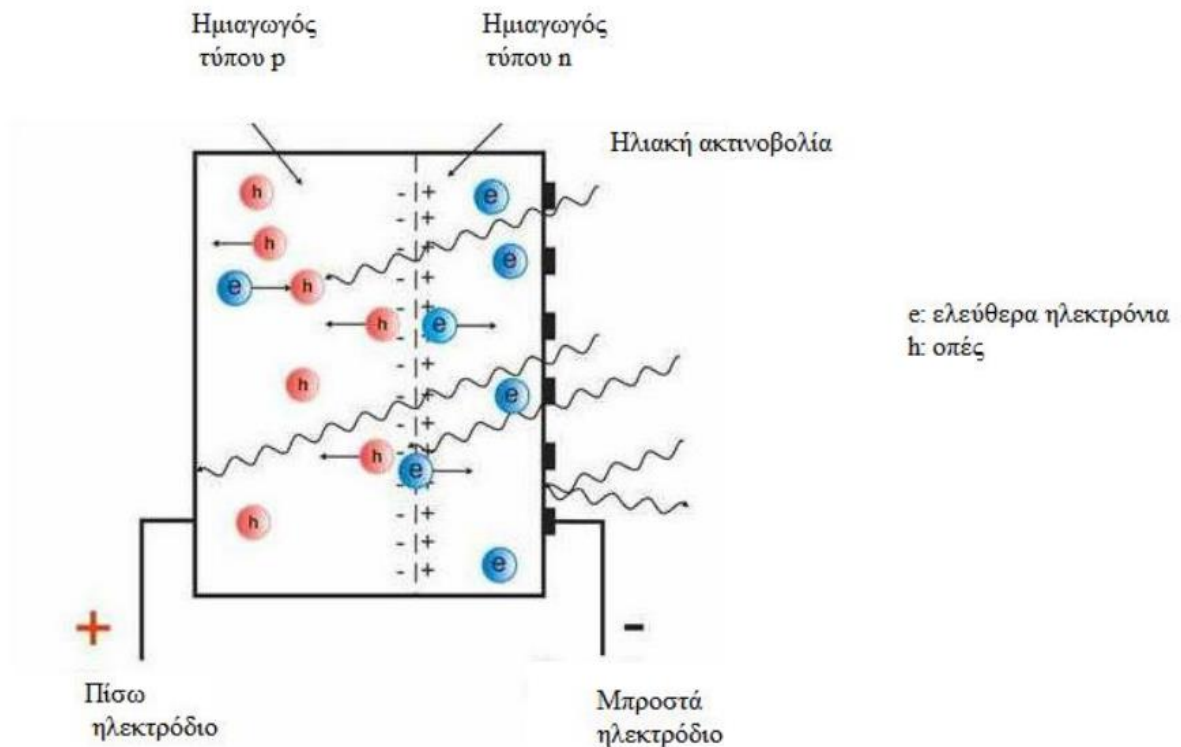
Το φωτοβολταϊκό στοιχείο είναι ένα σύστημα δύο υλικών σε επαφή, το οποίο όταν φωτίζεται εμφανίζει στα άκρα του συνεχή ηλεκτρική τάση. Τα φωτοβολταϊκά στοιχεία είναι ουσιαστικά δύο ημιαγωγία στρώματα τα οποία βρίσκονται σε επαφή, τύπου (p) και τύπου (n), και εξωτερικά αυτών τοποθετούνται ηλεκτρόδια. Συνήθως φτιάχνονται από Πυρίτιο (Si), Γερμάνιο (Ge) ή Σελήνιο (Se). Το πυρίτιο βρίσκεται σε αφθονία στην γη γι'αυτό και χρησιμοποιείται περισσότερο. Η πρώτη γνωριμία του ανθρώπου με το φωτοβολταϊκό φαινόμενο έγινε το 1839 όταν ο Γάλλος φυσικός Edmond Becquerel (1820 – 1891) ανακάλυψε το φωτοβολταϊκό φαινόμενο κατά τη διάρκεια πειραμάτων του με μια ηλεκτρολυτική επαφή φτιαγμένη από δυο μεταλλικά ηλεκτρόδια. Το επόμενο σημαντικό βήμα έγινε το 1876 όταν οι Adams (1836 – 1915) και ο φοιτητής του Day παρατήρησαν ότι μια ποσότητα ηλεκτρικού ρεύματος παραγόταν από το σελήνιο (Se) όταν αυτό ήταν εκτεθειμένο στο φως. Το 1918 ο Πολωνός Czochralski (1885 – 1953) πρόσθεσε την μέθοδο παραγωγής ημιαγωγού μονοκρυσταλλικού πυριτίου (Si) με την σχετική έρευνά του και η οποία μάλιστα χρησιμοποιείται βελτιωμένη ακόμα και σήμερα. Μια σημαντική ανακάλυψη έγινε επίσης το 1949 όταν οι Mott και Schottky ανέπτυξαν την θεωρία της διόδου σταθερής κατάστασης. Στο μεταξύ η επανάσταση της κβαντομηχανικής είχε ξεκινήσει. Ο δρόμος πλέον για τις πρώτες πρακτικές εφαρμογές είχε ανοίξει. Το πρώτο ηλιακό κελί ήταν γεγονός στα εργαστήρια της Bell το 1954 από τους Chapin, Fuller και Pearson. Η απόδοση του ήταν 6% εκμετάλλευση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας [4].



Σχήμα 1.4 Φωτοβολταϊκό στοιχείο.

Ο τρόπος με τον οποίο μετατρέπεται η ηλιακή ενέργεια σε ηλεκτρική είναι το φωτοβολταϊκό φαινόμενο. Το ηλιακό φως είναι ουσιαστικά μικρά πακέτα ενέργειας που λέγονται φωτόνια. Τα φωτόνια περιέχουν διαφορετικά ποσά ενέργειας ανάλογα με το μήκος κύματος του ηλιακού φάσματος. Το γαλάζιο χρώμα ή το υπεριώδες π.χ. έχουν περισσότερη ενέργεια από το κόκκινο ή το υπέρυθρο [3]. Η ενέργεια ενός φωτονίου είναι $E = h \times f$, όπου h είναι η σταθερά του Planck ($6,63 \times 10^{-34} J \times s$) και f η συχνότητα του φωτονίου. Τα ηλιακά στοιχεία είναι δίοδοι ημιαγωγού με τη μορφή ενός δίσκου που δέχεται την ηλιακή ακτινοβολία. Τα φωτόνια πέφτουν πάνω στα ηλεκτρόνια ενός ημιαγωγού και αν η ενέργεια τους είναι μεγαλύτερη από το ενεργειακό διάκενο του ημιαγωγού τότε διεγείρονται τα ηλεκτρόνια και ελευθερώνονται. Δημιουργείται με αυτόν τον τρόπο περίσσεια από ζεύγη φορέων πέρα από τις συγκεντρώσεις που αντιστοιχούν στις συνθήκες ισορροπίας. Καθώς δημιουργούνται τα ζεύγη ηλεκτρόνια-οπές και κυκλοφορούν στο στερεό χωρίς να επανασυνδέονται, τα ηλεκτρόνια εκτρέπονται προς την περιοχή τύπου n ενώ οι οπές στην περιοχή τύπου p, με αποτέλεσμα, λόγω της συγκέντρωσης διαφορετικού φορτίου σε κάθε πλευρά, να δημιουργείται ηλεκτρικό δυναμικό ανάμεσα στα δύο αυτά τμήματα. Δημιουργείται δηλαδή μια διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών των δύο τμημάτων της διόδου η οποία διατηρείται όσο διαρκεί η πρόσπτωση της ηλιακής ακτινοβολίας σε αυτήν. Αυτή η εκδήλωση τάσης ανάμεσα στα

δύο άκρα του ημιαγωγού που αντιστοιχεί σε ορθή πόλωση διόδου, αποτελεί το φωτοβολταϊκό φαινόμενο [5].



Σχήμα 1.5 Μηχανισμός εκδήλωσης φωτοβολταϊκού φαινομένου σε φωτοβολταϊκό στοιχείο [4].

Όταν ένα φωτοβολταϊκό στοιχείο δέχεται κατάλληλη ακτινοβολία, διεγείρεται παράγοντας ηλεκτρικό ρεύμα, το φωτόρευμα I_{φ} , που η τιμή του θα είναι ανάλογη προς τα φωτόνια που απορροφά το στοιχείο. Η πυκνότητα του φωτορεύματος δίνεται από τη σχέση:

$$I_{\varphi} = e \int_0^{\lambda_g} S(\lambda)(1 - R(\lambda))\Phi(\lambda)d\lambda \quad (1.1)$$

όπου e , είναι το στοιχειώδες ηλεκτρικό φορτίο και λ_g , το μέγιστο χρησιμοποιούμενο μήκος κύματος ακτινοβολίας στον ημιαγωγό. $S(\lambda)$ είναι η φασματική απόκριση που ορίζεται ως το πλήθος των φορέων που συλλέγονται στα ηλεκτρόδια του φωτοβολταϊκού στοιχείου σε σχέση με τη φωτονική ροή $\Phi(\lambda)$, δηλαδή με το πλήθος των φωτονίων της ακτινοβολίας που δέχεται το στοιχείο ανά μονάδα επιφάνειας και χρόνου με ενέργεια που αντιστοιχεί σε μήκος κύματος από λ μέχρι $\lambda+d\lambda$. $R(\lambda)$ είναι ο δείκτης ανάκλασης της επιφάνειας του στοιχείου [1].

Είναι προφανές ότι είναι αδύνατη η μετατροπή όλης της ηλιακής ακτινοβολίας που δέχεται το στοιχείο σε ηλεκτρική ενέργεια. Ένα μέρος της ακτινοβολίας ανακλάται πάνω στην επιφάνεια του φωτοβολταϊκού στοιχείου και διαχέεται στην ατμόσφαιρα. Από την ακτινοβολία που διεισδύει στο φωτοβολταϊκό στοιχείο δεν μπορεί να απορροφηθεί το μέρος εκείνο που αποτελείται από φωτόνια, που έχουν ενέργεια $h \times f$ μικρότερη από το ενεργειακό χάσμα του ημιαγωγού. Για τα φωτόνια αυτά, το φωτοβολταϊκό στοιχείο συμπεριφέρεται σαν διαφανές σώμα, δηλαδή η αντίστοιχη ακτινοβολία το διαπερνά και απλά θερμαίνει το μεταλλικό ηλεκτρόδιο που καλύπτει την πίσω όψη του. Ούτε όμως και το μέρος της ακτινοβολίας που αποτελείται από φωτόνια με ενέργεια μεγαλύτερη από το ενεργειακό χάσμα του ημιαγωγού αξιοποιείται, γιατί μετατρέπεται σε θερμότητα. Τελικά μόνο το μέρος της ακτινοβολίας της οποίας τα φωτόνια έχουν ενέργεια $h \times f$ αξιοποιείται για την παραγωγή

της ηλεκτρικής ενέργειας. Αυτό συμβαίνει διότι μόνο τα φωτόνια αυτά απορροφώνται και αναγκάζουν τα ηλεκτρόνια του φωτοβολταϊκού στοιχείου να μετακινηθούν σε άλλη θέση.

1.3 Φωτοβολταϊκό Κύτταρο και Φωτοβολταϊκό Σύστημα

Η μικρότερη μονάδα φωτοβολταϊκού στοιχείου είναι το φωτοβολταϊκό κύτταρο (solar cell). Τα συνήθη εμπορικά στοιχεία αποτελούνται από διόδους επαφής p-n και έχουν εμβαδόν φωτιζόμενης επιφάνειας που ποικίλλει από λίγα cm^2 έως περίπου $180 cm^2$.

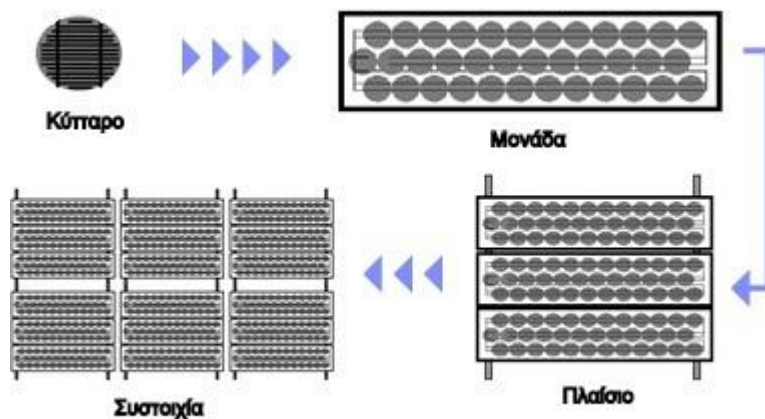


Σχήμα 1.6 Φωτοβολταϊκό κύτταρο

Τα φωτοβολταϊκά στοιχεία κατατάσσονται ανάλογα με το υλικό κατασκευής τους σε φωτοβολταϊκά στοιχεία μονοκρυσταλλικού πυριτίου (mono), πολυκρυσταλλικού πυριτίου (poly), λεπτών υμενίων (ribbon) και άμορφου πυριτίου (a-Si) [6].

Από τα φωτοβολταϊκά στοιχεία σχηματίζονται με την ηλεκτρική σύνδεση μεταξύ τους τα φωτοβολταϊκά πλαίσια. Το φωτοβολταϊκό πλαίσιο αποτελεί τη βασική κατασκευαστική μονάδα που χρησιμοποιείται για τη δημιουργία κάθε φωτοβολταϊκής εγκατάστασης, ανεξαρτήτως μεγέθους εγκαταστημένης ισχύος. Το φωτοβολταϊκό πλαίσιο συνιστά (κατά την αυστηρή έννοια του όρου) ενιαία στοιχειοσειρά τοποθετημένη επάνω σε κοινό φέρον υπόστρωμα. Συνεπώς, περιλαμβάνει πολλά, όμοια απολύτως φωτοβολταϊκά στοιχεία, συνδεδεμένα σε σειρά, με σκοπό την αύξηση της παρεχόμενης ηλεκτρικής ισχύος [6]. Στην αγορά πουλιούνται για οικιακή χρήση κυρίως φωτοβολταϊκά πλαίσια (και όχι κύτταρα). Όταν συνδέονται πλαίσια μαζί (είτε παράλληλα είτε σε σειρά) ονομάζεται φωτοβολταϊκή πλαισιοσειρά ή συστοιχία (string ή array). Με την παράλληλη σύνδεση τους αυξάνεται το ρεύμα εξόδου της συστοιχίας ενώ με την σειριακή σύνδεση τους αυξάνεται η τάση εξόδου της συστοιχίας.

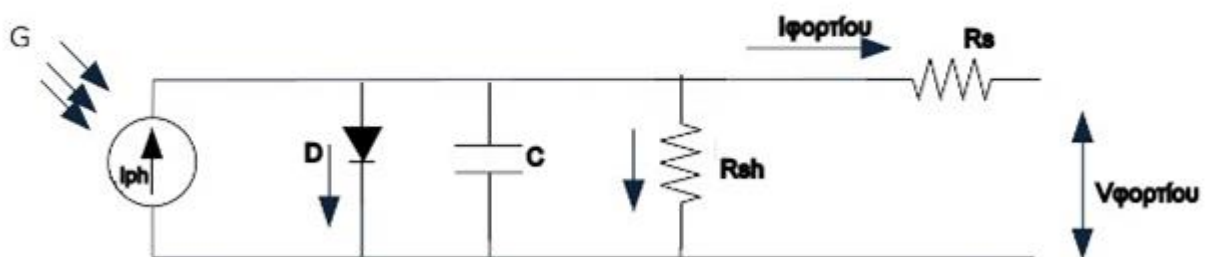
Ένα τυπικό φωτοβολταϊκό σύστημα αποτελείται από το φωτοβολταϊκό πλαίσιο ή ηλιακή γεννήτρια ρεύματος και τα ηλεκτρονικά συστήματα που διαχειρίζονται την ηλεκτρική ενέργεια που παράγεται από τη φωτοβολταϊκή συστοιχία. Για αυτόνομα συστήματα υπάρχει επίσης το σύστημα αποθήκευσης ενέργειας σε μπαταρίες.



Σχήμα 1.7 Από κύτταρο σε συστοιχία.

1.4 Κύκλωμα και Λειτουργία Φωτοβολταϊκού Κυττάρου

Για να μελετηθεί και να γίνει μια εκτίμηση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών ενός φωτοβολταϊκού κυττάρου, χρησιμοποιείται το ισοδύναμο κύκλωμα του φωτοβολταϊκού κυττάρου.

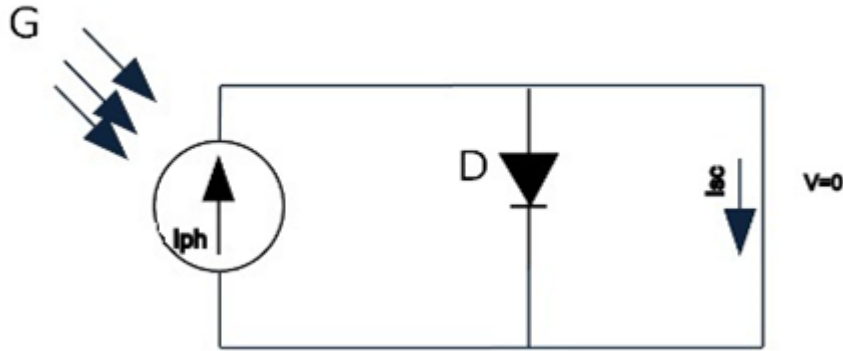


Σχήμα 1.8 Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός φωτοβολταϊκού κυττάρου.

Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός φωτοβολταϊκού κυττάρου αποτελείται από μια πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας G , που παράγει αυτό που αποκαλείται φωτόρευμα I_{ph} , παράλληλα με μια ιδανική διόδο. Μέρος του φωτορεύματος ρέει μέσω της διόδου ώστε να διατηρείται το δυναμικό V_d που αναλογεί στο σημείο λειτουργίας, ενώ το υπόλοιπο ρεύμα ρέει προς την αντίσταση φορτίου. Η μη-ιδανική συνιστώσα της διόδου προσομοιώνεται από το παράλληλο ισοδύναμο κύκλωμα R-C, το οποίο περιλαμβάνει τον πυκνωτή που προσδιορίζεται από τη χωρητικότητα της διόδου και την παράλληλη αντίσταση διαρροής. Η παράλληλη αντίσταση διαρροής αποδίδει τους πρόσθετους μηχανισμούς μεταφοράς ηλεκτρικών φορέων εκατέρωθεν του φράγματος και καθίστανται σημαντική κυρίως στην ανάστροφη πόλωση. Επίσης, το υπόστρωμα και οι ωμικές επαφές εισάγουν την αντίσταση σειράς R_s , η οποία καθίστανται σημαντική κατά την ορθή πόλωση. Τυπικές τιμές για την αντίσταση σειράς είναι 2-5 Ω μ ενώ για την αντίσταση διαρροής R_{sh} 100K Ω μ. Οι ιδανικές τιμές προκύπτουν για αντίσταση σειράς $\rightarrow 0$ και αντίσταση διαρροής $\rightarrow \infty$.

Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του φωτοβολταϊκού στοιχείου, για μηδενική τάση αναλογεί η μέγιστη δυνατή τιμή ρεύματος, το ρεύμα βραχυκύκλωσης I_{sh} . Ουσιαστικά δημιουργείται

όταν η αντίσταση φορτίου γίνει μηδενική.



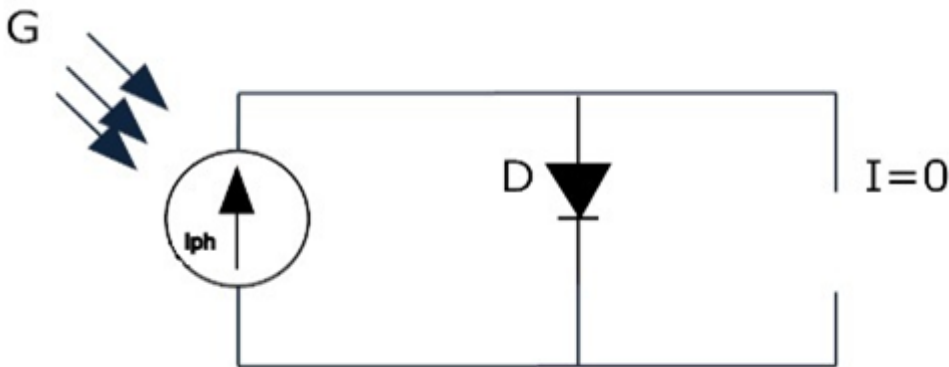
Σχήμα 1.9 Απλοποιημένο ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα φωτοβολταϊκού στοιχείου (βραχυκυκλωμένο κύκλωμα).

Όταν οι ακροδέκτες εξόδου βραχυκυκλωθούν, δηλαδή ουσιαστικά η αντίσταση φορτίου απειριστεί, τότε η τάση εξόδου του φωτοβολταϊκού είναι η μέγιστη δυνατή που αποκαλείται τάση ανοικτοκύκλωσης.

Η τάση ανοικτοκύκλωσης V_{oc} ισούται με :

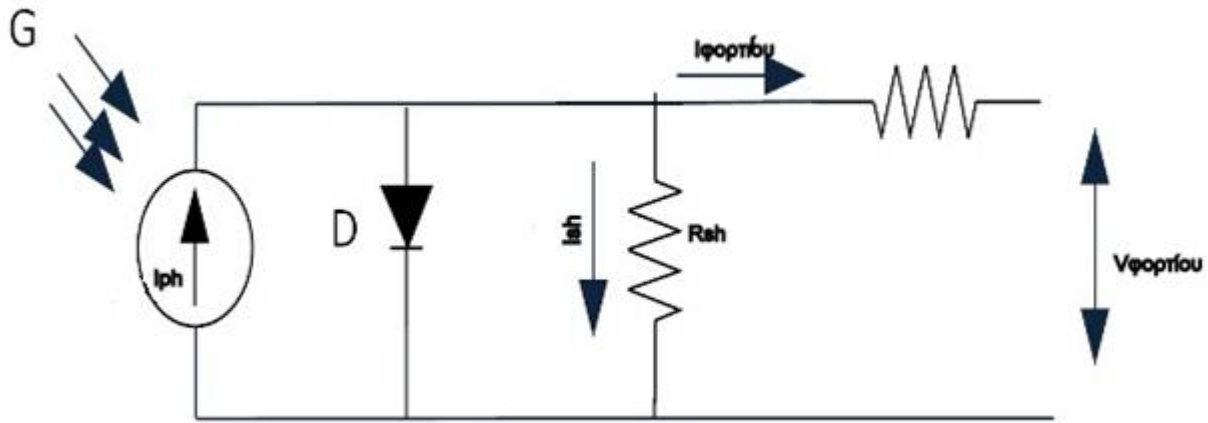
$$V_{oc} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_{opt}}{I_s} + 1\right) \quad (1.2)$$

όπου I_{opt} το παραγόμενο φωτορεύμα, I_s το ρεύμα κόρου, T η απόλυτη θερμοκρασία, q το φορτίο του ηλεκτρονίου και K η σταθερά Boltzmann [6].



Σχήμα 1.10 Απλοποιημένο ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα φωτοβολταϊκού στοιχείου (ανοιχτό κύκλωμα).

Για να αναλυθεί λεπτομερώς η λειτουργία του κυττάρου, γίνεται η αρχή με το ιδανικό κύτταρο. Η αντίσταση σειράς R_s είναι μηδενική ενώ η αντίσταση διαρροής R_{sh} είναι άπειρη. Επίσης θα θεωρηθούν σταθερές οι συνθήκες φωτισμού, το οποίο σημαίνει ότι δεν λαμβάνεται υπόψη η χωρητικότητα.



Σχήμα 1.11 Το ισοδύναμο κύκλωμα χωρίς τον κλάδο χωρητικότητας.

Όταν το φωτοβολταϊκό στοιχείο φωτίζεται, ρεύμα φορτίου I_{load} θα δίνεται σύμφωνα με τον πρώτο νόμο του Κίρχωφ από την εξίσωση:

$$I_{load} = I_{ph} - I_d \quad (1.3)$$

όπου I_{ph} το φωτόρευμα ενώ I_d το ρεύμα που διαρρέει την ιδανική δίοδο κατά την ορθή πόλωση (δεν διαρρέει ρεύμα την αντίσταση διαρροής καθώς είναι άπειρη). Το ρεύμα ορθής πόλωσης της ιδανικής διόδου I_d παρέχεται από την γνωστή σχέση

$$I_d = I_s(e^{\frac{V_d}{kT}} - 1) \quad (1.4)$$

Όπου

I_s =Το ρεύμα κόρου της διόδου (ή ρεύμα ανάστροφης πόλωσης)

V_d =η εξωτερική ορθή πόλωση στα άκρα της διόδου

q =το στοιχειώδες ηλεκτρικό φορτίο ($1.602176565(35) \times 10^{-19} \text{ C}$)

k =η σταθερά Boltzmann ($1.38064852(79) \times 10^{-23} \text{ J/K}$)

T =η απόλυτη θερμοκρασία

Αντικαθιστώντας την σχέση (1.4) στην (1.3) γίνεται:

$$I_{load} = I_{ph} - I_s(e^{\frac{V_d}{kT}} - 1) \quad (1.5)$$

Η παρεχόμενη ισχύς είναι:

$$P_{load} = I_{load}V_{load} = I_{load}V_d = (I_{ph} - I_s(e^{\frac{V_d}{kT}} - 1))V_d \quad (1.6)$$

Προκειμένου να μεγιστοποιηθεί η ισχύς εξόδου ως προς την τάση εξόδου, θα πρέπει η πρώτη παράγωγος της ισχύος ως προς την τάση να μηδενιστεί. Δηλαδή $\frac{dP_{load}}{dV_{load}} = 0$.

Παραγωγίζοντας την (1.6) η εξίσωση ικανοποιείται όταν η V_{load} έχει την μέγιστη τιμή V_{max} που δίνεται από την:

$$I_{ph} - I_s(e^{q\frac{V_{max}}{KT}} - 1) = V_{max}q \frac{I_s}{(KT)} e^{q\frac{V_{max}}{(KT)}} \quad (1.7)$$

Με την επίλυση της παραπάνω εξίσωσης βρίσκεται το V_{max} . Όσον αφορά την μέγιστη τιμή του ρεύματος μέγιστης ισχύος εξόδου, το παίρνουμε αντικαθιστώντας στην (1.5) το V_{max} . Η τιμή μετά από αλγεβρικές πράξεις είναι:

$$I_{max} = \frac{(I_{ph}(1+\frac{I_s}{I_{ph}})q\frac{V_{max}}{(KT)})}{(1+q\frac{V_{max}}{(KT)})} \quad (1.8)$$

Αντικαθιστώντας το ρεύμα και την τάση για μέγιστη ισχύ στον τύπο της ισχύος βρίσκεται:

$$P_{max} = I_{max}V_{max} = \frac{(I_{ph}(1+\frac{I_s}{I_{ph}})q\frac{V_{max}^2}{(KT)})}{(1+q\frac{V_{max}}{(KT)})} \quad (1.9)$$

Προκειμένου να μπορεί να μεταφερθεί η μέγιστη ισχύς P_{max} στο εξωτερικό φορτίο R_{load} , θα πρέπει να υπάρχει προσαρμογή της αντίστασης φορτίου στην τιμή $R_{max} = \frac{V_{max}}{I_{max}}$.

Αυτή είναι μια γρήγορη εκτίμηση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του φωτοβολταϊκού κυττάρου σε περίπτωση ιδανικών συνθηκών. Θα αναλυθεί τώρα το πραγματικό φωτοβολταϊκό στοιχείο [1].

Πλέον το κύκλωμα έχει την διαφορά ότι η αντίσταση σειράς R_s και η αντίσταση διαρροής R_{sh} αλλάζουν. Η R_s δεν είναι μηδενική ενώ η R_{shunt} δεν είναι άπειρη. Πλέον ο κλάδος της R_{shunt} διαρρέεται από ρεύμα, οπότε βρίσκεται για το ρεύμα του φορτίου:

$$I_{load} = I_{ph} - I_d - I_{shunt} \quad (1.10)$$

Όπου I_{shunt} το ρεύμα του κλάδου διαρροής.

Ο παράλληλος κλάδος που περιλαμβάνει την R_{sh} λαμβάνει υπόψην του τις επαυξήσεις του ρεύματος της διόδου που ενδεχόμενα δημιουργούνται απο τη μη-ιδανική συμπεριφορά της.

Η τάση V_d που αναπτύσσεται κατά μήκος του κλάδου της ιδανική διόδου, για το μη-ιδανικό φωτοβολταϊκό στοιχείο δίνεται από τη σχέση :

$$V_d = V_{load} + I_{load}R_s \quad (1.11)$$

Όπου V_{load} η τάση εξόδου (η τάση του φορτίου).

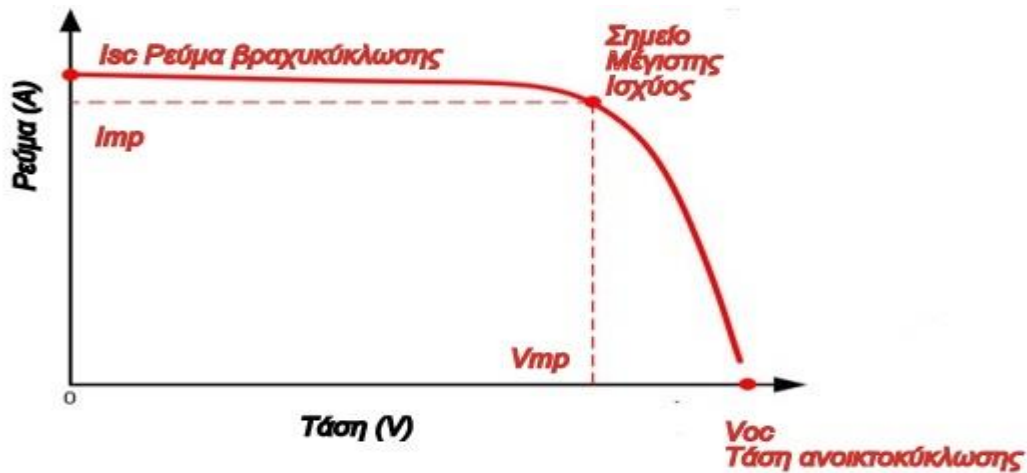
Αντικαθιστώντας την σχέση (1.11) στην σχέση (1.10) βρίσκεται :

$$I_{load} = I_{ph} - I_s(e^{q\frac{(V_{load}+I_{load}R_s)}{(KT)}} - 1) - \frac{(V_{load}+I_{load}R_s)}{R_{sh}} \quad (1.12)$$

Από αυτήν την εξίσωση φαίνεται πως αν θεωρηθούν ιδανικά τα στοιχεία, δηλαδή $R_{sh} \rightarrow \infty$ και $R_s \rightarrow 0$, τότε προκύπτει η ίδια εξίσωση ρεύματος που είχε θεωρηθεί προηγουμένα για ιδανικά

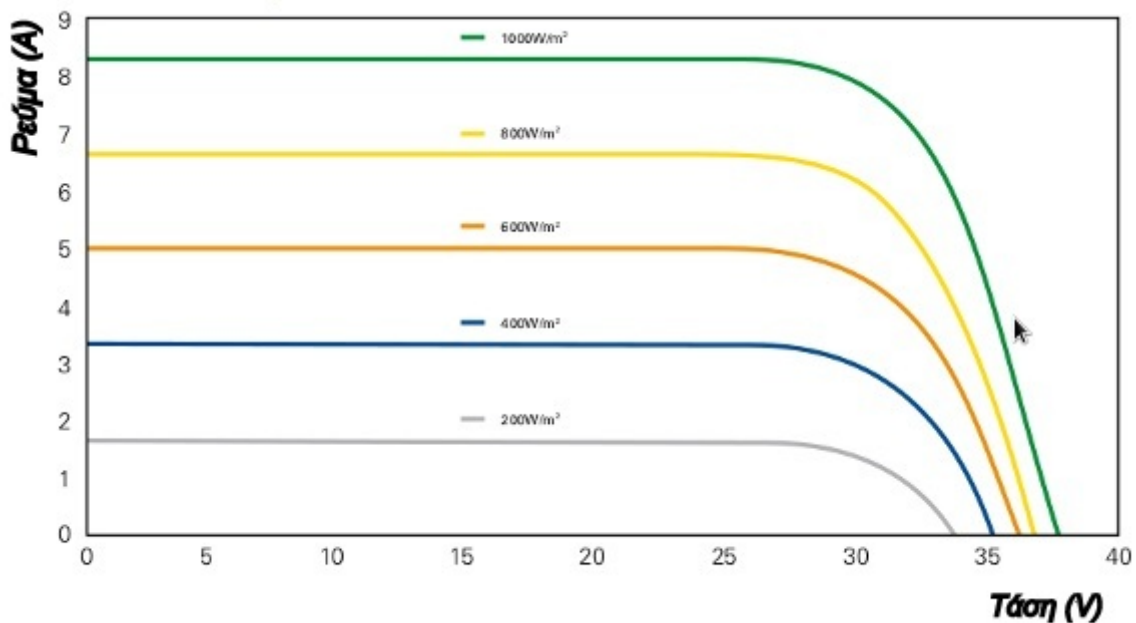
στοιχεία. Όπως είναι επίσης λογικόν πλέον αλλάζουν τα ρεύματα βραχυκύκλωσης και η τάση ανοικτοκύκλωσης.

Γενικά η σχέση ρεύματος και τάσης φωτοβολταϊκού κυττάρου έχει την παρακάτω μορφή



Σχήμα 1.12 I-V φωτοβολταϊκού κυττάρου.

Παρακάτω φαίνεται η σχέση του ρεύματος και της τάσης ενός φωτοβολταϊκού σε σχέση με την πυκνότητα ισχύος.



Σχήμα 1.13 Επιρροή της πυκνότητας ισχύος σε φωτοβολταϊκό των 235 W.

Όπως φαίνεται και στην παραπάνω εικόνα, με αύξηση της ισχύος αυξάνεται πάρα πολύ το ρεύμα βραχυκύκλωσης αλλά και η τάση ανοικτοκύκλωσης. Επιπλέον φαίνεται ξεκάθαρα πως το σημείο μέγιστης ισχύος εξόδου του φωτοβολταϊκού μετακινείται αυξάνοντας την ισχύ εξόδου. Δηλαδή με αύξηση της πυκνότητας ισχύος της ακτινοβολίας αυξάνεται και η ισχύς εξόδου του φωτοβολταϊκού.

Σε σταθερές συνθήκες φωτισμού του φωτοβολταϊκού στοιχείου, η αναλογία μεταξύ του εμβαδού του ορθογωνίου μέγιστης ισχύος ($I_{max}V_{max}$) προς το εμβαδόν του μέγιστου ορθογωνίου

$I_{sc}V_{oc}$ που μπορεί να εγγραφεί στη χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας ονομάζεται συντελεστής πλήρωσης FF (Fill Factor).

$$FF = I_{max} \frac{V_{max}}{(I_{sc}V_{oc})} \quad (1.13)$$

Για το ιδανικό φωτοβολταϊκό στοιχείο ($R_s \rightarrow 0$ και $R_{shunt} \rightarrow \infty$), ο συντελεστής πλήρωσης αγγίζει την μονάδα. Οι ηλεκτρικές παράμετροι FF, I_{sc} , V_{oc} καθορίζουν το συντελεστή απόδοσης του φωτοβολταϊκού στοιχείου και συνιστούν τα κύρια ηλεκτρικά μεγέθη για την αξιολόγηση της λειτουργικής του ικανότητας.

Ο βαθμός απόδοσης του φωτοβολταϊκού προκύπτει από το πηλίκο της αποδιδόμενης ηλεκτρικής ισχύος προς την προσπίπτουσα ισχύ της ηλιακής ακτινοβολίας .

$$\eta = \frac{P_{(\phi,max)}}{P_{\eta\lambda}} = I_{max} \frac{V_{max}}{P_{\eta\lambda}} = I_{sc}V_{oc} \frac{FF}{P_{\eta\lambda}} \quad (1.14)$$

Συνεπώς σύμφωνα με αυτήν την εξίσωση, αναμένεται αυξημένη απόδοση φωτοβολταϊκής μετατροπής με τη μεγιστοποίηση των παραμέτρων FF, I_{sc} , V_{oc} . Ο συντελεστής απόδοσης ενός φωτοβολταϊκού στοιχείου δεν είναι σταθερός, αλλά εξαρτάται σε σημαντικό βαθμό από τη φασματική απόκριση (χρoιά) της ακτινοβολίας, δηλαδή την πυκνότητα ισχύος σε κάθε μήκος κύματος [6].

1.5 Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα Φωτοβολταϊκών

Στον πίνακα 1.1 που ακολουθεί συνοψίζονται τα κύρια πλεονεκτήματα-μειονεκτήματα της χρήσης φωτοβολταϊκών πλαισίων.

Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
<ul style="list-style-type: none"> • Αποτελούν ανεξάρτητη ενεργειακή πηγή • Έχουν χαμηλό κόστος λειτουργίας • Δεν ρυπαίνουν • Είναι αθόρυβα. • Είναι αξιόπιστα. • Λειτουργούν χωρίς κινητά μέρη. • Λειτουργούν και με νεφελώδη ουρανό(διάχυτη ακτινοβολία). • Κατασκευή από υλικό που υπάρχει σε αφθονία (πυρίτιο) • Δημιουργία θέσεων εργασίας • Πλέον αποδοτικά σε χαμηλές θερμοκρασίες. 	<ul style="list-style-type: none"> • Υψηλό αρχικό κόστος • Απαίτηση μεγάλου χώρου • Μηδενική παραγωγή τις νυκτερινές ώρες • Είναι αρκετά ευαίσθητα • Απώλεια ενέργειας στην Dc-Ac μετατροπή • Η ενεργειακή τους απόδοση εξαρτάται από την τοποθεσία • Η παραγωγή ενέργειας επηρεάζεται από πιθανές νεφώσεις και τη ρύπανση του αέρα.

Πίνακας 1.1 Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα φωτοβολταϊκών. [1], [2], [3], [4]

1.6 Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας

Σκοπός της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας είναι η βελτιστοποίηση της ισχύος παραγωγής μιας φωτοβολταϊκής γεννήτριας για την φόρτιση συσσωρευτή λιθίου μέσω ενός μετατροπέα Fly-back. Μέσω της μεθόδου εύρεσης ισχύος μέγιστης ισχύος, το φωτοβολταϊκό παράγει γρήγορα την μέγιστη ισχύ που μπορεί την οποία και μεταβιβάζει με ασφαλή τρόπο στην μπαταρία εξόδου. Παρουσιάζονται λεπτομερώς πολλαπλοί μέθοδοι MPPT και μελετάται ο τρόπος βελτίωσης της διάδοσης της ισχύος στην έξοδο καθώς και η επίτευξη της ασφάλειας των στοιχείων του κυκλώματος του συστήματος.

1.7 Διάρθρωση Διπλωματικής Εργασίας

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

Το 1ο κεφάλαιο αποτελεί μια εισαγωγή του αναγνώστη στο ενεργειακό πρόβλημα που πλήττει τον πλανήτη μας, στον τρόπο λειτουργίας του φωτοβολταϊκού φαινομένου και του φωτοβολταϊκού πάνελ καθώς και τα κύρια πλεονεκτήματα-μειονεκτήματα της μετατροπής της ηλιακής ακτινοβολίας σε ηλεκτρική ενέργεια.

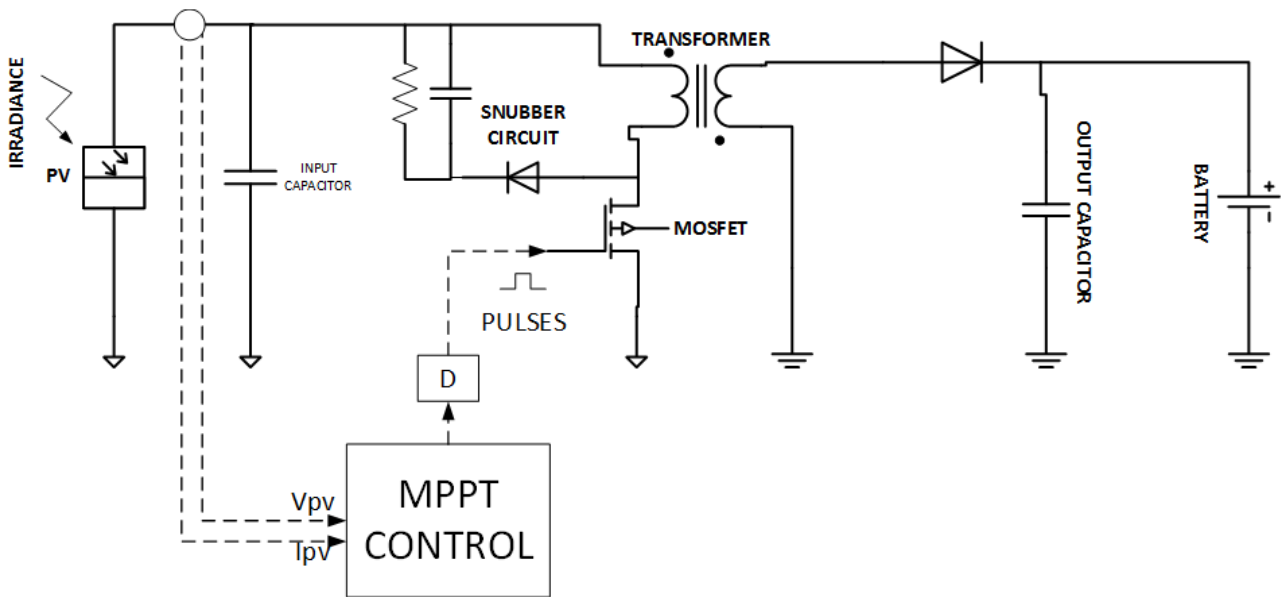
Το 2ο κεφάλαιο συνιστά μια περιγραφή των μετατροπέων τάσεως και ιδίως του μετατροπέα Flyback. Επίσης αναφέρονται οι περιοχές λειτουργίας του μετατροπέα και τα πλεονεκτήματα-μειονεκτήματα που περιλαμβάνει η κάθε μία.

Στο 3ο κεφάλαιο, γίνονται οι υπολογισμοί των στοιχείων που θα χρησιμοποιηθούν στην προσομοίωση της διάταξης, δηλαδή της διόδου, του MOSFET, του μετασχηματιστή καθώς και του κυκλώματος καταστολής υπερτάσεων και γίνεται η επιλογή της μπαταρίας της προσομοίωσης.

Στο 4ο κεφάλαιο, γίνεται αναφορά στην λογική της μεθόδου εύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας καθώς και μια θεωρητική αναφορά μίας μεγάλης ποικιλίας των MPPT μεθόδων. Προσομοιώνονται πολλαπλές μέθοδοι, πραγματοποιείται σύγκριση των μεθόδων, παρουσιάζονται τρόποι βελτιστοποίησης τους ώστε να απογεύγονται οι ταλαντώσεις και να βρίσκουν το σημείο Μέγιστης Ισχύος γρήγορα κάτω από ξαφνικές αλλαγές της ακτινοβολίας και μελετάται πως επηρεάζουν διάφοροι παράμετροι την ισχύ της διάταξης.

Το 5ο κεφάλαιο αφορά τα συμπεράσματα της προσομοίωσης. Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, η επιστημονική συμβολή της εργασίας καθώς και τα προτεινόμενα θέματα για μελέτη.

Κεφάλαιο 2: Μετατροπείς Ισχύος για Σύνδεση Φωτοβολταϊκών Πλαισίων



Σχήμα 2.1 Σχηματικό διάγραμμα διάταξης.

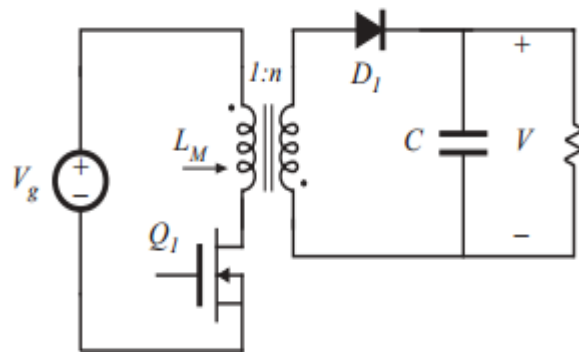
2.1 Εισαγωγή στους Μετατροπείς

Οι μετατροπείς, μετασχηματίζουν την ηλεκτρική ενέργεια χρησιμοποιώντας διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος. Τα τελευταία χρόνια έχουν κερδίσει σημαντικό έδαφος σε σχέση με τις παλαιότερες μεθόδους, καθώς μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την ενοποίηση ηλεκτρικών δικτύων με διαφορετικά χαρακτηριστικά (τάση, ρεύμα, συχνότητα) και επίσης διότι η απόδοσή τους είναι εξαιρετικά υψηλή (της τάξεως του 95%), με αποτέλεσμα να χρησιμοποιούνται ευρέως σε όλους τους τομείς τους σχετιζόμενους με την ενέργεια (παραγωγή, μεταφορά, αποθήκευση και κατανάλωση).

Τα 2 είδη μετατροπέων είναι DC σε DC (DC-DC) και DC σε AC (DC-AC). Οι DC-DC μετατροπείς χρησιμοποιούνται κυρίως σε φορητές ηλεκτρονικές συσκευές όπως τα κινητά και τα laptop και έχουν την δυνατότητα να αυξάνουν (step-up converter) την τάση ή να την μειώνουν (step-down converter). Σε αντίθεση οι DC-AC μετατροπείς μετατρέπουν την DC τάση εισόδου σε AC τάση εξόδου, συνήθως για σύνδεση με δίκτυο.

2.2 Ο Μετατροπέας Flyback

Στα φωτοβολταϊκά συστήματα, η ύπαρξη ενός DC-DC μετατροπέα ανύψωσης ή υποβάθμισης της τάσης εξόδου του φωτοβολταϊκού στοιχείου είναι κάτι συνηθισμένο, ώστε να υπάρχει σύνδεση μεταξύ των δύο διαφορετικών επιπέδων τάσης, δηλαδή της τάσης εξόδου της φωτοβολταϊκής γεννήτριας και της τάσης του ηλεκτρικού φορτίου. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται πολλά είδη μετατροπέων, όπως ο συμβατικός μετατροπέας ανύψωσης (boost), ο buck, ο Cuk, ο μικτός (buck/boost) κτλπ [9]. Στην συγκεκριμένη πτυχιακή εργασία επιλέχθηκε ο μετατροπέας τύπου Flyback, ο οποίος είναι μετατροπέας με μετασχηματιστή που του δίνει την δυνατότητα να ανυψώσει ή να υποβαθμίσει την τάση. Μεγάλο πλεονέκτημα του Flyback μετατροπέα είναι και το γεγονός ότι είναι ηλεκτρικά απομονωμένος. Με τη χρήση μετασχηματιστή επιτυγχάνεται ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος για τροφοδότηση φορτίου μεγαλύτερης ισχύος. Επίσης είναι εφικτή η τροφοδότηση πολλαπλών φορτίων αφού με τη χρήση μετασχηματιστή υπάρχει η δυνατότητα πολλαπλών εξόδων σε διαφορετικά επίπεδα τάσης ανάλογα με τον λόγο μετασχηματισμού. Γενικά ο μετατροπέας τύπου Flyback χρησιμοποιείται σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος από 20 ως 200W.



Σχήμα 2.2 Μετατροπέας Flyback.

Όπως φαίνεται και στην εικόνα ο μετατροπέας Flyback αποτελείται από μια τάση εισόδου, έναν μετασχηματιστή, έναν διακόπτη (συνήθως MOSFET), μία δίοδο, έναν πυκνωτή και το φορτίο εξόδου. Αν και υπάρχουν διάφορες κατηγορίες ημιαγωγικών στοιχείων, με πιο σημαντικές τα IGBT, BJT και τα MOSFET ισχύος, επιλέχθηκε το MOSFET καθώς η υψηλή συχνότητα λειτουργίας του το καθιστά κατάλληλο για εφαρμογές διακοπτικών τροφοδοτικών (στην συγκεκριμένη περίπτωση 20 KHz).

Επίσης οι χρόνοι έναυσης και σβέσης είναι μικρότεροι σε σχέση με άλλα ημιαγωγικά στοιχεία. Ένα από τα πιο σημαντικά μειονεκτήματα του MOSFET είναι ότι συγκριτικά με τα BJT και IGBT έχει την μεγαλύτερη αντίσταση αγωγής. Όμως, επειδή η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας είναι συνήθως πολύ υψηλή, οι απώλειες αγωγής είναι πολύ μικρότερες από τις διακοπτικές απώλειες. Τέλος, το MOSFET αποτελεί την πιο συμφέρουσα λύση από άποψη επιδόσεων και κόστους [10].

Πριν την περιγραφή της λειτουργίας του μετατροπέα τύπου Flyback, πρέπει να αποσαφηνιστεί η έννοια του μετασχηματιστή. Στην πράξη δεν λειτουργεί σαν μετασχηματιστής, αλλά σαν πηνίο με επιπρόσθετα τυλίγματα, αφού όπως θα εξηγηθεί και στην συνέχεια όταν άγει το πρωτεύον, το δευτερεύον (ή δευτερεύοντα) βρίσκεται σε αποκοπή και το αντίθετο. Η περιγραφή της λειτουργίας του μετατροπέα τύπου Flyback σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει στην μόνιμη κατάσταση ισορροπίας δηλαδή μετά το πέρας του μεταβατικού φαινομένου, για μηδενικούς χρόνους μετάβασης και για ιδανικά στοιχεία. Θα θεωρηθούν μηδενικές οι απώλειες αγωγής και οι παρασιτικές χωρητικότητες. Τέλος ο έλεγχος του μετατροπέα θα γίνει με τη χρήση της τεχνικής διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM), όπου η διακοπτική συχνότητα θα παραμένει σταθερή και ο έλεγχος της τάσης εξόδου θα γίνεται με την μεταβολή του λόγου κατάτμησης D (duty cycle) που δίνεται από την σχέση :

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.1)$$

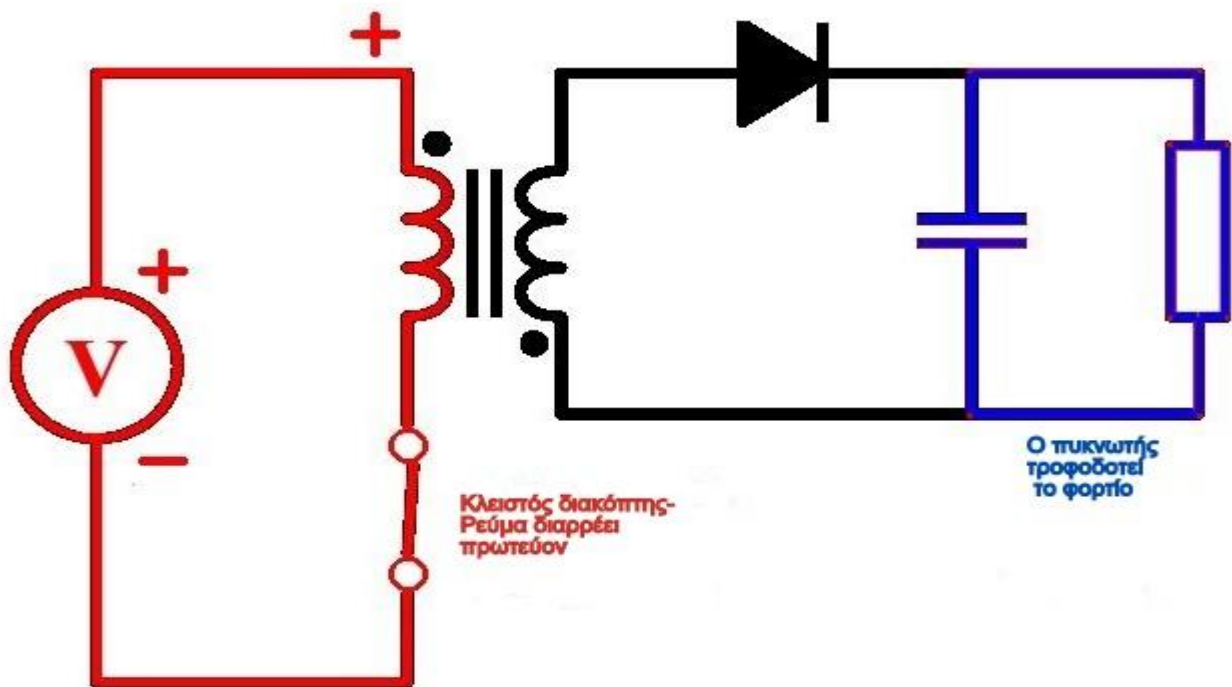
Όπου

T_{on} : ο χρόνος που άγει το MOSFET σε μία περίοδο (ο χρόνος που είναι κλειστός ο διακόπτης)

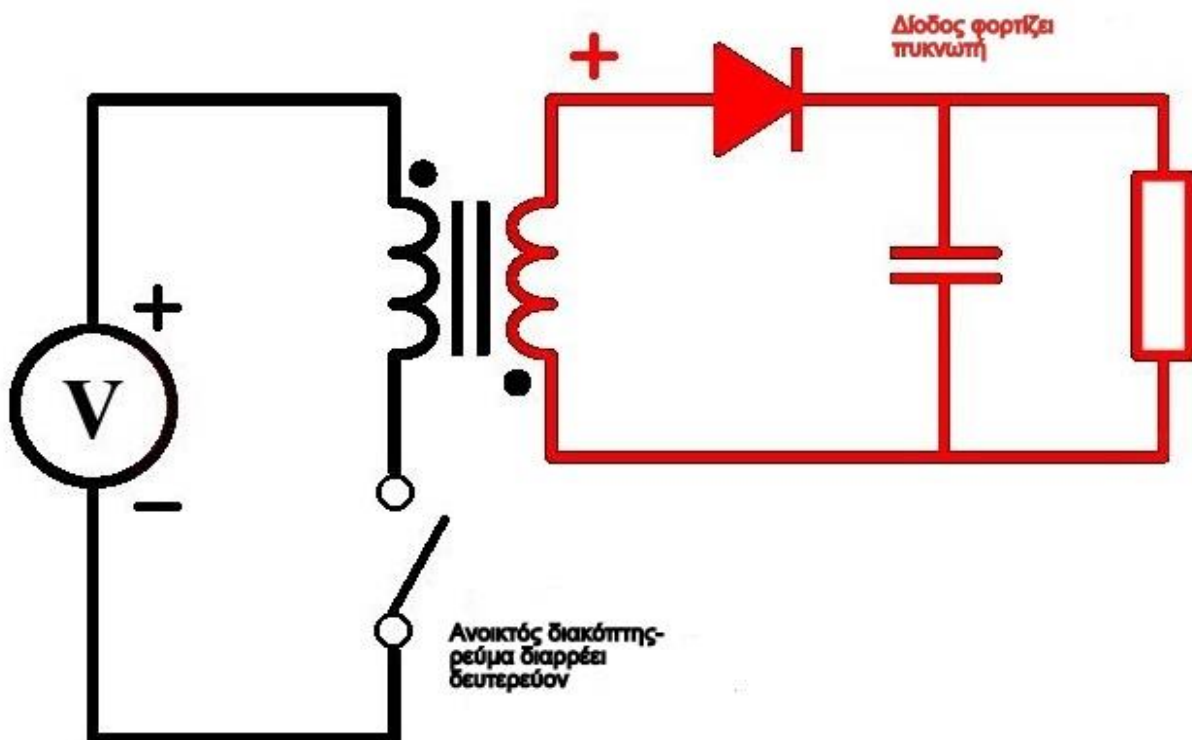
T_s : η περίοδος αγωγής του MOSFET [11].

Κατά την περίοδο αγωγής του τρανζίστορ στο πρωτεύον του μετασχηματιστή, δηλαδή όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, εφαρμόζεται σταθερή τάση, η τάση εισόδου. Το ρεύμα στο πρωτεύον αυξάνεται γραμμικά και κατά συνέπεια μαγνητίζεται ο πυρήνας. Παράλληλα αναπτύσσεται τάση εξ επαγωγής στο δευτερεύον, με τέτοια πολικότητα ώστε η δίοδος στην έξοδο να πολώνεται ανάστροφα με αποτέλεσμα το δευτερεύον να μην άγει και ο πυρήνας συνεχίζει να μαγνητίζεται καθ' όλη τη διάρκεια αγωγής του τρανζίστορ. Το φορτίο στην έξοδο συντηρείται από το φορτίο του πυκνωτή που βρίσκεται παράλληλα στην έξοδο.

Κατά την περίοδο αποκοπής η πηγή δεν μπορεί να τροφοδοτήσει τον πυρήνα συνεπώς το ρεύμα τώρα μειώνεται γραμμικά. Σαν συνέπεια αυτού, στα πηνία πρωτεύοντος και δευτερεύοντος αλλάζει πολικότητα, με αποτέλεσμα να πολώνεται ορθά η διάδος στην έξοδο και να απομαγνητίζεται ο πυρήνας. Ακολούθως η ενέργεια που έχει συσσωρευτεί στον πυρήνα μεταφέρεται στην έξοδο τροφοδοτώντας έτσι το φορτίο.



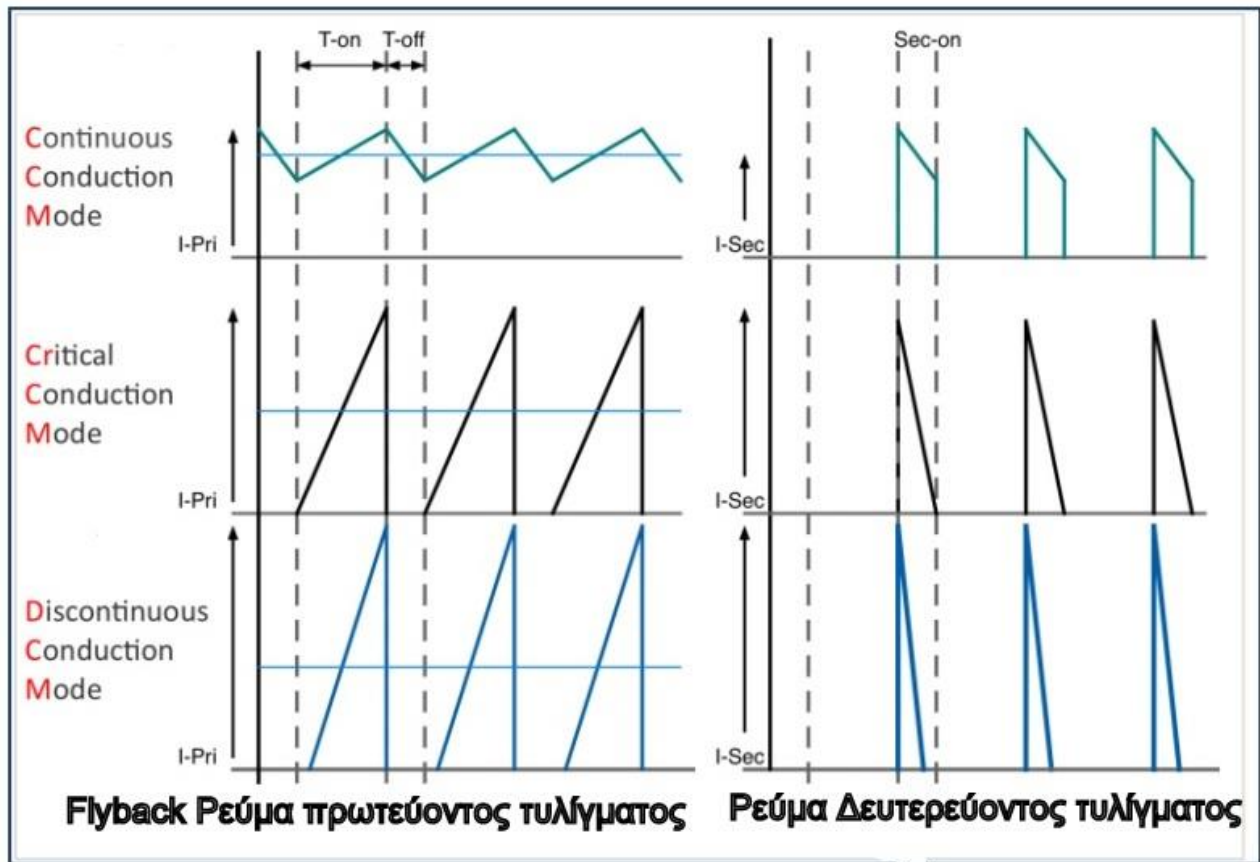
Σχήμα 2.3 Flyback μετατροπέας σε κατάσταση αγωγής (κλειστός διακόπτης).



Σχήμα 2.4 Flyback μετατροπέας σε κατάσταση αποκοπής (ανοικτός διακόπτης)

2.3 Περιοχές Λειτουργίας του Μετατροπέα

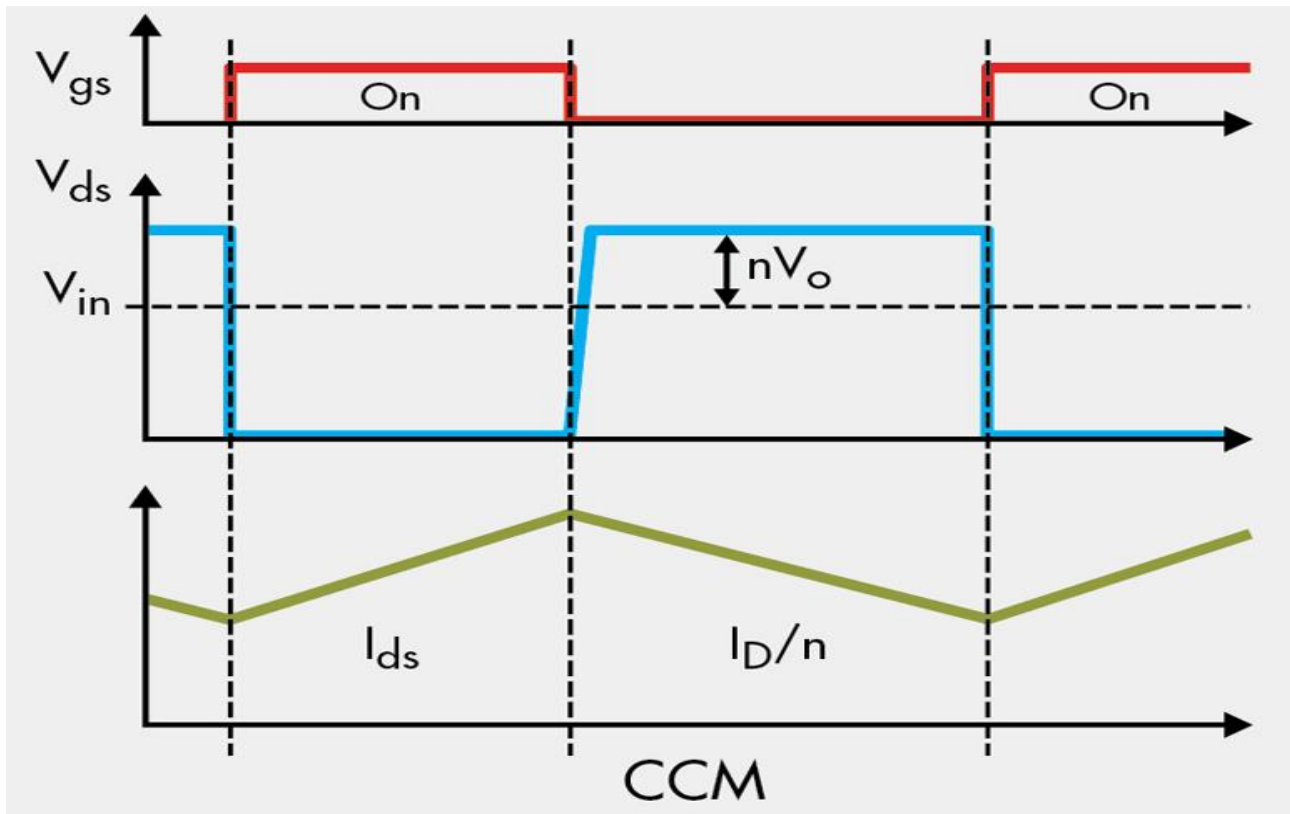
Υπάρχουν τρεις καταστάσεις λειτουργίας για τον μετατροπέα. Η κατάσταση συνεχούς αγωγής, ασυνεχούς αγωγής και το όριο συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής (κρίσιμη αγωγή). Η κρίσιμη αγωγή είναι όταν ο μετατροπέας δουλεύει στο όριο συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής. Το ρεύμα στο δευτερεύον καθορίζει την κατάσταση λειτουργίας του μετατροπέα. Η περιοχή συνεχούς αγωγής ρεύματος προκύπτει όταν το ρεύμα μαγνήτισης δεν μηδενίζεται ποτέ, η περιοχή ασυνεχούς αγωγής όταν το ρεύμα μαγνήτισης μηδενίζεται για ένα μικρό χρονικό διάστημα κατά την διάρκεια αποκοπής του τρανζίστορ. Πιο συγκεκριμένα, στην ασυνεχή λειτουργία (DCM), όλη η ενέργεια που είχε αποθηκευτεί στον πυρήνα του μετασχηματιστή μεταδίδεται στο δευτερεύον κατά την διάρκεια της αποκοπής του MOSFET και κατά συνέπεια το ρεύμα στο πρωτεύον πέφτει στην μηδενική τιμή πριν ο διακόπτης (το MOSFET) ανοίξει. Στην συνεχή λειτουργία (CCM), η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στον μετασχηματιστή δεν μεταφέρεται όλη στο δευτερεύον με αποτέλεσμα το ρεύμα στο πρωτεύον να μην προλάβει να μηδενιστεί πριν τον επόμενο διακοπτικό κύκλο.



Σχήμα 2.5 Ρεύματα πρωτεύοντος και δευτερεύοντος σε συνεχή κατάσταση (Continuous Conduction Mode), σε ασυνεχή (Discontinuous Conduction Mode) και στο όριο μεταξύ τους (Critical Conduction Mode).

Για κάθε περιοχή λειτουργίας έχουν διαφορετικές τιμές οι τάσεις και τα ρεύματα του κυκλώματος, οπότε θα πρέπει να αναλυθεί κάθε μία ξεχωριστά.

2.3.1 Περιοχή Συνεχούς Λειτουργίας (Continuous Conduction Mode, CCM)



Σχήμα 2.6 Τάσεις και ρεύμα στην περιοχή συνεχούς λειτουργίας.

Χρονική περίοδος αγωγής του τρανζίστορ ($0 < t < DT_s$)

$$\text{Ρεύμα διόδου: } I_d(t) = 0 \quad (2.2)$$

$$\text{Τάση διόδου: } V_d = \frac{V_i}{n} + V_o \quad (2.3)$$

$$\text{Ρεύμα τρανζίστορ: } I_s(t) = I_{(L_1)}(t) \quad (2.4)$$

(το ρεύμα του τρανζίστορ είναι ίδιο με του πρωτεύοντος)

$$\text{Τάση τρανζίστορ: } V_{ds} = 0 \quad (2.5)$$

(αφού βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής το τρανζίστορ)

$$\text{Ρεύμα πρωτεύοντος: } I_{(L_1)}(t) = I_{(L_1, \min)} + V_i \frac{t}{L_1} \quad (2.6)$$

Χρονική περίοδος αποκοπής του τρανζίστορ ($DT_s < t < T_s$)

$$\text{Ρεύμα διόδου: } I_d(t) = I_{(L_1)}(t)n \quad (2.7)$$

$$\text{Τάση διόδου: } V_d = 0 \quad (2.8)$$

$$\text{Ρεύμα τρανζίστορ: } I_s(t) = 0 \quad (2.9)$$

$$\text{Τάση τρανζίστορ: } V_s = V_i + nV_o \quad (2.10)$$

$$\text{Ρεύμα πρωτεύοντος: } I_{(L_1)}(t) = I_{(L_1, \max)} - nV_o \frac{t}{L_1} \quad (2.11)$$

$$\Delta I_{(L_1)} = I_{(L_1, \max)} - I_{(L_1, \min)} = V_i D \frac{T_s}{L_1} \quad (2.12)$$

Συνάρτηση μεταφοράς τάσης μετατροπέα Flyback σε συνεχή περιοχή λειτουργίας

Επειδή, πρόκειται για μόνιμη κατάσταση λειτουργίας η μέση τιμή της τάσης στο πηνίο του πρωτεύοντος, σε μια περίοδο, θα είναι μηδέν. Δηλαδή:

$$V_{(L_1, \text{av})} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{L1} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{L1} dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} -nV_o dt = V_i D + nV_o(D - 1) \rightarrow \quad (2.13)$$

$$n \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{(1-D)} \quad (2.14)$$

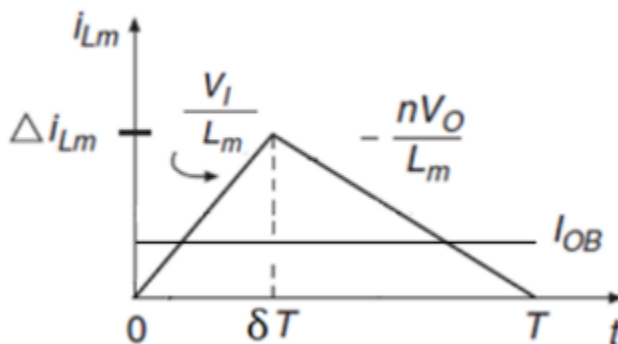
Παρατηρείται πως στην κατάσταση συνεχούς λειτουργίας, η τάση εξόδου V_o εξαρτάται από την τάση εισόδου V_i , τον λόγο κατάτμησης D και τον λόγο μετασχηματισμού. Επιλέγοντας κατάλληλα τον λόγο μετασχηματισμού, δίνεται η δυνατότητα στο σχεδιαστή να βελτιστοποιήσει τον λόγο κατάτμησης αποφεύγοντας έτσι ακραίες τιμές του με αποτέλεσμα να ελαχιστοποιούνται οι μέγιστες τιμές των ρευμάτων που διαρρέουν τα ημιαγωγικά στοιχεία. Το γεγονός αυτό αποτελεί ένα από τα πιο σημαντικά πλεονεκτήματα του μετατροπέα Flyback σε σχέση με μετατροπείς άλλου είδους.

Εφόσον έχει θεωρηθεί ότι δεν υπάρχουν απώλειες στο κύκλωμα (κάτι το οποίο ρεαλιστικά δεν γίνεται) η ισχύς εισόδου είναι ίση με την ισχύ εξόδου. Οπότε:

$$P_i = P_o \rightarrow V_i I_i = V_o I_o \rightarrow \frac{I_o}{(nI_i)} = \frac{(1-D)}{D} \quad [15] \quad (2.15)$$

2.3.2 Κρίσιμη Περιοχή Λειτουργίας (Όριο Μεταξύ CCM και DCM)

Η συνεχής και η ασυνεχής κατάσταση λειτουργίας εξαρτάται από το μηδενισμό ή μη του ρεύματος που διαρρέει το δευτερεύον τυλίγμα του μετασχηματιστή κατά το διάστημα που το ημιαγωγικό στοιχείο βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής. Η οριακή κατάσταση συμβαίνει όταν το ρεύμα που διαρρέει το δευτερεύον μηδενιστεί ακριβώς τη στιγμή που ανάβει το ημιαγωγικό στοιχείο.



Σχήμα 2.7 Ρεύμα κύριας επαγωγής στην κρίσιμη περιοχή.

Σημαντικό μέγεθος το οποίο πρέπει να είναι γνωστό κατά τη σχεδίαση του μετατροπέα είναι το ρεύμα εξόδου στο όριο των δυο περιοχών λειτουργίας. Ο υπολογισμός του συγκεκριμένου ρεύματος γίνεται με τη βοήθεια της κυματομορφής του ρεύματος του δευτερεύοντος τυλίγματος του

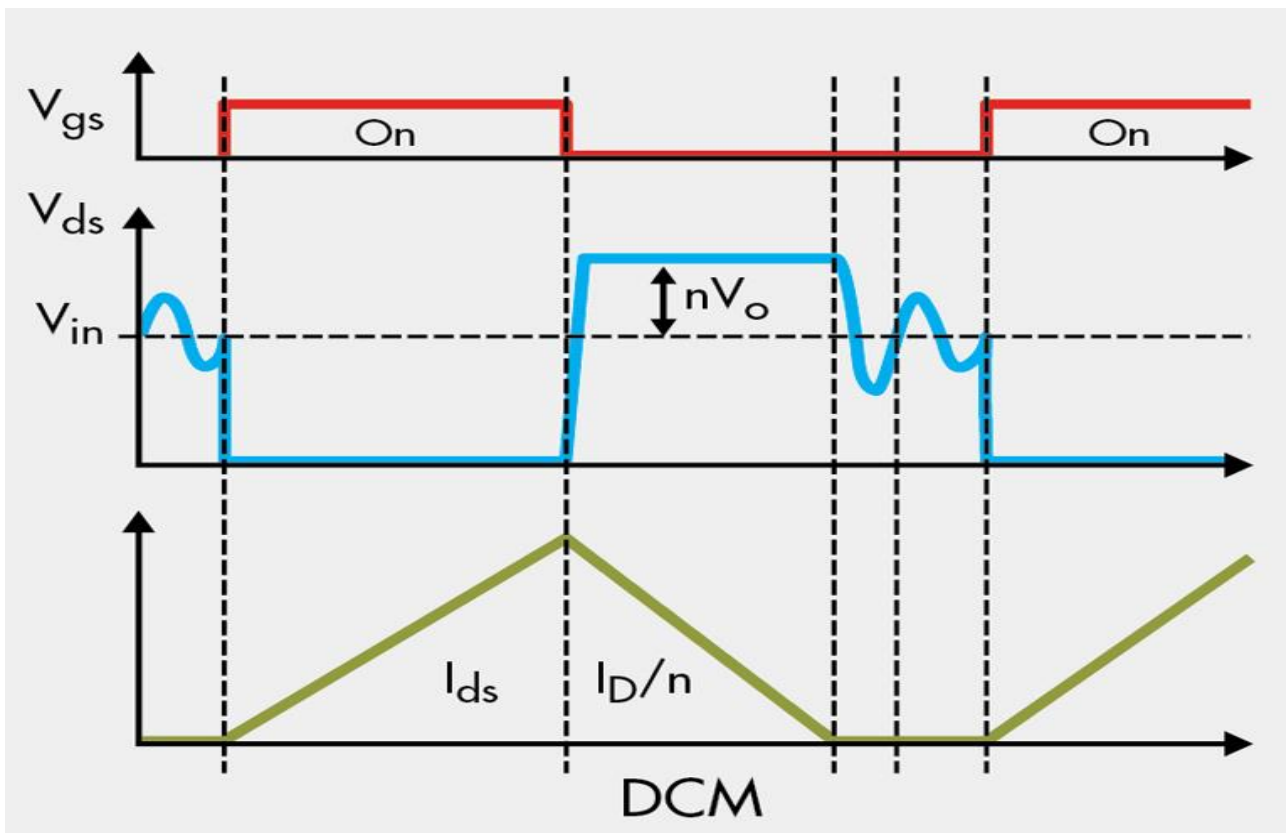
μετασχηματιστή. Το ρεύμα αυτό είναι ίσο με το ρεύμα της επαγωγής μαγνήτισης κατά την περίοδο αποκοπής του ημιαγωγικού στοιχείου. Δεδομένου ότι η μέση τιμή του ρεύματος στη μόνιμη κατάσταση είναι μηδέν βρίσκεται:

$$I_o(t) = I_{Co}(t) + I_{D0}(t) = \frac{1}{T_s} \int i_{co} dt + \int i_{do} dt \rightarrow I_o = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} V_o \frac{(T_s-t)}{\left(\frac{L_1}{n^2}\right)} dt \rightarrow \quad (2.16)$$

$$I_o = V_o n^2 T_s \frac{(1-D)^2}{2L_1} \quad [10] \quad (2.17)$$

2.3.3 Περιοχή Ασυνεχούς Λειτουργίας (Discontuous Conduction Mode, DCM)

Στην περιοχή ασυνεχούς λειτουργίας η επαγωγή μαγνήτισης του μετασχηματιστή έχει απομαγνητιστεί πλήρως πριν το τέλος της περιόδου λειτουργίας του μετατροπέα και το ρεύμα έχει μηδενική τιμή για ένα μεγάλο μέρος της διακοπτικής περιόδου. Το ρεύμα θα γίνει θετικό μόνο όταν αρχίσει ξανά να μαγνητίζεται ο πυρήνας το οποίο θα συμβεί όταν κλείσει ο διακόπτης.



Σχήμα 2.8 Τάσεις και ρεύμα στην περιοχή ασυνεχούς λειτουργίας.

Χρονική περίοδος αγωγής του τρανζίστορ ($0 < t < DT_s$)

$$\text{Τάση διόδου: } V_d = \frac{V_i}{n} + V_o \quad (2.18)$$

$$\text{Ρεύμα διόδου: } I_d(t) = 0 \quad (2.19)$$

$$\text{Τάση τρανζίστορ: } V_s = 0 \quad (2.20)$$

$$\text{Ρεύμα τρανζίστορ: } I_s(t) = I_{(L_1)}(t) \quad (2.21)$$

$$\text{Ρεύμα πρωτεύοντος: } I_{L1}(t) = V_i \frac{t}{L_1} \quad (2.22)$$

$$I_{(L1,min)} = 0 \quad (2.23)$$

$$\Delta I_{(L1)} = I_{(L1,max)} = V_i D \frac{T_s}{L_1} \quad (2.24)$$

Χρονική περίοδος αποκοπής μέχρι να μηδενιστεί το ρεύμα του πηνίου ($DT_s < t < (D + D_1)T_s$)

$$\text{Τάση διόδου: } V_d = 0 \quad (2.25)$$

$$\text{Ρεύμα διόδου: } I_d(t) = nI_{(L1)}(t) \quad (2.26)$$

$$\text{Τάση τρανζίστορ: } V_{gs} = V_i + nV_o \quad (2.27)$$

$$\text{Ρεύμα τρανζίστορ: } I_s(t) = 0 \quad (2.28)$$

$$\text{Ρεύμα πρωτεύοντος: } I_{(L1)}(t) = I_{(L1,max)} - nV_o \frac{(t-DT_s)}{L_1} \quad (2.29)$$

$$\Delta I_{(L1)} = I_{(L1,max)} = nV_o D_1 \frac{T_s}{L_1} \quad (2.30)$$

Χρονική περίοδος αποκοπής του τρανζίστορ για μηδενικό ρεύμα πηνίου ($(D + D_1)T_s < t < T_s$)

Ρεύμα πρωτεύοντος=Ρεύμα διόδου=Ρεύμα τρανζίστορ=0

$$\text{Τάση διόδου: } V_d = V_o \quad (2.31)$$

$$\text{Τάση τρανζίστορ: } V_{gs} = V_i \quad (2.32)$$

Συνάρτηση μεταφοράς τάσης μετατροπέα Flyback σε ασυνεχή περιοχή λειτουργίας.

Ακριβώς όπως και σε CCM, έτσι και σε DCM η μέση τιμή της τάσης του μετασχηματιστή είναι μηδενική εφόσον ο μετασχηματιστής όση ενέργεια αποθήκευσε, τόση έδωσε.

$$V_{(L1,av)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{L1} dt = 0 \rightarrow n \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D_1} \rightarrow V_o = D \frac{V_i}{(nD_1)} \quad (2.33)$$

$$I_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \left(\frac{I_{(L1,max)}}{n} - \frac{V_o}{\left(\frac{L_1}{n^2}\right)} t \right) dt = nV_1 D T_s \frac{D_1}{L_1} - V_o D_1^2 \frac{T_s}{\left(2\frac{L_1}{n^2}\right)} \rightarrow \quad (2.34)$$

$$D_1 = 2I_o \frac{L_1}{(nV_i D T_s)} \rightarrow n \frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{\left(2I_o \frac{L_1}{(nV_1 T_s)}\right)} \quad [11] \quad (2.35)$$

Από την παραπάνω σχέση φαίνεται πως στην DCM η τάση εξόδου V_o εξαρτάται όχι μόνο από την τάση εισόδου, τον λόγο κατάτμησης και τον λόγο μετασχηματισμού, αλλά και από το ρεύμα εξόδου I_o , την περίοδο T_s και την επαγωγή πρωτεύοντος L_1 . Αυτό προφανώς συνεπάγεται πολύ μεγαλύτερη δυσκολία στον έλεγχο της τάσης εξόδου σε σχέση με την CCM.

2.3.4 Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα Κάθε Περιοχής.

Κάθε περιοχή παρουσιάζει πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα με βάση τα οποία ο μηχανικός οφείλει να κάνει κάποιους συμβιβασμούς και να επιλέξει την περιοχή που ικανοποιεί περισσότερο τις προδιαγραφές της λειτουργίας που επιθυμεί για την διάταξη. Στον πίνακα 2.1 που ακολουθεί συνοψίζονται τα πλεονεκτήματα-μειονεκτήματα που εμφανίζονται με την λειτουργία του μετατροπέα σε κάθε μία από τις 3 περιοχές αγωγής (Συνεχής, Ασυνεχής, Κρίσιμη).

	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 • Προβλήματα Αστάθειας
Ασυνεχής Αγωγή	<ul style="list-style-type: none"> • Μηδενικές απώλειες ανάστροφης ανάκτησης διόδου. • Μικρότερες τιμές στις αυτεπαγωγές και άρα μικρότερο σε μέγεθος μετασχηματιστής 	<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
Κρίσιμης Περιοχή	<ul style="list-style-type: none"> • Μηδενικές απώλειες ανάστροφης ανάκτησης διόδου. • Μικρότερες τιμές στις αυτεπαγωγές και άρα μικρότερος σε μέγεθος ο μετασχηματιστής • MOSFET με μικρή αντίσταση αγωγής μπορεί να χρησιμοποιηθεί. 	<ul style="list-style-type: none"> • Μεγάλη κυμάτωση και μέγιστο ρεύμα • Υψηλότερες απώλειες πυρήνα • Μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος στον πυκνωτή • Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα

Πίνακας 2.1 Πλεονεκτήματα - Μειονεκτήματα περιοχών λειτουργίας αγωγής. [9]

Φαίνεται λοιπόν το μεγάλο πλεονέκτημα του CCM σε σχέση με το DCM είναι η μικρότερη τιμή μέγιστου ρεύματος που προκαλείται στα στοιχεία. Ωστόσο το DCM χρησιμοποιείται περισσότερο όταν υπάρχουν μικρές τιμές ισχύος, όπως στην περίπτωση μας. Επιπλέον είναι

σημαντικό να έχει μικρό μέγεθος ο μετασχηματιστής στην συγκεκριμένη περίπτωση οπότε προκειμένου να ικανοποιούνται αρκετά κριτήρια θα επιλεγθεί η περιοχή λειτουργίας να είναι το όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς. Έτσι θα διατηρηθεί ταυτόχρονα μικρή η μέγιστη τιμή του μέγιστου ρεύματος, το μέγεθος του μετασχηματιστή και η επαγωγή του πρωτεύοντος.

Κεφάλαιο 3: Διαστασιολόγηση Διάταξης Ηλιακής Φόρτισης Μπαταριών

3.1 Προδιαγραφές Συστήματος

Ο σωστός υπολογισμός του λόγου μετασχηματισμού του μετασχηματιστή απομόνωσης είναι ιδιαίτερα σημαντικός για τον μετατροπέα Flyback και συνδέεται άμεσα με τρεις λόγους. Πρώτον, ο υπολογισμός του πρέπει να γίνει έτσι ώστε κατά τη λειτουργία του μετατροπέα να μην απαιτούνται μεγάλες τιμές του λόγου κατάτμησης. Δεν είναι επιθυμητές μεγάλες τιμές του λόγου κατάτμησης γιατί τότε θα υπήρχαν μεγάλες τιμές του ρεύματος που διαρρέει το ημιαγωγικό στοιχείο με αποτέλεσμα μεγάλες απώλειες αγωγής. Δεύτερον, ο λόγος μετασχηματισμού δεν πρέπει να έχει πολύ μεγάλες τιμές για την αποφυγή μεγάλης πτώσης τάσης στα άκρα του ημιαγωγικού στοιχείου όταν αυτό βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής, επειδή τότε η τάση στα άκρα του είναι ίση με $V_i + nV_o$. Καθώς και πολύ μικρές τιμές γιατί όταν η δίοδος είναι σε κατάσταση αποκοπής η τάση στα άκρα της είναι ίση με $\frac{V_i}{n} + V_o$. Τρίτον, ο λόγος μετασχηματισμού δεν πρέπει επίσης να πάρει μεγάλες τιμές για λόγους οικονομικής σχεδίασης γιατί όσο μικρότερος είναι τόσο λιγότερες περιελίξεις θα έχει το δευτερεύον [10].

Θα πρέπει οπωσδήποτε να ληφθούν υπόψιν παρασιτικές χωρητικότητες καθώς και ροή σκέδασης για την πραγματική προσέγγιση του κυκλώματος και την εύρεση των στοιχείων. Η σκέδαση L_1 του μετασχηματιστή, οφείλεται από τη μια στο γεγονός της μη τέλειας ζεύξης μεταξύ των τυλιγμάτων, και από την άλλη στη χρησιμοποίηση του διακένου το οποίο μειώνει την κύρια αμοιβαία επαγωγή L_m του μετασχηματιστή. Η παρασιτική χωρητικότητα οφείλεται στην παρασιτική χωρητικότητα του MOSFET, των τυλιγμάτων και της διόδου Schottky (αν χρησιμοποιηθεί) στην έξοδο (ανηγμένη στο πρωτεύον). Στο κύκλωμα όλες οι παρασιτικές χωρητικότητες μοντελοποιούνται με έναν πυκνωτή συνδεδεμένο παράλληλα στον διακόπτη. Ιδιαίτερη αναφορά πρέπει να γίνει στην σκέδαση του κυκλώματος. Όταν άγει το τρανζίστορ, η επαγωγή του πρωτεύοντος μαγνητίζεται, δηλαδή η κύρια επαγωγή και η σκέδαση του πρωτεύοντος αποθηκεύουν ενέργεια. Το δευτερεύον τυλίγμα δεν άγει με αποτέλεσμα να υπάρχει μηδενική ζεύξη μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος δηλαδή κατά την περίοδο αγωγής του τρανζίστορ συμμετέχει μόνο η σκέδαση του πρωτεύοντος. Κατά την μετάβαση (κλείσιμο) όμως του διακόπτη υπάρχει ζεύξη μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος από την στιγμή που άγουν και τα δύο τυλίγματα και σαν συνέπεια αυτού η κλίση με την οποία μειώνεται το ρεύμα του πρωτεύοντος εξαρτάται από όλη την σκέδαση του κυκλώματος, αλλά επειδή η σκέδαση του δευτερεύοντος είναι αμελητέα ποσότητα σε σχέση με την σκέδαση του πρωτεύοντος από εδώ και πέρα η σκέδαση όλου του κυκλώματος θα μοντελοποιείται με ένα πηνίο στο πρωτεύον.

3.2 Επιλογή Συσσωρευτή

Ως συσσωρευτής επιλέχθηκε μπαταρία λιθίου τύπου ENERGIZER L91 . Ονομαστική τάση έχει 1.5 Volt και εσωτερική αντίσταση 0.14 mΩ και τοποθετούνται σε σειρά 8 τέτοιες μπαταρίες για την επίτευξη της τάσεως των 12 Volt και 1.12 Ω.

Οι λόγοι με βάση τους οποίους επιλέχθηκε μπαταρία λιθίου είναι οι παρακάτω:

- Έχουν πολύ καλή απόδοση, κάτι το οποίο είναι απαραίτητο στα φωτοβολταϊκά μιας και αυτά έχουν χαμηλό βαθμό απόδοσης.
- Έχουν μεγάλη διάρκεια ζωής, το οποίο βολεύει καθώς τα φωτοβολταϊκά συστήματα δεν χρειάζονται συνεχή συντήρηση.
- Παρά το αυξημένο αρχικό τους κόστος, είναι οικονομικοί για πολυετή χρήση, και τα φωτοβολταϊκά συστήματα λειτουργούν για πολλά έτη.

- Έχουν χαμηλό βάρος και όγκο κάτι το οποίο είναι σημαντικό σε περίπτωση που χρειαστεί να αποθηκευτούν σε ένα σπίτι και να προφυλαχθούν.

- Λειτουργούν σε ένα ευρύ φάσμα θερμοκρασιών -20C με +60 C το οποίο ικανοποιεί τις απαιτήσεις της συγκεκριμένης εργασίας.

- Έχουν μεγάλη χωρητικότητα, το οποίο είναι απαραίτητο στα φωτοβολταϊκά μιας και μπορεί να χρησιμοποιηθεί κατά τη διάρκεια μερικών ημερών πολύ συννεφιασμένου καιρού, ή σε κάποια περίπτωση ανάγκης εάν παρουσιαστεί βλάβη σε κάποιο τμήμα του φωτοβολταϊκού συστήματος (αυτόνομα φ/β συστήματα). [12], [13]

- Το ρεύμα που θα διαρρέει το σύστημα που μελετάται δεν υπερβαίνει σε καμία περίπτωση το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα της συστοιχίας συσσωρευτών.

Με βάση αυτά τα κριτήρια επιλέχθηκαν μπαταρίες τύπου ιόντων λιθίου για την συγκεκριμένη εφαρμογή.

Επειδή η μπαταρία έχει μια πτώση τάσης λόγω της εσωτερικής της αντίστασης, η τάση στα άκρα της δεν θα είναι 12 Volt και άρα η τάση εξόδου δεν θα είναι 12 Volt. Τυπική απόδοση για μετατροπέα Flyback είναι 0,85-0,9. Θεωρώντας ότι φτάνουν στην έξοδο το 85% της μέγιστης ισχύος που μπορεί να παράξει το φωτοβολταϊκό, δηλαδή 17 Watt, βρίσκεται:

$$P_{out} = V_{out} * I_{out} \rightarrow 17 = (12 + I_{out} * R_{es}) * I_{out} \quad (3.1)$$

από την οποία εξίσωση βρίσκονται τα αποτελέσματα $I_{out} = 1.27 \text{ Amperes}$ και $V_{out} = 13.41 \text{ Volts}$.

Άρα το δευτερεύον θα διαρρέεται από ρεύμα 1.27 Amperes και ο συσσωρευτής εξόδου θα έχει τάση στα άκρα του ίση με 13.41 Volts.

Τα πειραματικά στοιχεία είναι :

$$f = 20\text{kHz}, V_{out} = 13.41\text{Volts}, P_{(i_{max})} = 20\text{Watt}, V_{(i_{mppt})} = 17.2 \text{ Volts}.$$

Η περιοχή λειτουργίας του μετατροπέα θα είναι το όριο μεταξύ CCM και DCM.

Ο υπολογισμός των στοιχείων θα γίνει για την περιοχή συνεχούς λειτουργίας και μετά την εύρεση των στοιχείων θα γίνει η αλλαγή τους για να είναι στην κρίσιμη περιοχή λειτουργίας (επιθυμείται να είναι στο όριο μεταξύ CCM-DCM ή τουλάχιστον λίγο μέσα σε DCM παρά σε CCM).

Απο την σχέση (2.14) είχε βρεθεί πως :

$$n \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{(1-D)} \quad (3.2)$$

Άρα

$$n = \frac{D}{(1-D)} \left(\frac{V_i}{V_o} \right) \quad (3.3)$$

Τυπική επιλογή για τέτοιες περιπτώσεις είναι λόγος κατάτμησης 0.5 και βρίσκεται

$$n = \frac{0.5}{0.5} \times \frac{17.2}{13.41} = 1.3$$

Επιπλέον καλή επιλογή για πυκνωτή εισόδου θεωρείται 1-3μF ανά Watt ισχύος εισόδου [15]. Οπότε με 20 Watt στην είσοδο και 1μF ανά Watt το οποίο είναι η πιο συνηθισμένη επιλογή, ο πυκνωτής εισόδου έχει 20μF χωρητικότητα.

3.3 Υπολογισμός Προδιαγραφών Διόδου

Τα σημαντικότερα κριτήρια με βάση τα οποία γίνεται η επιλογή της διόδου ισχύος του μετατροπέα Flyback είναι η τάση διάσπασης ανάστροφης πόλωσης, η οποία είναι η μέγιστη ανάστροφη τάση που μπορεί να αποκόψει η διάδος χωρίς να οδηγηθεί σε ανάστροφη αγωγή, η μέση τιμή του ρεύματος που τη διαρρέει σε κατάσταση αγωγής και η χαμηλότερη δυνατή πτώση τάσης κατά την αγωγή [15]. Στον μετατροπέα Flyback η διάδος βρίσκεται στο βρόγχο εξόδου και άγει όταν το κύριο ημιαγωγικό στοιχείο (MOSFET) είναι σε κατάσταση αποκοπής. Όταν η διάδος δεν άγει εμφανίζει τάση στα άκρα της ίση με:

$$V_{rrm} = \frac{V_i}{n} + V_o = 26.6 \text{ Volts} \quad [10] \quad (3.4)$$

Η μέση τιμή του ρεύματος που διαρρέει τη διάδο είναι το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα που επιθυμείται να έχει τιμή περίπου 1.4 Amperes .

Η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου όπως βρέθηκε πριν είναι 1.26 Amperes.

Συνεπώς λαμβάνοντας έναν συντελεστή ασφαλείας για την τάση και το ρεύμα της διόδου, επιλέχθηκε να αντέχει τάση μεγαλύτερη από 75 Volts και ρεύμα μεγαλύτερο από 4 Amperes .

3.4 Υπολογισμός Προδιαγραφών MOSFET

Οι πιο κρίσιμοι παράμετροι με τους οποίους έγινε η επιλογή του MOSFET είναι η μέγιστη τάση που το διαρρέει σε κατάσταση αποκοπής (τάση διάσπασης ορθής πόλωσης), καθώς και η ενεργός τιμή του ρεύματος που το διαρρέει σε κατάσταση αγωγής .

Όταν το MOSFET δεν άγει δέχεται μέγιστη τάση στα άκρα του:

$$V_{ds} = V_{(i,max)} + nV_o = 21.6 + 1.3 \times 13.41 = 39 \text{ Volts} \quad [11] \quad (3.5)$$

Με $V_{(i,max)}$ η μέγιστη τάση εισόδου, δηλαδή η μέγιστη τάση που μπορεί να παράξει το φωτοβολταϊκό.

Επιλέγεται πάνω από 100 Volts να αντέχει το MOSFET ώστε να υπάρχει ασφάλεια και να μην καεί το MOSFET.

Το μέγιστο ρεύμα που θα μπορούσε να διαρρέυσει το τρανζίστορ ενώ άγει είναι το μέγιστο ρεύμα στην έξοδο του φωτοβολταϊκού. Το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να παράξει το φωτοβολταϊκό είναι το ρεύμα βραχυκύκλωσης (αν και δεν πρόκειται λόγω MPPT να φτάσει τόσο), το οποίο είναι 1.31 Amperes (για $920 \frac{Watt}{m^2}$ και πάνω). Οπότε αν το τρανζίστορ αντέχει ρεύμα 4 Amperes υπάρχει αρκετή ασφάλεια για την αποφυγή επιπλοκών. Το ρεύμα που διαρρέει το MOSFET σε περίπτωση αποκοπής δεν είναι μεγάλο για να βάλει σε κίνδυνο το τρανζίστορ. Σημαντικό είναι επίσης να επιλεγθεί MOSFET με χαμηλή αντίσταση αγωγής.

3.5 Υπολογισμός Προδιαγραφών Μετασχηματιστή

Αρχικά θα πρέπει να επιλεγεί το είδος του σιδηρομαγνητικού υλικού του πυρήνα του μετασχηματιστή. Καθώς η διακοπτική συχνότητα του MOSFET είναι 20KHz, επιλέγεται πυρήνας από φερρίτη. Οι φερρίτες είναι μίγματα οξειδίων του σιδήρου και άλλων μαγνητικών υλικών. Εξαιτίας της υψηλής ειδικής τους αντίστασης αποτρέπεται η εμφάνιση σημαντικών απωλειών λόγω δινορρευμάτων [14]. Καθώς οι απώλειες δινορρευμάτων εξαρτώνται από την συχνότητα των ρευμάτων και στην συγκεκριμένη περίπτωση υπάρχει πολύ υψηλή συχνότητα, είναι επιθυμητό να μειώσουμε τις απώλειες, γ'αυτόν τον λόγο επιλέχθηκε πυρήνας από φερρίτη. Οι φερρίτες έχουν αρκετά χαμηλή τιμή πυκνότητας κορεσμού, τυπικά γύρω στα 0.3 Tesla.

Δεύτερο βήμα που θα επηρεάσει την τιμή των στοιχείων του μετασχηματιστή είναι η επιλογή της περιοχής λειτουργίας. Η περιοχή που θα λειτουργήσει ο μετατροπέας είναι η κρίσιμη περιοχή λειτουργίας. Με την λειτουργία του μετατροπέα στην κρίσιμη περιοχή υπάρχουν πολλά πλεονεκτήματα, όπως το μικρότερο μέγεθος πυρήνα και η ευκολία στην επίτευξη ευστάθειας του κυκλώματος του μετατροπέα [15].

Πιο συγκεκριμένα, θα απαιτεί μικρότερη επαγωγή L_1 στο πηνίο του πρωτεύοντος, με άμεση συνέπεια τον μικρότερο αριθμό σπειρών. Έτσι είναι εφικτή η χρησιμοποίηση μικρότερου σε μέγεθος πυρήνα μειώνοντας έτσι τον όγκο της κατασκευής .

Επιπλέον σημαντική επιδίωξη είναι ο μετατροπέας να λειτουργεί στο όριο μεταξύ CCM-DCM έτσι ώστε να υπάρχει μικρότερη τιμή μέγιστου ρεύματος στο πρωτεύον και να είναι μικρότερες οι υπερτάσεις που καταπονούν το τρανζίστορ.

Επόμενο βήμα είναι ο καθορισμός της τιμής της μαγνητικής επαγωγής του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος τυλίγματος. Η αυτεπαγωγή του πρωτεύοντος δίνεται από τον τύπο :

$$L_1 = \frac{(V_{dc} D_{max})^2}{(2P_i f_s)} \quad [14] \quad (3.6)$$

όπου

$$V_i = 17.2 \text{ Volts}$$

$$P_i = \text{Ισχύς εισόδου (20Watt)}$$

$$f_s = \text{η διακοπτική συχνότητα (20KHz)}$$

$$D_{max} = \text{το Duty cycle για μέγιστη ισχύ (0.46)}$$

$$L_1 = 85 \mu\text{H}.$$

Για αυτή την τιμή της επαγωγής του πηνίου ο μετατροπέας λειτουργεί σε CCM. Από την στιγμή που ο μετατροπέας θα δουλέψει στην DCM προς το όριο της DCM με CCM η τιμή του πηνίου θα επιλεγεί να είναι λίγο μικρότερη από 85μH (επιλέχθηκε 82,5μH).

Στο δευτερεύον η μαγνητική επαγωγή είναι ίση με :

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \rightarrow L_2 = 49 \mu\text{H} \quad (3.7)$$

Στη συνέχεια θα υπολογιστεί η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή εξόδου. Σύμφωνα με

την σχέση που συνδέει την τάση με το ρεύμα σε ένα πυκνωτή $I_c = C \frac{dV}{dt}$ προκύπτει η προσεγγιστική σχέση

$$C_{(o,min)} = t_{off} \frac{I_c}{V_o} = (1 - D)T_s \frac{I_c}{V_o} = \frac{0.45 \times 0.00005 \times 0.05}{13.5} = 1010 \mu C \quad [11] \quad (3.8)$$

όπου

$t_{off=0}$ χρόνος αποκοπής σε μια περίοδο

V_o =η τάση εξόδου

I_c = μια προσεγγιστική τιμή του ρεύματος που θα διαρρέει τον πυκνωτή (0.1 A)

3.6 Υπολογισμός Στοιχείων Κυκλώματος Καταστολής Υπερτάσεων (Snubber circuit)

Τέλος απομένει η επιλογή των τιμών των στοιχείων του κυκλώματος καταστολής υπερτάσεων (Snubber circuit), καθώς εμφανίζονται σημαντικές υπερτάσεις στον διακόπτη κατά τη σβέση του. Οι υπερτάσεις αυτές εμφανίζονται λόγω της επαγωγής σκέδασης του πρωτεύοντος τυλίγματος .

Όταν το MOSFET βρεθεί σε αποκοπή, τότε το πρωτεύον ρεύμα θα φορτίσει τον πυκνωτή του MOSFET σε ένα πολύ σύντομο διάστημα. Όταν η τάση του MOSFET V_{ds} ξεπεράσει την τάση εισόδου συν την ανακλώμενη τάση εξόδου ($V_i + nV_o$), η δίοδος του δευτερεύοντος άγει έτσι ώστε η τάση που διατρέχει τον μαγνητισμένο πηνίο να τείνει στην τιμή nV_o . Υπάρχει λοιπόν μεταξύ της επαγωγής σκέδασης του πρωτεύοντος και του πυκνωτή του MOSFET μια μεγάλη ροή υψηλής συχνότητας και υψηλής τιμής τάσης. Αυτή η επιπλέον τάση μπορεί να καταστρέψει το Mosfet.

Για αυτό προστίθεται το Snubber κύκλωμα ώστε να απορροφάει το επιπλέον ρεύμα διαρροής όταν η τάση του MOSFET ξεπερνάει την τάση $V_i + nV_o$ και να μειώσει την τάση στα άκρα του MOSFET.

3.6.1 Αντίσταση Snubber

Σε έναν καλό και προσεγμένο μετασχηματιστή, η επαγωγή σκέδασης μπορεί να φτάσει το 3% της επαγωγής του πρωτεύοντος. Με βάση αυτό υπολογίζεται επαγωγή σκέδασης με τιμή $L_{lk} = 2.475 \mu H$.

Η αντίσταση του Snubber κυκλώματος δίνεται από τον τύπο:

$$R_{sn} = 2V_{sn} \frac{(V_{sn} - nV_o)}{(L_{lk} I_{peak}^2 f_s)} \quad [15] \quad (3.9)$$

Το V_{sn} είναι συνήθως 2 με 2.5 φορές το nV_o και είναι η τάση στα άκρα του πυκνωτή Snubber, οπότε επιλέγοντας 2 φορές υπολογίζεται:

$$R_{sn} = 2(2nV_o)n \frac{V_o}{(L_{lk} I_{peak}^2 f_s)} = 14.5 K \Omega$$

3.6.2 Χωρητικότητα Snubber

Η χωρητικότητα του Snubber κυκλώματος δίνεται από τον τύπο:

$$C_{sn} = \frac{V_{sn}}{(2f_s R_{sn} \Delta V)} \quad [15] \quad (3.10)$$

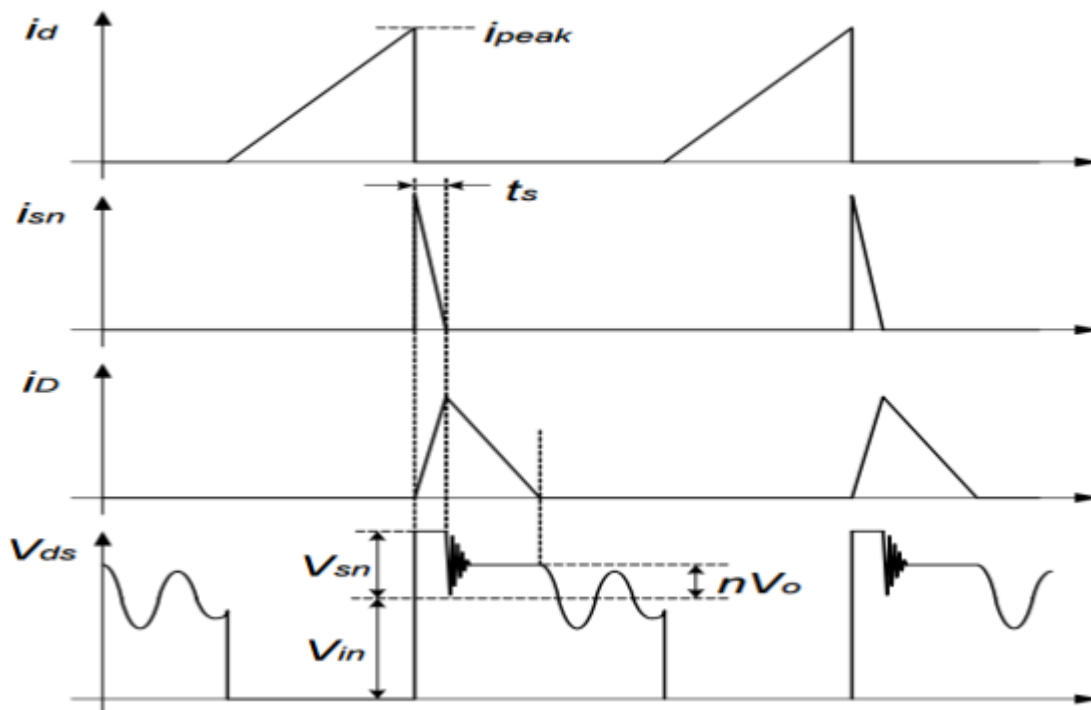
με $\Delta V = 0.01 V_{sn}$

Άρα $C_{sn} = 170 nF$.

3.6.3 Δίοδος Snubber

Όταν ανοίγει ο διακόπτης και η τάση στα άκρα του MOSFET φορτίζεται στην τιμή $V_i + nV_o$, το πρωτεύον ρεύμα διαρρέει τον πυκνωτή του κυκλώματος Snubber C_{sn} μέσω της διόδου Snubber. Η δίοδος του δευτερεύοντος D_{sn} ανοίγει την ακριβώς ίδια στιγμή. Επομένως, η τάση στο πρωτεύον είναι $V_{sn} - nV_o$. Η κλίση του ρεύματος που διαρρέει την δίοδο του Snubber είναι

$$\frac{di_{sn}}{dt} = -(V_{sn} - n \frac{v_o}{L_{lk}}) = 7M \frac{A}{sec} \quad [15] \quad (3.11)$$



Σχήμα 3.1 Βασικές κυματομορφές του Snubber κυκλώματος σε DCM λειτουργία.

Ο χρόνος t_s στον οποίο μειώνεται το ρεύμα i_{sn} δίνεται από την εξίσωση

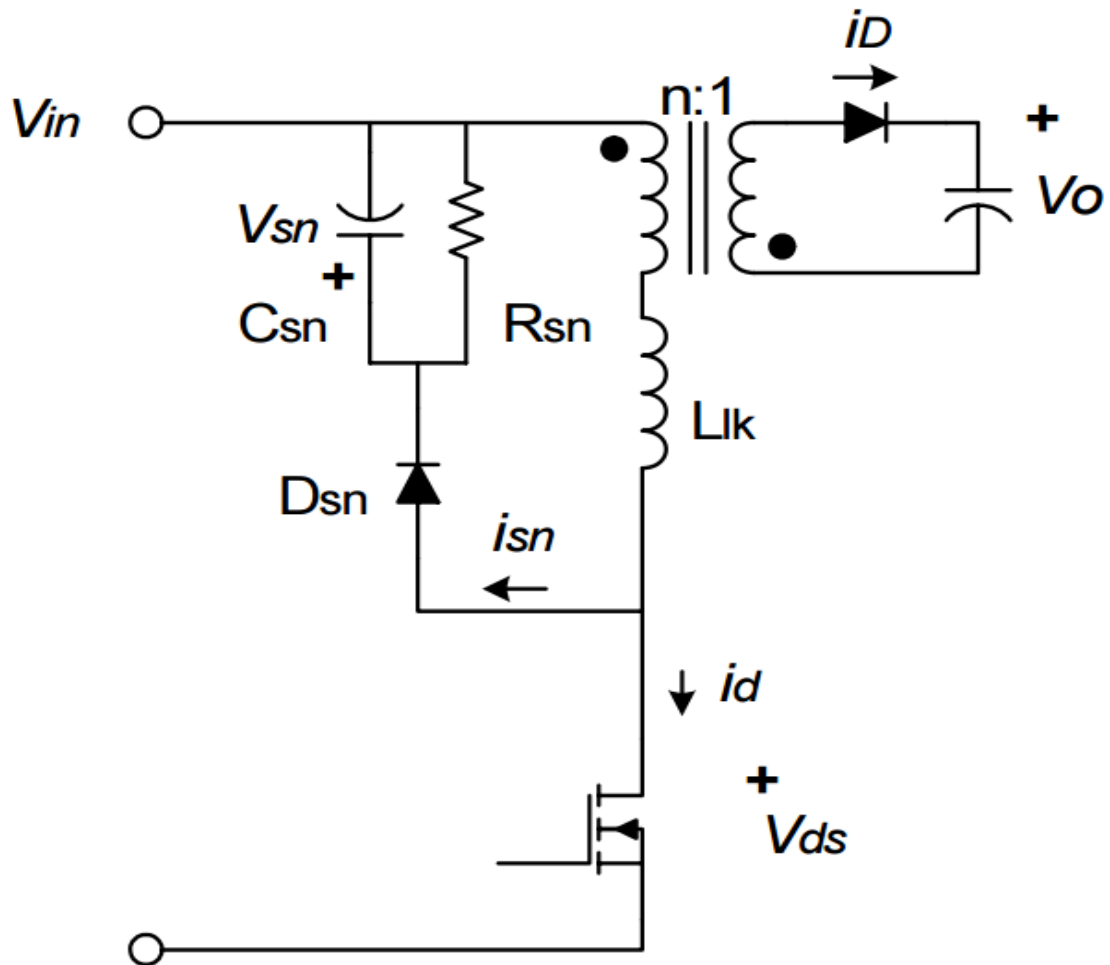
$$t_{sn} = L_{lk} \frac{i_{peak}}{(V_{sn} - nV_o)} = 180 psec \quad [15] \quad (3.12)$$

όπου i_{peak} το μέγιστο ρεύμα που διαρρέει το πρωτεύον.

Η δίοδος του κυκλώματος καταστολής υπερτάσεων θα διαρρέεται από αρκετά μικρότερο μέγιστο ρεύμα από το μέγιστο που μπορεί να παράξει το φωτοβολταϊκό, το οποίο είναι 1.31 Amperes. Κατά συνέπεια μια δίοδος που αντέχει μέγιστο ρεύμα γύρω στα 3.5 Amperes υπερκαλύπτει τις ανάγκες της διάταξης.

Επίσης η δίοδος όταν δεν άγει θα πρέπει να αντέχει τάση μεγαλύτερη από $nV_o = 17.2 Volts$,

οπότε επιλέγεται διάδος που να αντέχει μέγιστη τάση 50Volts (χρησιμοποιώντας έναν συντελεστή ασφαλείας περίπου 3).



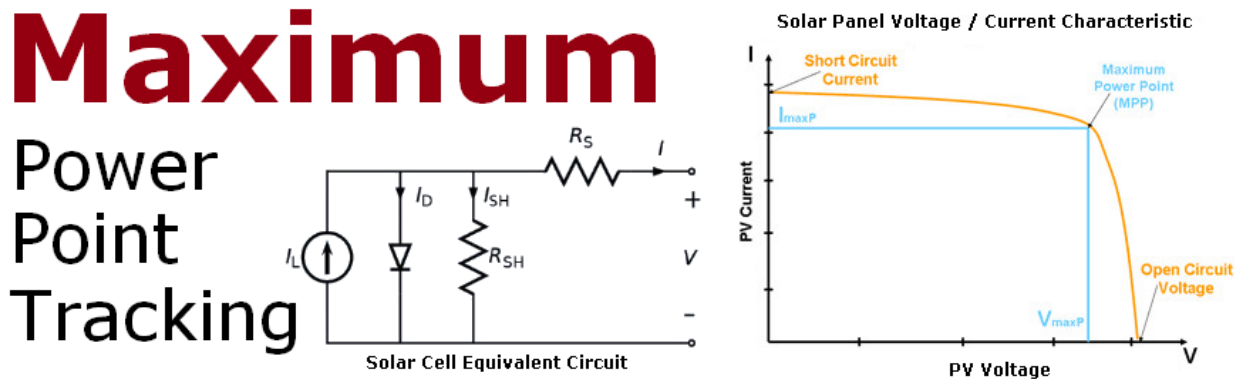
Σχήμα 3.2 Snubber κύκλωμα σε Flyback μετατροπέα.

Στην παραπάνω εικόνα παρουσιάζεται η θέση τοποθέτησης του κυκλώματος καταστολής υπερτάσεων με τον πυκνωτή, την αντίσταση και την διάοδο του.

Κεφάλαιο 4: MPPT (Maximum Power Point Tracking)

4.1 Λειτουργία Αλγορίθμου MPPT

Όπως είναι γνωστό, η σχέση ρεύματος με τάσης εξόδου ενός φωτοβολταϊκού δεν είναι γραμμική. Ακολουθεί την σχέση που φαίνεται στην παρακάτω εικόνα :



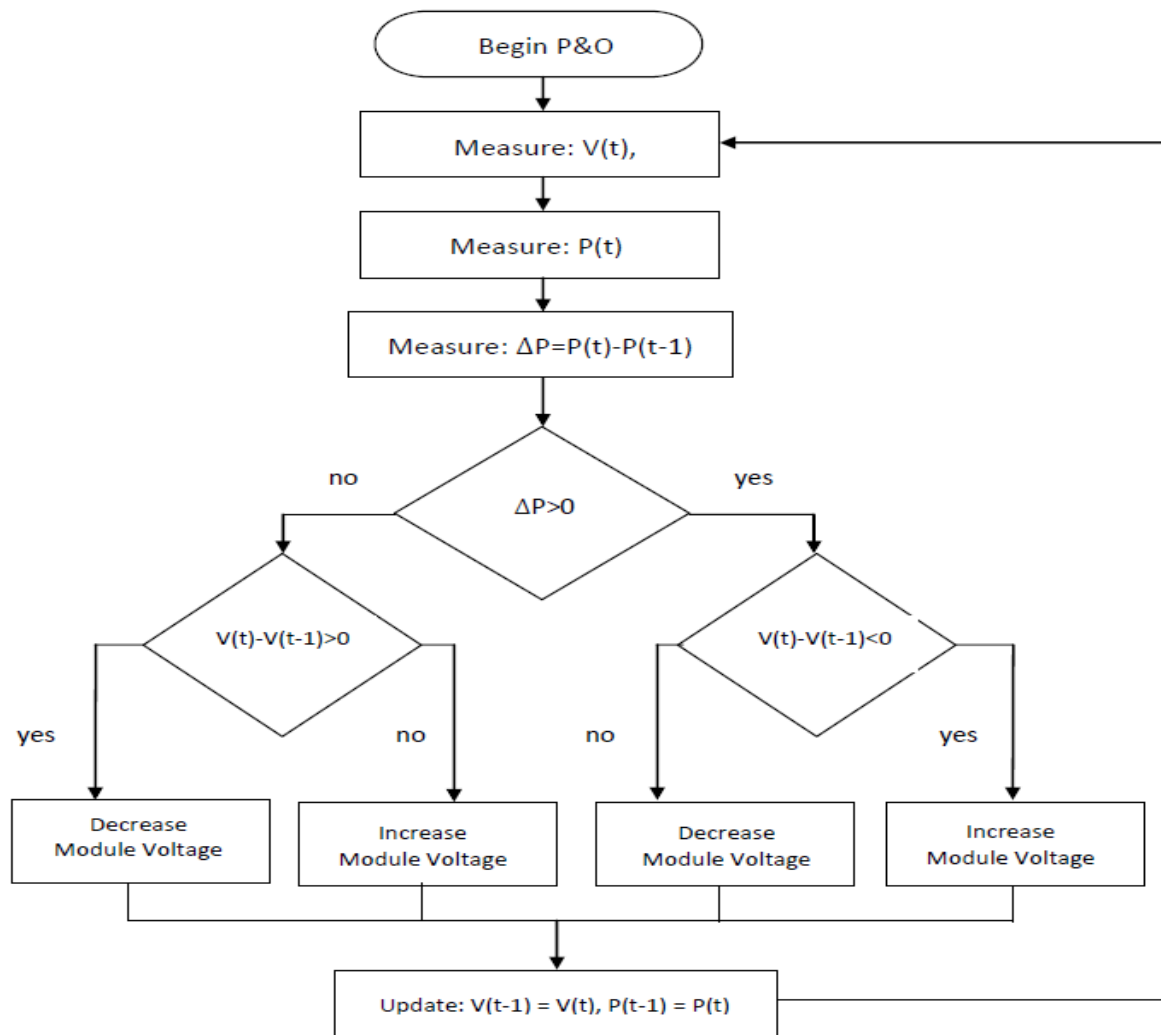
Σχήμα 4.1 Κύκλωμα Φωτοβολταϊκού και καμπύλη τάσης-ρεύματος.

Η πορτοκαλί καμπύλη συνδέει την τάση εξόδου V του φωτοβολταϊκού που φαίνεται και στην αριστερή εικόνα με το ρεύμα εξόδου του φωτοβολταϊκού. Όπως φαίνεται στο διάγραμμα, υπάρχει ένα σημείο στην καμπύλη όπου η ισχύς εξόδου μεγιστοποιείται, το σημείο μέγιστης ισχύος (Maximum power point MPP). Εφόσον το φωτοβολταϊκό αποτελεί την γεννήτρια που θα προσφέρει ισχύ στο φορτίο, επιδιώκεται να μεγιστοποιείται η ισχύς που παράγει. Δηλαδή με κάποιο τρόπο το φωτοβολταϊκό να οδηγηθεί σε λειτουργία στο σημείο μέγιστης ισχύος. Ακριβώς εδώ έρχεται ο αλγόριθμος MPPT. Ο αλγόριθμος προσδιορισμού του σημείου μέγιστης ισχύος ενός φωτοβολταϊκού σε σύνδεση με ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος βασίζει την λογική του στην παρατήρηση ότι για τάσεις λειτουργίας μικρότερες της τάσεως μέγιστης ισχύος, καθώς αυξάνει το ρεύμα, μειώνεται η ισχύς και αντιστρόφως. Αντίθετα, για τάσεις λειτουργίας μεγαλύτερες της τάσεως μέγιστης ισχύος, καθώς το ρεύμα αυξάνει, αυξάνει και η ισχύς, και αντιστρόφως. Βασική τους ιδέα είναι ο έλεγχος του μετατροπέα ισχύος μεταξύ της συσκευής παραγωγής ηλεκτρικής ισχύος και του φορτίου, ώστε με κατάλληλη ρύθμιση της σχετικής διάρκειας αγωγής (Duty Cycle) του ημιαγωγικού στοιχείου να επιτυγχάνεται η προσαρμογή του φορτίου που “βλέπει” το φωτοβολταϊκό.

4.2 Είδη Αλγορίθμων Εύρεσης Σημείου Μέγιστης Ισχύος

4.2.1 Αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb & Observe)

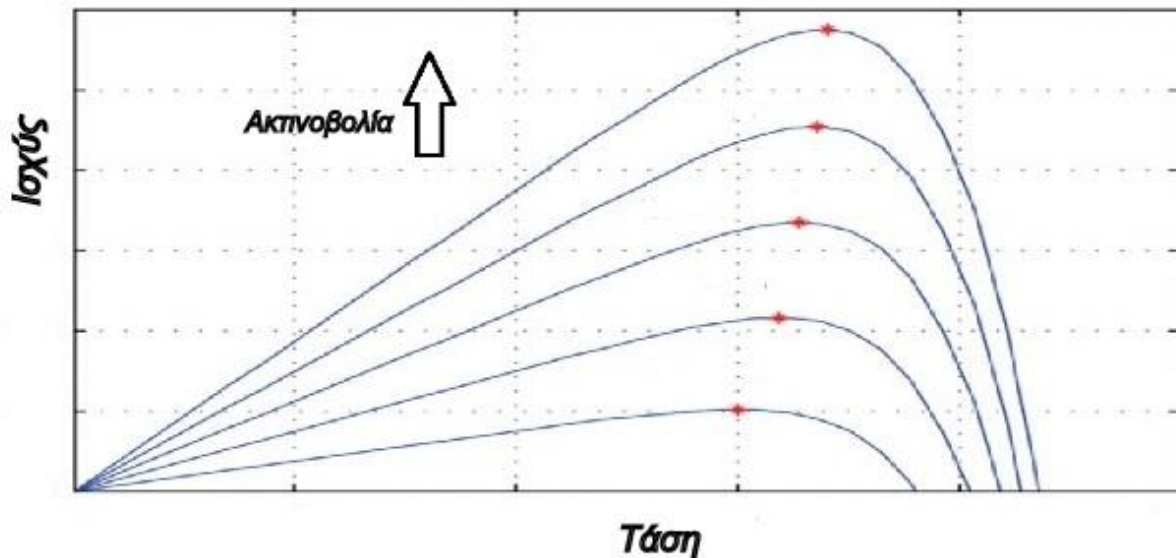
Ο αλγόριθμος Perturb and Observe είναι ένας από τους πιο συχνά χρησιμοποιούμενους για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος, κυρίως λόγω της ευκολίας του και της αποτελεσματικότητάς του. Ανήκει στην κατηγορία των hill climbing αλγορίθμων, στους οποίους ο αλγόριθμος ξεκινά με μια τυχαία (πιθανή) λύση, για την οποία πραγματοποιούνται πολύ μικρές δοκιμές επαναληπτικά πάνω σε αυτή, κάθε φορά μετακινώντας το σημείο λειτουργίας στην κατεύθυνση αύξησης της ισχύος. Όταν ο αλγόριθμος αδυνατεί να βελτιστοποιήσει περαιτέρω, τότε προβάλλει την τελευταία λύση που προέκυψε ως τη βέλτιστη, η οποία βέβαια μπορεί να μην είναι η βέλτιστη.



Σχήμα 4.2 Διάγραμμα Αλγορίθμου Διαταραχής και Παρατήρησης

Ο Αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (P&O) λειτουργεί ως εξής: Επιλέγεται αρχικά ένα τυχαίο σημείο (V,I) και υπολογίζεται η ισχύς σε αυτό. Ύστερα προκαλείται μια μικρή διαταραχή σε αυτό το σημείο, αλλάζοντας την τάση κατά ΔV . Έπειτα υπολογίζεται η καινούργια ισχύς και συγκρίνεται με την προηγούμενη. Αν η ισχύς έχει αυξηθεί τότε συμβαίνει ένα από τα εξής δύο-αν είχε αυξηθεί η τάση από το προηγούμενο βήμα τότε την αυξάνουμε ξανά, ενώ αν είχε μειωθεί τότε την μειώνουμε ξανά. Η λογική είναι πως αν αυξάνοντας την τάση είχε αυξηθεί η ισχύς, τότε πρέπει να βρίσκεται ο αλγόριθμος αριστερά του σημείου μέγιστης ισχύος και κατά συνέπεια χρειάζεται να αυξηθεί η τάση ξανά για να πάει πιο κοντά του. Η ίδια λογική ισχύει αντιστρόφως για μείωση τάσεως. Συνήθως το βήμα αλλαγής της τάσης είναι σταθερό [9].

Το βασικότερο πλεονέκτημα αυτού του αλγορίθμου είναι η απλότητα του, αλλά και η ευκολία υλοποίησης του σε μικροεπεξεργαστή. Το βασικότερο μειονέκτημα αυτής της μεθόδου από την άλλη είναι πως δεν λαμβάνει υπόψιν τις γρήγορες αλλαγές της ακτινοβολίας (εξαιτίας της οποίας αλλάζει το σημείο μέγιστης ισχύος). Ουσιαστικά έτσι μειώνεται η απόδοση του.



Σχήμα 4.3 Ισχύς φωτοβολταϊκού και ακτινοβολία.

Η καμπύλη P-V γίνεται όλο και πιο επίπεδη, όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.3, όσο πέφτει η ακτινοβολία, με αποτέλεσμα ο αλγόριθμος να μην μπορεί να διακρίνει εύκολα το σημείο μέγιστης ισχύος, εξαιτίας της μικρής μεταβολής ισχύος για την δεδομένη διαταραχή της τάσης. Επιπλέον, ένα μεγάλο μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι η τάση δεν σταματά να ταλαντώνεται ακόμα και αν βρει το σημείο μέγιστης ισχύος. Δηλαδή αφού πέσει στο σημείο μέγιστης ισχύος, ταλαντώνεται γύρω από αυτό αλλάζοντας συνεχώς το πρόσημο της διαταραχής για κάθε ΔP μέτρηση. Συγκεκριμένα, όταν ο αλγόριθμος βρει το σημείο μέγιστης ισχύος, θα συγκρίνει την ισχύ του με του προηγούμενου σημείου, η οποία θα είναι μικρότερη. Κατά συνέπεια θα αυξήσει την τάση αν το προηγούμενο σημείο ήταν αριστερά του σημείου μέγιστης ισχύος ή θα την μειώσει αν ήταν δεξιά του και έτσι θα φύγει από το σημείο μέγιστης ισχύος. Όταν θα κάνει την επόμενη σύγκριση και η ισχύς του καινούργιου σημείου είναι μικρότερη, τότε θα επιστρέψει στο σημείο μέγιστης ισχύος και η παραπάνω διαδικασία θα επαναλαμβάνεται. Το εύρος της ταλάντωσης οφείλεται στο βήμα με το οποίο είναι προγραμματισμένη η τάση αναφοράς να μεταβάλλεται, σε συνδυασμό με την ταχύτητα μεταβολής της ηλιοφάνειας. Προκειμένου να επιτυγχάνεται και γρήγορη εύρεση του Σημείου μέγιστης ισχύος και μείωση της ταλάντωσης γύρω από αυτό, καλό θα ήταν να επιλέγεται μεταβλητό βήμα dV του αλγορίθμου, το οποίο να μειώνεται σταδιακά όσο προσεγγίζεται το Σημείο μέγιστης ισχύος.

4.2.2 Αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας (Incremental Conductance)

Ο Αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας χρησιμοποιεί δύο μετρητικά τάσης και δύο ρεύματος και βασίζεται πάνω στην λογική πως στο σημείο μέγιστης ισχύος η κλίση της P-V είναι μηδενική, δηλαδή $\frac{dP}{dV} = 0$, αριστερά του είναι θετική, δηλαδή $\frac{dP}{dV} > 0$, και δεξιά του είναι αρνητική, δηλαδή $\frac{dP}{dV} < 0$. Δηλαδή

$$\frac{dP}{dV} = 0, \text{ στο σημείο μέγιστης ισχύος.}$$

$$\frac{dP}{dV} > 0, \text{ αριστερά του σημείου μέγιστης ισχύος}$$

$$\frac{dP}{dV} < 0, \text{ δεξιά του σημείου μέγιστης ισχύος}$$

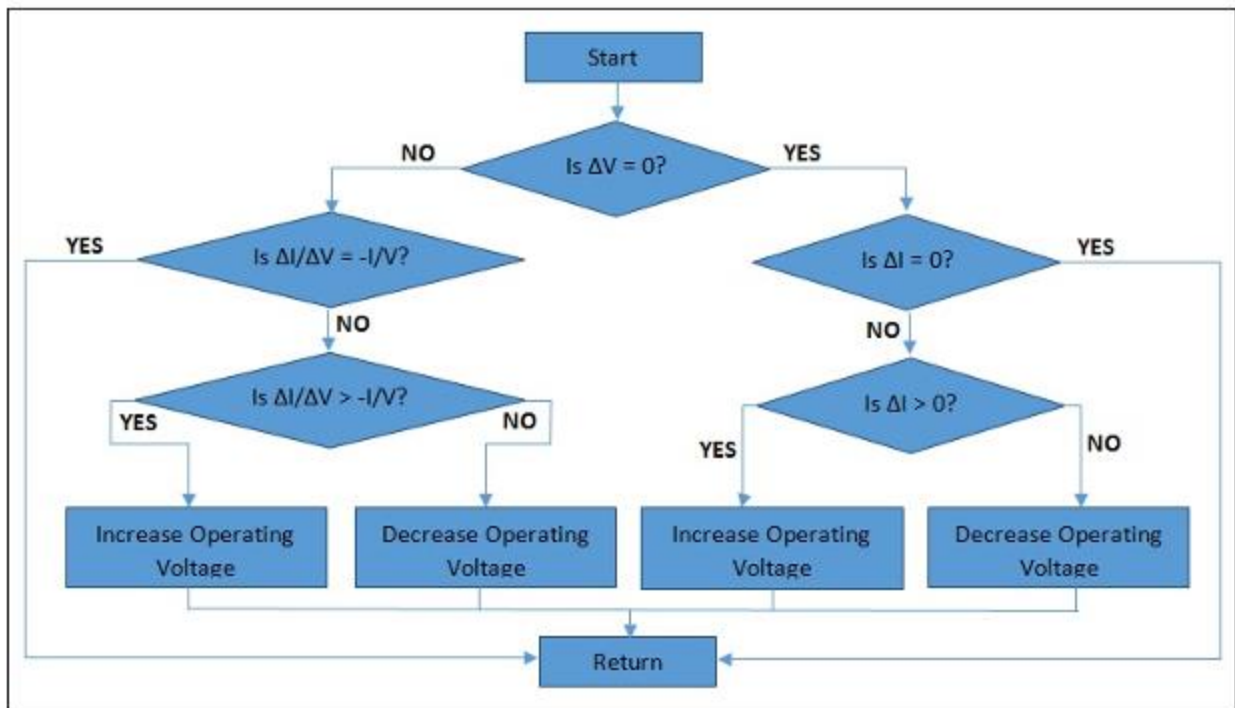
$$\text{Ωστόσο είναι } \frac{dP}{dV} = d\left(\frac{IV}{dV}\right) = I + V \frac{dI}{dV} = I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (4.1)$$

Οπότε η προηγούμενη εξίσωση μετασχηματίζεται σε

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{-I}{V}, \text{ στο σημείο μέγιστης ισχύος}$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > \frac{-I}{V}, \text{ αριστερά του σημείου μέγιστης ισχύος}$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < \frac{-I}{V}, \text{ δεξιά του σημείου μέγιστης ισχύος [16]}$$



Σχήμα 4.4 Διάγραμμα Αλγορίθμου Στοιχειώδους Αγωγιμότητας.

Σε κάθε βήμα της μεθόδου συγκρίνεται η στοιχειώδης αγωγιμότητα $\left(\frac{\Delta I}{\Delta V}\right)$ με το αντίθετο της αγωγιμότητας $\left(\frac{-I}{V}\right)$, και ανάλογα με το αποτέλεσμα ο αλγόριθμος αλλάζει σημείο πλησιάζοντας το σημείο μέγιστης ισχύος. Αν η στοιχειώδης αγωγιμότητα είναι μεγαλύτερη, τότε το σημείο μέγιστης ισχύος είναι αριστερά της καμπύλης P-V και θα πρέπει να αυξηθεί η τάση αναφοράς. Αντίστροφα αν είναι μικρότερη. Αν $\Delta V = \Delta I = 0$, τότε ο αλγόριθμος βρίσκεται στο σημείο μέγιστης ισχύος και δεν χρειάζεται καμία αλλαγή. Αν όμως $\Delta V = 0$ με $\Delta I > 0$, τότε υφίστανται αύξηση της ηλιοφάνειας, η οποία οδηγεί το σημείο μέγιστης ισχύος πιο δεξιά στην καμπύλη PV, σε σχέση με την προηγούμενη κατάσταση λειτουργίας. Συνεπώς, η τάση αναφοράς πρέπει να αυξηθεί. Αντίστροφα για $\Delta I < 0$.

Κατά συνέπεια είναι φανερό πως μεγάλο πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου σε σχέση με την μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης είναι πως είναι ανεξάρτητο από τις αλλαγές της ηλιοφάνειας και μπορεί να βρει το σημείο μέγιστης ισχύος για κάθε τιμή ηλιοφάνειας. Επιπλέον μεγάλο πλεονέκτημα του είναι πως δεν ταλαντώνεται γύρω από το σημείο μέγιστης ισχύος αφού το βρει. Ωστόσο ο αλγόριθμος αυτός έχει το μειονέκτημα της αυξημένης πολυπλοκότητας σε σχέση με τον

αλγόριθμο Διαταραχής και Παρατήρησης. Επιπλέον, μπορεί να οδηγηθεί σε ταλαντώσεις, αν δε γίνει σωστή επιλογή του βήματος και επιλεχθεί μεγάλο βήμα. Τέλος αποτυγχάνει, γενικά, να βρει το ολικό μέγιστο σε συνθήκες μερικής σκίασης, αφού σταματά την αναζήτηση στο πρώτο μέγιστο που εντοπίζει.

4.2.3 Έλεγχος Συσχετισμού Κυμάτωσης (RCC)

Στα φωτοβολταϊκά συστήματα, η φωτοβολταϊκή συστοιχία συνδέεται απευθείας με έναν μετατροπέα ισχύος, ο οποίος είναι βασικά μια διακοπτική συσκευή. Η τεχνική ελέγχου του συσχετισμού κυμάτωσης ανιχνεύει το σημείο μέγιστης ισχύος μιας φωτοβολταϊκής συστοιχίας χρησιμοποιώντας την κυμάτωση, η οποία επιβάλλεται στην τάση και το ρεύμα της συστοιχίας λόγω της διακοπτικής δράσης του μετατροπέα ισχύος. Συσχετίζει την χρονική παράγωγο της ισχύος $\frac{dp}{dt}$, με την χρονική παράγωγο του ρεύματος $\frac{di}{dt}$ ή της τάσεως $\frac{dv}{dt}$, για να οδηγήσει την κλίση της ισχύος στο μηδέν και ταυτόχρονα το σύστημα στο σημείο μέγιστης ισχύος.

Όταν η τάση βρίσκεται αριστερά του σημείου μέγιστης ισχύος ή το ρεύμα βρίσκεται πάνω από το σημείο μέγιστης ισχύος, τότε αύξηση της τάσεως ή μείωση του ρεύματος πλησιάζει το σημείο μέγιστης ισχύος και αυξάνεται η ισχύς. Αντίθετα μείωση της τάσεως ή αύξηση του ρεύματος απομακρύνεται από το σημείο μέγιστης ισχύος και μειώνεται η ισχύς. Με βάση αυτές τις παρατηρήσεις, συνειδητοποιείται ότι τα γινόμενα $\left(\frac{dp}{dt}\right)\left(\frac{dv}{dt}\right)$ ή $-\left(\frac{dp}{dt}\right)\left(\frac{di}{dt}\right)$ είναι θετικά αριστερά του σημείου μέγιστης ισχύος, αρνητικά δεξιά του και μηδενικά σε εκείνο. Η τεχνική του ελέγχου συσχετισμού κυμάτωσης εφαρμόζεται σε φωτοβολταϊκό σύστημα αποτελούμενο από μετατροπέα ανύψωσης. Στο μετατροπέα αυτό, όταν μεγαλώνει ο λόγος διαμόρφωσης αυξάνεται το ρεύμα του πηνίου, το οποίο ελλείπει πυκνωτή εισόδου είναι ίσο με το ρεύμα της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, ενώ μειώνεται η τάση της. Ο έλεγχος του λόγου διαμόρφωσης εκφράζεται από την παρακάτω σχέση όπου k είναι μία θετική σταθερά

$$d(t) = k \int \left(\frac{dp}{dt}\right)\left(\frac{dv}{dt}\right) dt \quad (4.2)$$

Ελέγχοντας τον λόγο διαμόρφωσης με αυτό τον τρόπο είναι βέβαιο ότι το σημείο μέγιστης ισχύος θα ανιχνεύεται συνέχεια. Συνεπώς, η μέθοδος RCC αποτελεί πραγματικό ιχνηλάτη του σημείου μέγιστης ισχύος, σε αντίθεση με τις τεχνικές κλασματικού ρεύματος βραχυκύκλωσης και κλασματικής τάσης ανοιχτοκύκλωσης. Αν και η κυμάτωση συχνά θεωρείται ανεπιθύμητη και γίνονται προσπάθειες να εξαλειφθεί, πρακτικά κανένα φίλτρο δε μπορεί να την αποβάλλει πλήρως. Η μέθοδος RCC χρησιμοποιεί οποιαδήποτε κυμάτωση υπάρχει ήδη στο κύκλωμα. Επιπλέον, τα διαφορικά σήματα γενικά αντιμετωπίζονται ως πρόβλημα στη σχεδίαση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.

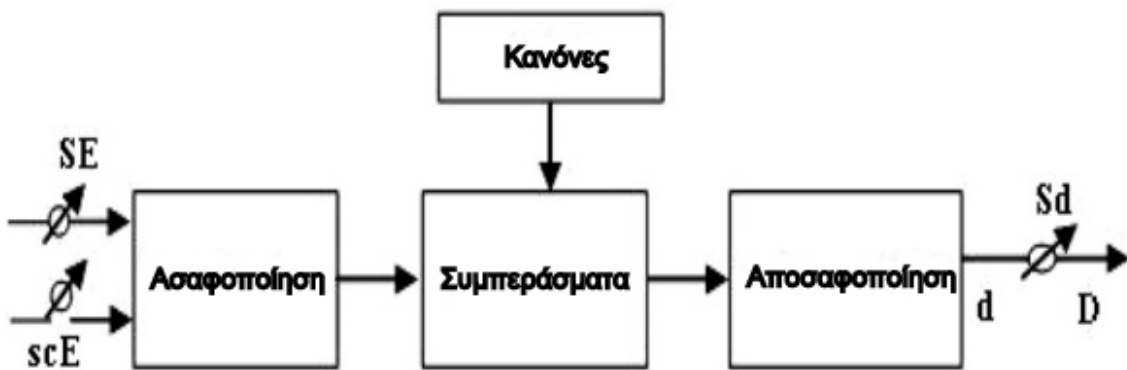
Παρ' όλα αυτά, οι παράγωγοι μπορούν να προσεγγιστούν χρησιμοποιώντας υψιπερατά φίλτρα με συχνότητα αποκοπής μεγαλύτερη από τη συχνότητα της κυμάτωσης, αντί για πραγματικές παραγωγούς. Ένας άλλος απλός τρόπος υπολογισμού της παραγωγού του ρεύματος του πηνίου είναι η μέτρηση της τάσεως του, η οποία είναι ανάλογη της παραγωγού του ρεύματος. Πάντως, οι μη ιδανικότητες του πηνίου (απώλειες πυρήνα, ωμική αντίσταση) δεν επηρεάζουν σημαντικά τις μετρούμενες τιμές ρεύματος και τάσεως καθώς σε ένα τυπικό μετατροπέα η χρονική σταθερά του πηνίου είναι αρκετά μεγαλύτερη από τη διακοπτική περίοδο. Η εφαρμογή της μεθόδου RCC μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας απλά και φθηνά αναλογικά κυκλώματα. Τέλος, το γεγονός ότι η μέθοδος αυτή δεν προϋποθέτει γνώση των χαρακτηριστικών της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, ευνοεί την άμεση εφαρμογή της σε διαφορετικά φωτοβολταϊκά συστήματα [16].

4.2.4 Αλγόριθμος Ελέγχου με Ασαφή Λογική (Fuzzy Logic)

Η ασαφής λογική είναι μια ολοκληρωμένη μεθοδολογία που δίνει την δυνατότητα

προσέγγισης της ανθρώπινης λογικής και αντίδρασης. Όταν ένας άνθρωπος παίρνει μια απόφαση, ο τρόπος διεξαγωγής του συμπεράσματος καθώς και η τελική απόφαση έχει να κάνει με τα ερεθίσματα που δέχτηκε και την ατομική του εμπειρία και προσωπικότητα. Η ανθρώπινη διαδικασία σκέψης κατατάσσει με ορισμένη βαρύτητα τις συνθήκες που συντελούν στη διεξαγωγή του συμπεράσματος έτσι ώστε να καταλήξει σε μια απόφαση. Η διαδικασία της ασαφούς λογικής είναι σχεδιασμένη με τρόπο που να προσεγγίζει αυτή τη συμπεριφορά.

Οι μικροελεγχτές έχουν κάνει την τεχνική του ελέγχου με ασαφή λογική πολύ δημοφιλή την τελευταία δεκαετία. Παρ'όλο την μακρόχρονη μελέτη που έχει γίνει, είναι ένα σχετικά καινούργιο πεδίο το οποίο επιδέχεται μεγάλη ανάπτυξη. Οι ασαφείς λογικοί ελεγχτές έχουν τα πλεονεκτήματα να μπορούν να λειτουργούν με ασαφή εισόδους, χωρίς να χρειάζονται ένα ακριβές μαθηματικό μοντέλο, και αντιμετωπίζοντας την μη γραμμικότητα. Για αυτόν ακριβώς τον λόγο μπορεί να χρησιμοποιηθεί η τεχνική αυτή για να αντιμετωπιστεί η απρόβλεπτη συμπεριφορά των συνθήκων περιβάλλοντος στο φωτοβολταϊκό.



Σχήμα 4.5 Γενικό διάγραμμα ενός ασαφή ελεγκτή.

Ο προτεινόμενος ασαφής MRPT ελεγκτής, έχει 2 εισόδους και μία έξοδο.

Οι δύο εισοδοί είναι το λάθος E και η αλλαγή του λάθους CE τις στιγμές k που ορίζονται από τους τύπους :

$$E_k = \frac{(P_{phk}) - P_{ph(k-1)})}{(V_{phk}) - V_{ph(k-1)}} \quad (4.3)$$

$$CE_k = E_k - E_{(k-1)} \quad (4.4)$$

Όπου P_{ph} είναι η ισχύς του φωτοβολταϊκού και V_{ph} η τάση του.

Συνεπώς η είσοδος E_k δηλώνει αν το σημείο λειτουργίας του φωτοβολταϊκού είναι αριστερά ή δεξιά του σημείου μέγιστης ισχύος πάνω στην P-V καμπύλη τη χρονική στιγμή k , ενώ η ποσότητα CE_k δείχνει την κατεύθυνση που κινείται το τρέχον σημείο λειτουργίας την ίδια χρονική στιγμή.

Το ασαφές αποτέλεσμα πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας τον πίνακα Mamdani (Πίνακας 4.1), και η “αποσαφοποίηση” πραγματοποιείται υπολογίζοντας το duty cycle :

$$D = \frac{(\sum_{j=1}^n \mu(D_j) * D_j)}{\sum_{j=1}^n (\mu(D_j))} \quad [17] \quad (4.5)$$

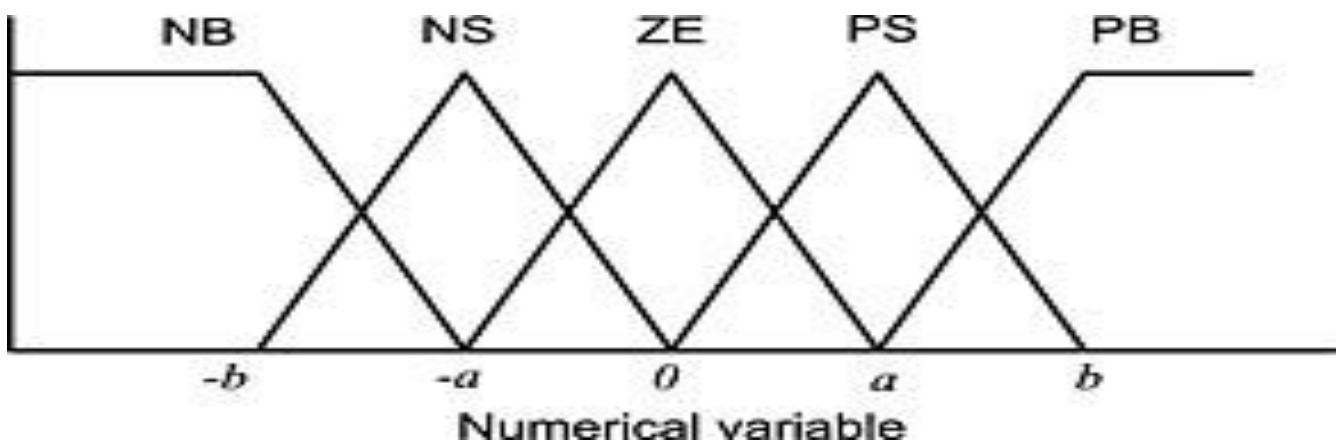
$E \downarrow \text{CE} \rightarrow$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	ZE	ZE	PB	PB	PB
NS	ZE	ZE	PS	PS	PS
ZE	PS	ZE	ZE	ZE	NS
PS	NS	NS	NS	ZE	ZE
PB	NB	NB	NB	ZE	ZE

Πίνακας 4.1 *Mamdani*

Τα στάδια που ακολουθούνται στην ασαφή λογική είναι:

- 1) Καθορισμός μεταβλητών
- 2) Ασαφοποίηση (Fuzzification) των δεδομένων εισόδου
- 3) Ανάπτυξη πίνακα κανόνων
- 4) Αποασαφοποίηση (de-fuzzification) των αποτελεσμάτων [9]

Οι είσοδοι E και CE εκφράζονται με όρους γλωσσικών μεταβλητών ή ταμπέλων όπως PB (Positive Big), PM (Positive Medium), PS (Positive Small), ZE (Zero), NS (Negative Small), NM (Negative Medium), NB (Negative Big) χρησιμοποιώντας βασικά ασαφή υποσύνολα. Καθένα από αυτά τα ακρωνύμια περιγράφεται από μια μαθηματική συνάρτηση συμμετοχής (mathematical membership function), όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Σχήμα 4.6 Γενική Δομή ενός ελεγκτή ασαφούς λογικής για την εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος.

Όταν τα E και CE έχουν υπολογιστεί και μετατραπεί σε αλφαβητικές μεταβλητές (based on Membership Function), 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 Mamdani. Μια τριγωνική συνάρτησης συσχετίσεως μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τις δύο εισόδους και τις εξόδους, εφόσον είναι εύκολη στην εφαρμογή σε ψηφιακό σύστημα ελέγχου. Οι αλφαβητικές μεταβλητές που έχουν ανατεθεί στο ΔD για τους διαφορετικούς συνδυασμούς των E και CE βασίζονται στην χρήση του μετατροπέα και επίσης στην γνώση του χρήστη.

Αυτές οι αλφαβητικές μεταβλητές εισόδου και εξόδου τότε συγκρίνονται με ένα σύνολο προσχεδιασμένων μεταβλητών κατά την διάρκεια της ασαφοποίησης. Η σωστή επιλογή των Αν-Τότε (If-Then) κανόνων ή ασαφούς συμπεράσματος είναι απαραίτητη για σωστή απάντηση του ελεγκτή ασαφούς λογικής. Το συμπέρασμα συνοψίζεται στον πίνακα Mamdani. Κάποιοι ερευνητές αναλογούν αυτές τις μεταβλητές σε μόνο πέντε υποσύνολα ασαφούς συναρτήσεως, όμως ο πίνακας

Mamdani μπορεί να μεταφραστεί σε 49 ασαφής κανόνες ή IF-THEN κανόνες για να περιγράψει την γνώση του ελέγχου ως εξής:

Αν E είναι NM και CE είναι PS τότε ΔD είναι NS

Αν E είναι PM και CE είναι NS τότε ΔD είναι PS

...

Αν E είναι PS και CE είναι NB τότε ΔD είναι NM

Στη φάση της αποσαφoποίησης, 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 βασίζονται στην ασαφή λογική προσαρμόζονται πολύ γρήγορα 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 CE που θα χρησιμοποιηθεί. Οι προτάσεις βελτίωσης πάνω στη συγκεκριμένη τεχνική εντοπισμού του σημείου μέγιστης ισχύος, εστιάζουν στη διαρκή ρύθμιση της συνάρτησης ιδιοτήτων και του πίνακα κανόνων την ώρα ακριβώς που το φωτοβολταϊκό σύστημα βρίσκεται σε λειτουργία (παρατήρηση των χαρακτηριστικών λειτουργίας του συστήματος και μέτρηση σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας και δοκιμές διαφόρων τιμών). Υπάρχουν αναφορές για χρήση περισσότερων των δύο συναρτήσεων ιδιοτήτων έτσι ώστε, ανάλογα με τις μεταβολές των συνθηκών περιβάλλοντος, να χρησιμοποιείται πάντα η βέλτιστη δυνατή [9].

Πολλά υποσχόμενη μέθοδος φαίνεται ο συνδυασμός της ασαφούς λογικής με των τεχνητών νευρωνικών δικτύων των Takagi-Sugeno.

4.2.5 Μέθοδος Newton-Raphson

Η πιο γνωστή επαναληπτική μέθοδος για μη γραμμικές εξισώσεις είναι η μέθοδος των Newton-Raphson. Η μέθοδος συγκλίνει τοπικά, δηλαδή για αρχικές προσεγγίσεις αρκετά κοντά στη λύση, υπό κατάλληλες προϋποθέσεις, ταχύτατα στη λύση. Σε κάποιες περιπτώσεις συγκλίνει επίσης ολικά, δηλαδή για κάθε αρχική προσέγγιση, ακόμα και αν αυτή δεν είναι κοντά στη λύση.

Η γεωμετρική ιδέα που οδήγησε στην μέθοδο Newton-Raphson είναι η εξής: Έστω x_n αρχική προσέγγιση μιας λύσης x_p της εξίσωσης $f(x) = 0$. Θεωρείτε η εφαπτομένη του γραφήματος της f στο σημείο $(x_n, f(x_n))$ της οποίας η εξίσωση είναι βέβαια $y = f(x_n) + (x - x_n)f'(x_n)$ (4.7) και επιλέγεται το σημείο τομής της εφαπτομένης με τον άξονα των x , δηλαδή το σημείο

$$x = x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (4.6)$$

Ως νέα προσέγγιση της x_p (για να ορίζεται το $x_{(n+1)}$ πρέπει να υποθέσουμε ότι $f'(x_n) \neq 0$). Αναλυτικότερα, αν x_p είναι ρίζα της f , η οποία πρέπει να είναι δύο φορές παραγωγίσιμη σε μια περιοχή του x_p , τότε για κάθε x_n σε αυτήν την περιοχή βρίσκεται

$$0 = f(x_p) = f(x_n) + (x_p - x_n)f'(x_n) + \frac{1}{2}(x_p - x_n)^2 f''(\xi) \quad (4.7)$$

όπου ξ σημείο μεταξύ x_n και x_p . Από την σχέση αυτή βρίσκεται

$$x_p = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} - \frac{1}{2}(x_p - x_n)^2 \frac{f''(\xi)}{f'(x_n)} \quad (4.8)$$

Συνεπώς αν το x_n είναι αρκετά κοντά στο x_p , είναι λογικό να αναμένεται ότι το σημείο $x_{(n+1)} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)}$ (4.10) να είναι καλύτερη προσέγγιση της x_p από το x_n .

Η εφαρμογή της μεθόδου Newton-Raphson για την εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος βασίζεται στην αριθμητική επίλυση της εξίσωσης $I_{load} = I_{ph} - I_s(e^{q\frac{V_d}{kT}} - 1)$ (4.9) ως προς την τάση του φωτοβολταϊκού V_d η οποία θα αναλυθεί αργότερα. [18]

4.2.6 Μέθοδος Παρεμβολής Lagrange ή Πολυωνύμου Παρεμβολής (Lagrange Interpolation)

Αυτή η αριθμητική μέθοδος βασίζεται πάνω στην ιδέα ότι υπάρχει ακριβώς ένα πολυώνυμο βαθμού το πολύ n το οποίο παρεμβάλλεται σε $n+1$ σημεία, δηλαδή το γράφημα του διέρχεται από αυτά τα σημεία. Έχοντας 3 σημεία (x_0, y_0) , (x_1, y_1) , (x_2, y_2) το πολυώνυμο παρεμβολής σχηματίζεται ως εξής:

$$y(x) = \frac{((x-x_1)(x-x_2))}{((x_0-x_1)(x_0-x_2))} y_0 + \frac{((x-x_0)(x-x_2))}{((x_1-x_0)(x_1-x_2))} y_1 + \frac{((x-x_0)(x-x_1))}{((x_2-x_0)(x_2-x_1))} y_2. \quad (4.10)$$

Για αντικατάσταση των σημείων (x_0, y_0) , (x_1, y_1) , (x_2, y_2) βγαίνει $y(x_0) = y_0$, $y(x_1) = y_1$, $y(x_2) = y_2$.

Βάζοντας στην θέση των y τα P (ισχύς) και των x τα V (τάση) βρίσκεται:

$$P(V) = \frac{((V-V_1)(V-V_2))}{((V_0-V_1)(V_0-V_2))} P_0 + \frac{((V-V_0)(V-V_2))}{((V_1-V_0)(V_1-V_2))} P_1 + \frac{((V-V_0)(V-V_1))}{((V_2-V_0)(V_2-V_1))} P_2. \quad (4.11)$$

Στο σημείο Μέγιστης ισχύος ισχύει $\frac{dP}{dV} = 0$ το οποίο οδηγεί στην λύση:

$$V_{mppt} = \frac{(k_1(V_1+V_2)+k_2(V_0+V_2)+k_3(V_0+V_1))}{(2(k_1+k_2+k_3))} \quad (4.12)$$

όπου

$$k_1 = \frac{P_0}{((V_0 - V_1)(V_0 - V_2))}$$

$$k_2 = \frac{P_1}{((V_1 - V_0)(V_1 - V_2))}$$

$$k_3 = \frac{P_2}{((V_2 - V_0)(V_2 - V_1))}$$

ή επιλέγοντας αντί για τάση, βρίσκοντας σχέση ισχύος με Duty Cycle (D), στην λύση

$$D_{mppt} = \frac{(k_1(D_1+D_2)+k_2(D_0+D_2)+k_3(D_0+D_1))}{(2(k_1+k_2+k_3))} \quad (4.13)$$

$$k_1 = \frac{P_0}{((D_0 - D_1)(D_0 - D_2))}$$

$$k_2 = \frac{P_1}{((D_1 - D_0)(D_1 - D_2))}$$

$$k_3 = \frac{P_2}{((D_2 - D_0)(D_2 - D_1))}$$

η οποία είναι καλύτερη επιλογή στην περίπτωση που είναι δυνατή μόνο η άμεση αλλαγή του Duty cycle για την αλλαγή της τάσεως. [19], [20]

Πλεονέκτημα της μεθόδου συνιστά η πολύ εύκολη εφαρμογή της, ωστόσο αποτελεί ξεκάθαρα αριθμητική μέθοδο και η προσέγγιση του ΣΜΙ δεν είναι ιδανική.

4.2.7 Μέθοδος Προσαρμογής Καμπύλης (Curve Fitting Method)

Η μέθοδος Προσαρμογής Καμπύλης είναι μια διαδικασία κατασκευής μίας καμπύλης ή συνάρτησης, η οποία έχει το καλύτερο δυνατό ταίριασμα σε μια σειρά από σημεία. Ανήκει και αυτή στις μεθόδους Αριθμητικής Επίλυσης όπως και η μέθοδος Newton-Raphson. Η μέθοδος Προσαρμογής Καμπύλης μπορεί είτε να περιλαμβάνει παρεμβολή, όπου γίνεται ένα ακριβές ταίριασμα στα δεδομένα που δίνονται, ή να γίνεται μια εξομάλυνση όπου δημιουργείται μια συνάρτηση εξομάλυνσης που προσεγγίζει τα δεδομένα που δίνονται.

Για την υλοποίηση της μεθόδου Προσαρμογής Καμπύλης στην εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος, επιλέγονται κάποιες τιμές του Duty Cycle και για αυτές βρίσκονται η Ισχύς και η τάση του φωτοβολταϊκού μέσα από διαδοχικές μετρήσεις. Με παραδείγματος χάρις 5 σημεία δημιουργείται ένα πολυώνυμο τετάρτου βαθμού της ισχύος με την τάση της μορφής

$$P = P_1V^4 + P_2V^3 + P_3V^2 + P_4V + P_5 \quad (4.14)$$

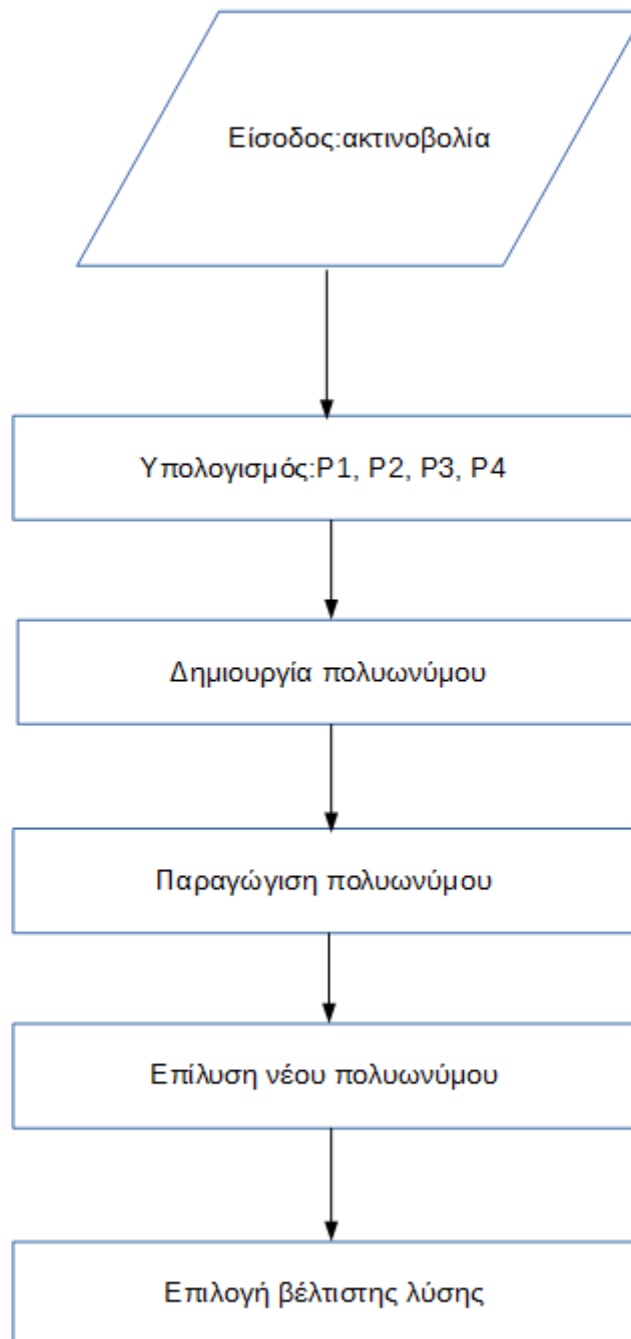
το οποίο προσεγγίζει αρκετά την πραγματική σχέση ισχύος με τάσης του φωτοβολταϊκού. Από εκεί και πέρα μπορεί να συμβεί επιπλέον προσαρμογή καμπύλης για να βρεθεί σχέση μεταξύ των συντελεστών του πολυωνύμου P_i με την ακτινοβολία ή την θερμοκρασία. Βρίσκοντας επιπλέον σημεία (P,V) το πολυώνυμο γίνεται μεγαλύτερου βαθμού προσεγγίζοντας ακόμα περισσότερο την ακριβή σχέση P-V, ωστόσο όσον αφορά την ισχύ και την τάση του φωτοβολταϊκού, τετάρτου βαθμού πολυώνυμο προσεγγίζει πολύ καλά την ζητούμενη συμπεριφορά.

Έχοντας προσεγγιστική σχέση ισχύος με τάση και παραγωγίζοντας την ισχύ ως προς την τάση, στο σημείο που η παράγωγος της ισχύος μηδενίζεται βρίσκεται το μέγιστο της.

Άλλη τακτική, η οποία είναι και αυτή που θα χρησιμοποιηθεί σε αυτήν την προσομοίωση, είναι εύρεσης της σχέσης P με Duty Cycle της μορφής:

$$P = P_1D^4 + P_2D^3 + P_3D^2 + P_4D + P_5 \quad (4.15)$$

παραγωγή της σχέσης ως προς D $\frac{dP}{dD} = 4P_1D^3 + 3P_2D^2 + 2P_3D + P_4$ (4.16), η οποία και θα ισούται με μηδέν στο ΣΜΙ, και επίλυση της σχέσης ως πολυωνυμική τρίτου βαθμού. Η λύση είναι το ζητούμενο Duty Cycle στο σημείο Μέγιστης Ισχύος.



Σχήμα 4.7 Διάγραμμα Προτεινόμενης εφαρμογής μεθόδου Προσαρμογής Καμπύλης. [21]

Η κύρια δυσκολία της μεθόδου είναι η εύρεση των σχέσεων των συντελεστών P_1, P_2, P_3, P_4 με την ακτινοβολία.

Πλεονέκτημα της μεθόδου είναι η ταχύτατη εφαρμογή της καθώς και η εύκολη εφαρμογή της στην περίπτωση που έχουν καθοριστεί οι σχέσεις των συντελεστών P με την ακτινοβολία. Μειονεκτήματα συνιστούν η πολυπλοκότητα υλοποίησης της μεθόδου, η ανάγκη χρησιμοποίησης φωτόμετρου καθώς και μικρότερη ακρίβεια στην εύρεση του ΣΜΙ.

4.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

Για την προσομοίωση του συστήματος φόρτισης συσσωρευτών με φωτοβολταϊκό μέσω Flyback μετατροπέα ισχύος, χρησιμοποιήθηκε η βιβλιοθήκη Simelectronics σε περιβάλλον Matlab. Η Θερμοκρασία του φωτοβολταϊκού θεωρείται 25 C . Επίσης σε κάθε μέθοδο, τίθενται κάποια όρια κορεσμού στο Duty Cycle (0.1 και 0.8) τα οποία δεν μπορεί να περάσει. Αρχικά είχε επιλεγεί χωρητικότητα εισόδου τα 20μF, αλλά τελικά με αναλυτικές δοκιμές κατά την προσομοίωση εμφανίζονται καλύτερα αποτελέσματα για επιλογή 60 μF. Επίσης πολύ καλύτερα αποτελέσματα εμφανίζονται για πυκνωτή εξόδου 300μF.

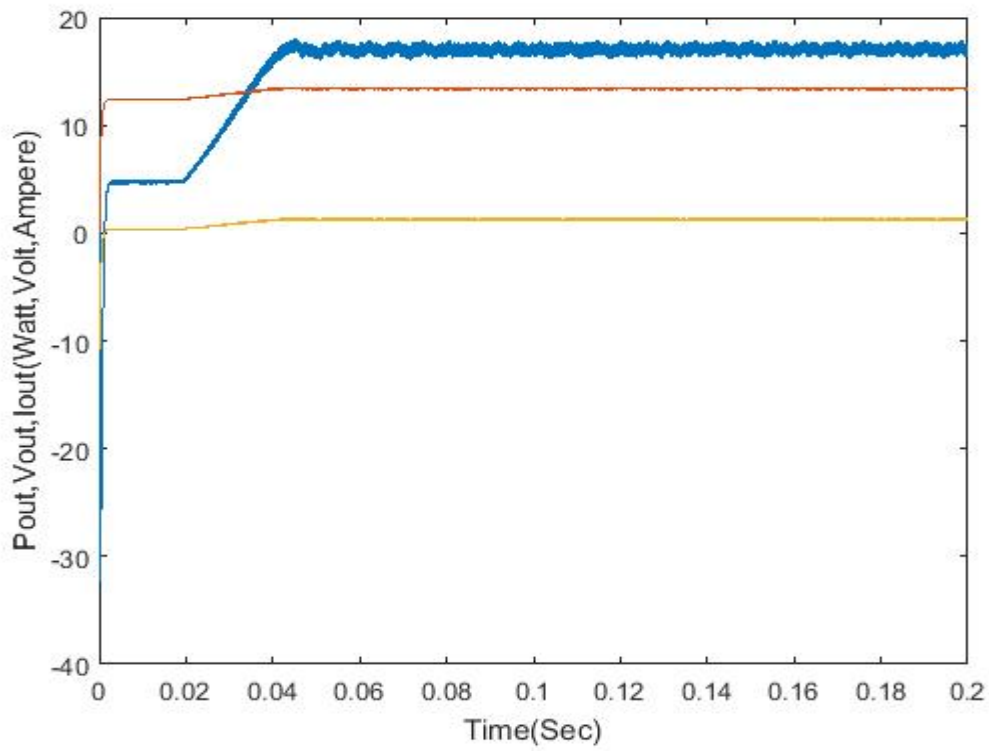
Παρακάτω βρίσκεται ο πίνακας 4.2 που δείχνει την μεταβολή των χαρακτηριστικών μεγεθών της διάταξης με την αλλαγή της πυκνότητας εισόδου.

$C(\mu F)$	$P_i(Watt)$	$V_i(Volt)$	$I_i(Ampere)$	$P_{out}(Watt)$	$V_{out}(Volt)$	$I_{out}(Ampere)$
10	19,03	18,29	1,09	16,85	13,46	1,28
20	19,69	17,99	1,11	17,18	13,49	1,24
30	19,84	17,88	1,11	17,29	13,49	1,25
40	19,91	17,78	1,12	17,29	13,5	1,25
50	19,94	17,78	1,12	17,3	13,5	1,25
60	19,96	17,76	1,12	17,31	13,5	1,25

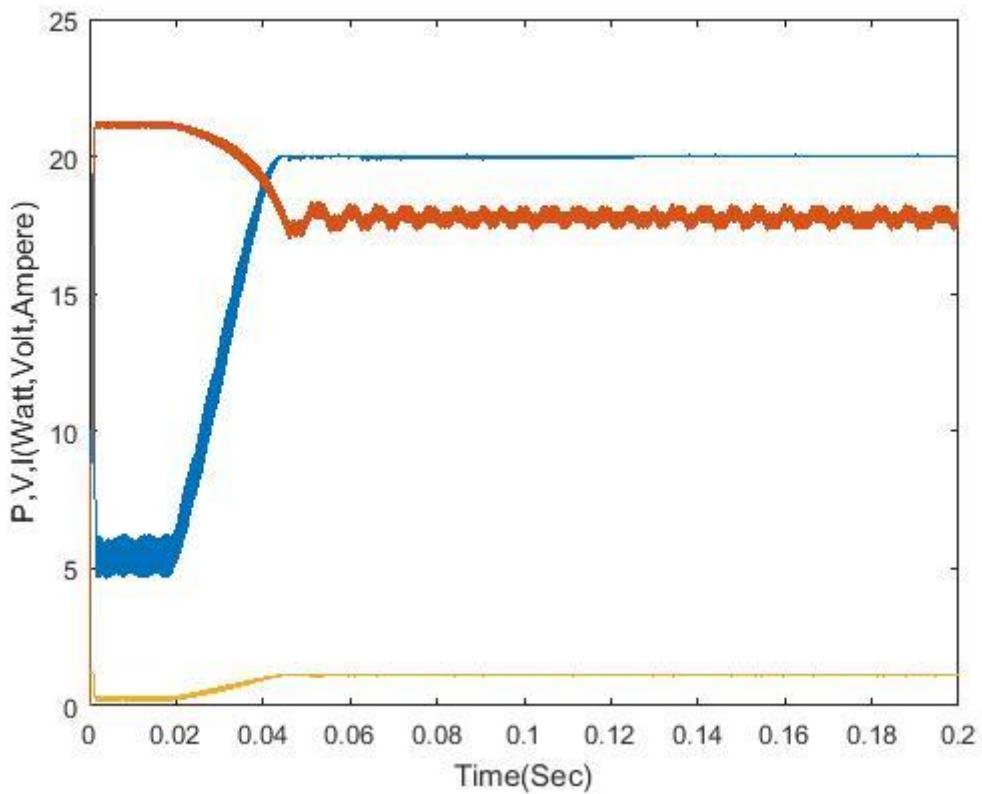
Πίνακας 4.2 Χαρακτηριστικά μεγέθη με Πυκνότητα εισόδου, χρησιμοποιώντας ενδεικτικά Duty Cycle τιμής 0.46.

Η απόδοση της διάταξης ορίζεται ως μέση ισχύ εισόδου στην μπαταρία προς μέση ισχύ παραγωγής φωτοβολταϊκού, ουσιαστικά η απόδοση του μετατροπέα ισχύος, που εξαρτάται από τις απώλειες σε αυτόν.

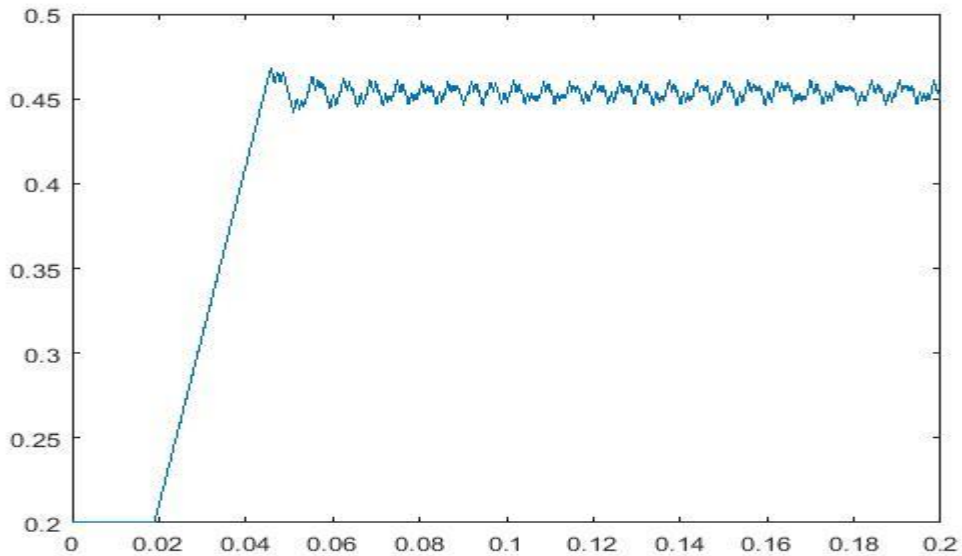
4.3.1 Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης



Σχήμα 4.8 Ισχύς Εξόδου (Μπλε), Τάση Εξόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εξόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.9 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση Εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εισόδου (Κίτρινο).



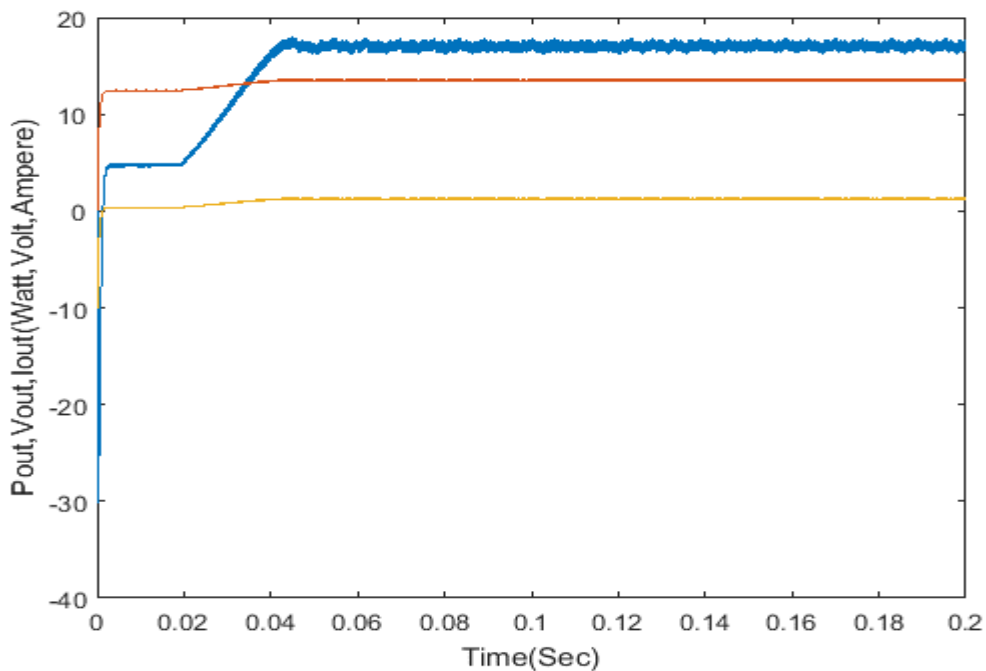
Σχήμα 4.10 *Duty Cycle* μεθόδου Διαταραχής και Παρατήρησης.

Η εφαρμογή της μεθόδου Διαταραχής και Παρατήρησης είναι αρκετά απλή. Το MPPT δέχεται την τάση και την ισχύ του φωτοβολταϊκού και ακολουθεί την εξής διαδικασία: Αν $\Delta P > 0$ και $\Delta V > 0$ ή $\Delta P < 0$ και $\Delta V < 0$ τότε αυξάνεται το Duty Cycle κατά 0,001. Διαφορετικά αν $\Delta P < 0$ και $\Delta V > 0$ ή $\Delta P > 0$ και $\Delta V < 0$ τότε το Duty Cycle μειώνεται κατά 0,001.

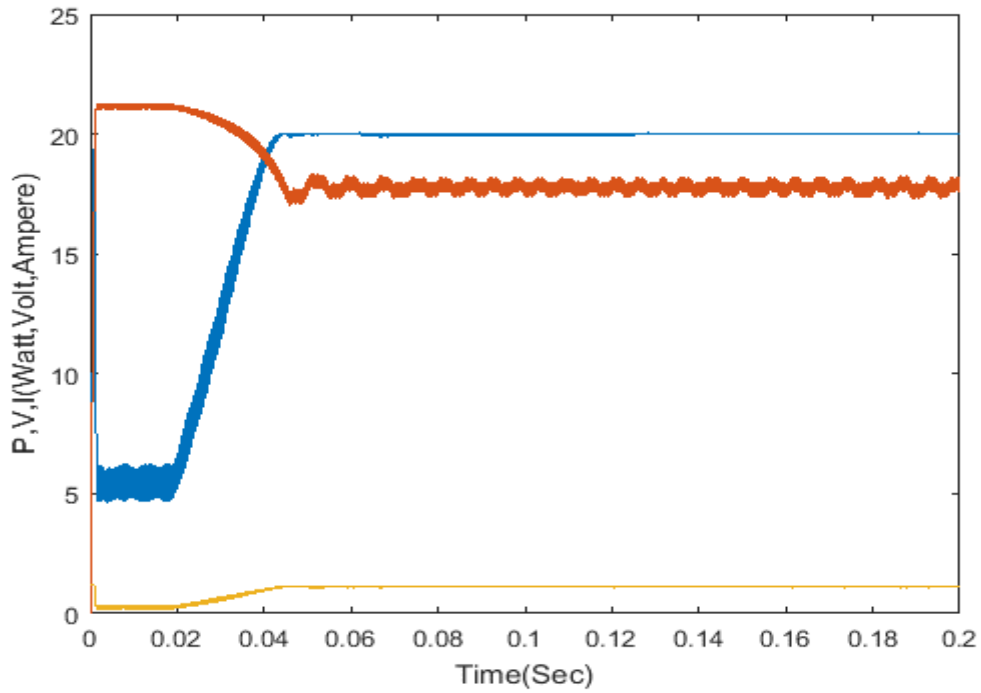
Παρατηρείται υψηλή ισχύς ταυτόχρονα με αρκετή ταλάντωση γύρω από το ΣΜΙ.

$$\text{Απόδοση} = \frac{17.54}{20.03} = 0.875$$

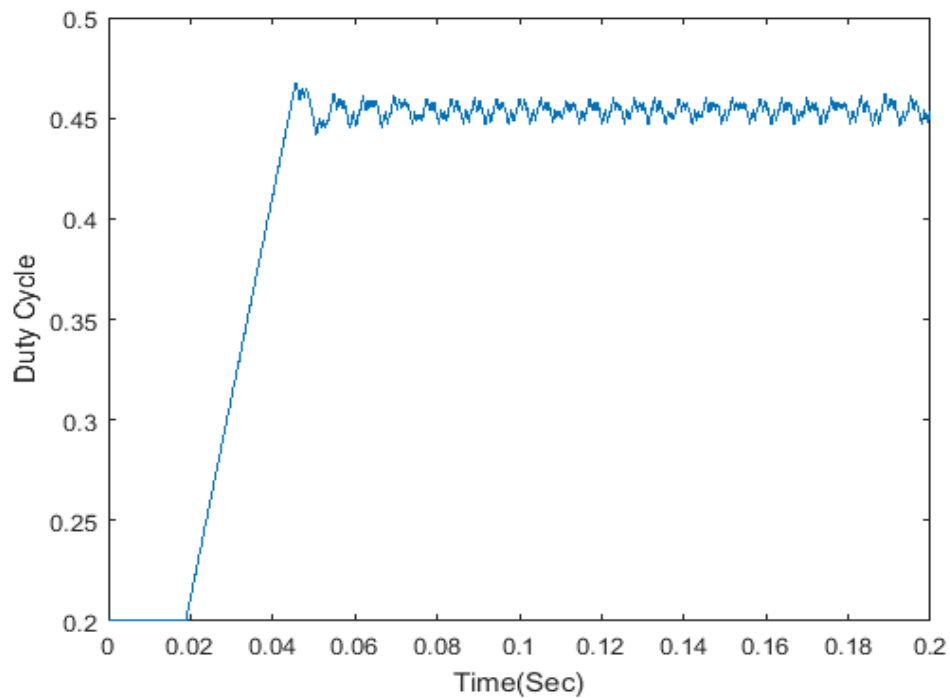
4.3.2 Μέθοδος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας



Σχήμα 4.11 *Ισχύς Εξόδου (Μπλε), Τάση Εξόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εξόδου (Κίτρινο).*



Σχήμα 4.12 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση Εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εισόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.13 Duty Cycle μεθόδου Στοιχειώδους Αγωγιμότητας.

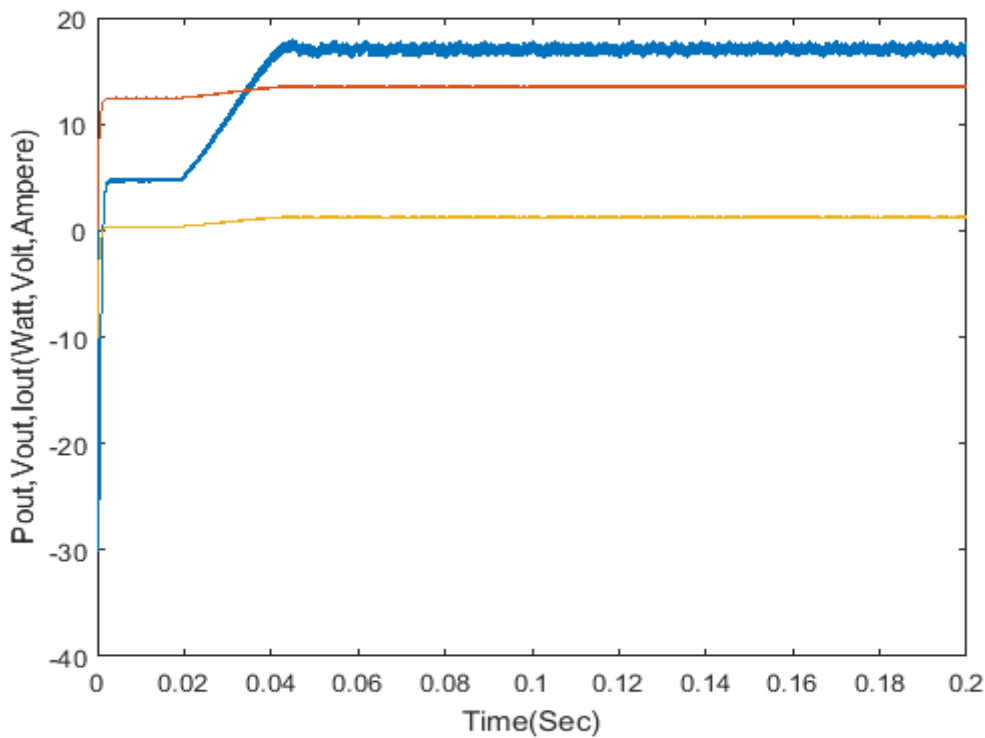
Η εφαρμογή της μεθόδου Στοιχειώδους αγωγιμότητας γίνεται ως εξής: το MPPT δέχεται ως εισόδους την τάση, το ρεύμα την στιγμή k καθώς και την τάση και το ρεύμα της προηγούμενης δειγματοληπτικής στιγμής $k-1$. Υπό την προϋπόθεση ότι το ΔV δεν είναι μηδενικό, ελέγχει αν ισχύουν ορισμένες συνθήκες. Αν $|\frac{\Delta I}{\Delta V} + \frac{I}{V}| < 0.000001$, το οποίο είναι ουσιαστικά ισοδύναμο με το $\frac{\Delta I}{\Delta V} + \frac{I}{V} = 0$ (απλά ρεαλιστικά δεν πρόκειται ποτέ να μηδενιστεί το άθροισμα σε υπολογιστικό

εργαλείο), τότε το Duty Cycle δεν αλλάζει. Αν $\frac{\Delta I}{\Delta V} > \frac{-I}{V}$ τότε το Duty Cycle μειώνεται κατά 0,001. Αντίθετα αν $\frac{\Delta I}{\Delta V} < \frac{-I}{V}$ τότε το Duty Cycle αυξάνεται κατά 0,001. Αν το ΔV είναι μηδενικό τότε ανάλογα με το ΔI αλλάζει το Duty Cycle. Για $|\Delta I| < 0.000001$, δηλαδή $\Delta I=0$, το Duty cycle δεν αλλάζει. Διαφορετικά, αν $\Delta I > 0$ το Duty cycle μειώνεται κατά 0,001 αλλιώς αυξάνεται κατά 0,001.

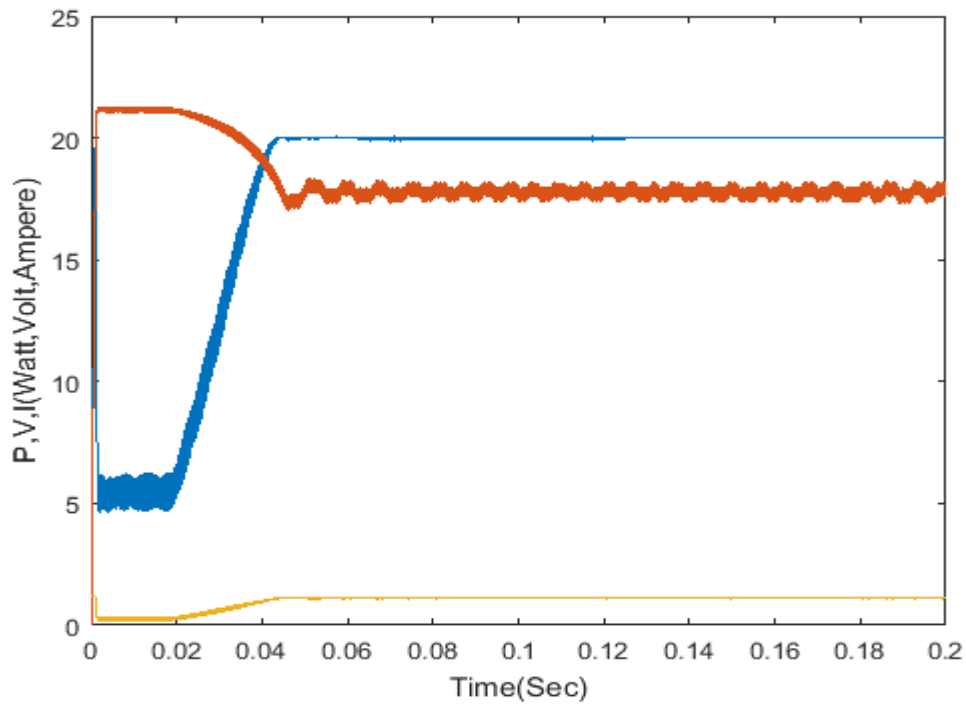
Παρατηρείται υψηλή ισχύς ταυτόχρονα με αρκετή ταλάντωση γύρω από το ΣΜΙ.

$$\text{Απόδοση} = \frac{17.36}{20.04} = 0.866$$

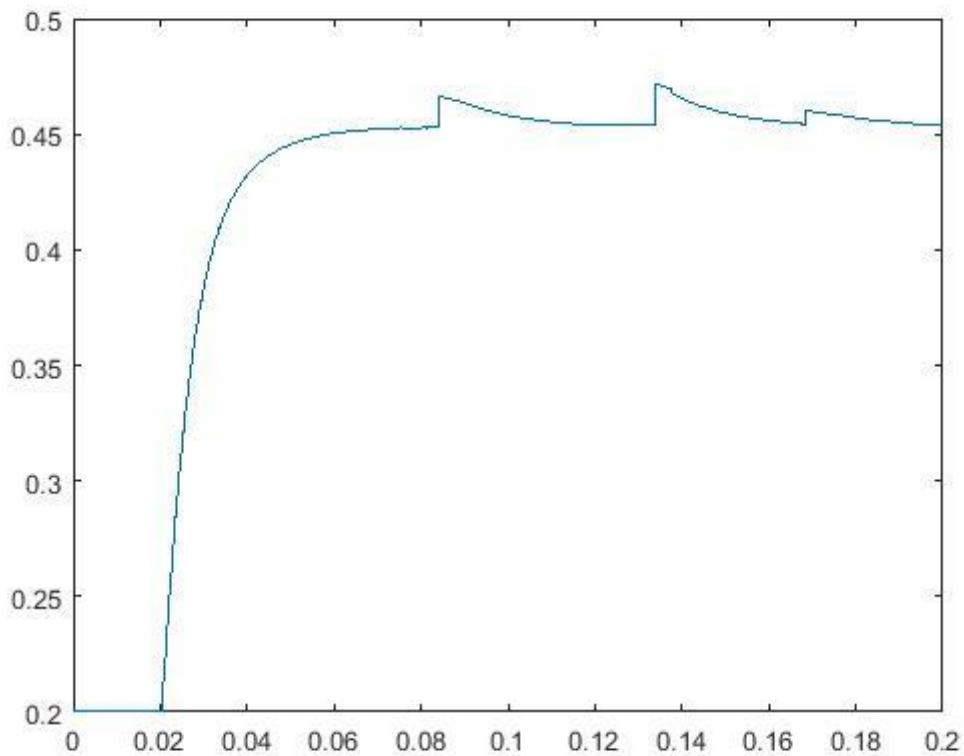
4.3.3 Έλεγχος Συσχετισμού Κυμάτωσης



Σχήμα 4.14 Ισχύς Εξόδου (Μπλε), Τάση Εξόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εξόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.15 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση Εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εισόδου (Κίτρινο).



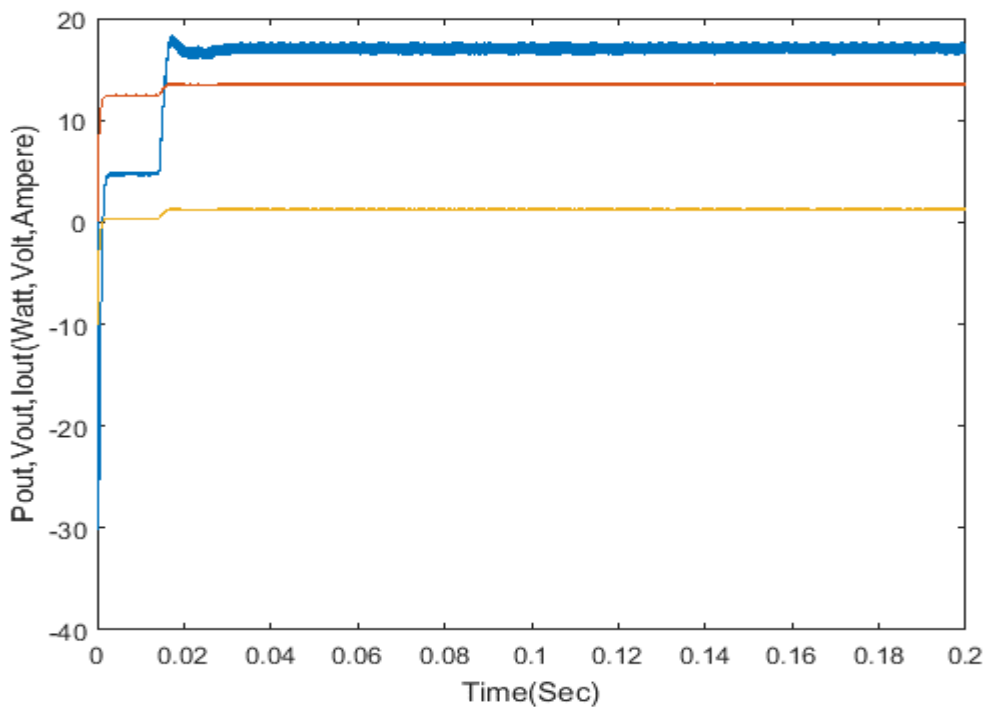
Σχήμα 4.16 Duty Cycle μεθόδου ελέγχου Συσχετισμού Κυμάτωσης.

Η μέθοδος ελέγχου συσχετισμού κυμάτωσης έχει την εξής λειτουργία: Το MPPT δέχεται δύο εισόδους, την διαφορά ισχύος και την διαφορά τάσεως. Υπολογίζει το ολοκλήρωμα ως προς τον χρόνο του γινομένου της παραγώγου της ισχύος και της τάσεως $\int \left(\frac{dp}{dt}\right) \left(\frac{dv}{dt}\right) dt$ (4.17). Ύστερα πολλαπλασιάζεται αυτό το γινόμενο με μία αρνητική σταθερά και δίνει το εφαρμοζόμενο Duty

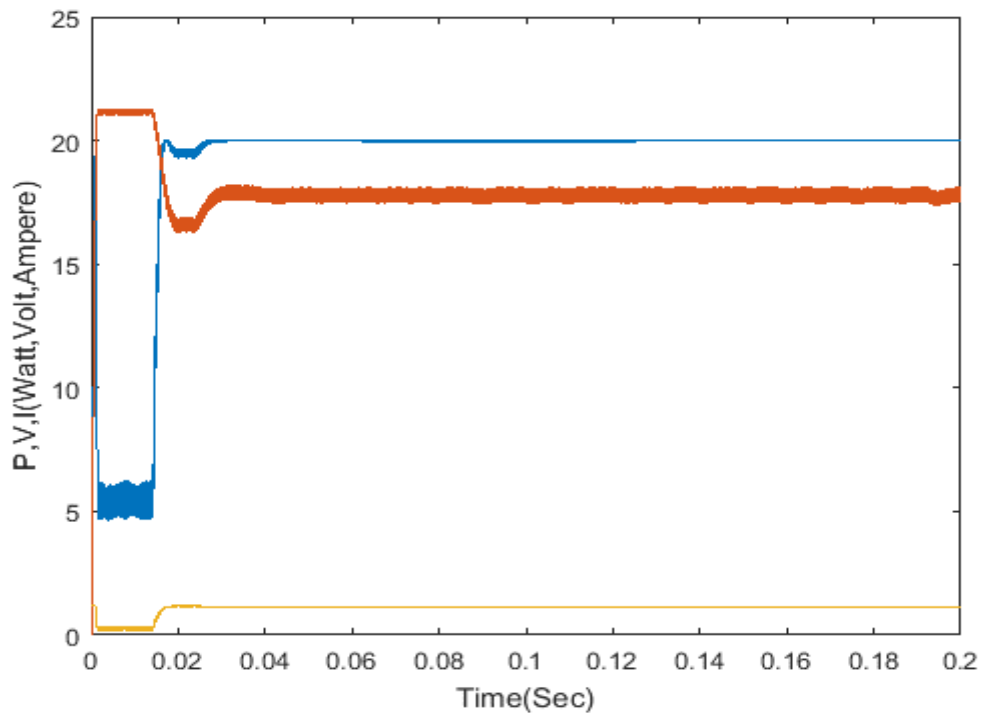
Cycle $D = K \times \int \left(\frac{dp}{dt}\right) \left(\frac{dv}{dt}\right) dt$.) Ουσιαστικά το ζητούμενο σε κάθε διακοπτικό κύκλο είναι ότι μεγαλώνει το ολοκλήρωμα και έτσι προστίθεται μια απειροελάχιστη ποσότητα στο Duty Cycle η οποία μπορεί να είναι είτε θετική είτε αρνητική ανάλογα με τις ανάγκες του συστήματος.

Παρουσιάζεται υψηλής ισχύς χωρίς ταλαντώσεις του Duty Cycle γύρω από την ζητούμενη τιμή του και αρκετή ομοιότητα με την μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης.

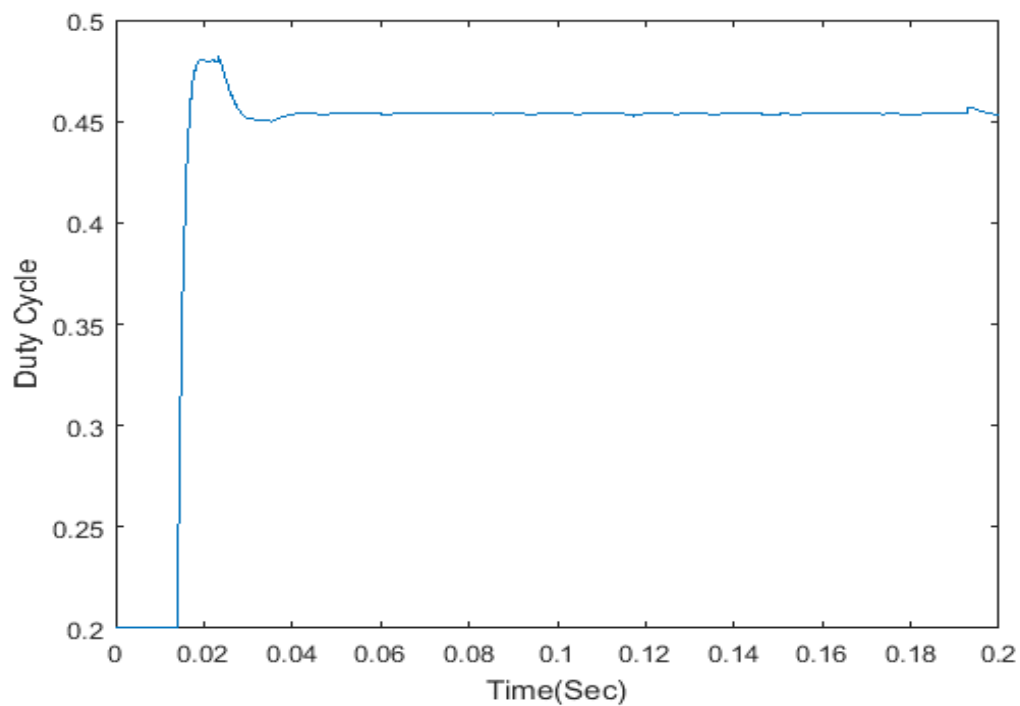
4.3.4 Τροποποιημένη Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης



Σχήμα 4.17 Ισχύς Εξόδου (Μπλε), Τάση Εξόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εξόδου (Κίτρινο).



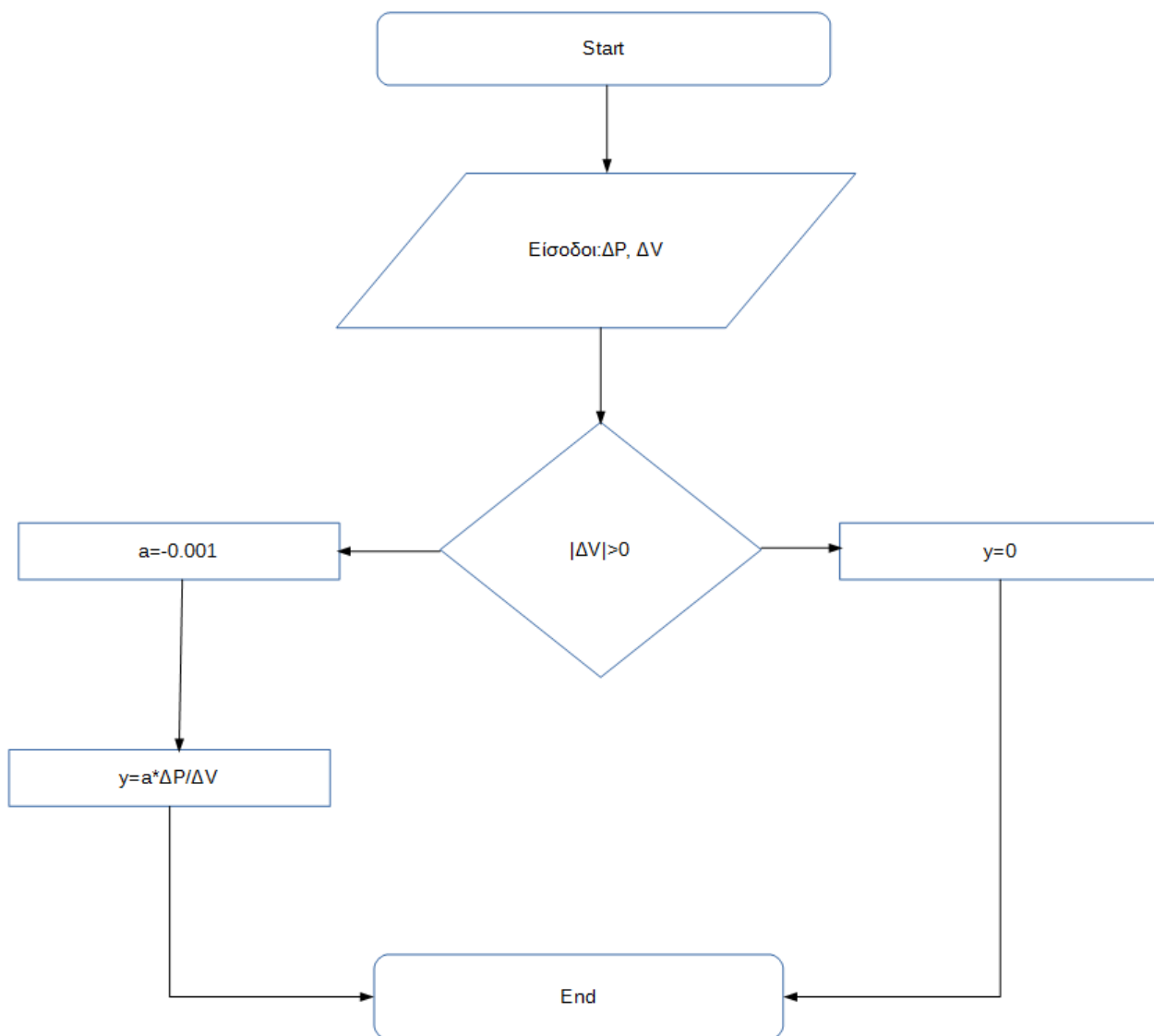
Σχήμα 4.18 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση Εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εισόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.19 Duty Cycle Τροποποιημένης Μεθόδου Διαταραχής και Παρατήρησης.

Η συγκεκριμένη μέθοδος έχει στοιχεία από την μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης. Ουσιαστικά αποτελεί μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης αλλά με μεταβλητό βήμα μεταβολής. Το βήμα μεταβολής είναι $y = -b * a$, όπου a μια μικρή σταθερά της τάξεως του $-0,001$ και $b = \frac{\Delta P}{\Delta V}$. Η λογική είναι η εξής: όσο πλησιάζει στο σημείο μέγιστης ισχύος, τόσο μικρότερο γίνεται το $\frac{\Delta P}{\Delta V}$ αφού πλησιάζει το μέγιστο του P ($\frac{\Delta P}{\Delta V} = 0$), φαίνεται άλλωστε και από την καμπύλη του P με το V ότι η

κλίση μειώνεται όσο πλησιάζει στο σημείο μέγιστης ισχύος. Κατά συνέπεια το βήμα θα μειωνόταν όσο πλησιάζει στο σημείο μέγιστης ισχύος και θα υπήρχε σχεδόν μηδενική ή κυριολεκτικά μηδενική ταλάντωση γύρω από αυτό. Επιπλέον ο αλγόριθμος σε αυτήν την περίπτωση θα ήταν αρκετά απλός αφού δεν θα απαιτούνταν συνθήκες ελέγχου (If-else) καθώς όταν $\Delta P > 0$ με $\Delta V > 0$ ή $\Delta P < 0$ με $\Delta V < 0$ πρέπει να μειωθεί το D, οπότε με $y = \frac{a \times \Delta P}{\Delta V} < 0$ επιτυγχάνεται αφού $\frac{\Delta P}{\Delta V} > 0$. Από την άλλη όταν $\Delta P < 0$ με $\Delta V > 0$ ή $\Delta P > 0$ με $\Delta V < 0$ τότε $\frac{\Delta P}{\Delta V} < 0$ και αυτομάτως το $y = \frac{a \times \Delta P}{\Delta V} > 0$ όπως είναι αναγκαίο σε αυτήν την περίπτωση. Με άλλα λόγια είναι αναγκαία μόνο η γραμμή $y = \frac{a \times \Delta P}{\Delta V}$ το οποίο απλοποιεί πολύ τον κώδικα.



Σχήμα 4.20 Διάγραμμα Τροποποιημένης Μεθόδου Διαταραχής και Παρατήρησης.

Παρουσιάζει υψηλή ισχύ και μηδαμινή ταλάντωση γύρω από το ΣΜΙ.

$$\text{Απόδοση} = \frac{17.17}{20.04} = 0.85$$

4.3.5 Μέθοδος Ελέγχου με Ασαφή Λογική (Fuzzy Logic)

Η εφαρμογή της μεθόδου Ασαφούς Λογικής συμβαίνει με 3 διαφορετικές περιπτώσεις. Στην πρώτη περίπτωση, η οποία και αναφέρθηκε στο θεωρητικό κομμάτι, είσοδοι του συστήματος ασαφούς Λογικής είναι η κλίση $P-V$ $S(k) = \frac{\Delta P_k}{\Delta V_k}$ (4.22) και το λάθος $\Delta S(k) = S(k) - S(k - 1)$ (4.23) με πίνακα τον 4.3 που παρουσιάζεται παρακάτω:

Fuzzy Rule		S(k)				
		NB	NS	ZE	PS	PB
ΔS(k)	NB	ZE	PB	PS	ZE	NB
	NS	PB	PS	ZE	ZE	NB
	ZE	PB	PS	ZE	NS	NB
	PS	PB	ZE	ZE	NS	NB
	PB	PB	ZE	NS	NB	ZE

Πίνακας 4.3 Κανόνες Fuzzy logic για εισόδους $S(k)/\Delta S(k)$.

Υπάρχουν οι εξής 3 περιοχές:

Περιοχή 1

Η κλίση είναι αρνητική σε αυτήν την περιοχή, δείχνοντας ότι το σημείο λειτουργίας βρίσκεται δεξιά του ΣΜΙ και χρειάζεται αύξηση του Duty Cycle. Η δεύτερη είσοδος χρησιμεύει στον καθορισμό της τιμής αύξησης του Duty Cycle. Όμως όταν το $S(k)$ και το $\Delta S(k)$ είναι και τα 2 NB, οι υπολογισμοί μπορεί να οδηγήσουν σε λάθος αποτελέσματα δεδομένου ότι $S(k) = \frac{\Delta P_k}{\Delta V_k}$. Όταν το σημείο λειτουργίας βρίσκεται κοντά στο ΣΜΙ με τα ΔP και ΔV να έχουν πολύ μικρές τιμές, η έξοδος θα τίθεται στο ZE ώστε να αποφευχθεί να γίνει το $S(k)$ NB και να δημιουργήσει λάθος μετά την διαίρεση. Όταν το $S(k)$ είναι NS και το $\Delta S(k)$ είναι είτε αρνητικό είτε μηδενικό, αυτό σημαίνει ότι το σημείο λειτουργίας βρίσκεται δεξιά του ΣΜΙ και τείνει να μετακινηθεί προς περαιτέρω στην δεξιά πλευρά. Οπότε ο κανόνας τέθηκε έτσι ώστε να αυξάνεται το Duty Cycle σε αυτήν την περίπτωση. Αν το $\Delta S(k)$ είναι θετικό σε αυτό το σημείο, θα σημαίνει ότι το σημείο λειτουργίας πλησιάζει το ΣΜΙ από την δεξιά πλευρά. Σε τέτοια περίπτωση η έξοδος τίθεται ZE ώστε να αποφευχθεί η υπεραύξηση του Duty Cycle και οδηγηθεί το σύστημα σε ταλάντωση.

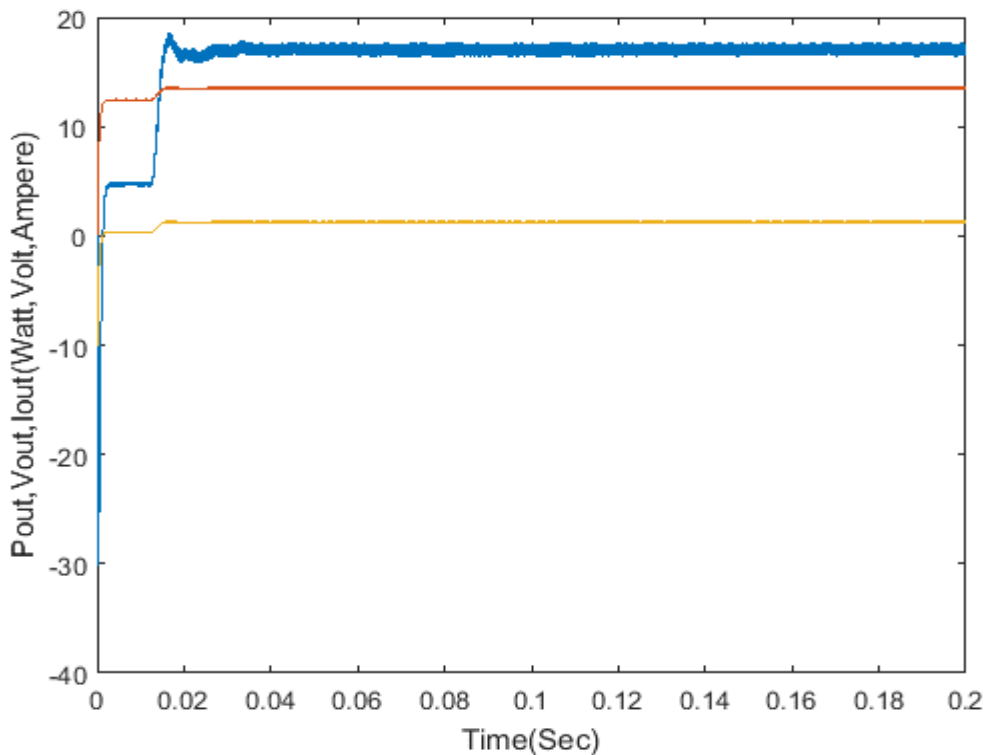
Περιοχή 2

Σε αυτήν την περιοχή, το $S(k)$ είναι ZE, το οποίο σημαίνει ότι το σημείο λειτουργίας είναι κοντά στο ΣΜΙ. Έτσι, η λογική θα είναι να διατηρηθεί το Duty Cycle κάτω από τέτοιες συνθήκες. Αν το $\Delta S(k)$ είναι NB, τότε το σημείο λειτουργίας θα πλησιάζει ταχύτατα το ΣΜΙ από την αριστερή πλευρά. Προκειμένου να αποφευχθεί η μετακίνηση του σημείου λειτουργίας προς την δεξιά πλευρά του ΣΜΙ, ο ελεγκτής θα χρησιμοποιούσε PS ώστε να καταστείλει την αλλαγή του μεγέθους του Duty Cycle προς την αντίθετη πλευρά. Όταν το $\Delta S(k)$ είναι PB, το σημείο λειτουργίας θα είναι δεξιά του ΣΜΙ. Προκειμένου να αποφευχθούν ξαφνικές υπεραυξήσεις του Duty Cycle που θα μπορούσαν να οδηγήσουν το σημείο λειτουργίας στην αριστερή πλευρά του ΣΜΙ, ο ελεγκτής πάει σε έξοδο NS για

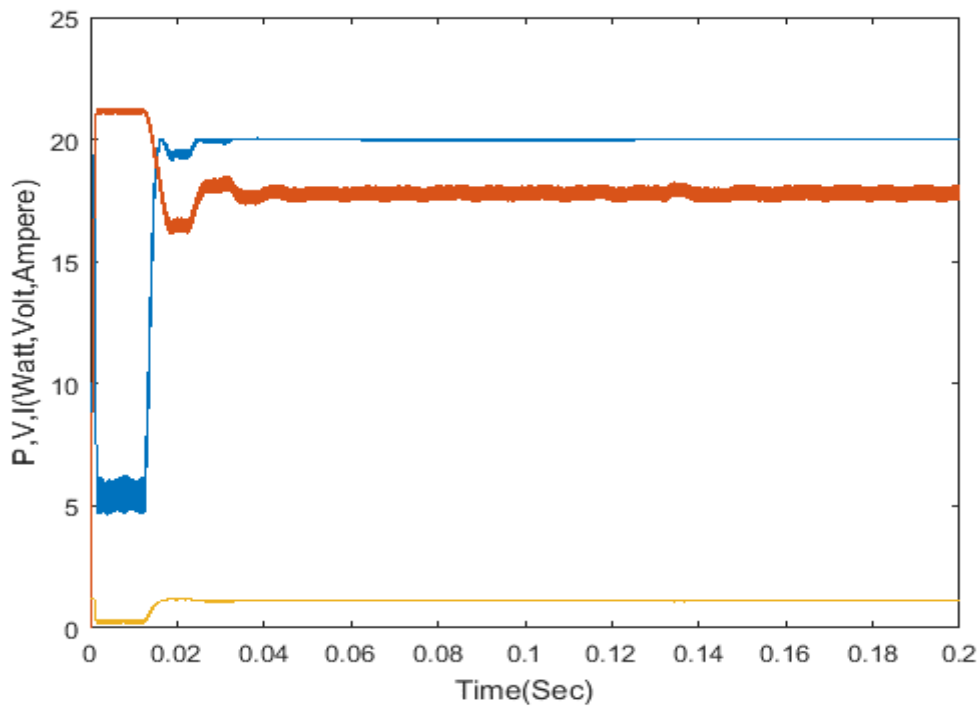
να καταστείλει το μέγεθος της αλλαγής του Duty Cycle.

Περιοχή 3

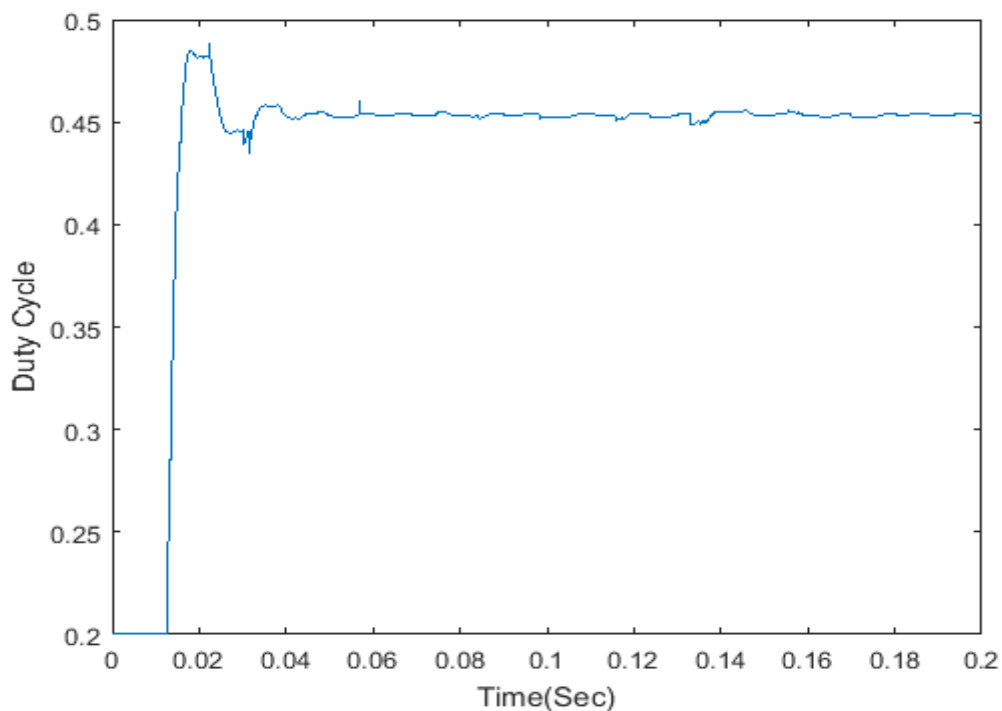
Όταν $S(k)$ είναι θετικό, το σημείο λειτουργίας θα βρίσκεται στην αριστερή πλευρά του MPP. Υπό αυτές τις συνθήκες, το Duty Cycle θα πρέπει να μειωθεί. Ένα δεύτερο σύνολο μεταβλητών εισόδου θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για να καθοριστεί το μέγεθος του Duty Cycle που πρέπει να μειωθεί. Όταν και οι δύο $S(k)$ και $\Delta S(k)$ είναι PB, ο ελεγκτής μπορεί να δημιουργήσει τη λανθασμένη έξοδο λόγω των λόγων παρόμοιων με εκείνων της Περιοχής 1. Ως εκ τούτου, η έξοδος θα πρέπει να ρυθμιστεί σε ZE προκειμένου να αποφευχθούν τέτοιες συνθήκες. Όταν το σύστημα καθορίζει ότι $S(k)$ είναι PS και ότι $\Delta S(k)$ είναι θετικό ή μηδέν, το σημείο λειτουργίας θα είναι στην αριστερή πλευρά του MPP και θα τείνει να κινηθεί προς τα αριστερά περαιτέρω. Η βάση δεδομένων των κανόνων θα πρέπει να οριστεί για τη μείωση του Duty Cycle κάτω από τέτοιες συνθήκες. Όταν $\Delta S(k)$ είναι αρνητικό σε αυτό το σημείο, το σημείο λειτουργίας θα πλησιάζει το MPP από την αριστερή πλευρά. Σε εκείνη την στιγμή, θα οριστεί η έξοδος στο ZE, προκειμένου να αποφευχθεί η υπερβολική μείωση του Duty Cycle και το σύστημα ταλαντωθεί.



Σχήμα 4.21 Ισχύς Εξόδου (Μπλε), Τάση Εξόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εξόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.22 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση Εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εισόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.23 Duty Cycle Fuzzy logic για μεταβλητές εισόδου $S(k)/\Delta S(k)$.

Ως μεταβλητές εισόδου χρησιμοποιούνται το $S(k) = \frac{\Delta P_k}{\Delta V_k}$ με όρια $-20, +20 W/V$ και το λάθος τους $\Delta S(k) = S(k) - S(k-1)$ με όρια $-1.5, +1.5 W/V$. Η έξοδος έχει όρια $-0.012, +0.012$. Και για τις 3 μεταβλητές χρησιμοποιείται ως συνάρτηση μεταφοράς η τριγωνική trimf.

$$\text{Απόδοση} = \frac{17.37}{20.03} = 0.87$$

Στην δεύτερη περίπτωση, είσοδοι του συστήματος είναι πάλι η κλίση P-V $S(k) = \frac{\Delta P_k}{\Delta V_k}$ αλλά με δεύτερη είσοδο την διαφορά της ισχύος ΔP με πίνακα :

Fuzzy Rule		S(k)				
		NB	NS	ZE	PS	PB
ΔP	NB	PB	PB	ZE	NS	NB
	NS	PB	PS	ZE	NS	NB
	ZE	PS	ZE	NS	NS	NS
	PS	PB	PS	ZE	NS	NB
	PB	PB	PS	ZE	NB	NB

Πίνακας 4.4 Κανόνες Fuzzy logic για εισόδους $S(k)/\Delta P$.

Υπάρχουν οι εξής 4 περιοχές:

Περιοχή 1

Ο κύριος καθοριστικός παράγοντας στην περιοχή αυτή είναι μια αρνητική κλίση, με το σημείο λειτουργίας να βρίσκεται στη δεξιά πλευρά του MPP. Ως εκ τούτου, το σύστημα είναι σε θέση να συμπεράνει ότι το Duty Cycle χρειάζεται να αυξηθεί για να παρακολουθείτε το MPP. Οι αλλαγές στην ισχύ θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για την απόκτηση του μεγέθους της αύξησης του Duty Cycle.

Περιοχή 2

Η κλίση είναι ZE σε αυτή την περιοχή. Επομένως το Duty Cycle θα παραμείνει αμετάβλητο.

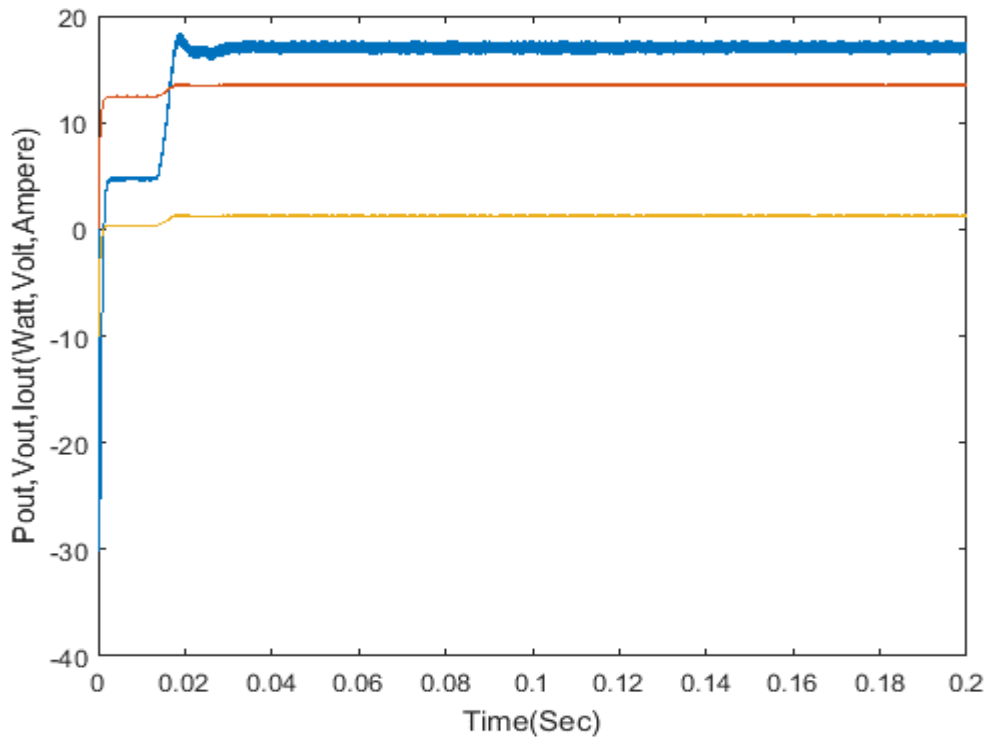
Περιοχή 3

Ο κύριος καθοριστικός παράγοντας στην περιοχή αυτή είναι μια θετική κλίση, με το σημείο λειτουργίας να βρίσκεται στην αριστερή πλευρά του MPP. Ως εκ τούτου, το σύστημα είναι σε θέση να συμπεράνει ότι είναι ανάγκη το Duty Cycle να μειωθεί για να παρακολουθείτε το MPP. Αλλαγές στην ισχύ μπορεί να χρησιμοποιηθούν για την απόκτηση του μεγέθους της μείωσης του Duty Cycle.

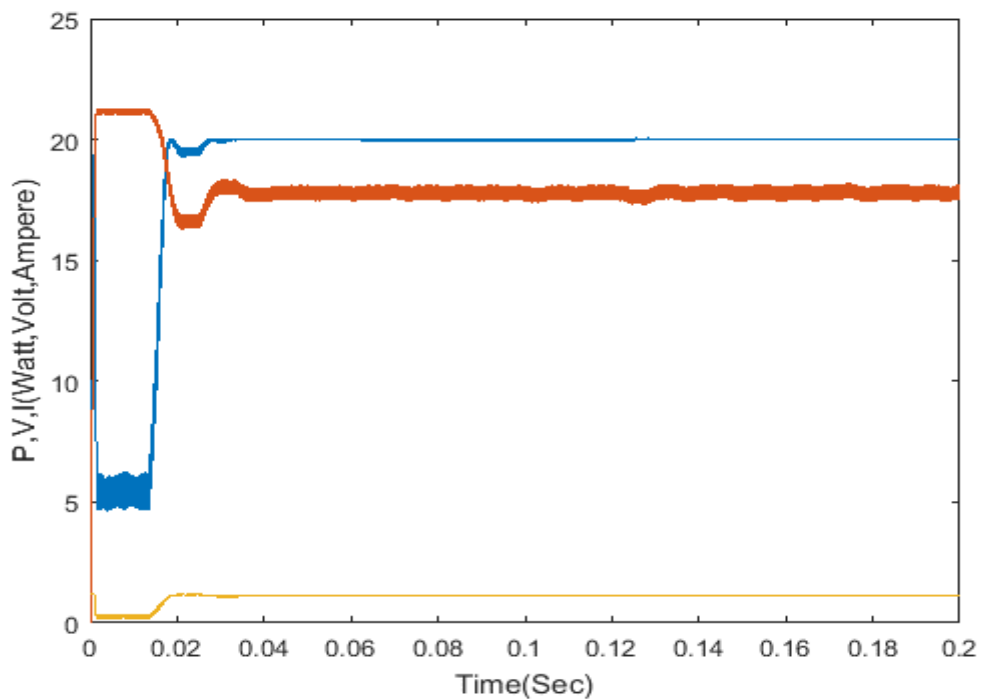
Περιοχή 4

Η περιοχή αυτή καθορίζει κατά κύριο λόγο τις απαντήσεις που εφαρμόζονται όταν η αλλαγή στην ισχύ έχει καθοριστεί να είναι ZE. Όταν ΔP είναι ZE, το σημείο λειτουργίας θα είναι πολύ κοντά στο MPP. Εκείνη την στιγμή, το $S(k)$ θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για τη βελτίωση της ακρίβειας του σημείου λειτουργίας. Η χρήση του $S(k)$ στοχεύει ειδικά στα χαμηλά επίπεδα ακτινοβολίας όπου η καμπύλη P-V έχει πολύ χαμηλή κλίση και το σύστημα μπορεί να μην είναι σε θέση να βρει με ακρίβεια το MPP. Ως εκ τούτου, η κλίση χρησιμοποιήθηκε για να βελτιωθεί η ακρίβεια του αλγορίθμου του συστήματος. Η σχεδιασμένη αύξηση ή μείωση κάθε αναλογίας Duty Cycle θα είναι μικρή, προκειμένου να αποφευχθεί έντονη αύξηση ή μείωση του Duty Cycle σε ένα μόνο στάδιο που

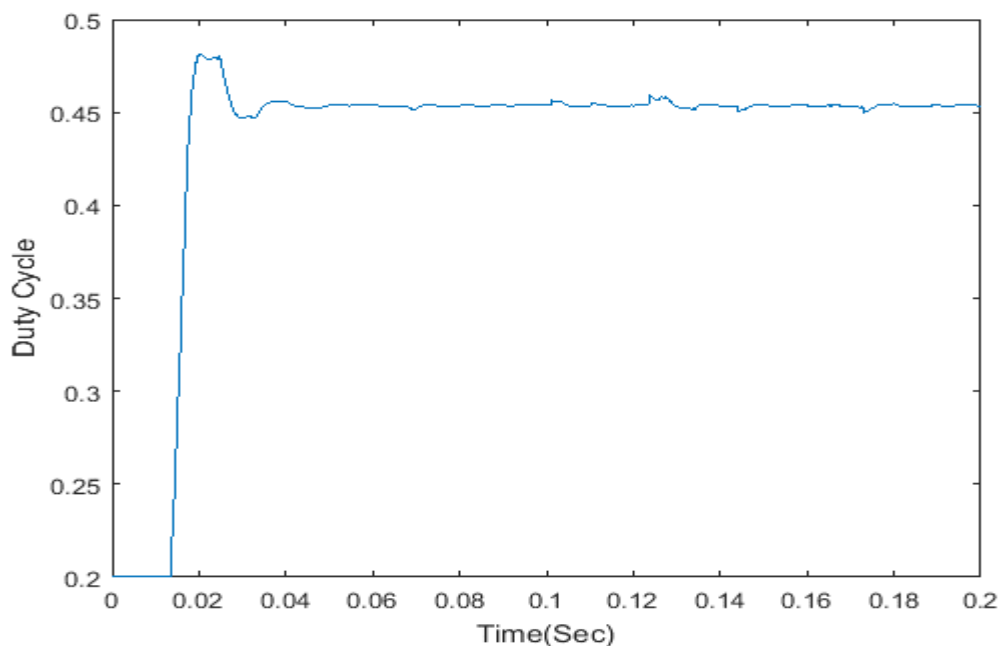
θα μπορούσε να οδηγήσει σε διακυμάνσεις του σημείου λειτουργίας.



Σχήμα 4.24 Ισχύς Εξόδου (Μπλε), Τάση Εξόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εξόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.25 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση Εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εισόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.26 Duty Cycle για μεταβλητές εισόδου $S(k)/\Delta P$.

Μεταβλητές εισόδου $S(k) = \frac{\Delta P_k}{\Delta V_k}$ με όρια $-8, +8 W/V$ και ΔP με όρια $-1, +1W$. Η έξοδος έχει όρια $-0.01, +0.01$. Και για τις 3 μεταβλητές χρησιμοποιείται ως συνάρτηση μεταφοράς η τριγωνική trimf.

$$\text{Απόδοση} = \frac{17.36}{20.04} = 0.85$$

Στην τρίτη περίπτωση, είσοδος του συστήματος είναι το άθροισμα της αγωγιμότητας και της στοιχειώδους αγωγιμότητας του συστήματος $\frac{I}{V} + \frac{\Delta I}{\Delta V}$ με πίνακα:

Fuzzy Rule	$\frac{I}{V} + \frac{\Delta I}{\Delta V}$				
	NB	NS	ZE	PS	PB
	PB	PS	ZE	NS	NB

Πίνακας 4.5 Κανόνες Fuzzy Logic για είσοδο $\frac{I}{V} + \frac{\Delta I}{\Delta V}$.

Υπάρχουν οι εξής 3 περιοχές:

Περιοχή 1

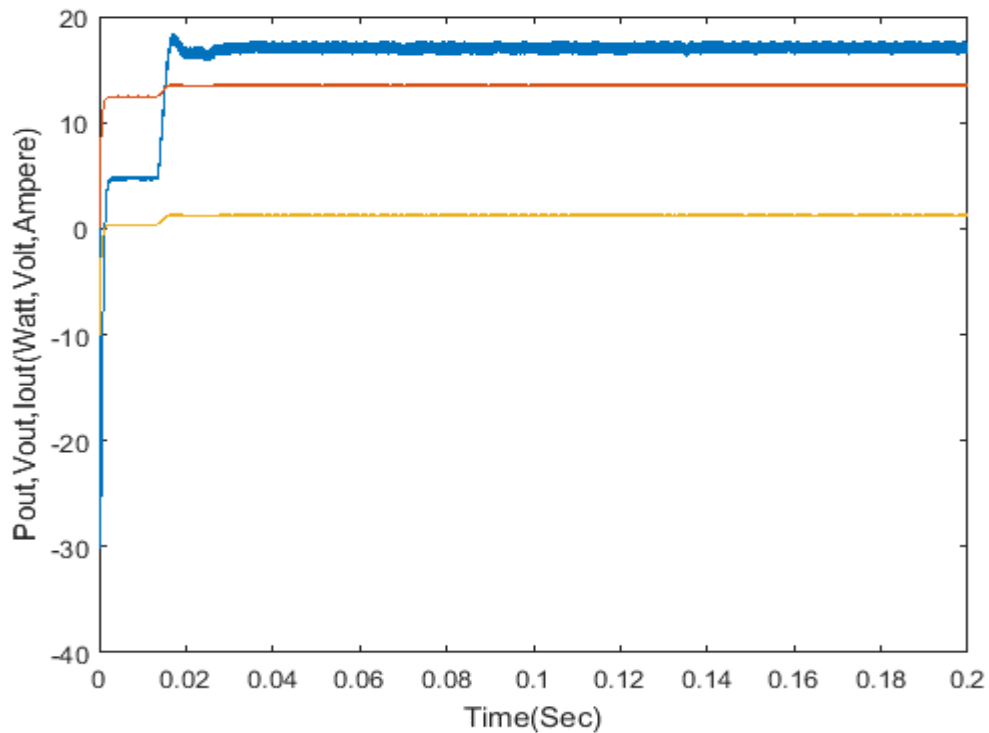
Το σημείο λειτουργίας βρίσκεται στα δεξιά του MPP. Η εγγύτητα του σημείου λειτουργίας στο MPP χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό του βαθμού αύξησης του Duty Cycle για την διαδικασία MPPT.

Περιοχή 2

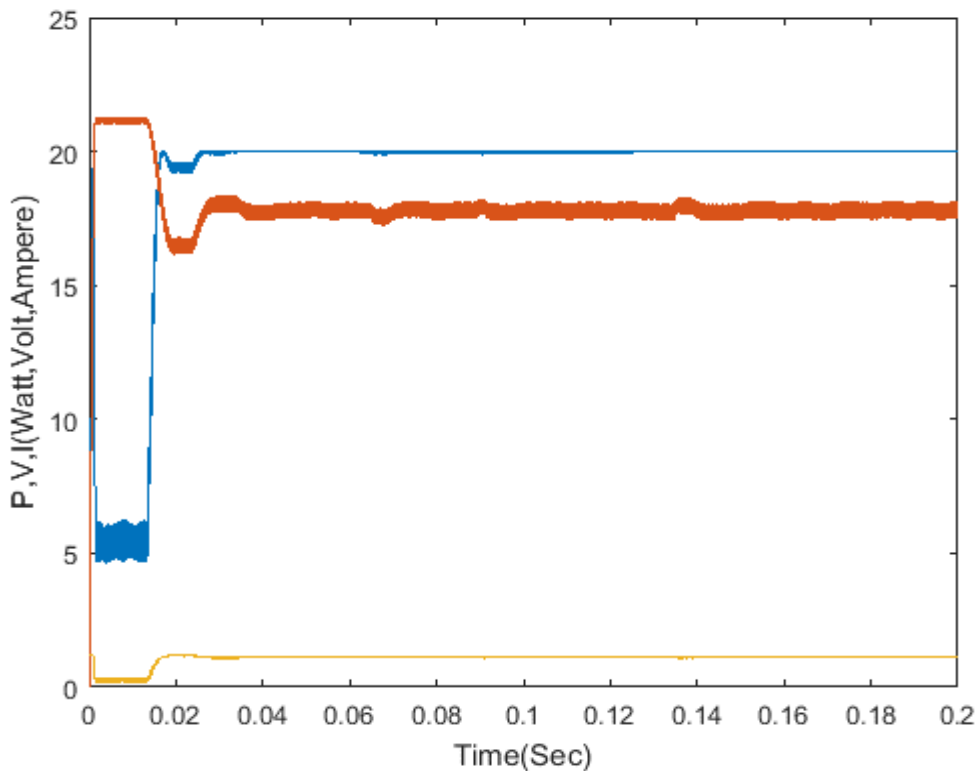
Το σημείο λειτουργίας βρίσκεται κοντά στο ΣΜΙ. Κατά συνέπεια η έξοδος τίθεται στο ZE.

Περιοχή 3

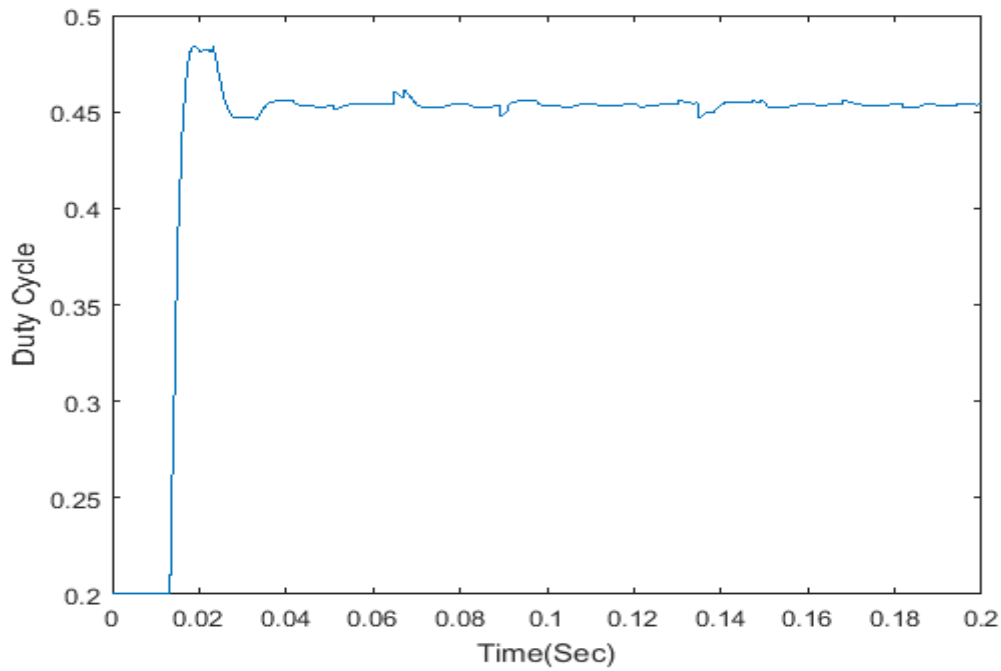
Το σημείο λειτουργίας βρίσκεται στα αριστερά του MPP. Η εγγύτητα του λειτουργικού σημείου στο MPP χρησιμοποιείται για να προσδιοριστεί ο βαθμός μείωσης του Duty Cycle για την διαδικασία MPPT.



Σχήμα 4.27 Ισχύς Εξόδου (Μπλε), Τάση Εξόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εξόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.28 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση Εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εισόδου (Κίτρινο).



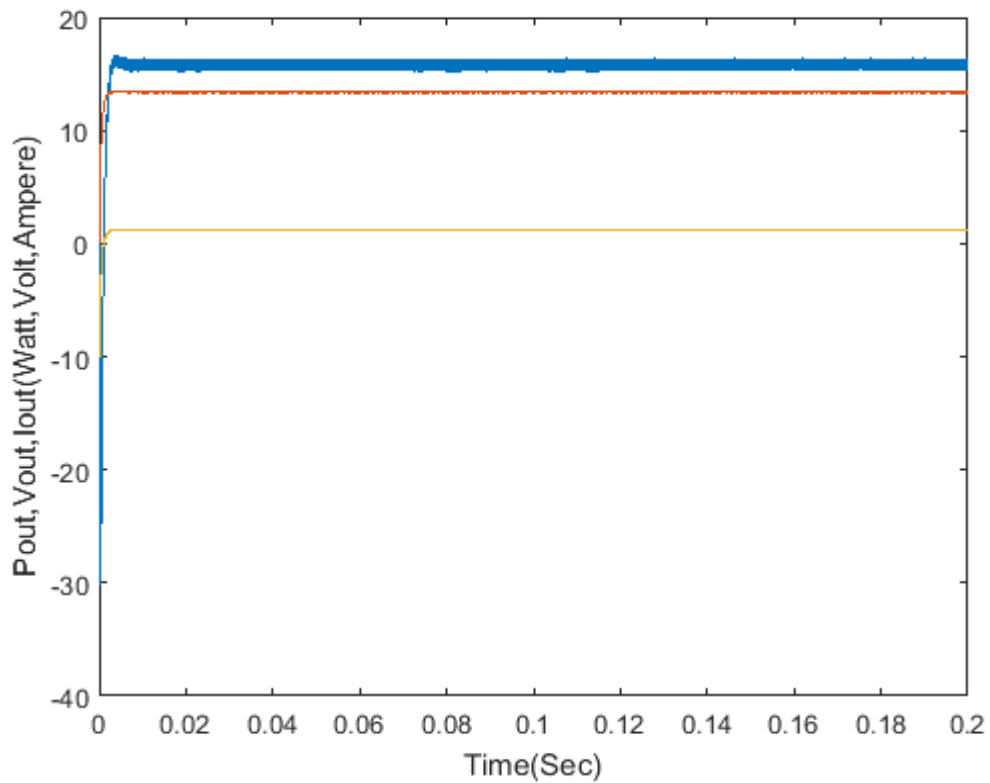
Σχήμα 4.29 *Duty Cycle* για μεταβλητή εισόδου $\frac{I}{V} + \frac{\Delta I}{\Delta V}$.

Η μεταβλητή εισόδου $\frac{I}{V} + \frac{\Delta I}{\Delta V}$ έχει όρια $-1, +1 A/V$ ενώ η έξοδος έχει $-0.02, +0.02$. Και για τις 2 μεταβλητές χρησιμοποιείται ως συνάρτηση μεταφοράς η τριγωνική trimf.

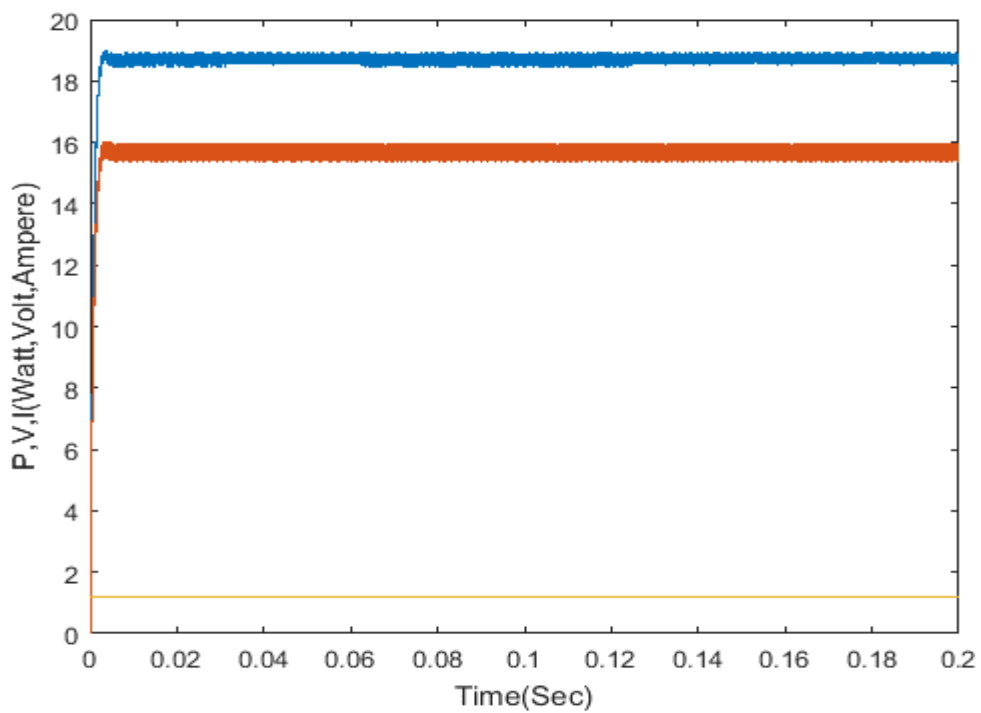
$$\text{Απόδοση} = \frac{17.37}{20.04} = 0.85$$

Και οι 3 διαφορετικές περιπτώσεις παρουσιάζουν πολύ υψηλή ισχύ με μικρή ταλάντωση γύρω από το ΣΜΙ, το οποίο βρίσκουν σε μικρό χρονικό διάστημα. Η μέθοδος Fuzzy-Logic είναι αρκετά εκλεπτυσμένη, παρουσιάζοντας πολλές προοπτικές και πολλαπλούς τρόπους εφαρμογής χωρίς να είναι ιδιαίτερα δύσκολη στην υλοποίηση της. [25]

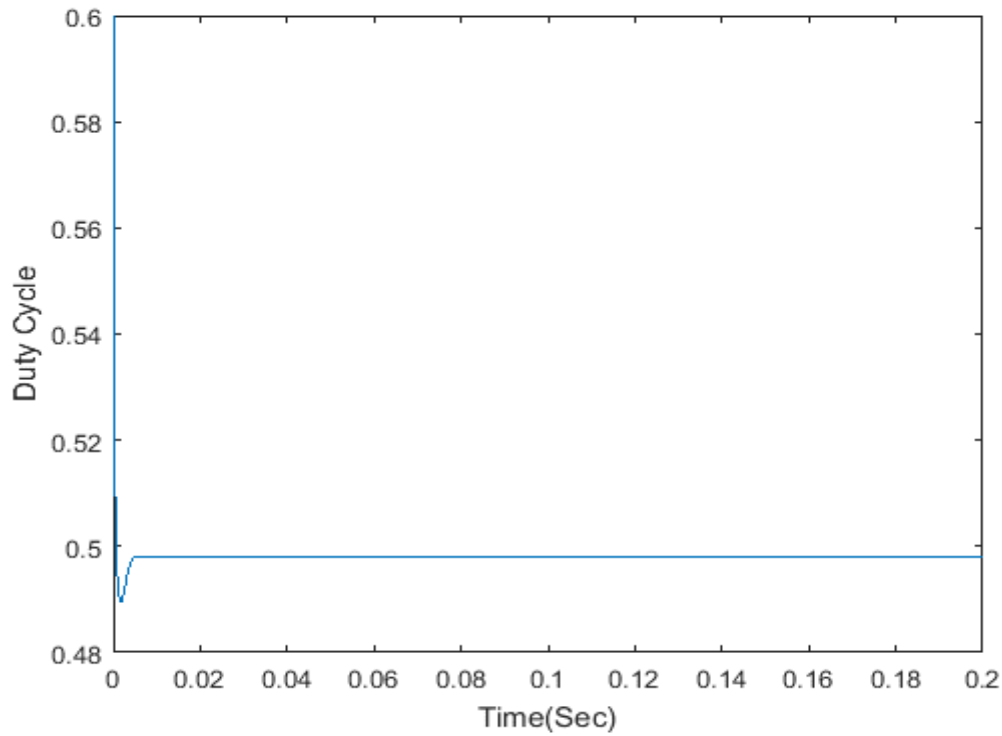
4.3.6 Μέθοδος Newton-Raphson



Σχήμα 4.30 Ισχύς Εξόδου (Μπλε), Τάση Εξόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εξόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.31 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση Εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εισόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.32 Duty Cycle μεθόδου Newton-Raphson.

Η συγκεκριμένη μέθοδος αποτελεί μια προσεγγιστική λύση της εξίσωσης του ρεύματος-τάσης του φωτοβολταϊκού $I = I_{ph} - I_s \left(e^{\frac{V_d}{NKT}} - 1 \right)$. (4.19)

Η συγκεκριμένη εξίσωση πολλαπλασιάζεται με V και παραγωγίζεται, βρίσκοντας

$$\frac{d(I*V)}{dV} = I + \frac{dI}{dV} = I_{ph} - I_s \left(e^{\frac{V_d}{NKT}} - 1 \right) - \left(\frac{qV}{NKT} \right) * I_s e^{\frac{V_d}{NKT}} = I_{ph} - I_s - I_s e^{\left(\frac{qV}{NKT} \right)} \left(1 + \left(\frac{qV}{NKT} \right) \right)$$
 (4.20)

Ύστερα χρησιμοποιείται η σχέση $\frac{(1-D)}{D} = \frac{V}{nV_{out}}$ (4.21)

και συνδυάζοντας αυτές τις 2 εξισώσεις βρίσκεται η εξίσωση

$$f(D) = I_{ph} - I_s - I_s e^{\left(\frac{q(1-D)nV_{out}}{NKT} \right)} \left(1 + \frac{q(1-D)nV_{out}}{NKT} \right)$$
 (4.22)

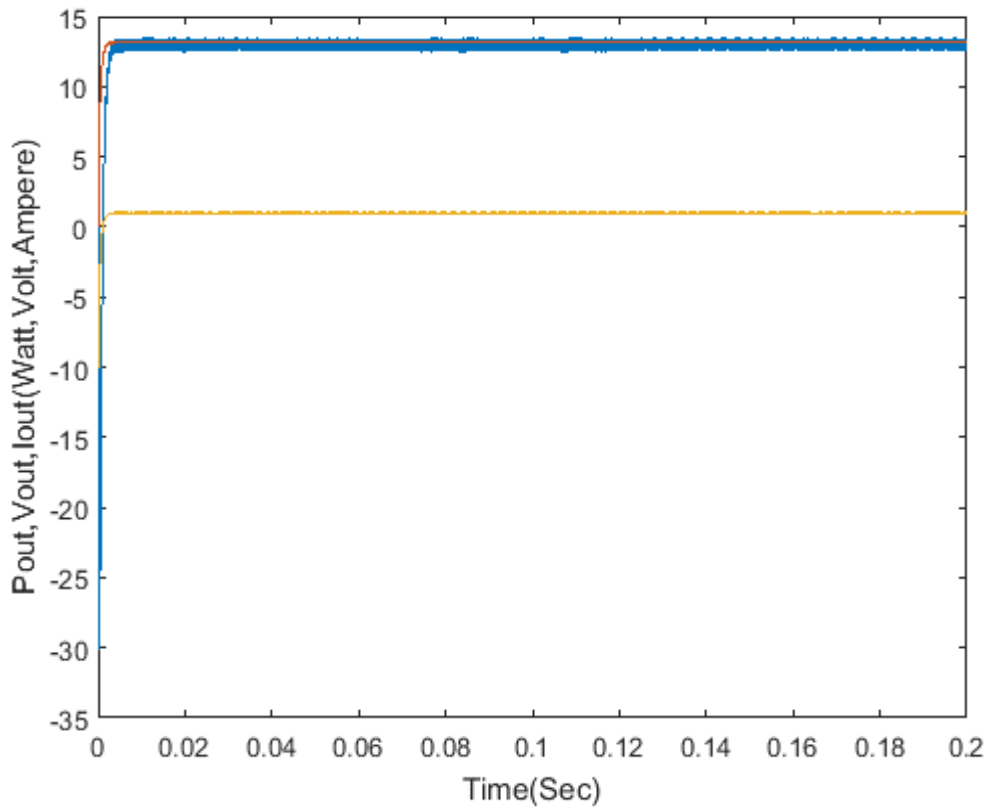
Χρησιμοποιώντας την μέθοδο Newton-Raphson βρίσκεται:

$$D_{(n+1)} = D_n - \frac{f(D)}{f'(D)}$$
 (4.23)

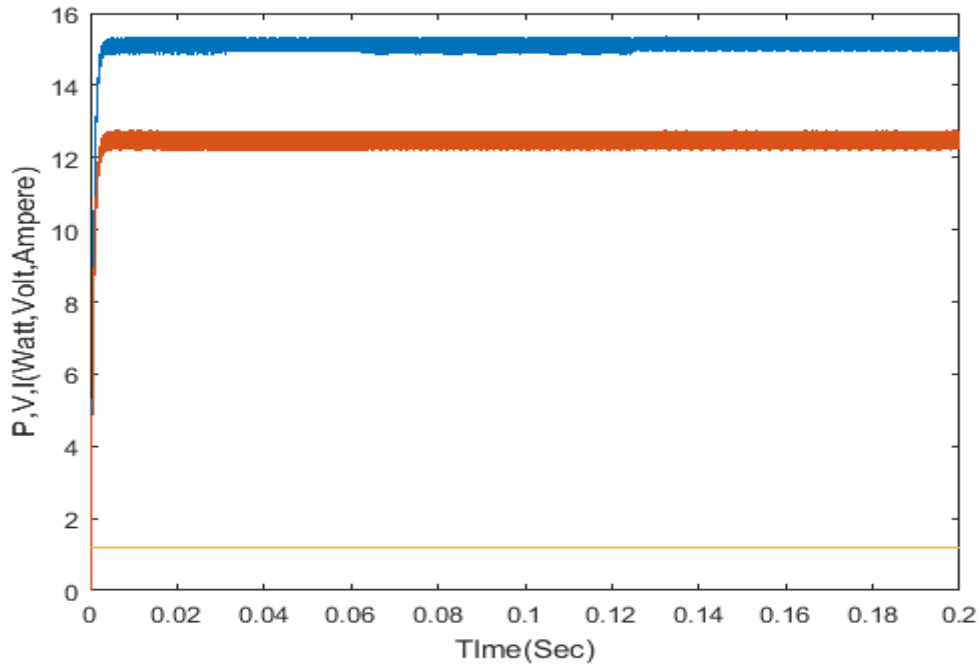
Είσοδοι αποτελούν το Duty Cycle, το ρεύμα του φωτοβολταϊκού και η τάση. Γνωρίζοντας την τιμή του φωτορεύματος I_{ph0} για μια συγκεκριμένη ακτινοβολία G_0 , γίνεται εκτίμηση της τιμής του φωτορεύματος I_{ph} για την συγκεκριμένη ακτινοβολία μέσω της γνωστής σχέσεως $I_{ph} = I_{ph0} * G/G_0$ (4.25). Ύστερα χρησιμοποιώντας το Duty Cycle D που δόθηκε μαζί με το ρεύμα I του φωτοβολταϊκού, βρίσκεται το βήμα μεταβολής που χρειάζεται το Duty Cycle ΔD από την σχέση (4.11).

Αν και παρουσιάζει γρήγορη μετάβαση στο ΣΜΙ με μηδαμινή ταλάντωση του σημείου λειτουργίας και πολύ εύκολη εφαρμογή, ωστόσο δεν βρίσκει το σημείο μέγιστης ισχύος παράγοντας μικρότερη ισχύ από την δυνατή. Μεγάλο μειονέκτημα επίσης είναι ότι χρειάζεται γνώση της ακτινοβολίας σε πραγματικό χρόνο. Παρ'όλα αυτά, συνιστά πιθανώς την καλύτερη αριθμητική μέθοδος για εύρεση σημείου μέγιστης ισχύος σε φωτοβολταϊκή συστοιχία.

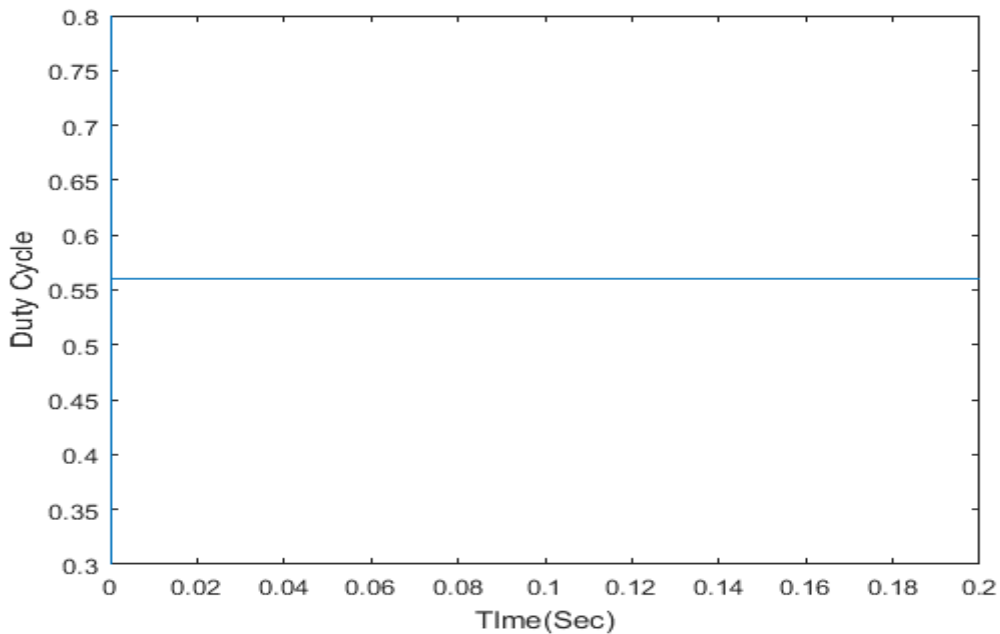
4.3.7 Μέθοδος Παρεμβολής Lagrange ή Πολυωνύμου Παρεμβολής (Lagrange Interpolation)



Σχήμα 4.33 Ισχύς Εξόδου (Μπλε), Τάση Εξόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εξόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.34 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση Εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εισόδου (Κίτρινο).



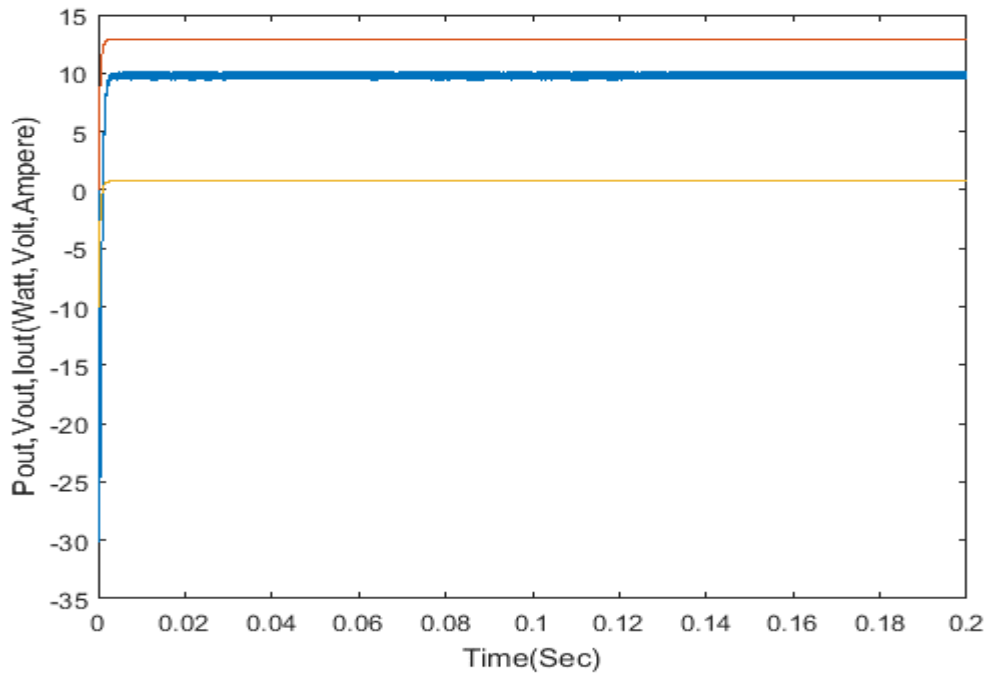
Σχήμα 4.35 Duty Cycle μεθόδου Πολωνύμου Παρεμβολής.

Η εφαρμογή της μεθόδου Lagrange είναι αρκετά απλή. Επιλέγονται 3 διαφορετικές τιμές του Duty Cycle, βρίσκονται οι αντίστοιχες τιμές της ισχύος και λύνεται η σχέση (4.16) για την εύρεση της νέας τιμής του Duty Cycle.

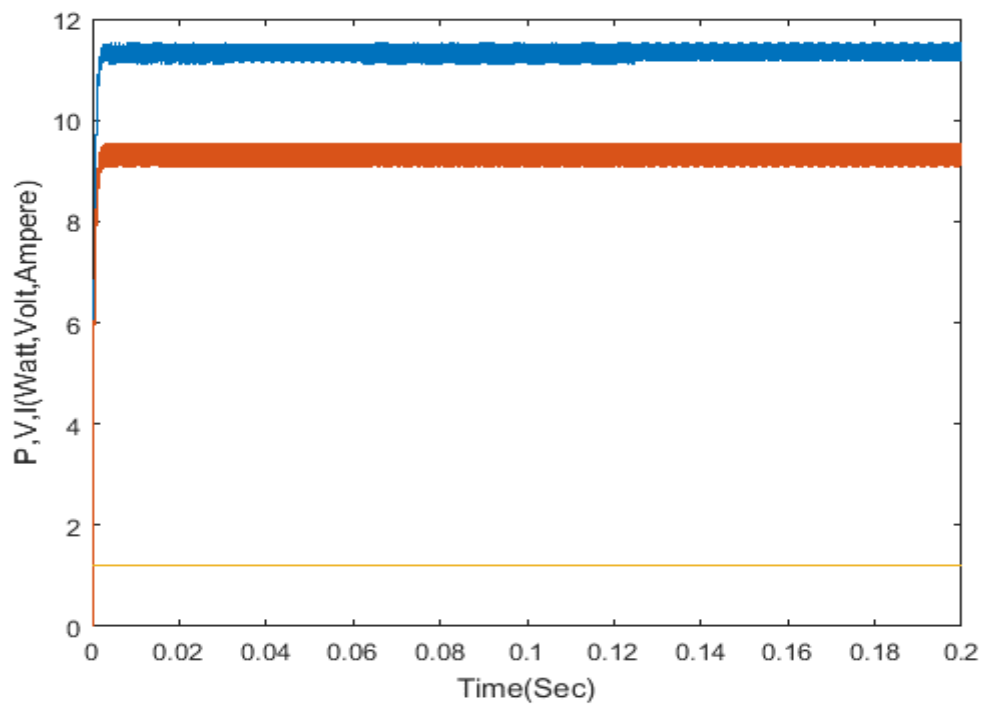
Απλή εφαρμογή με αντίτιμο πολύ μικρή ισχύς του φωτοβολταϊκού. Καλύτερα θα ήταν να αποφευχθεί η χρήση της.

$$\text{Απόδοση} = \frac{13.12}{15.31} = 0.85$$

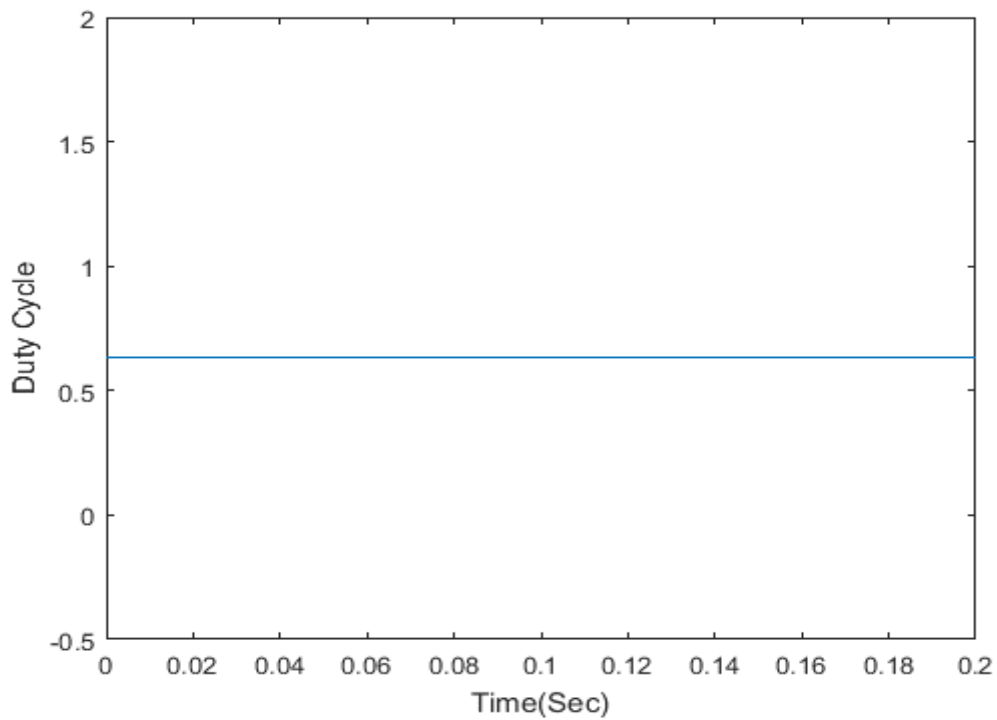
4.3.8 Μέθοδος Προσαρμογής Καμπύλης (Curve Fitting Method)



Σχήμα 4.36 Ισχύς Εξόδου (Μπλε), Τάση Εξόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εξόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.37 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση Εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα Εισόδου (Κίτρινο).



Σχήμα 4.38 *Duty Cycle* μεθόδου Προσαρμογής Καμπύλης.

Παρακάτω εμφανίζονται τα δεδομένα που χρησιμοποιήθηκαν για την προσαρμογή.

Για ακτινοβολία $920 \frac{W}{m^2}$

Duty Cycle	P (W)
0,2	5,13
0,3	10,78
0,45	20,04
0,5	18,71
0,55	15,85

Για ακτινοβολία $500 \frac{W}{m^2}$

Duty Cycle	P (W)
0,1	1,28
0,2	4,75
0,3	9,3
0,4	8,84
0,5	5,7

Για ακτινοβολία $200 \frac{W}{m^2}$

Duty Cycle	P (W)
0,1	1,1
0,2	3,59
0,3	1,54
0,4	1,42
0,5	0,91

Επιλέγησαν τιμές του Duty Cycle κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος ώστε να προσαρμοστεί η καμπύλη καλύτερα προς εκείνη την τιμή.

Με βάση αυτές τις τιμές βρέθηκαν :

$G \left(\frac{W}{m^2} \right)$	P1	P2	P3	P4	P5
920	5958	-10181	6014	-1404	117
500	35108	-4267	18925	-2689	134
200	-36750	47555	-21618	3957	-217

Με βάση αυτές τις τιμές βρίσκεται ύστερα:

$$P1 = -0.429 * G^2 + 540 * G - 127560 \quad (4.24)$$

$$P2 = 7.3 * G^2 - 6900 * G + 164010 \quad (4.25)$$

$$P3 = -0.23 * G^2 + 296 * G - 71686 \quad (4.26)$$

$$P4 = -0.035 * G^2 - 47 * G + 11889 \quad (4.27)$$

$$P5 = -0.0017 * G^2 + 2.314 * G - 608.47 \quad (4.28)$$

Έχοντας τους συντελεστές του πολυωνύμου, παραγωγίζεται η ισχύς ως προς το Duty Cycle και λύνεται η εξίσωση $4P1 * D^3 + 3P2 * D^2 + 2P3 * D + P4 = 0$ (4.29) ως προς D, δημιουργώντας 3 λύσεις. Το δύσκολο κομμάτι ύστερα είναι η επιλογή της σωστής λύσης. Μια μέθοδος είναι είσοδος των τιμών στο Duty Cycle και η σύγκριση των εισόδων. Διαφορετικά, γνωρίζοντας περίπου που κυμαίνονται οι τιμές του Duty Cycle για το ΣΜΙ, επιλέγεται η λύση που πλησιάζει περισσότερο. Παραδείγματος χάριν για ακτινοβολία $920 \frac{W}{m^2}$ το Duty Cycle κυμαίνεται περίπου από 0,4 έως 0,6. Οπότε επιλέγεται η λύση που βρίσκεται σε αυτά τα όρια και οι υπόλοιπες παραγκωνίζονται.

Η μέθοδος Προσαρμογής καμπύλης, αν και φαινόταν πολλά υποσχόμενη, αποτελεί αριθμητική μέθοδο και κατά συνέπεια δεν είναι σίγουρο ότι θα βρει ή θα προσεγγίσει το ΣΜΙ όπως φαίνεται και στην συγκεκριμένη περίπτωση. Θα ήταν καλύτερο να χρησιμοποιηθεί κάποια άλλη μέθοδος, εκτός και αν χρησιμοποιηθούν περισσότερα δεδομένα και προκύψει μια καλύτερη καμπύλη. Αυτό ωστόσο συνεπάγεται μεγαλύτερη πολυπλοκότητα προβλήματος, ιδίως στην επιλογή της σωστής λύσης αφού λυθεί η πολυωνυμική εξίσωση καθώς μεγαλύτερου βαθμού πολυώνυμο συνεπάγεται περισσότερες λύσεις.

Επιπλέον η μέθοδος προσαρμογής καμπύλης προϋποθέτει γνώση της ακτινοβολίας που προσπίπτει στο φωτοβολταϊκό το οποίο κοστίζει επιπλέον. Στην προσομοίωση εδώ χρησιμοποιήθηκε ενδεικτικά για να μελετηθεί η λειτουργία της μεθόδου. Πρακτικά θα έπρεπε να βρεθεί τρόπος για να μετρηθεί η ισχύς για διαφορετικές τιμές ακτινοβολίας οι οποίες είναι γνωστές καθώς και ένας τρόπος να προσδιοριστεί η ακτινοβολία ώστε να μετρηθούν τα P1 έως P4.

$$\text{Απόδοση} = \frac{10.07}{11.67} = 0.86$$

4.4 Εξάρτηση Από Ακτινοβολία

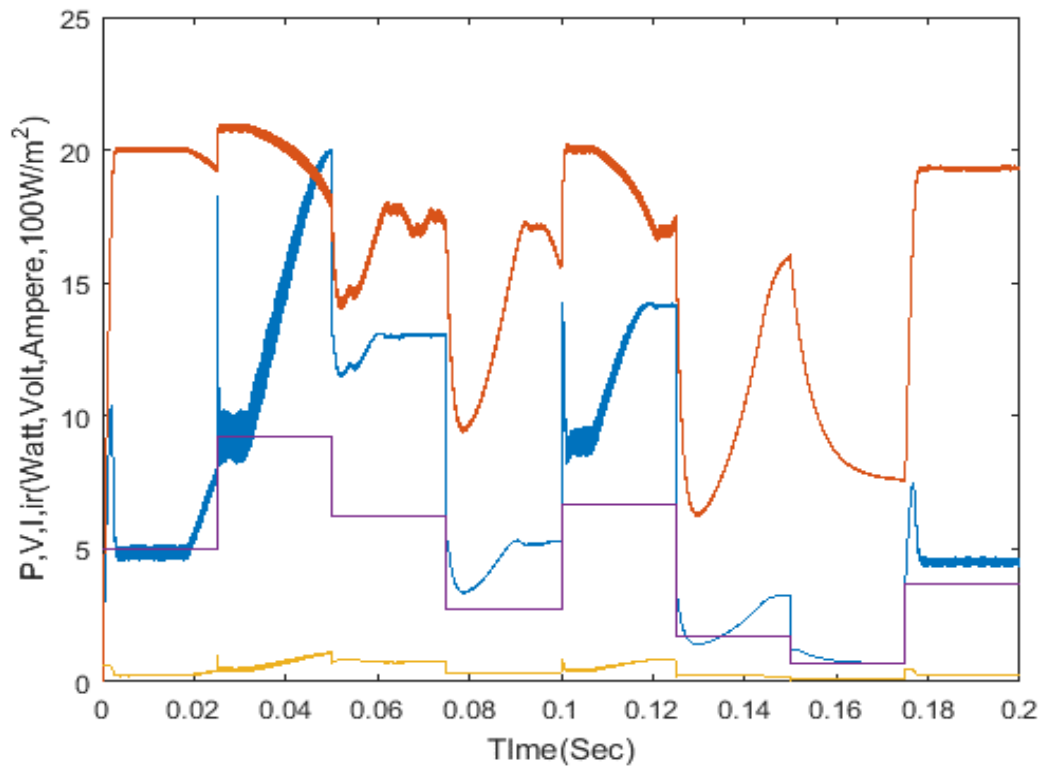
Το σημαντικότερο μέγεθος το οποίο πρέπει να λαμβάνεται υπόψη στην σχεδίαση συστημάτων εύρεσης σημείου μεγίστης ισχύος είναι η προσαρμογή του συστήματος στις μεταβολές της ακτινοβολίας. Δεν αρκεί να γνωρίζεται η μέση ακτινοβολία σε μια συγκεκριμένη περιοχή αλλά η ακτινοβολία που πέφτει στο φωτοβολταϊκό κάθε στιγμή ώστε να βρεθεί το Duty Cycle στο ΣΜΙ. Όπως παρατηρήθηκε στο 4.3.9, αύξηση της ακτινοβολίας συνεπάγεται μεγαλύτερο Duty Cycle για μέγιστη ισχύ. Οι αλλαγές της ακτινοβολίας δηλαδή θα μειώνουν την ισχύ του φωτοβολταϊκού όχι μόνο διότι θα μειώνεται το φωτόρευμα αλλά γιατί το σύστημα ίσως να μην έχει προσαρμόσει το νέο Duty Cycle του ώστε να παράγει την μέγιστη δυνατή ισχύ.

Αλλαγές της ηλιακής ακτινοβολίας συμβαίνουν συνεχώς. Η θέση του ηλίου κατά την διάρκεια της ημέρας, η απόσταση του ηλίου από την γη για την εν λόγω εποχής, τα σύννεφα, ο καιρός, η ατμόσφαιρα, είναι παράγοντες που μεταβάλλουν την πυκνότητα ηλιακής ισχύος που δέχεται ένα φωτοβολταϊκό. Κατά συνέπεια η επιλογή ενός Duty Cycle που να μεγιστοποιεί την απόδοση για το επίπεδο ακτινοβολίας που θα ήταν ιδανικό, αποτελεί πολύ κακή επιλογή και είναι απαραίτητο να μπορεί το MPPT να προσαρμόζεται αναλόγως.

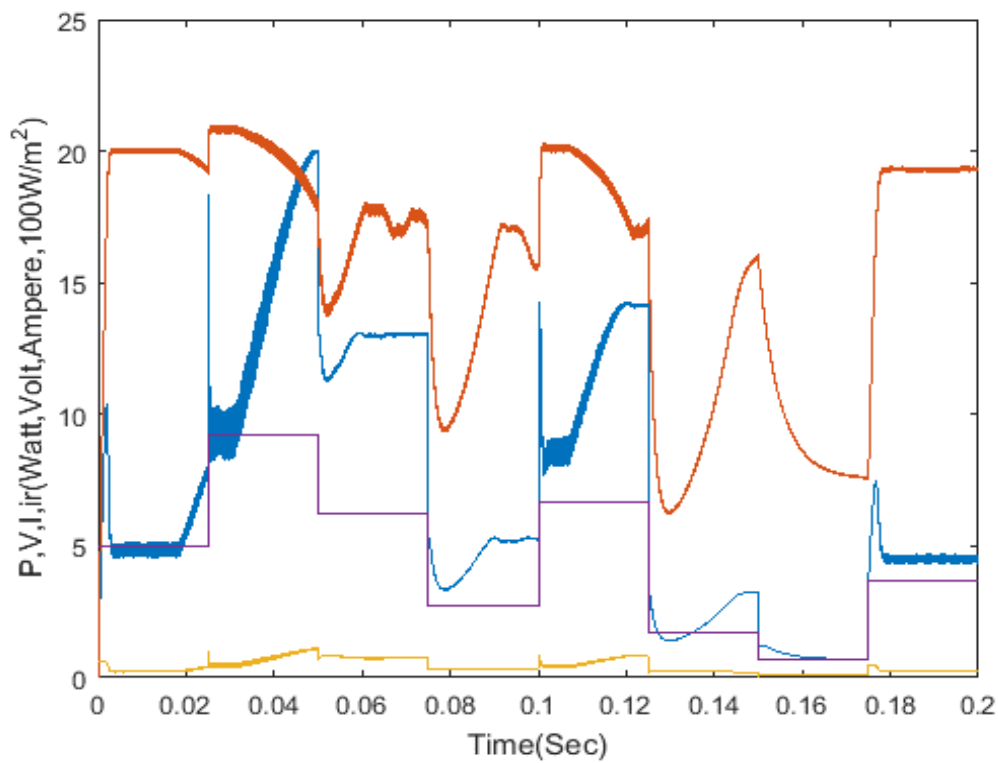
Παρακάτω φαίνεται πως αλλάζουν τα μεγέθη εισόδου με αλλαγές στην ακτινοβολία που δέχεται το φωτοβολταϊκό. Η αντιστοιχία ακτινοβολίας με μέγιστη ισχύς φωτοβολταϊκού έχει ως εξής:

$$\begin{aligned} 500 \frac{W}{m^2} &\rightarrow 10.37Watt \\ 920 \frac{W}{m^2} &\rightarrow 20.04Watt \\ 620 \frac{W}{m^2} &\rightarrow 13.09Watt \\ 270 \frac{W}{m^2} &\rightarrow 5.136Watt \\ 670 \frac{W}{m^2} &\rightarrow 14.24Watt \\ 170 \frac{W}{m^2} &\rightarrow 3.208Watt \\ 70 \frac{W}{m^2} &\rightarrow 0.6955Watt \\ 370 \frac{W}{m^2} &\rightarrow 7.48Watt \end{aligned}$$

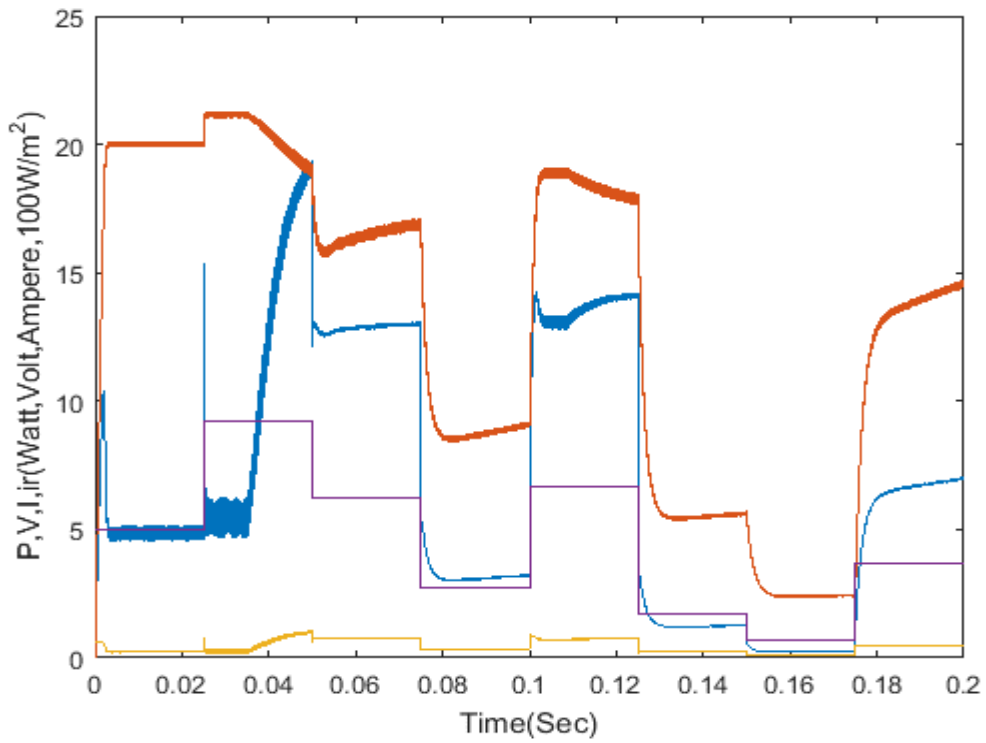
Γνωρίζοντας λοιπόν την μέγιστη ισχύ στο φωτοβολταϊκό για συγκεκριμένη ακτινοβολία, μπορεί να κριθεί αν κάποια μέθοδος προσαρμόζεται καλά ή όχι στις μεταβολές της ακτινοβολίας.



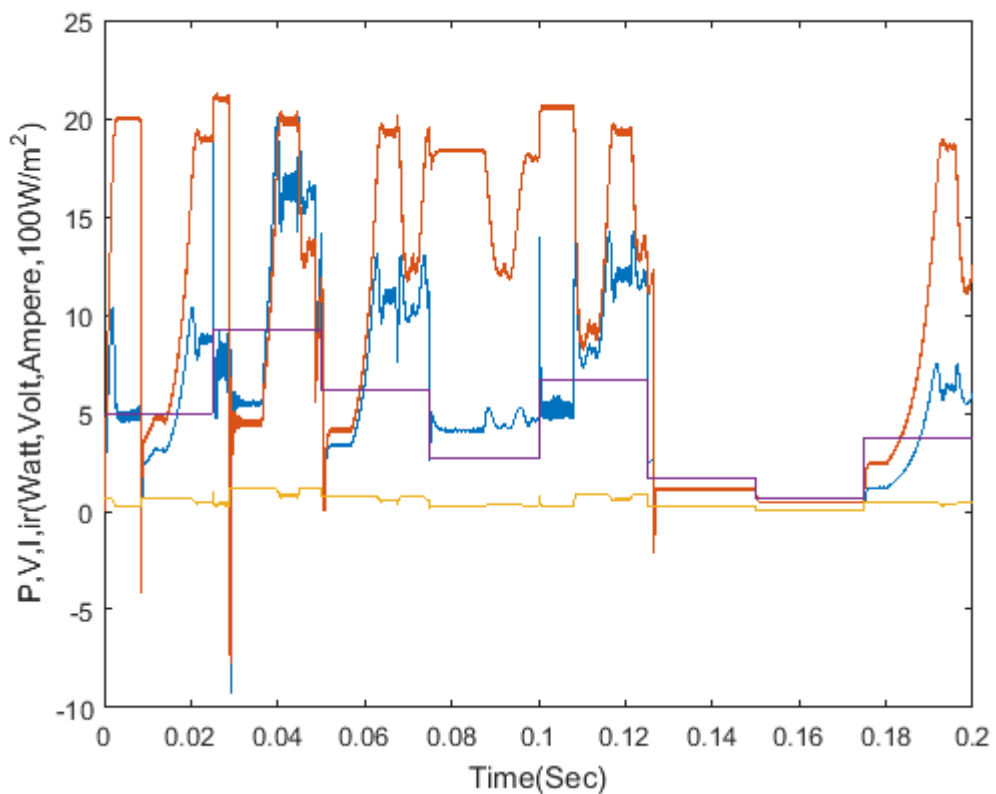
Σχήμα 4.39 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα εισόδου (Κίτρινο), Ακτινοβολία (μωβ) για μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης.



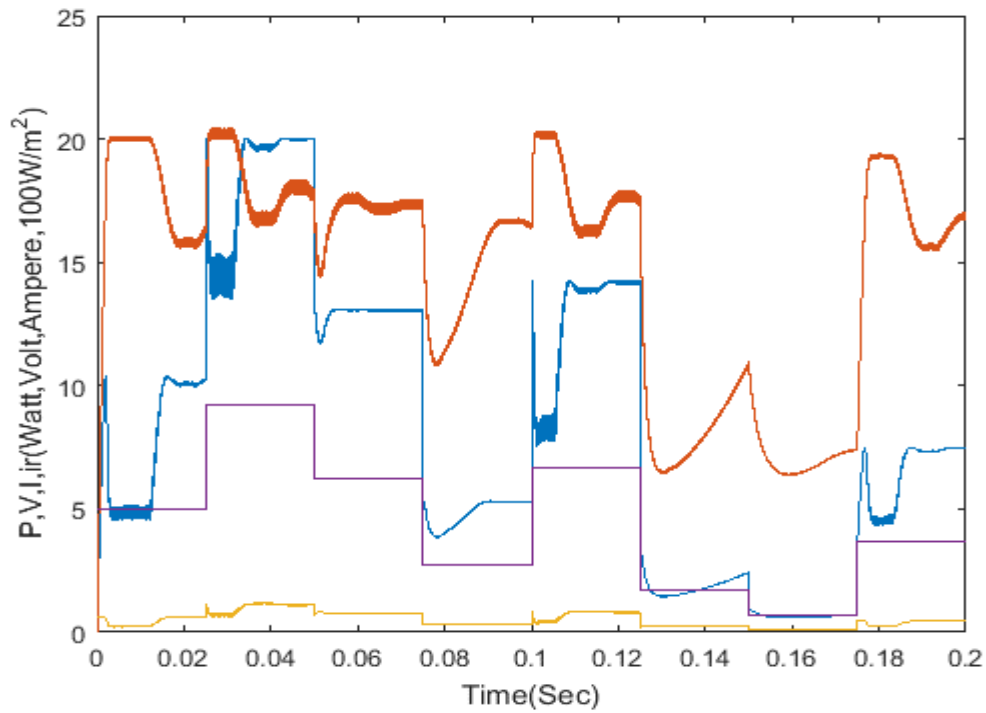
Σχήμα 4.40 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα εισόδου (Κίτρινο), Ακτινοβολία (μωβ) για μέθοδο Στοιχειώδους Αγωγιμότητας



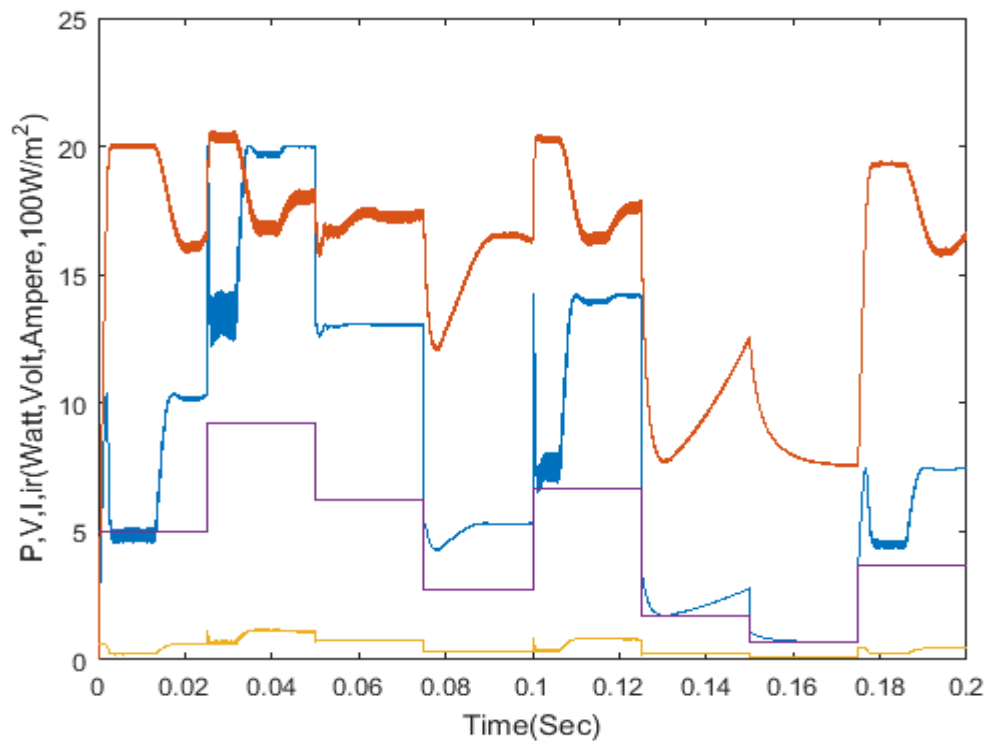
Σχήμα 4.41 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα εισόδου (Κίτρινο), Ακτινοβολία (μωβ) για μέθοδο Ελέγχου κυμάτωσης Ρεύματος.



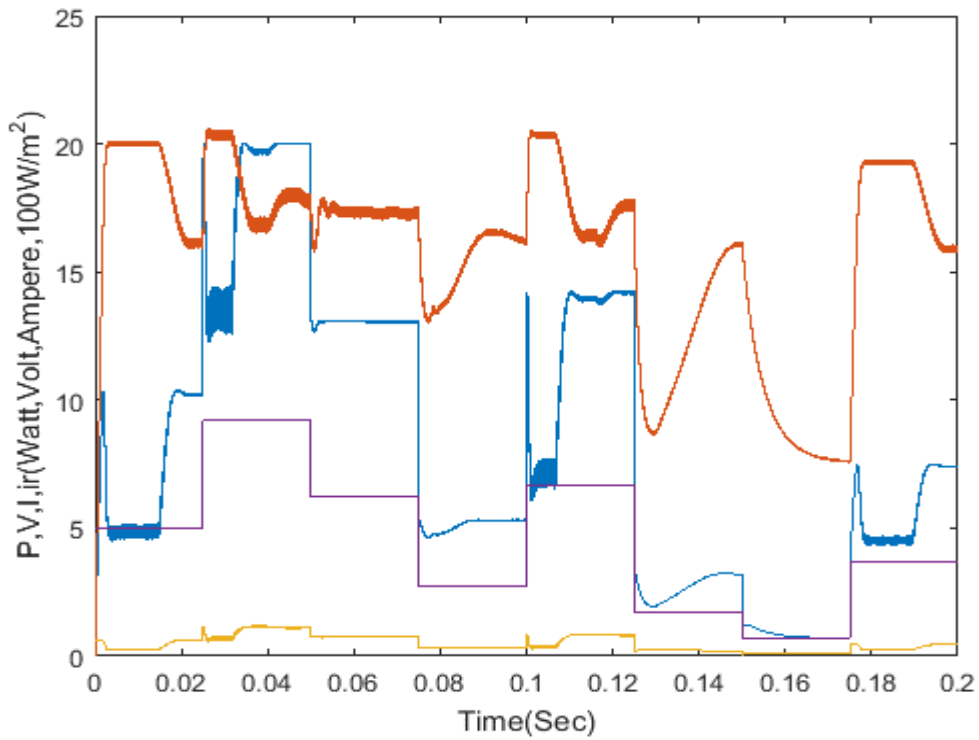
Σχήμα 4.42 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα εισόδου (Κίτρινο), Ακτινοβολία (μωβ) για τροποποιημένη μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης.



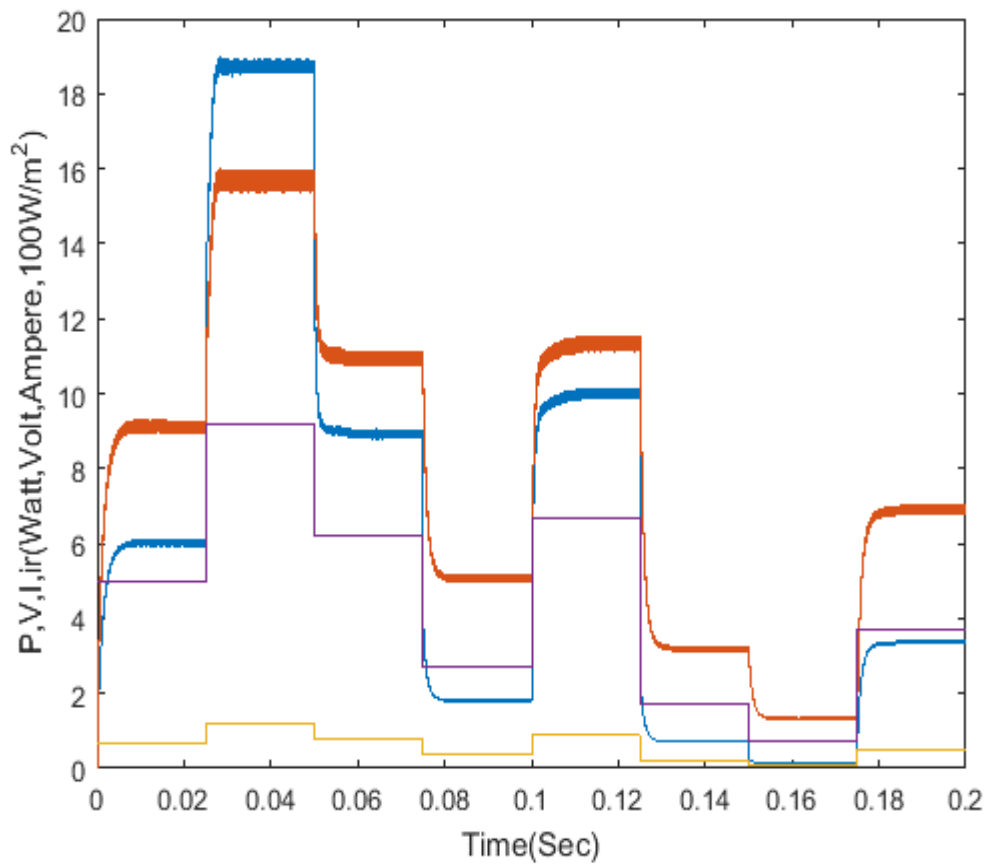
Σχήμα 4.43 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα εισόδου (Κίτρινο), Ακτινοβολία (μωβ) για την πρώτη περίπτωση Ελέγχου ασαφής λογικής.



Σχήμα 4.44 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα εισόδου (Κίτρινο), Ακτινοβολία (μωβ) για την δευτερη περίπτωση Ελέγχου ασαφής λογικής.



Σχήμα 4.45 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα εισόδου (Κίτρινο), Ακτινοβολία (μωβ) για την τρίτη περίπτωση Ελέγχου ασαφής λογικής.



Σχήμα 4.46 Ισχύς Εισόδου (Μπλε), Τάση εισόδου (Κόκκινο), Ρεύμα εισόδου (Κίτρινο), Ακτινοβολία (μωβ) για μέθοδο Newton-Raphson.

Η μέθοδος προσαρμογής καμπύλης δεν υπήρχε λόγος να ελεγχθεί καθώς δεν πλησιάζει καθόλου το ΣΜΙ καθώς και η μέθοδος Παρεμβολής πολυωνύμου.

Από τις εικόνες της προσομοίωσης με μεταβαλλόμενη ακτινοβολία, φαίνεται πως οι περισσότερες μέθοδοι δεν έχουν και τόσο γρήγορη ανταπόκριση στις μεταβολές της ακτινοβολίας. Η Newton-Raphson είναι η μόνη που καθορίζει πολύ γρήγορα το Duty Cycle με αλλαγή της ηλιοφάνειας, ωστόσο το καθοριζόμενο Duty Cycle δεν είναι το βέλτιστο και δεν επιτυγχάνεται η εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος. Οι διάσημες μέθοδοι της Διαταραχής και Παρατήρησης καθώς και η Στοιχειώδους Αγωγιμότητας έχουν αργή απόκριση σε αλλαγές της ακτινοβολίας. Το ίδιο παρατηρείται και για την μέθοδο Ελέγχου Ρεύματος Κυμάτωσης καθώς και για την τροποποιημένη μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης. Καλύτερη λειτουργία από όλες τις μέχρι τώρα εξεταζόμενες μεθόδους παρουσιάζει η μέθοδος Ασαφούς Ελέγχου (Fuzzy Logic). Και οι 3 διαφορετικές εφαρμογές αυτής της μεθόδου, βρίσκουν αρκετά γρήγορα το σημείο μέγιστης ισχύος με αλλαγή της ακτινοβολίας όπως φαίνεται στις εικόνες 4.44, 4.45, 4.46

4.5 Σύγκριση Αλγορίθμων

Ο πίνακας 4.6 που ακολουθεί συγκρίνει τα βασικά χαρακτηριστικά των μεθόδων εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος.

Μέθοδος	Μέση Ισχύς φωτοβολταϊκού	Ταλάντωση γύρω από ΣΜΙ	Ταχύτητα απόκρισης σε αλλαγές ακτινοβολίας	Εύρεση Σημείου Μέγιστης Ισχύος
<i>Διαταραχής και Παρατήρησης</i>	20,03	Υψηλή	Αργή	Ναι
<i>Στοιχειώδους Αγωγιμότητας</i>	20,04	Υψηλή	Αργή	Ναι
<i>Ελέγχου κυμάτωσης Ρεύματος</i>	20,04	Μικρή	Αργή	Ναι
<i>Τροποποιημένη μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης</i>	20,04	Μικρή	Πολύ Αργή	Ναι
<i>Έλεγχος με Ασαφή Λογική περίπτωση 1</i>	20,03	Μικρή	Μέτρια	Ναι
<i>Έλεγχος με Ασαφή Λογική περίπτωση 2</i>	20,04	Μικρή	Μέτρια	Ναι
<i>Έλεγχος με Ασαφή Λογική περίπτωση 3</i>	20,04	Μικρή	Μέτρια	Ναι
<i>Newton-Raphson</i>	18,71	Μηδενική	Πολύ Γρήγορη	Όχι
<i>Προσαρμογής Καμπύλης</i>	11,67	Μηδενική	-	Όχι
<i>Παρεμβολή πολυωνύμου</i>	15,31	Μηδενική	-	Όχι

Πίνακας 4.6 Σύγκριση Χαρακτηριστικών των μεθόδων MPPT.

Από τις εικόνες του Duty Cycle της κάθε μεθόδου μπορούμε να συμπεράνουμε αν υπάρχει ταλάντωση γύρω από το ΣΜΙ. Με βάση τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που προηγήθηκαν, βγαίνουν τα συμπεράσματα πως οι αριθμητικές μέθοδοι, αν και δεν έχουν καθόλου ταλάντωση αφού καθορίσουν το Duty Cycle, είναι υποδεέστερες των υπολοίπων καθώς στην καλύτερη περίπτωση προσεγγίζουν το ΣΜΙ και δεν το φτάνουν, οι μέθοδοι Διαταραχής και Παρατήρησης καθώς και Στοιχειώδους Αγωγιμότητας παρουσιάζουν αρκετή ταλάντωση γύρω από το ΣΜΙ, η μέθοδος γραμμικοποίηση του Duty cycle παρουσιάζει μηδενική ταλάντωση μαζί με μεγάλη ισχύ ενώ οι υπόλοιπες μέθοδοι παρουσιάζουν μικρή ταλάντωση γύρω από το ΣΜΙ. Οι 3 διαφορετικές εκδοχές της ασαφούς λογικής παρουσιάζουν όμοια αποτελέσματα καθιστώντας δύσκολη και πιθανώς ανούσια την οποιαδήποτε σύγκριση τους. Όλες οι μέθοδοι, εξαιρώντας τις αριθμητικές, δίνουν την δυνατότητα στο φωτοβολταϊκό να παράγει την μέγιστη δυνατή ισχύ.

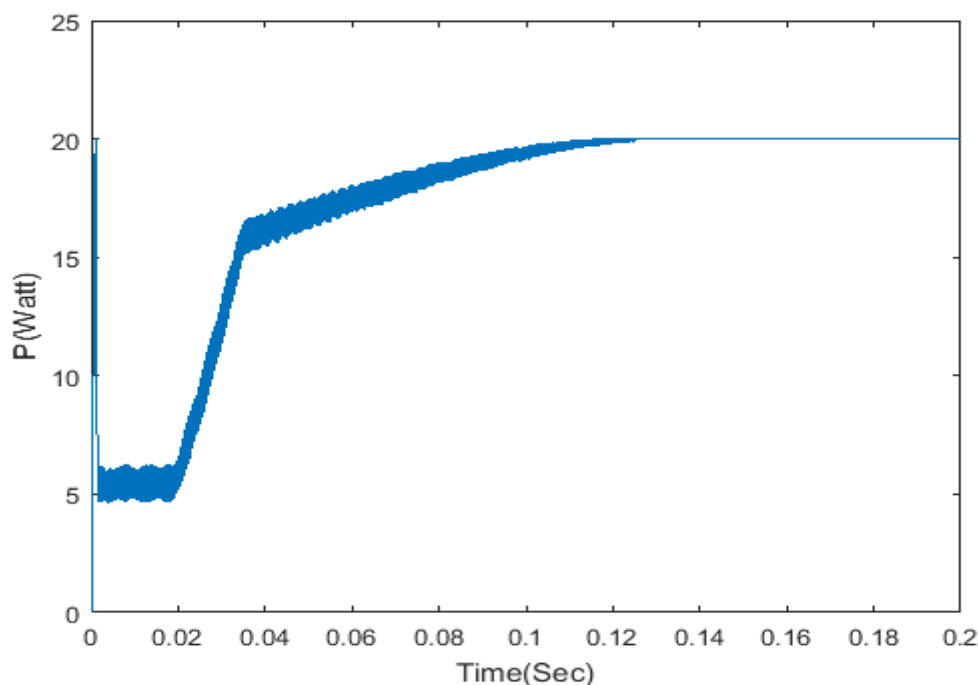
Όσον αφορά τις αλλαγές της ακτινοβολίας, οι μέθοδοι που παράγουν την μικρότερη ισχύ τείνουν να προσαρμόζονται αμεσότατα στις αλλαγές της ενώ οι υπόλοιπες μέθοδοι δεν έχουν γρήγορη απόκριση στις αλλαγές της ακτινοβολίας. Κατά συνέπεια για να έχει το MPPT και τα 3 βασικά πλεονεκτήματα, δηλαδή μέγιστη ισχύ, μηδενική ταλάντωση γύρω από το ΣΜΙ και ταχύτερη απόκριση σε αλλαγή της πυκνότητας ισχύος της ακτινοβολίας, χρειάζονται να γίνουν τροποποιήσεις στις μεθόδους.

4.6 Βελτιστοποίηση Μεθόδων

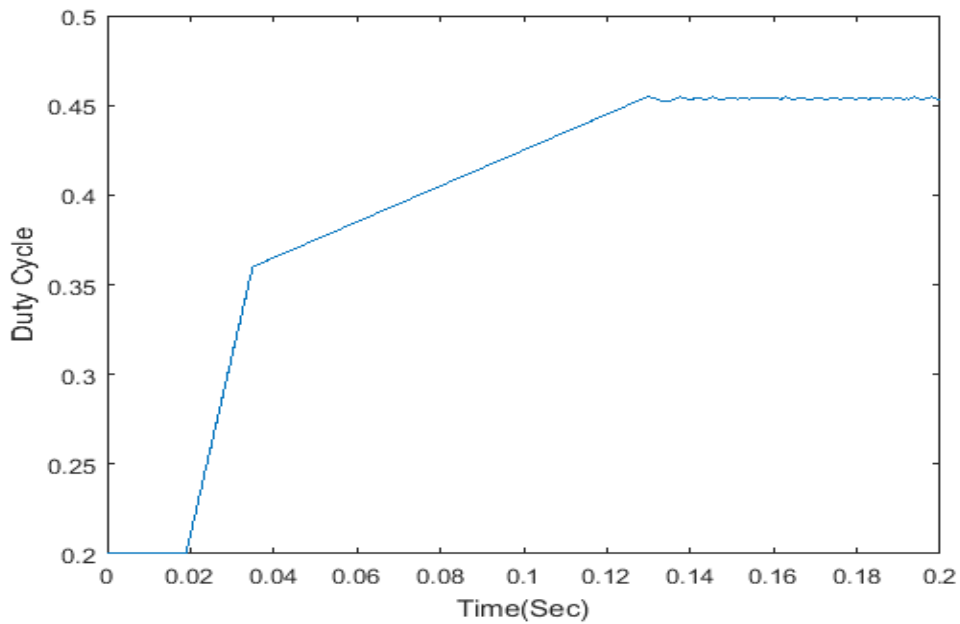
Υπάρχει ποικιλία τρόπων να βελτιστοποιηθούν οι μέθοδοι, οι οποίοι αξίζει να ερευνηθούν.

4.6.1 Μείωση Βήματος Μεταβολής Ανάλογα με την Ισχύ

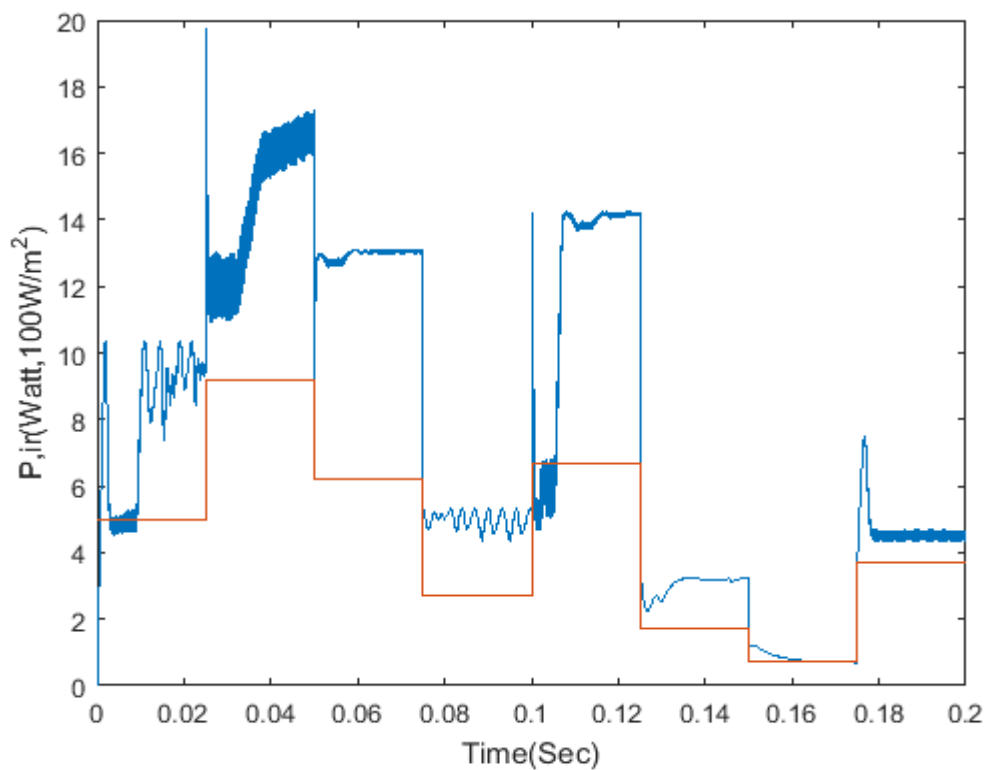
Η μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης μπορεί να βελτιωθεί με την εξής προσθήκη: μια τρίτη μεταβλητή εισέρχεται στο MPPT, η ισχύς του φωτοβολταϊκού, και αν ξεπεράσει κάποια όρια η ισχύς τότε μειώνεται το βήμα μεταβολής.



Σχήμα 4.47 Ισχύς για μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με μεταβλητό βήμα μεταβολής υπό συνθήκη.



Σχήμα 4.48 *Duty Cycle* για μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με μεταβλητό βήμα μεταβολής υπό συνθήκη.



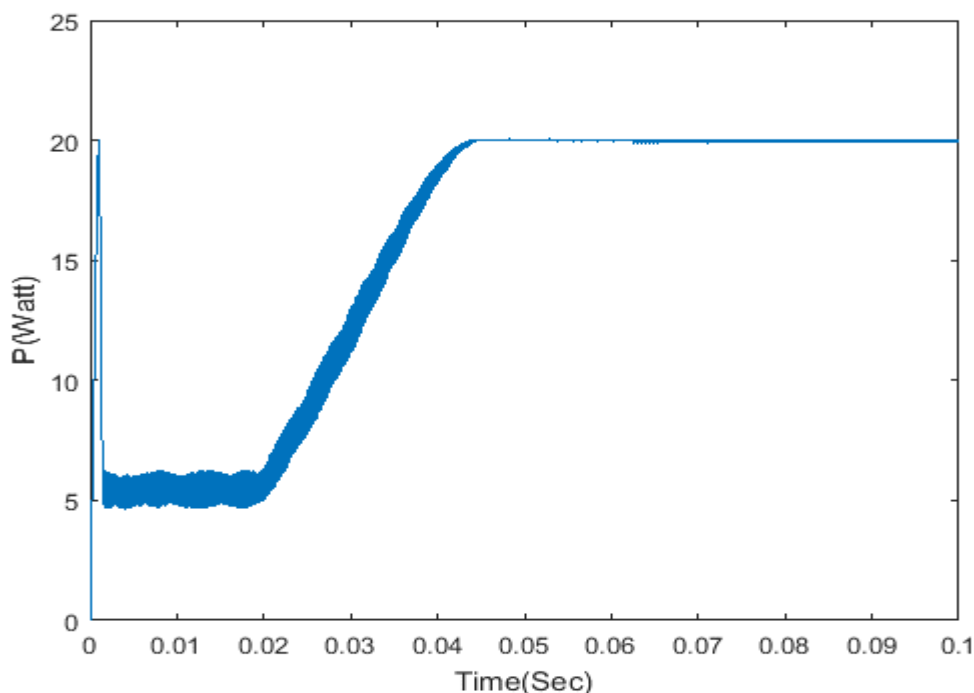
Σχήμα 4.49 *Ισχύς και Ακτινοβολία* για μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με μεταβλητό βήμα μεταβολής υπό συνθήκη.

Στην παραπάνω εικόνα, όταν η ισχύς ξεπεράσει τα 15 Watt, το βήμα μεταβολής γίνεται από 0,001 σε 0,0001. Με αυτόν τον τρόπο μειώνονται οι ταλαντώσεις όπως φαίνεται και από την εικόνα του Duty Cycle. Ωστόσο η τακτική αυτή δεν προσφέρει τίποτα όσον αφορά αλλαγές στην ακτινοβολία διότι για μείωση της ακτινοβολίας η συνθήκη γίνεται άχρηστη. Φαίνεται και από το

σχήμα 4.63 πως δεν υπάρχει σοβαρή αλλαγή σε σχέση με τη σκέτη μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης. Η ίδια τακτική πάντως θα μπορούσε να εφαρμοστεί και στην μέθοδο στοιχειώδους αγωγιμότητας και να μειώνει το βήμα μεταβολής του Duty Cycle. Επιπλέον πλεονέκτημα εδώ είναι ότι δεν χρειάζεται επιπλέον μεταβλητή το MPPT καθώς έχει ήδη ρεύμα και τάση οπότε μπορεί να υπολογίζει την ισχύ. Οπότε ουσιαστικά αποτελεί μια βελτίωση της μεθόδου Διαταραχής και Παρατήρησης αν είναι σταθερή η ακτινοβολία αλλά για αλλαγές της δεν προσφέρει τίποτα.

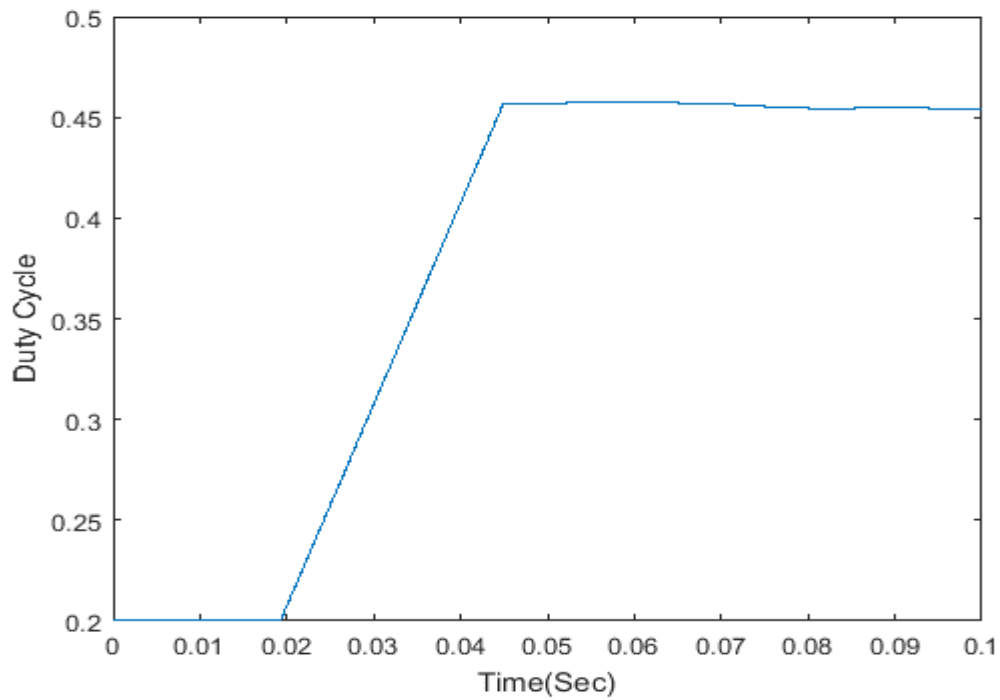
4.6.2 Μηδενισμός του Βήματος Μεταβολής στο ΣΜΙ

Διαφορετικός τρόπος βελτίωσης των αλγορίθμων πραγματοποιείται με τον μηδενισμό του βήματος μεταβολής όταν ικανοποιηθεί κάποια συνθήκη που δείχνει ότι η μέθοδος βρήκε το ΣΜΙ. Προς αυτήν την κατεύθυνση επιλέγεται η συνθήκη $|\frac{\Delta P}{\Delta V}| < 0.005$ καθώς $\frac{\Delta P}{\Delta V} = 0$ στο ΣΜΙ.

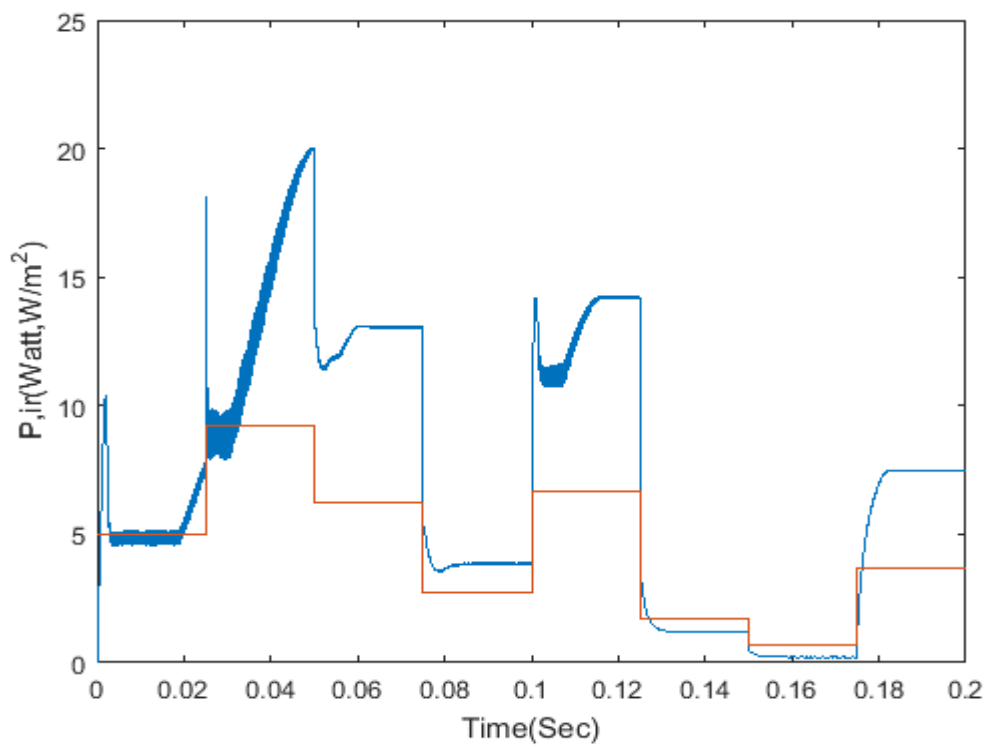


Σχήμα 4.50 Ισχύς για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με μηδενισμό βήματος μεταβολής υπό συνθήκη.

Αυτή η τακτική εμφανίζει υψηλή ισχύ εξόδου και φαίνεται να εξαφανίζει την ταλάντωση γύρω από το ΣΜΙ. Όπως είναι αναμενόμενο μπορεί να εφαρμοστεί και αυτή η τακτική πάνω στην μέθοδο Στοιχειώδους Αγωγιμότητας καθώς και σε άλλες μεθόδους όπως την τροποποιημένη μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης ή στην μέθοδο ελεγχου κυματισμού ρεύματος. Το ζητούμενο είναι όμως να μπορεί να ανταπεξέλθει και σε αλλαγές της ακτινοβολίας.



Σχήμα 4.51 *Duty Cycle* για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με μηδενισμό βήματος μεταβολής υπό συνθήκη.

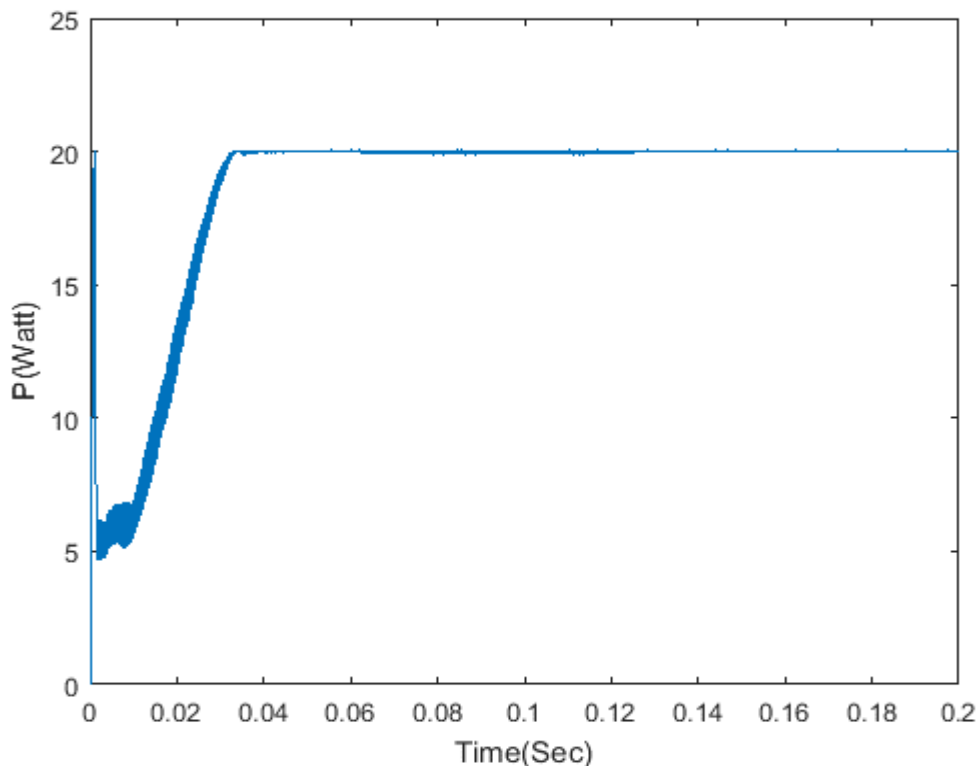


Σχήμα 4.52 *Ισχύς και μεταβολή της ακτινοβολίας* για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με μηδενισμό βήματος μεταβολής υπό συνθήκη.

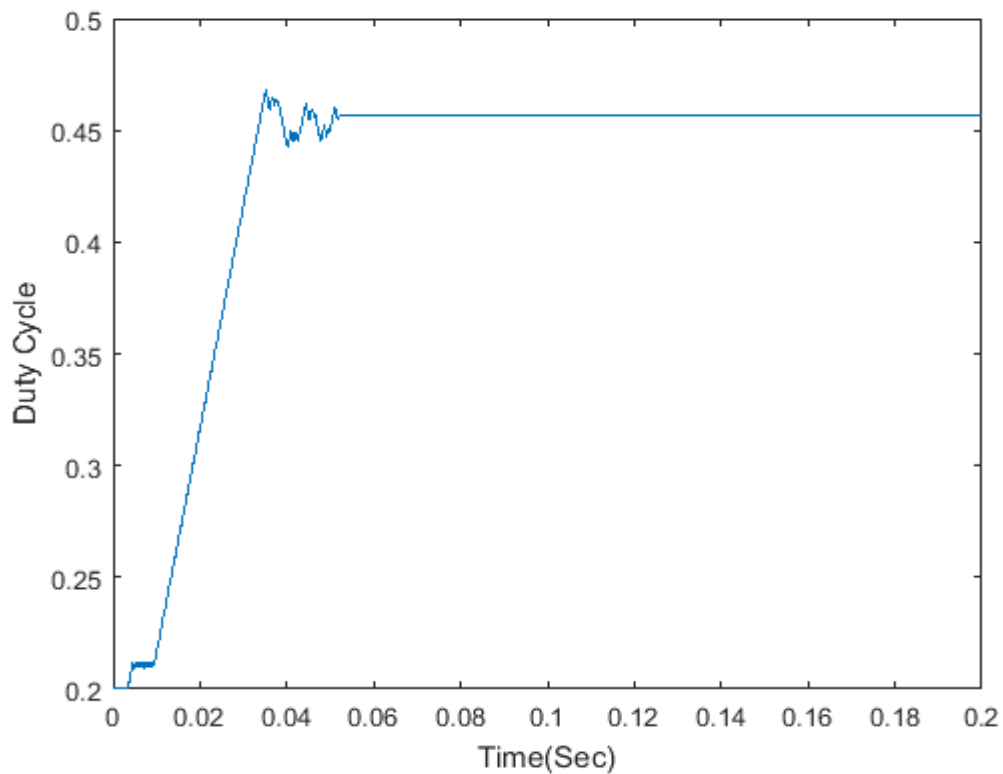
Όπως φαίνεται αυτή η τακτική βελτιώνει την μέθοδο Διαταραχής και παρατήρησης, ωστόσο δεν συνεισφέρει τίποτα ιδιαίτερο στην ταχύτερη ανταπόκριση σε αλλαγές της ακτινοβολίας.

4.6.3 Ελέγχος Ποσοστιαίας Μεταβολής Ισχύος

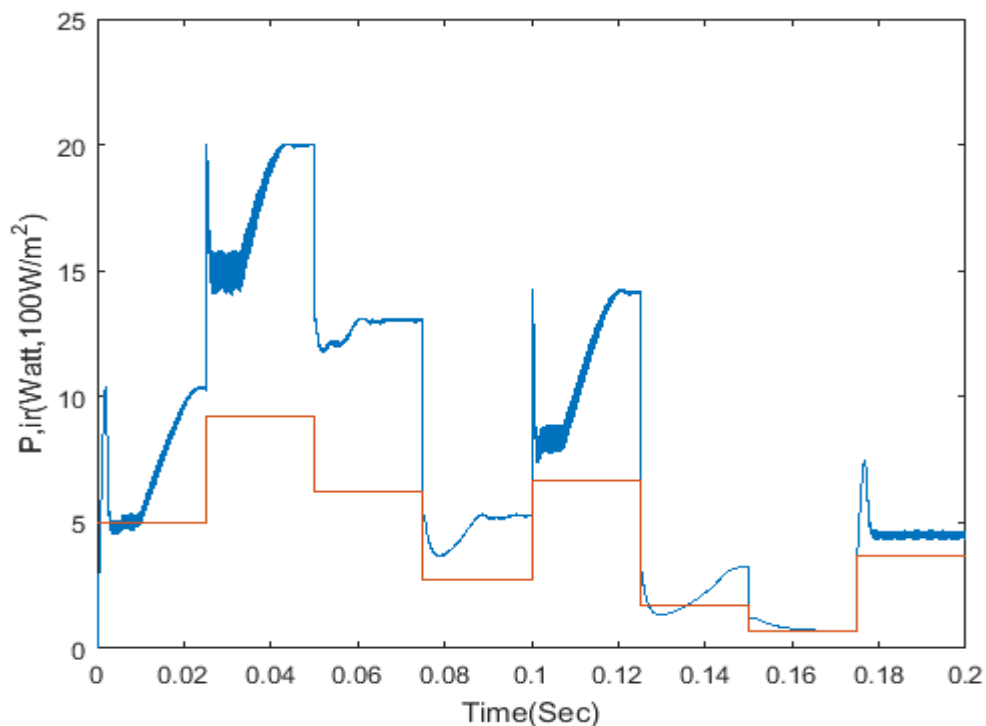
Η συγκεκριμένη τακτική μηδενίζει το βήμα μεταβολής του Duty Cycle όταν το $\frac{|\Delta P|}{P} < 0.00001$. Δηλαδή ελέγχει αν έχει αλλάξει η ισχύς πολύ λίγο σε σχέση με την προηγούμενη δειγματοληψία και τότε μηδενίζει το βήμα μεταβολής, καθώς κοντά στο ΣΜΙ οι αλλαγές της ισχύος είναι φοβερά μικρές. Πλεονέκτημα της μεθόδου σε σχέση με την απλή χρήση του $|\Delta P| < \varepsilon$ είναι πως για μεταβολή της ακτινοβολίας το $\frac{|\Delta P|}{P}$ δεν μεταβάλλεται ιδιαίτερα οπότε και μπορεί να προσαρμοστεί καλύτερα σε αλλαγές της ακτινοβολίας. Προφανώς και αυτή η τεχνική μπορεί να εφαρμοστεί σε άλλες μεθόδους που έχουν παρουσιαστεί στην συγκεκριμένη πτυχιακή. Αν αλλάξει η ακτινοβολία τότε επειδή αναμένεται $\frac{|\Delta P|}{P} > 0.00001$, ο αλγόριθμος ξεκινά ξανά να λειτουργεί από σημείο που είχε μείνει.



Σχήμα 4.53 Ισχύς για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με συνθήκη ελέγχου ποσοστιαίας αλλαγής ισχύος.

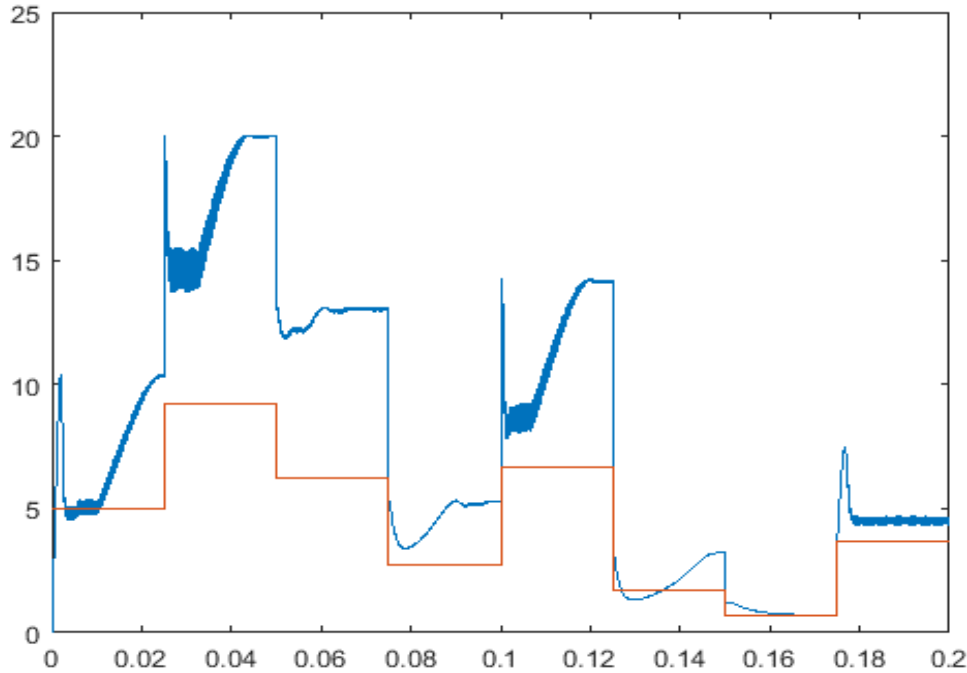


Σχήμα 4.54 *Duty Cycle* για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με συνθήκη ελέγχου ποσοστιαίας αλλαγής ισχύος.



Σχήμα 4.55 *Ισχύς και ακτινοβολία* για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με συνθήκη ελέγχου ποσοστιαίας αλλαγής ισχύος.

Η τακτική αυτή φαίνεται να βελτιώνει αισθητά την απόκριση της μεθόδου Διαταραχής και Παρατήρησης στις αλλαγές της ακτινοβολίας.

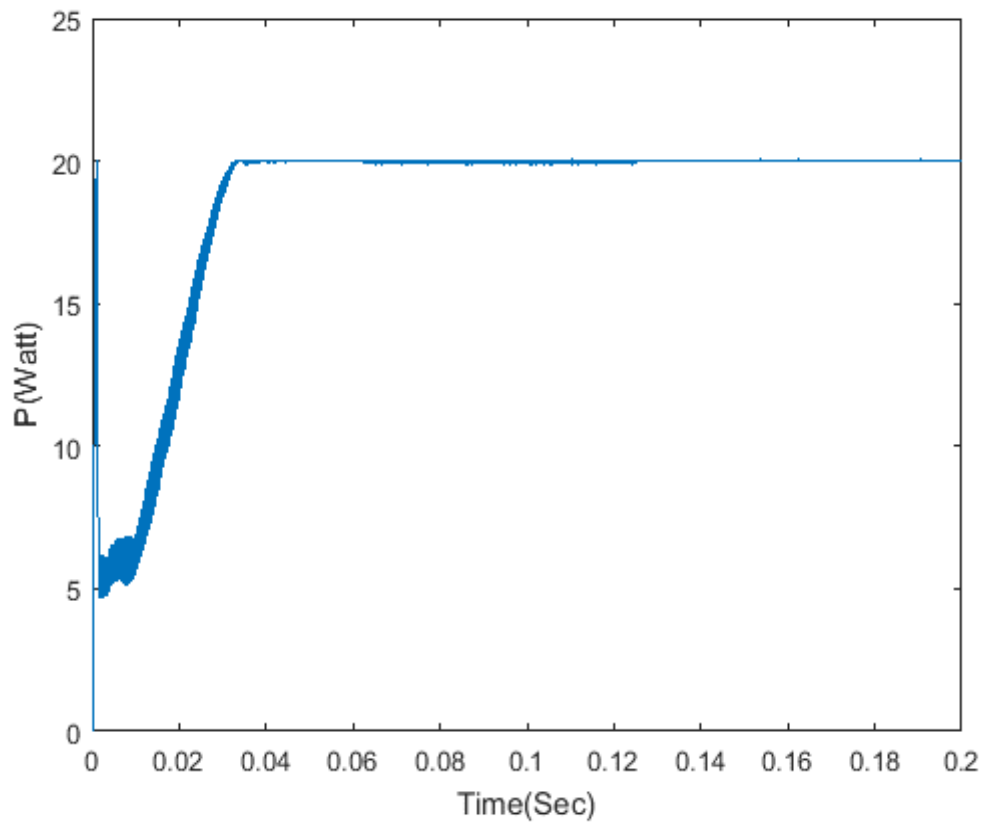


Σχήμα 4.56 Ισχύς και ακτινοβολία για Μέθοδο Στοιχειώδους Αγωγιμότητας με συνθήκη ελέγχου ποσοστιαίας αλλαγής ισχύος.

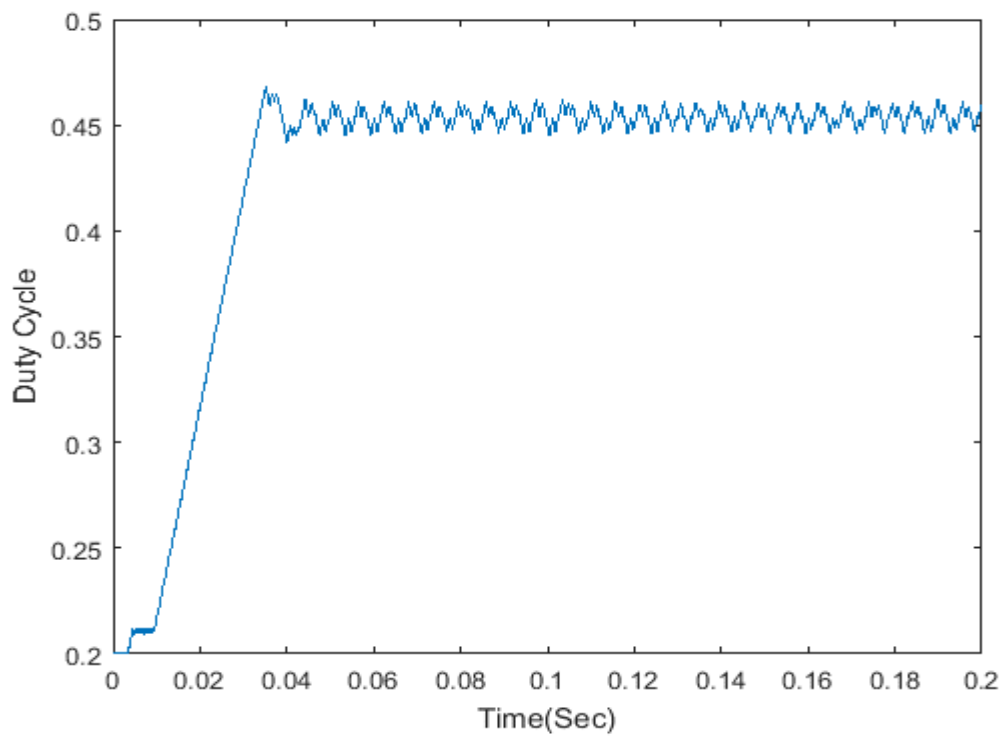
Εφαρμόζοντας την ίδια τεχνική με την μέθοδο αγωγιμότητας παρουσιάζονται σχεδόν τα ίδια αποτελέσματα.

4.6.4 Έλεγχος Μεταβολής Διαφοράς Ισχύος

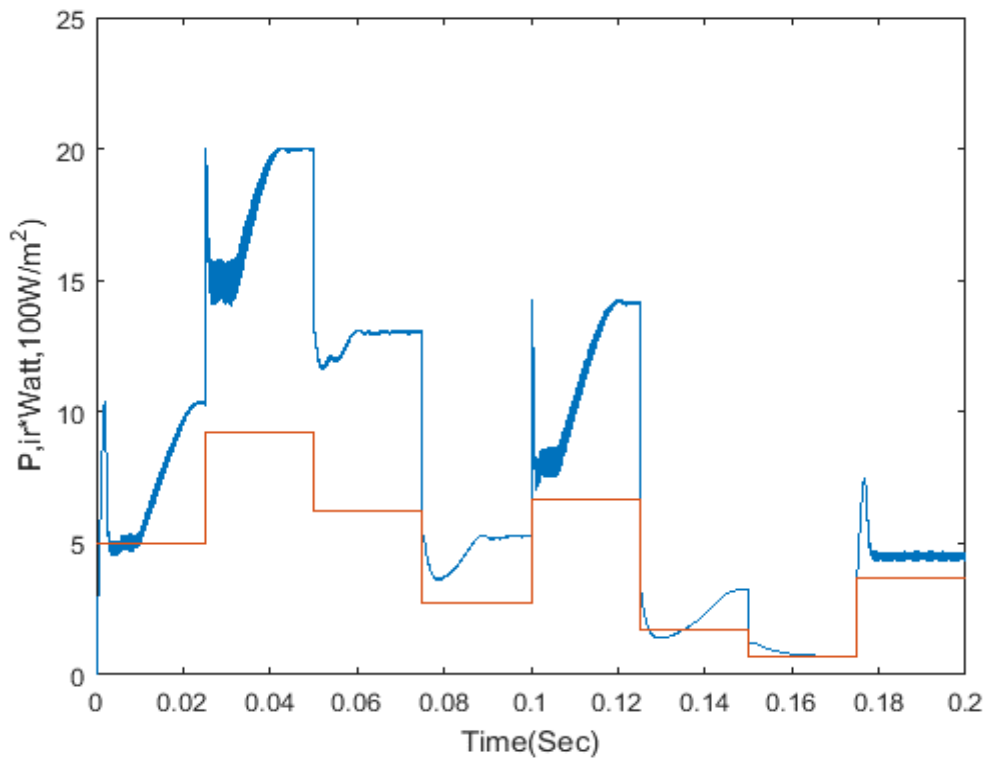
Η συγκεκριμένη τακτική στοχεύει πάνω στο εξής: όταν το MPPT φτάσει στο ΣΜΙ, τότε θα περάσει από την αριστερή του πλευρά στην δεξιά ή από την δεξιά στην αριστερή. Από μια τιμή $P_{(k-1)}$ θα πάει σε μια άλλη τιμή P_k , η οποία θα είναι η κοντινότερη στο MPPT και ύστερα σε μία άλλη τιμή $P_{(k+1)}$. Κατά συνέπεια θα πάει πρώτα στο $P_k - P_{(k-1)} > 0$ και ύστερα στο $P_{(k+1)} - P_k < 0$. Οπότε μία συνθήκη ότι βρίσκεται το σημείο λειτουργία πολύ κοντά στο MPP είναι το $\Delta P_k \Delta P_{(k+1)} < 0$. Ωστόσο για να είναι σίγουρο πως βρίσκεται στο ΣΜΙ και ότι δεν προκλήθηκε το $\Delta P_k \Delta P_{(k+1)} < 0$ από αλλαγή ακτινοβολίας, είναι απαραίτητη μια δεύτερη συνθήκη που να δηλώνει ότι γίνονται μικρές αλλαγές ισχύος στο σημείο λειτουργίας. Μια τέτοια συνθήκη είναι η $|\Delta P_{(k+1)} - \Delta P_k| < \varepsilon$.



Σχήμα 4.57 Ισχύς για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με συνθήκη μεταβολής διαφοράς ισχύος.



Σχήμα 4.58 Duty Cycle για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με συνθήκη μεταβολής διαφοράς ισχύος.

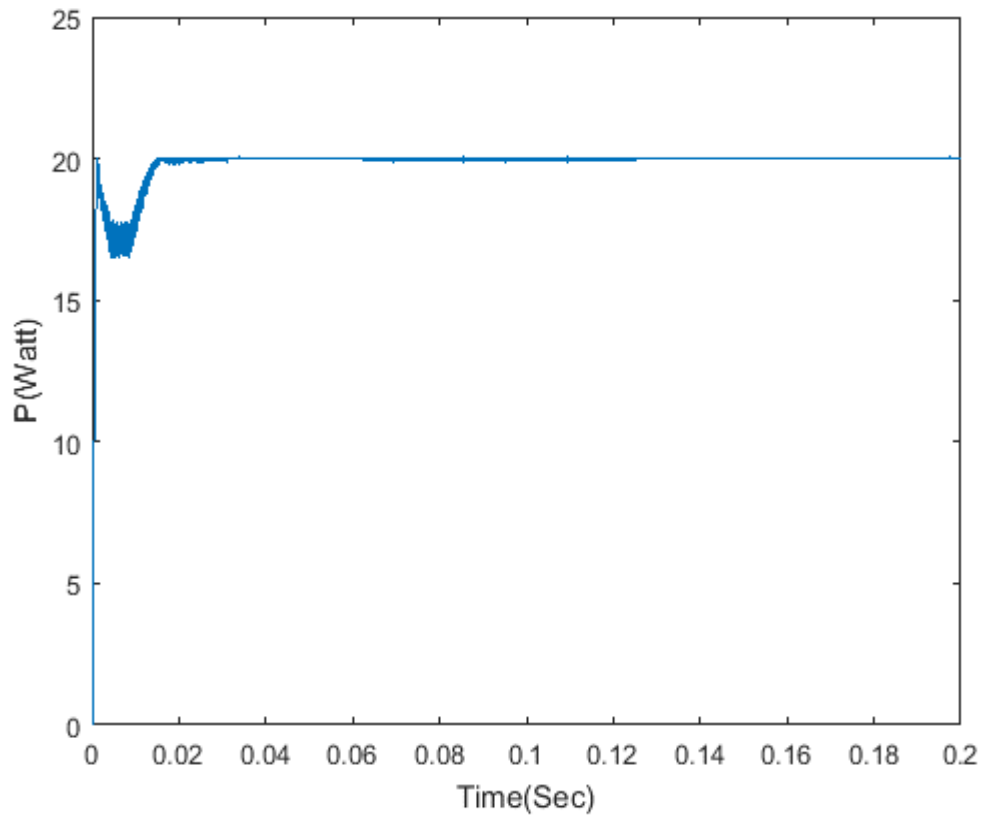


Σχήμα 4.59 Ισχύς και ακτινοβολία για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με συνθήκη μεταβολής διαφοράς ισχύος.

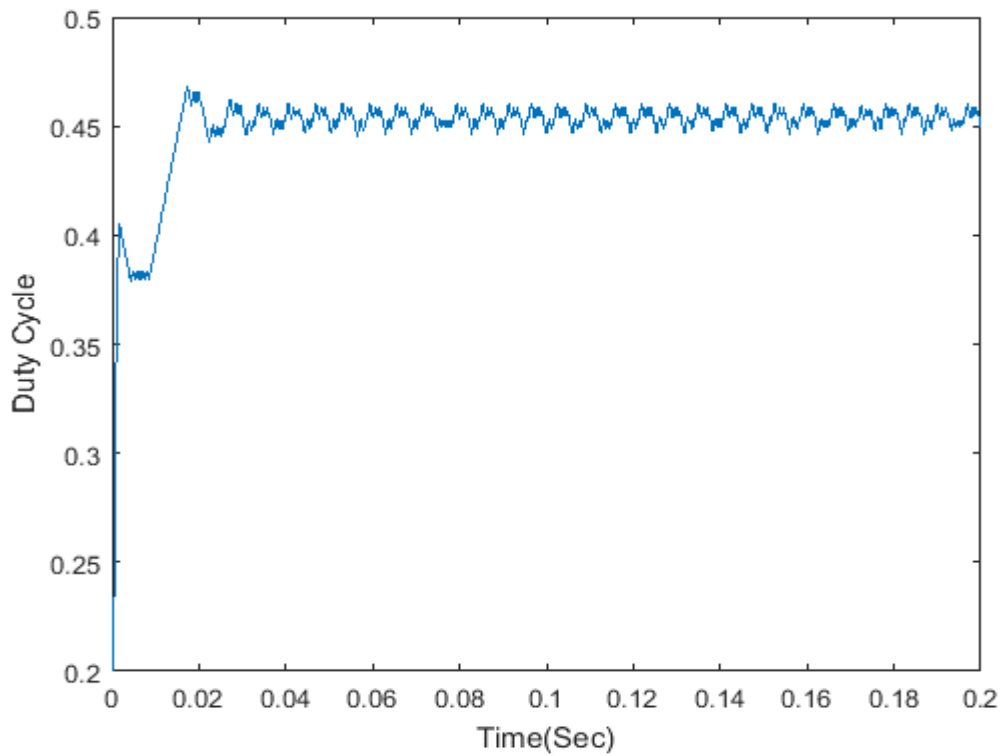
Αν και θεωρητικά θα περιμέναμε μικρή ταλάντωση γύρω από το ΣΜΙ, η τεχνική πειραματικά φαίνεται αναποτελεσματική.

4.6.5 Ελέγχος Ποσοστιαίας Μεταβολής Ρεύματος

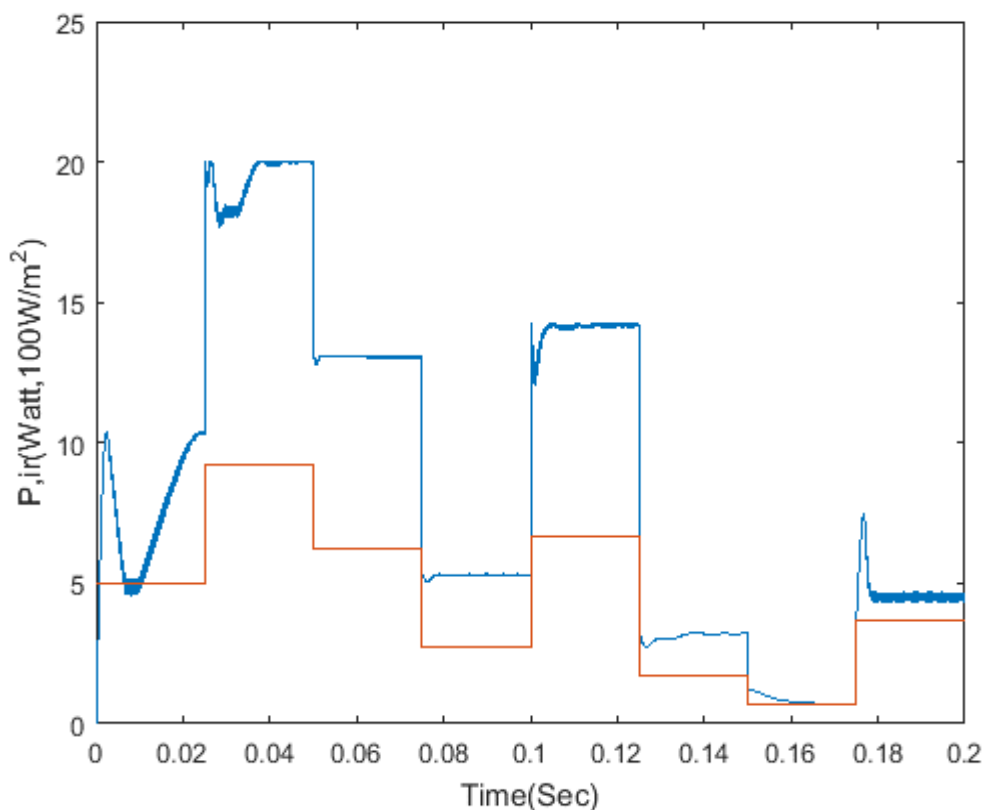
Η συγκεκριμένη μέθοδος βασίζεται στην ιδέα πως με αλλαγή της ακτινοβολίας, το μέγεθος που αλλάζει πάρα πολύ είναι το φωτόρευμα και κατά συνέπεια το ρεύμα του φωτοβολταϊκού. Οπότε με έλεγχο της ποσοστιαίας διαφοράς του ρεύματος του φωτοβολταϊκού, είναι εφικτό να αντιλαμβάνεται ο αλγόριθμος πότε αλλάζει η ακτινοβολία. Έντονη Αύξηση του ρεύματος σημαίνει ξαφνική αύξηση της ακτινοβολίας ενώ έντονη μείωση του ρεύματος σημαίνει ξαφνική μείωση της ακτινοβολίας. Εφαρμόζοντας την συγκεκριμένη τεχνική στην μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης, είσοδοι είναι κλασσικά η διαφορά τάσεως και ισχύος και επιπλέον το ρεύμα του φωτοβολταϊκού καθώς και η τιμή του στον προηγούμενο δειγματοληπτικό κύκλο. Συμβαίνει ο έλεγχος αν η διαφορά ρεύματος είναι μεγαλύτερη του 1%, δηλαδή. Τότε το Duty Cycle αυξάνεται κατά $0.34 * \Delta I$ διότι αν $\Delta I > 0$ τότε αυξήθηκε η ακτινοβολία και κατά συνέπεια η τιμή του Duty Cycle στο ΣΜΙ ενώ αν μειώθηκε το ΔI τότε η ακτινοβολία μειώθηκε επίσης και κατά συνέπεια η τιμή του Duty Cycle στο ΣΜΙ (αυτό συμβαίνει διότι παρατηρείται αύξηση της τιμής του ιδανικού Duty Cycle με αύξηση της ακτινοβολίας). Η τιμή 0,34 επιλέχθηκε με βάση το γεγονός ότι για ρεύμα 1,31 Ampere το Duty Cycle στο ΣΜΙ είναι 0,45 ενώ για 0 Ampere θεωρείται μηδενικό. Οπότε $\frac{0.45}{1.31} = 0.34$.



Σχήμα 4.60 Ισχύς για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με συνθήκη ελέγχου ποσοστιαίας μεταβολής ρεύματος.



Σχήμα 4.61 Duty Cycle για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με συνθήκη ελέγχου ποσοστιαίας μεταβολής ρεύματος.



Σχήμα 4.62 Ισχύος και ακτινοβολία για Μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης με συνθήκη ελέγχου ποσοστιαίας μεταβολής ρεύματος.

Από τις παραπάνω εικόνες φαίνεται πως η συγκεκριμένη τεχνική παρουσιάζει πολύ εντυπωσιακή απόκριση σε αλλαγές της ακτινοβολίας και βρίσκει το ΣΜΙ. Τα μόνα μειονεκτήματα είναι μια πολύ μικρή ταλάντωση του ΣΜΙ καθώς και η γνώση του Duty Cycle και του ρεύματος στο σημείο μέγιστης ισχύος για μια τιμή της ακτινοβολίας. Αποτελεί, λοιπόν, με διαφορά την καλύτερη τεχνική βελτιστοποίησης των μεθόδων εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος.

4.7 Επιλογή Μεθόδου Εύρεσης Σημείου Μεγίστης Ισχύος

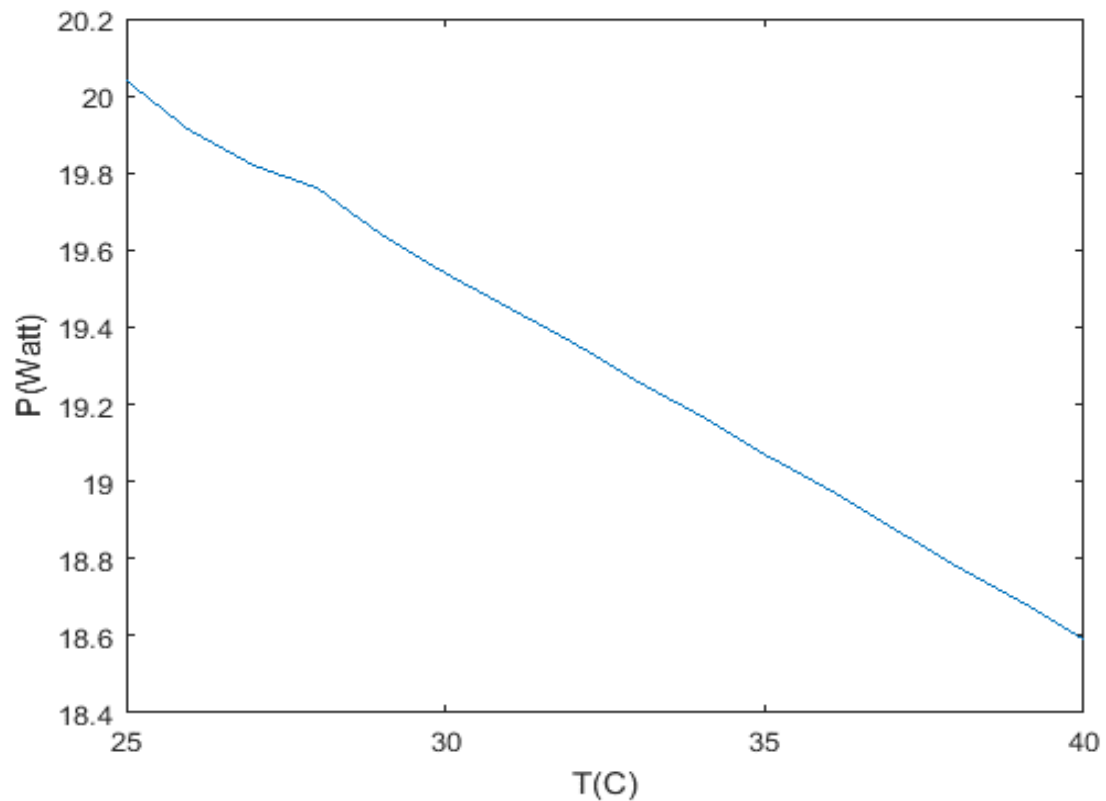
Από τις κλασσικές μεθόδους εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος φαίνεται καλύτερη η μέθοδος ελέγχου με ασαφή λογική. Παρουσιάζει μηδαμινή ταλάντωση γύρω από το Σημείο Μεγίστης ισχύος, την καλύτερη ανταπόκριση στις αλλαγές της ακτινοβολίας και πολύ μεγάλη μέση ισχύ. Οι 3 διαφορετικοί τρόποι υλοποίησης της μεθόδου δεν έχουν καμία σοβαρή διαφορά οπότε δεν υπάρχει λόγος να γίνει κάποια διάκριση μεταξύ τους. Αντίτιμο είναι μια μεγαλύτερη πολυπλοκότητα σε σχέση με τις δημοφιλέστες μεθόδους. Επίσης, μέσω των βελτιώσεων των κλασσικών μεθόδων φαίνεται εξίσου καλή η μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης/Στοιχειώδους Αγωγιμότητας με ενσωματωμένη την τεχνική ελέγχου ποσοστιαίας μεταβολής ρεύματος. Παρουσιάζει και αυτή όλα τα ιδανικά χαρακτηριστικά που χρειάζεται μια μέθοδος εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος όπως και ο έλεγχος με ασαφή λογική.

4.8 Εξάρτηση Από Θερμοκρασία

Ο παρακάτω πίνακας 4.7 δείχνει την μεταβολή της ισχύος του φωτοβολταϊκού πλαισίου με βάση την θερμοκρασία του.

Θερμοκρασία Πλαισίου	Ισχύς Φωτοβολταϊκού
25	20,04
26	19,91
27	19,82
28	19,76
29	19,64
30	19,54
31	19,45
32	19,36
33	19,26
34	19,17
35	19,07
36	18,98
37	18,88
38	18,78
39	18,69
40	18,59

Πίνακας 4.7 Θερμοκρασία και ισχύς φωτοβολταϊκού για 0.45 Duty Cycle



Σχήμα 4.63 Εξάρτηση Ισχύος Φωτοβολταϊκού από θερμοκρασία

Οι κρύσταλλοι που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή φωτοβολταϊκών κυττάρων, όπως όλοι οι ημιαγωγοί, είναι ευαίσθητοι στη θερμοκρασία. Όταν ένα Φ/Β κύτταρο εκτίθεται σε υψηλότερες θερμοκρασίες, το ρεύμα ISC αυξάνει ελαφρώς, ενώ η τάση VOC μειώνεται περισσότερο.

Όπως φαίνεται και από την παραπάνω εικόνα, παρατηρείται μια μέση μείωση της τάξεως του 0,096Watt/°C, το οποίο ισοδυναμεί με περίπου 1 Watt για 10,5 βαθμούς Celsius πάνω από θερμοκρασία δωματίου και μια μείωση 5% περίπου. Στα φωτοβολταϊκά συνήθως ο κατασκευαστής έχει στο φύλλο δεδομένων του φωτοβολταϊκού μια σταθερά που ονομάζεται συντελεστής θερμοκρασίας και δείχνει πόσο αλλάζει η ισχύς του φωτοβολταϊκού για κάθε αλλαγή βαθμού °C %. Εδώ ο συντελεστής θερμοκρασίας είναι 0,47%. Είναι σχετικά μικρός συντελεστής θερμοκρασίας, το οποίο οφείλεται στο γεγονός ότι το φωτοβολταϊκό της προσομοίωσης έχει μεγάλη ονομαστική τιμή τάσεως και τα φωτοβολταϊκά με μεγαλύτερες τιμές ονομαστικής τάσεως επηρεάζονται λιγότερο από την θερμοκρασία. Σε μια ιδιαίτερα ζεστή μέρα ενός καλοκαιριού μπορεί να φτάσει η θερμοκρασία του φωτοβολταϊκού τιμές της κλάσεως των 40 °C . Κατά συνέπεια σε μια ζεστή μέρα θα υπήρχε αρκετή μείωση της ισχύος του φωτοβολταϊκού, γιαυτό και για την επίτευξη της μέγιστης δυνατής ισχύος είναι προτιμότερο να βρεθούν λύσεις προς την μείωση της θερμοκρασίας.

Οι πιο απλοί και αποτελεσματικοί τρόποι να μειωθεί η θερμοκρασία του φωτοβολταϊκού είναι να τοποθετηθεί στην οροφή σπιτιού ώστε ο αέρας να το ψύξει, να επιλεγθούν ανοιχτά χρώματα για το φωτοβολταϊκό ώστε να μην απορροφάει μεγάλη θερμότητα και να τοποθετηθούν όσα εξαρτήματα γίνεται στην σκιά ώστε να μην χάνεται επιπλέον ισχύς σε αυτά.

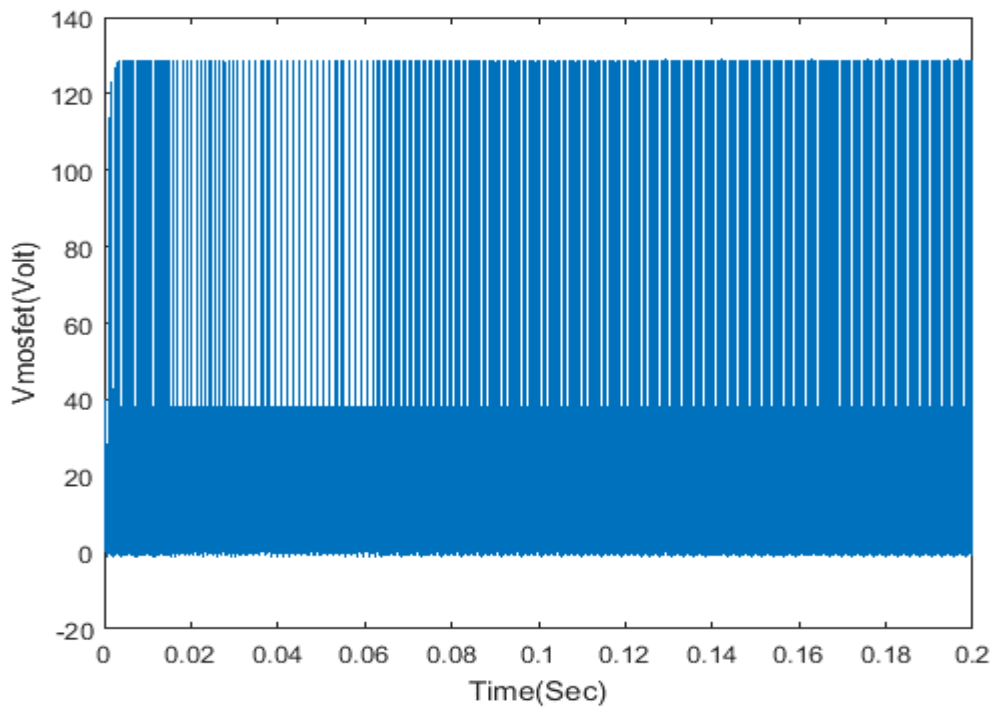
4.9 Ενσωμάτωση Κυκλώματος Καταστολής Υπερτάσεων(Snubber Circuit)

Μέσω της προσομοίωσης είναι δυνατή η εξέταση της επίδρασης που έχει η αλλαγή των μεγεθών του υποκυκλώματος Snubber, δηλαδή αντίσταση και πυκνότητα Snubber, στην μέγιστη τιμή της τάσεως του MOSFET και στην απόδοση της διάταξης. Παρακάτω παρουσιάζεται ένας ενδεικτικός πίνακας που δίνει την δυνατότητα στον αναγνώστη να κατανοήσει κατά πόσο μεταβάλλονται σημαντικά μεγέθη από το κύκλωμα Snubber.

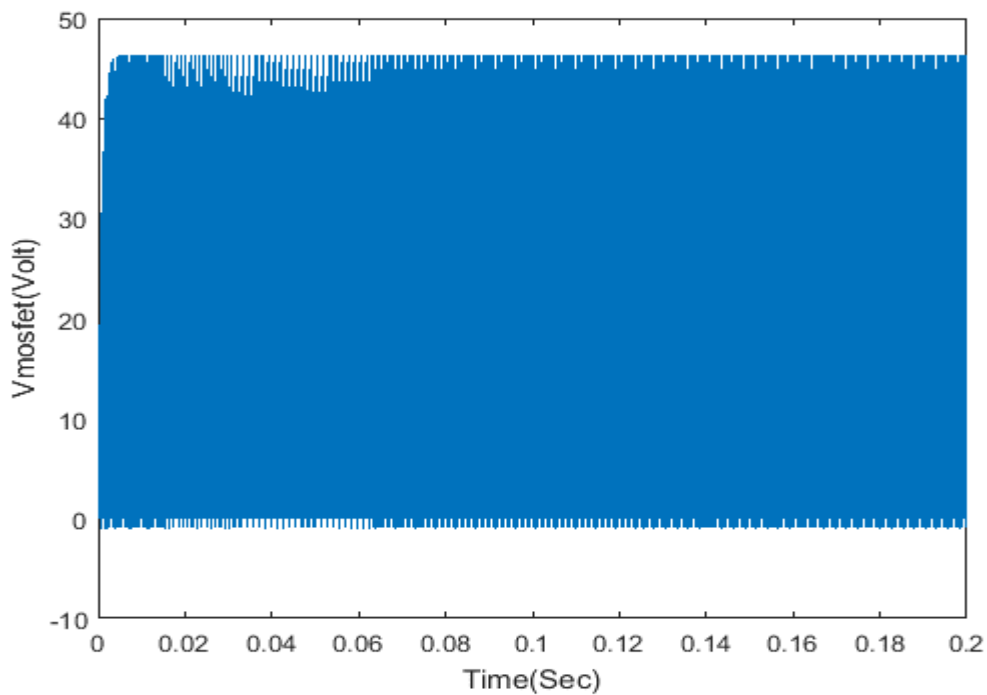
$R_{snubber}(K\Omega\mu)$	$C_{snubber}(nF)$	$V_{mosfetmax}(Volt)$	$P_{out}(Watt)$	Απόδοση
0.5	5000	44	16.53	0.82
1	2500	48	16.86	0.84
10	250	74	17.25	0.86
14.5	170	80	17.27	0.862
100	25	118	17.35	0.865

Πίνακας 4.8 Επίδραση μεταβολής μεγεθών Snubber στο κύκλωμα.

Όπως φαίνεται στον πίνακα 4.8, αύξηση της αντίστασης (και αυτομάτως μείωση της πυκνότητας) του κυκλώματος Snubber συνοδεύεται από αύξηση της ισχύος που μεταφέρεται στον συσσωρευτή αλλά και με αύξηση της μέγιστης τάσης πτώσεως στο MOSFET. Κατά συνέπεια πρέπει να γίνει ένας συμβιβασμός μεταξύ των δύο κριτηρίων. Για αυτόν τον λόγο προτείνεται η επιλογή των 1 KΩμ με 2,5 μF που μειώνει την απόδοση στο 0,84.

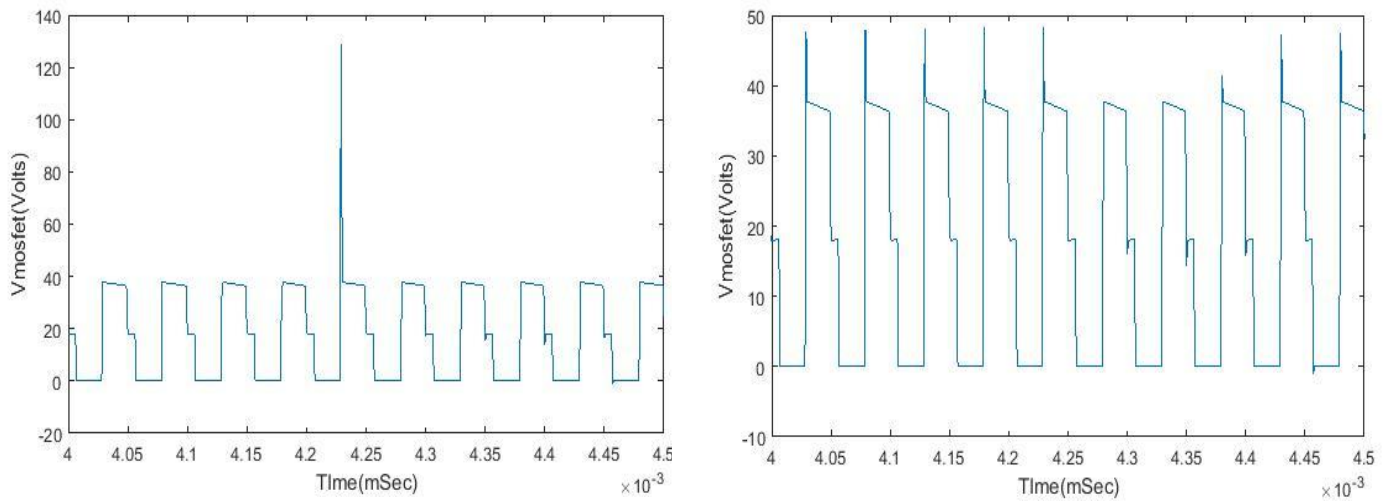


Σχήμα 4.64 Τάση Mosfet.

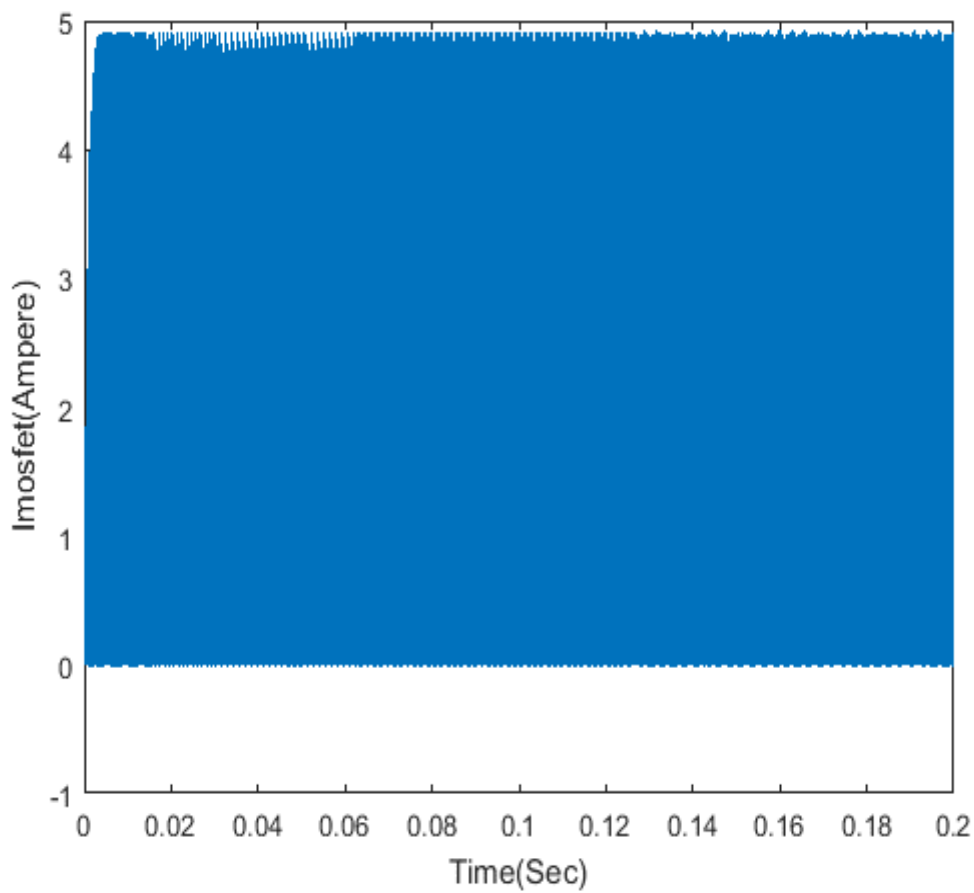


Σχήμα 4.65 Τάση Mosfet με ενσωματωμένο κύκλωμα καταστολής υπερτάσεων (Snubber Circuit).

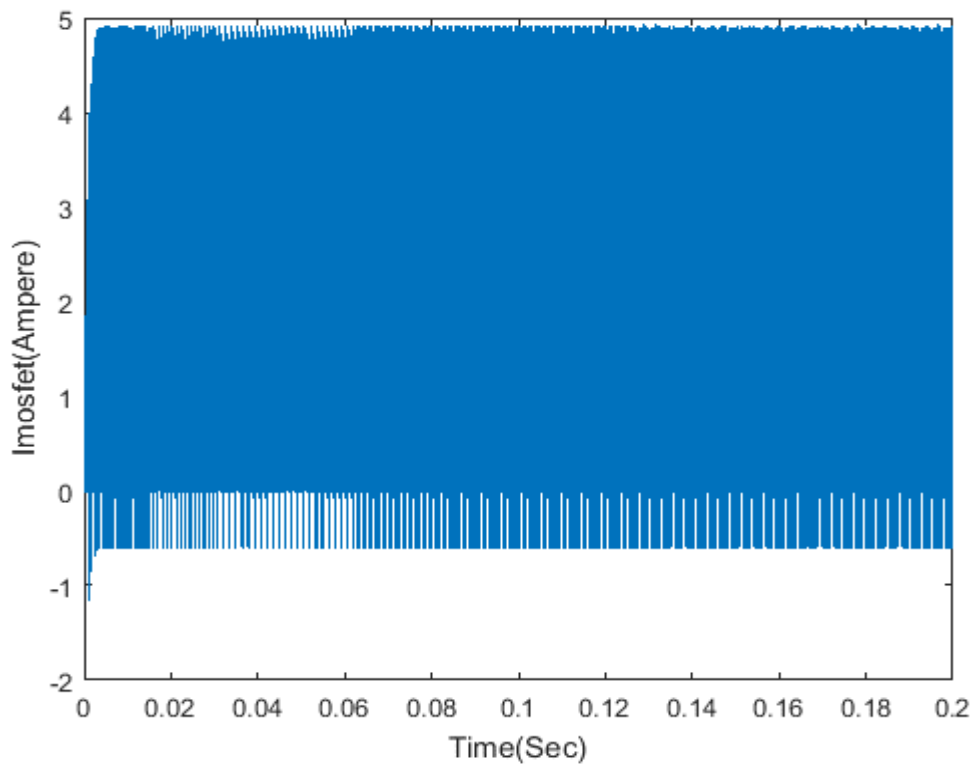
Από τις δύο προηγούμενες εικόνες φαίνεται πως το κύκλωμα καταστολής υπερτάσεων μειώνει σε τεράστιο βαθμό την μέγιστη τάση του (Από 117 Volt περίπου στα 33 Volt). Ωστόσο μειώνει την απόδοση της διάταξης από το $17.39/20.04=0.867$ σε $16.52/20.04=0.84$



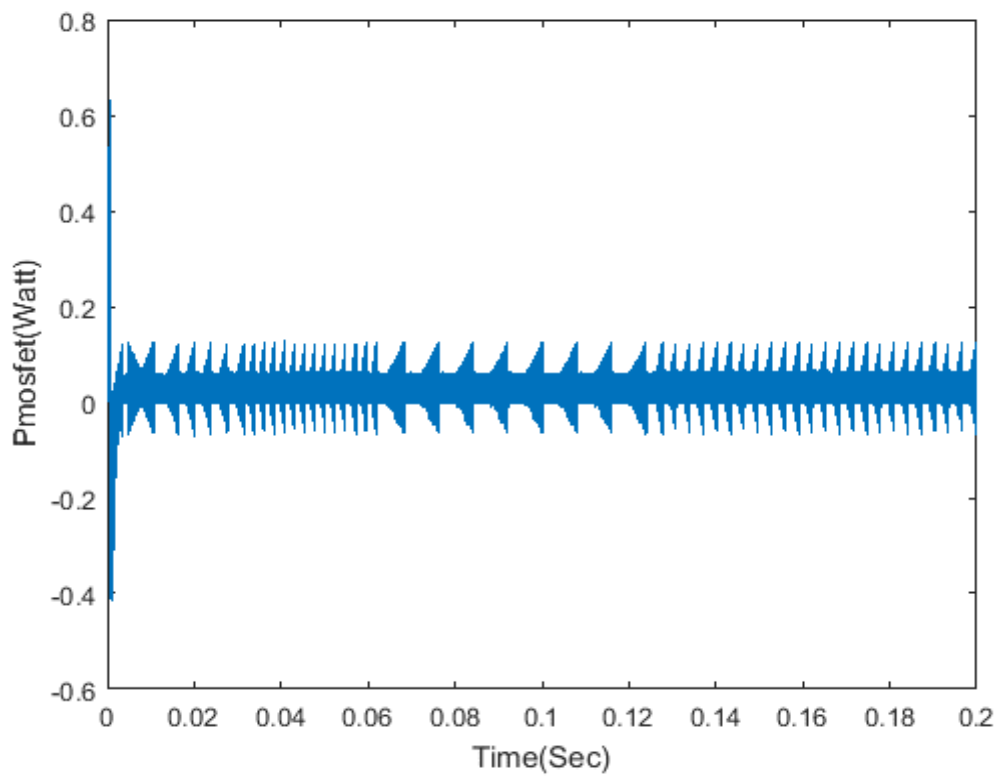
Σχήμα 4.66 Τάση Mosfet χωρίς κύκλωμα υπερτάσεων (αριστερά), Τάση Mosfet με κύκλωμα υπερτάσεων (δεξιά) για 10 διακοπτικές περιόδους.



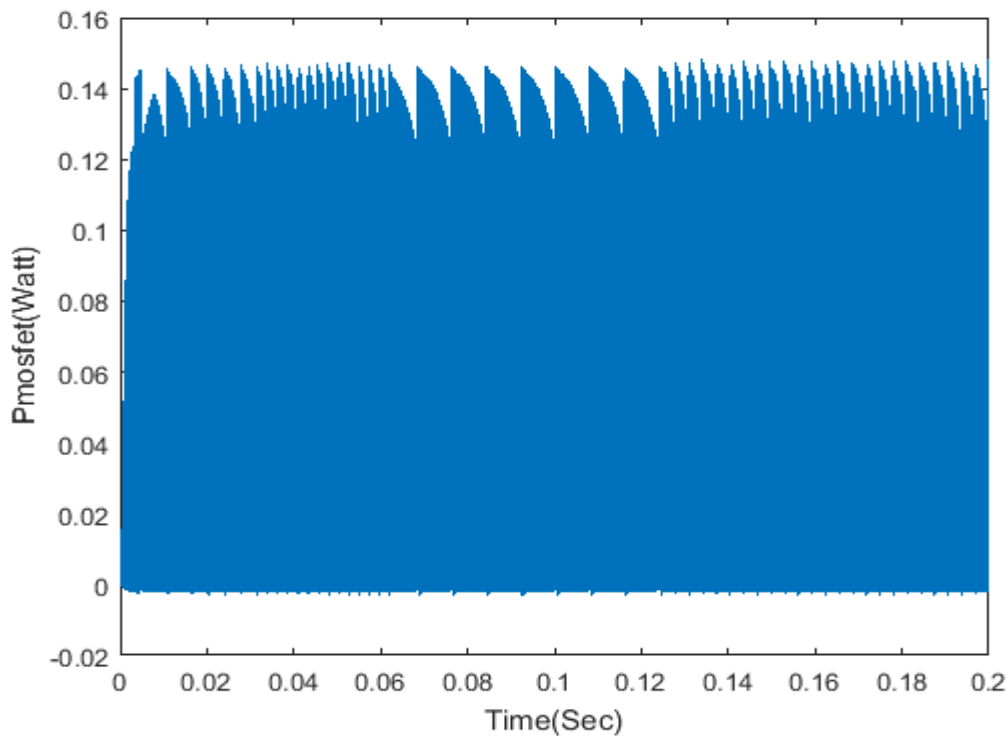
Σχήμα 4.67 Ρεύμα Mosfet.



Σχήμα 4.68 Ρεύμα Mosfet με ενσωματωμένο κύκλωμα καταστολής υπερτάσεων.



Σχήμα 4.69 Ισχύς Mosfet.



Σχήμα 4.70 Ισχύς Mosfet με ενσωματωμένο κύκλωμα καταστολής υπερτάσεων.

Όπως φαίνεται το ρεύμα του Mosfet δεν άλλαξε με την ενσωμάτωση του κυκλώματος καταστολής υπερτάσεων, καθώς δεν είναι και αυτός ο σκοπός του κυκλώματος, ωστόσο παρατηρείται μεγάλη τιμή του ρεύματος Mosfet κάτι το οποίο μπορεί να οδηγήσει το Mosfet και κατά συνέπεια το κύκλωμα σε κίνδυνο. Καλό θα ήταν επιλογή Mosfet που αντέχει περισσότερα από 5 Amperes. Η ισχύς του Mosfet όπως ήταν αναμενόμενο μειώθηκε αισθητά αφού μειώθηκε η τάση ενώ το ρεύμα έμεινε σχεδόν το ίδιο.

4.10 Επιρροή Διακοπτικής Συχνότητας στην Ισχύ

Ο πίνακας 4.8 που ακολουθεί δείχνει την μεταβολή της ισχύος εισόδου και εξόδου με την μεταβολή της διακοπτικής συχνότητας του Mosfet.

F (Khz)	Pin (Watt)	Pout (Watt)
10	20,01	17,93
20	20,04	17,38
30	20,02	16,82
40	20,03	16,97
50	20,02	16,69

Πίνακας 4.8 Ισχύς και διακοπτική συχνότητα.

Φαίνεται πως μεγαλύτερες διακοπτικές συχνότητες έχουν μια μικρή τάση να οδηγούν σε μικρότερες τιμές ισχύος το σύστημα. Αν και η ακριβής σχέση απωλειών και συχνότητας δεν είναι εύκολο να βρεθεί, μπορεί να γίνει μια εκτίμηση πως αύξηση της συχνότητας συνεπάγεται μεγαλύτερες διακοπτικές απώλειες στο Mosfet, μεγαλύτερες απώλειες στους πυκνωτές εισόδου και εξόδου και μεγαλύτερες απώλειες πυρήνα του μετασχηματιστή, άρα μεγαλύτερες συνολικά απώλειες

στο σύστημα. Γι'αυτό η επιλογή των 20Khz φαίνεται πολύ ικανοποιητική. Μικρές απώλειες με ταυτόχρονα μικρή κυμάτωση και μέγεθος μετασχηματιστή. [23]

4.11 Παρατηρήσεις

Οι μέθοδοι που παρουσιάστηκαν παραπάνω έχουν εφαρμοστεί σε μονάδες φωτοβολταϊκών συστημάτων. Το βέβαιο είναι ότι η ύπαρξη τόσο μεγάλου αριθμού ξεχωριστών τρόπων ελέγχου κάνει την επιλογή δύσκολη και αναγκάζει το σχεδιαστή να λάβει υπ' όψιν του διάφορες παραμέτρους πριν αποφασίσει ποια τεχνική ταιριάζει καλύτερα στις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής.

Τα βασικότερα κριτήρια επιλογής της μεθόδου πάντως είναι η ακριβής εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος, η ελαχιστοποίηση των ταλαντώσεων γύρω από αυτό, η ταχύτατη εύρεση του και ο βαθμός της πολυπλοκότητας του.

4.12 Προσαρμογή στο Επίπεδο Φόρτισης της Μπαταρίας

Για κάθε μπαταρία, θεωρείται ιδανικό η λειτουργία της να κυμαίνεται σε επίπεδα φόρτισης μεταξύ 20% με 80% ώστε να έχει καλή διάρκεια ζωής. Το επίπεδο φόρτισης δηλώνει πόσο έχει φορτιστεί η μπαταρία. Στο 100% δηλαδή θα λέγαμε ότι η μπαταρία έχει φορτιστεί πλήρως ενώ στο 0% είναι εντελώς αφορτιστή. Η προβλεψη της κατάστασης φόρτισης (SOC) της μπαταρίας δεν είναι εύκολη διαδικασία καθώς η χωρητικότητα επηρεάζεται από τις συνθήκες εκφόρτισης όπως είναι ο ρυθμός εκφόρτισης (μεγάλος ρυθμός εκφόρτισης συνεπάγεται μικρή χωρητικότητα συσσωρευτή), το ρεύμα εκφόρτισης, η τάση και η θερμοκρασία. Επίσης, καθ' όλη τη διάρκεια ζωής της μπαταρίας, η μετρούμενη χωρητικότητα μειώνεται όλο και περισσότερο λόγω των επιπτώσεων της γήρανσης.

Η στάθμη φόρτισης μπορεί να προσδιοριστεί με μέτρηση της τάσης του συσσωρευτή ή/και του ειδικού βάρους του οξέος (ηλεκτρολύτη) με ένα πυκνόμετρο. Πρέπει να τονιστεί, όμως, οπωσδήποτε και το εξής: Αυτές οι μετρήσεις δε μας πληροφορούν για το αν ο συσσωρευτής και κατά πόσο βρίσκεται σε καλή κατάσταση (χωρητικότητα σε AH). Μόνο μια παρατεταμένη δοκιμή με φορτία μπορεί να αποφανθεί.

Η τάση σε έναν πλήρως φορτισμένο συσσωρευτή θα είναι 2,12 έως 2,15 V ανά κύτταρο ή 12,7 V για έναν συσσωρευτή των 12 V. Σε 50% βάθος εκφόρτισης θα είναι 2,03 VPC (Volt Per Cell) και σε 100% εκφόρτιση θα είναι 1,75 VPC ή λιγότερο. Εάν γνωρίζονται αυτές οι τιμές, μπορεί να γίνουν συγκρίσεις και να εκτιμηθεί το SOC του συσσωρευτή. Ομοίως, το ειδικό βάρος του ηλεκτρολύτη θα είναι περίπου 1.265 για ένα πλήρως φορτισμένο κύτταρο και 1.13 ή λιγότερο για ένα κύτταρο που έχει πλήρως εκφορτιστεί. Αυτές οι τιμές μπορεί να ποικίλλουν ανάλογα με το είδος και τον κατασκευαστή του συσσωρευτή—έτσι, όταν αγοράζονται νέοι συσσωρευτές πρέπει να φορτίζονται πλήρως και να αποθηκεύονται για λίγο και μετά να παίρνεται μια μέτρηση αναφοράς. Αυτή η μέτρηση αναφοράς θα χρησιμοποιηθεί αντί για την τιμή του κατασκευαστή, ώστε να βρεθούν οι ακριβείς τιμές του συσσωρευτή που αγοράστηκε. Ύστερα, μπορεί να γίνουν εκτιμήσεις για το SOC. Πολλοί συσσωρευτές σφραγίζονται και για αυτό δεν γίνονται μετρήσεις με πυκνόμετρο. Συνεπώς, σε αυτές τις περιπτώσεις, πρέπει να στηριχθούμε αποκλειστικά στις μετρήσεις της τάσης.

Προκειμένου να αυξηθεί η διάρκεια ζωής της μπαταρίας, καλό είναι να μετριέται το επίπεδο φόρτισης (SOC) και να εισάγεται ως επιπλέον μεταβλητή στο MPPT. Αν ξεπεράσει το 80%, τότε το σύστημα εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος ορίζει εύκολα και απλά το νέο Duty Cycle ίσο με 0 ώστε να σταματήσει η ροή ισχύος στον μετασχηματιστή και κατά συνέπεια, αφού εκφορτιστεί ο πυκνωτής εξόδου, στην μπαταρία. [13]

Κεφάλαιο 5 Συμπεράσματα

5.1 Κυριότερα Συμπεράσματα

Κατά την εκπόνηση αυτής της διπλωματικής εργασίας αναπτύχθηκε διάταξη ελέγχου ασφαλής φόρτισης συσσωρευτή μέσω φωλτοβολταϊκής κυψέλης, μελετήθηκαν και εξετάστηκαν πολλαπλοί αλγόριθμοι εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος με σκοπό την μέγιστη απόδοση ισχύος από το φωτοβολταϊκό, εξετάστηκε η επιρροή της θερμοκρασίας και της διακοπτικής συχνότητας πάνω στο σύστημα και προτάθηκαν τρόποι μεγιστοποίησης της ισχύος της διάταξης. Η ορθή λειτουργία της διάταξης επιβεβαιώθηκε μέσω προσομοιώσεων με την χρήση της βιβλιοθήκης Sim-electronics του υπολογιστικού εργαλείου Simulink σε περιβάλλον Matlab.

Ιδιαίτερα κατά την μελέτη και προσομοίωση του συστήματος παρατηρήθηκαν τα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Η μέθοδος ελέγχου με ασαφή λογική (Fuzzy Logic) καθώς και η μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης/Στοιχειώδους Αγωγιμότητας με ενσωματωμένη την συνθήκη ελέγχου ποσοστιαίας μεταβολής ρεύματος συνιστούν τις καλύτερες μεθόδους εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος. Βρίσκουν το σημείο μέγιστης ισχύος, παρουσιάζουν πολύ μικρή ταλάντωση γύρω από αυτό και έχουν την καλύτερη απόκριση σε αλλαγές της ηλιοφάνειας το οποίο είναι και το κριτήριο που κάνει την διαφορά καθώς προκαλείται μεγάλη απώλεια ισχύος με κακή απόκριση στην μεταβολή της ηλιοφάνειας. Παρουσιάζουν μεγαλύτερη πολυπλοκότητα από τις περισσότερες μεθόδους αλλά όχι με μεγάλη διαφορά, οπότε η εφαρμογή τους λόγω πολυπλοκότητας δεν συνιστά σοβαρό εμπόδιο δεδομένων των ολοένα και αυξανόμενων υπολογιστικών δυνατοτήτων των συστημάτων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος DSP. Η ενσωμάτωση της συνθήκης ελέγχου ποσοστιαίας μεταβολής ρεύματος απαιτεί έναν επιπλέον αισθητήρα ρεύματος. Το ίδιο απαιτείται και με τους 3 διαφορετικούς τρόπους εφαρμογής του έλεγχου με μέθοδο ασαφούς λογικής. Η απαίτηση του επιπλέον αισθητήρα κάνει την υλοποίηση τους ελαφρώς πιο δαπανηρή.

- Η δημοφιλής μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης βρίσκει με καλή ακρίβεια το σημείο μέγιστης ισχύος, ειδικά αν επιλεγεί μικρότερο βήμα μεταβολής του Duty Cycle ώστε να υπάρχει μικρότερη ταλάντωση γύρω από το ΣΜΙ. Το αντίτιμο της εύκολης και μη-δαπανηρής εφαρμογής της είναι η κακή απόκριση σε αλλαγές της ακτινοβολίας. Παρόμοια αποτελέσματα παρατηρούνται και με την μέθοδο Στοιχειώδους Αγωγιμότητας.

- Η μέθοδος ελέγχου συσχετισμού ρεύματος κυμάτωσης βρίσκει με καλή ακρίβεια το σημείο μέγιστης ισχύος και έχει πολύ μικρότερη ταλάντωση γύρω από αυτό και από τις δύο μεθόδους της Διαταραχής και Παρατήρησης και της Στοιχειώδους Αγωγιμότητας. Ωστόσο παρουσιάζει αρκετά χειρότερη απόκριση σε αλλαγές της ηλιοφάνειας καθιστώντας την μέθοδο αρκετά κακή.

- Η τροποποιημένη μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης παρουσιάζει και αυτή πολύ καλή συμπεριφορά για σταθερή ακτινοβολία-βρίσκει ταχύτατα το σημείο μέγιστης ισχύος και έχει πολύ μικρή ταλάντωση γύρω από αυτό. Θεωρητικά θα ήταν αναμενόμενο να παρουσιάζει και πολύ καλή συμπεριφορά για μεταβολές της ακτινοβολίας καθώς η μεταβολή της ακτινοβολίας συνοδεύεται από αυτόματη αλλαγή της κλίσης της ισχύος με την τάση του φωτοβολταϊκού, το μέγεθος της οποίας θα ήταν ανάλογο της αλλαγής του Duty Cycle $y = \frac{a \times \Delta P}{\Delta V}$. Οπότε θα έπρεπε να προσαρμόζεται πολύ γρήγορα στις αλλαγές της ηλιοφάνειας κάτι το οποίο από τις προσομοιώσεις φαίνεται να μην συμβαίνει, καθιστώντας την μέθοδο κακή επιλογή.

- Η μέθοδος Newton-Raphson καθορίζει πολύ γρήγορα το Duty Cycle στο οποίο θα ισορροπήσει το σύστημα, ωστόσο το συγκεκριμένο Duty Cycle δεν είναι το ιδανικό που θα κάνει το φωτοβολταϊκό να παράξει την μέγιστη δυνατή ισχύ. Στη συγκεκριμένη εργασία, για σταθερή

ακτινοβολία 920 W/m^2 , το φωτοβολταϊκό παράγει μέγιστη μέση ισχύ 18.71 Watt την στιγμή που άλλες μέθοδοι με τις ίδιες συνθήκες βρίσκουν μέγιστη μέση ισχύ 20.04 Watt . Επιπλέον, η συγκεκριμένη μέθοδος απαιτεί την μέτρηση της ηλιακής ακτινοβολίας για την εφαρμογή της το οποίο αυξάνει και το κόστος και την πολυπλοκότητα υλοποίησης της μεθόδου. Κατά συνέπεια η επιλογή της συγκεκριμένης μεθόδου δεν προτείνεται.

- Η μέθοδος προσαρμογής καμπύλης (Curve Fitting) φαίνεται να αποτελεί την χειρότερη επιλογή καθώς ωθεί το φωτοβολταϊκό να παράγει την μικρότερη ισχύ, με διαφορά, από όλες τις υπόλοιπες μεθόδους. Ταυτόχρονα απαιτεί γνώση διάφορων τιμών των ζευγαριών ισχύος-βέλτιστου Duty Cycle με την αντίστοιχη ακτινοβολία, το οποίο αυξάνει πολύ την πολυπλοκότητα της μεθόδου. Ίσως με γνώση περισσότερων ζεύγων ισχύος-Duty Cycle καθώς και ακτινοβολίας, να ήταν δυνατή μία πολύ ακριβέστερη εύρεση του ιδανικού Duty Cycle μέσω αυτής της μεθόδου, κάτι το οποίο θα απαιτούσε καταγραφή ιστορικών δεδομένων εφαρμογής-παρατήρησης.

- Η μέθοδος Παρεμβολής Lagrange τείνει γρήγορα σε ένα σταθερό Duty Cycle, ωστόσο δεν βρίσκει το σημείο μέγιστης ισχύος και ωθεί στην παραγωγή πολύ μικρότερης ισχύος από την μέγιστη δυνατή, καθιστώντας την μέθοδο πολύ κακή επιλογή.

- Παρουσιάστηκαν πολλαπλοί τρόποι βελτίωσης των κλασικών μεθόδων εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος (Διαταραχής και Παρατήρησης/Στοιχειώδους Αγωγιμότητας). Η μείωση του βήματος μεταβολής του Duty Cycle με αύξηση της ισχύς βελτίωσε την κλασική λειτουργία της μεθόδου για σταθερή ακτινοβολία μέσω της μείωσης της ταλάντωσης γύρω από το ΣΜΙ, ωστόσο δεν πρόσφερε τίποτα για την μεταβολή της ακτινοβολίας. Το ίδιο ακριβώς συνέβει και με τον μηδενισμό του βήματος μεταβολής όταν φτάσει στο ζητούμενο Duty Cycle ο αλγόριθμος. Ο έλεγχος ποσοστιαίας μεταβολής ισχύος βελτίωσε πολύ λίγο την λειτουργία του αλγορίθμου ενώ η τεχνική ελέγχου της μεταβολής διαφοράς της ισχύος κρίθηκε εντελώς αναποτελεσματική. Ωστόσο, η τεχνική ελέγχου της ποσοστιαίας μεταβολής του ρεύματος, ενώ δεν προκαλεί διαφορά στην λειτουργία του αλγορίθμου για σταθερή ακτινοβολία, για μεταβαλλόμενη ακτινοβολία βελτιώνει αισθητά την λειτουργία του αλγορίθμου. Φαίνεται ωστόσο να μην λειτουργεί τόσο καλά για πολύ μικρές τιμές της ακτινοβολίας, το οποίο είναι λογικό καθώς η μεταβολή του ρεύματος σε τέτοιες τιμές ακτινοβολίας είναι πολύ μικρή για να την αντιληφθεί ο αλγόριθμος. Ωστόσο δεν συνιστά πρόβλημα η κακή λειτουργία για μικρές τιμές ακτινοβολίας διότι η απώλεια ισχύος σε τέτοιες τιμές δεν είναι μεγάλη (το να υπάρχει απώλεια 50% όταν το φωτοβολταϊκό παράγει 2 Watt δεν συνιστά σοβαρό πρόβλημα σε σχέση με το να υπάρχει απώλεια 50% όταν παράγει 20 Watt που είναι το μέγιστο δυνατό).

- Η θερμοκρασία φαίνεται να επηρεάζει το φωτοβολταϊκό σε μεγάλο βαθμό καθώς ακόμα και για αύξηση της θερμοκρασίας των 15 βαθμών Κελσίου (40 C το φωτοβολταϊκό) οι απώλειες είναι της τάξεως του $7,2\%$ και είναι απαραίτητο να παρθούν τα προτεινόμενα μέτρα ώστε να γίνει ακόμα πιο μικρό αυτό το ποσοστό. Προτείνεται λοιπόν η επιλογή τεχνολογίας φωτοβολταϊκού με μεγαλύτερη τάση ανοικτοκύκλωσης.

- Βέλτιστη διακοπτική συχνότητα του Mosfet φαίνεται να είναι τα 20 kHz καθώς παρουσιάζει την μέγιστη απόδοση του κυκλώματος και δεν είναι υπερβολικά μεγάλη ώστε να καταπονεί το Mosfet. Προκαλούνται έτσι μικρές απώλειες με ταυτόχρονα μικρή κυμάτωση και μέγεθος μετασχηματιστή.

- Η ενσωμάτωση του κυκλώματος προστασίας υπερτάσεων έχει έντονη επίδραση στη διάταξη. Αύξηση της πυκνότητας Snubber με αντιστρόφως ανάλογη μείωση της αντίστασης Snubber συνοδεύονται μείωση της μέγιστης τάσης πτώσεως στο MOSFET καθώς και με μείωση της ισχύος εξόδου. Για την μείωση λοιπόν της τάσης αιχμής του MOSFET είναι απαραίτητη θυσία η μείωση της απόδοσης της διάταξης. Μια θυσία η οποία συστήνεται καθώς χωρίς το κύκλωμα Snubber, σε περίπτωση υπερτάσεως του Mosfet θα καταστραφεί και το σύστημα θα σταματήσει να λειτουργεί, θέτοντας ταυτόχρονα το φωτοβολταϊκό σε κίνδυνο.

- Παρατηρείται μεγάλο ρεύμα διαρροής στο Mosfet της τάξεως των 4-5 Amperes. Φαίνεται από την προσομοίωση ότι υπάρχει κίνδυνος καταστροφής του Mosfet αν δεν επιλεγεί κάποιο που να αντέχει μεγάλο ρεύμα διαρροής καθώς προέκυψε μεγαλύτερο ρεύμα από το θεωρητικό.

- Ο μετατροπέας ΣΡ-ΣΡ (DC-DC) τάσης τύπου flyback, ενδείκνυται για τέτοιες εφαρμογές, εξαιτίας του λόγου μετασχηματισμού που διαθέτει ο μετασχηματιστής, μέσω του οποίου μπορεί να επιτευχθεί μεγάλη ανύψωση-πτώση τάσης. Ταυτόχρονα καθιστά τον συσσωρευτή ασφαλή μέσω της γαλβανικής απομόνωσης που προσφέρει ο μετασχηματιστής.

- Βέλτιστη περιοχή λειτουργίας κρίνεται το όριο μεταξύ Συνεχούς αγωγής και ασυνεχούς αγωγής καθώς έτσι θα διατηρηθεί ταυτόχρονα μικρή η μέγιστη τιμή του μέγιστου ρεύματος, το μέγεθος του μετασχηματιστή, επαγωγή του πρωτεύοντος και δεν θα υπάρχει έντονη εξάρτηση της τάσης εξόδου της διάταξης από το συχνότητα και την επαγωγή όπως συμβαίνει στην ασυνεχή λειτουργία.

- Για την ασφαλή λειτουργία των στοιχείων συνιστά επιτακτική η σωστή επιλογή του λόγου μετασχηματισμού του μετασχηματιστή καθώς η μεγάλη τιμή του συνοδεύεται από μεγάλη τιμή πτώση τάσεως στο MOSFET με μεγάλες απώλειες αγωγής ενώ η μικρή τιμή του με μεγάλη πτώση τάσεως στην δίοδο.

- Τέλος, από την μελέτη και την προσομοίωση παρατηρείται μεγάλη απόκλιση των θεωρητικών δεδομένων από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Οι τιμές της πυκνότητας εισόδου και της πυκνότητας εξόδου στην προσομοίωση που παράγουν τα καλύτερα αποτελέσματα είναι διαφορετικές από τις θεωρητικές, η μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης και η μέθοδος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας φάνηκαν να μην έχουν αισθητές διαφορές, το ρεύμα στο Mosfet προέκυψε αρκετά μεγαλύτερο από το θεωρητικό, οι θεωρητικές τιμές για το Snubber υποκύκλωμα προέκυψαν διαφορετικές από αυτές που καθιστούν μικρότερη την τάση του MOSFET ενώ διατηρούν αυξημένη απόδοση και η τροποποιημένη μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης έχει πολύ κακή απόκριση σε αλλαγές της ακτινοβολίας ενώ το αναμενόμενο ήταν να αναποκρίνεται πολύ καλά. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι εξισώσεις είναι προσεγγιστικές και έχουν γίνει αρκετές απλοποιήσεις στο ολικό σύστημα ώστε να γίνει μια απλούστερη μοντελοποίηση του.

5.2 Σημεία Προαγωγής της Επιστήμης

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

- Ανάπτυξη μοντέλου ασφαλούς φόρτισης συσσωρευτή λιθίου μέσω φωτοβολταϊκής κυψέλης.

- Σύγκριση και αξιολόγηση πολλαπλών μεθόδων εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος σε φωτοβολταϊκή διάταξη.

- Βελτιστοποίηση της προσαρμογής στις αλλαγές της ακτινοβολίας των αλγορίθμων εύρεσης σημείου μέγιστης ισχύος .

- Εφαρμογή τεχνικών μεγιστοποίησης της αποδιδόμενης ισχύος, προσαρμοσμένες στη συγκεκριμένη διάταξη φόρτισης.

5.3 Προτεινόμενα Θέματα προς Περαιτέρω Μελέτη

Η ενασχόληση με την παρούσα έρευνα ανέδειξε κάποια επιπλέον θέματα που προτείνονται

για περαιτέρω μελέτη. Αυτά είναι:

- Η πειραματική επιβεβαίωση της ασφαλείας των στοιχείων του κυκλώματος.
- Υλοποίηση και πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

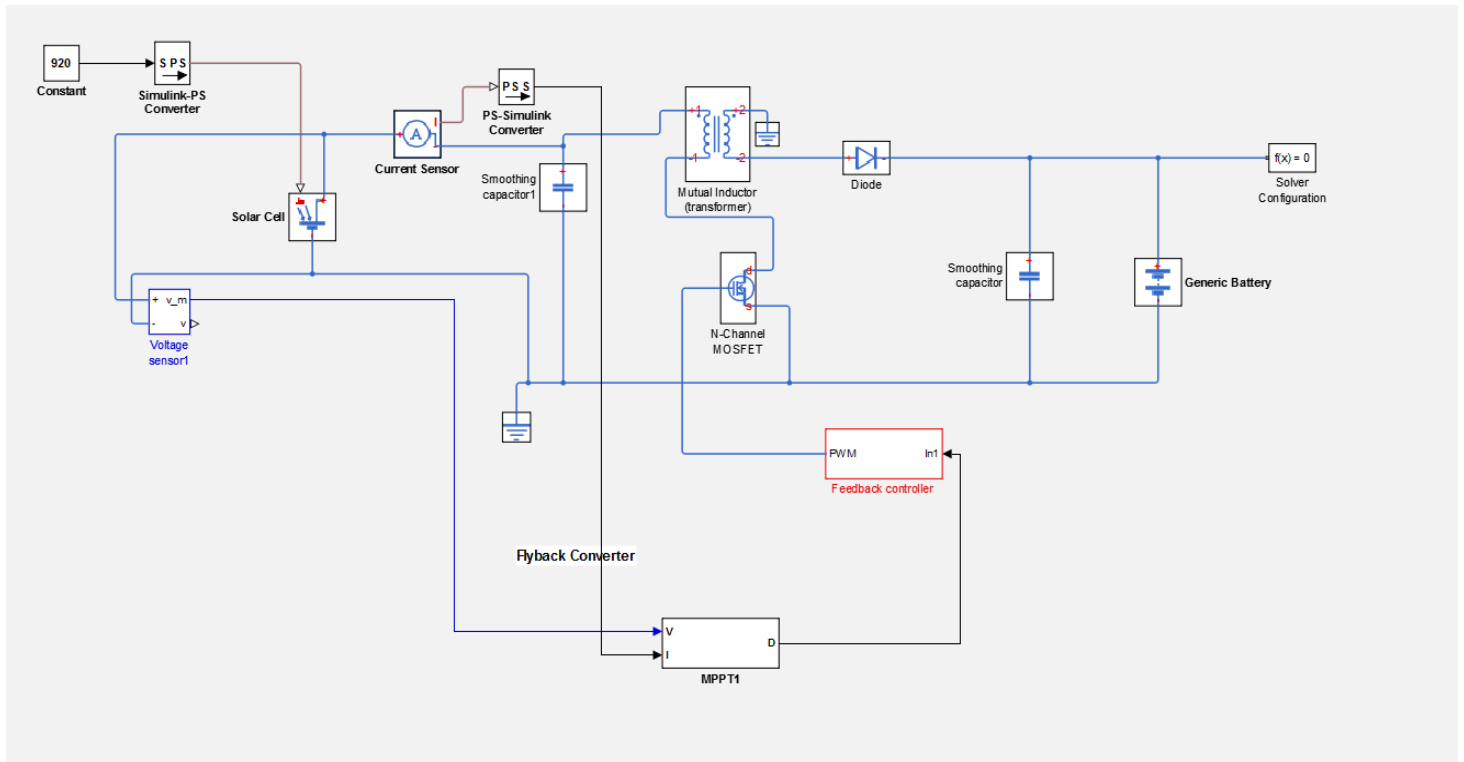
- [1] Παναγιώτης Παναγιώτου, “Φωτοβολταϊκά συστήματα”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2007.
- [2] Νικόλαος Χ. Πλακούτσης, “Μελέτη Φωτοβολταϊκού πάρκου και μέτρηση χαρακτηριστικών καμπύλων λειτουργίας και απόδοσης φωτοβολταϊκού πλαισίου με διαφανή ηλιακά κύτταρα σε χαμηλές εντάσεις ηλιακής ακτινοβολίας”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2015.
- [3] << The official Website of Denmark >>. [Ηλεκτρονικό].
Available:<http://denmark.dk/en/greenliving/strategies-and-policies/>.
- [4] Φίλιππος Ρήγας, “Έλεγχος και πιστοποίηση της ποιότητας στα φωτοβολταϊκά συστήματα ”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2016.
- [5] Σταματίνα Ε.Πετρή , “Μελέτη Φωτοβολταϊκού Συστήματος Για Την Τροφοδοσία Θερμαντικών-Ψυκτικών Εγκαταστάσεων Εργοστασίου ”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2014.
- [6] Κωνσταντίνος Θ.Δέρβος, “Φωτοβολταϊκά συστήματα από την θεωρία στην πράξη”, pages 119-152.
- [7] Κωνσταντίνα Α. Μπαμπαλή , “Φωτοβολταϊκές Εγκαταστάσεις σε Κτίρια ”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2011 .
- [8] Ιωάννης Γ.Ληξουργιώτης, “Φωτοβολταϊκά σε οχήματα”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2011.
- [9] Σπυρίδων-Πύρρος Α. Στάθης, “Σχεδίαση Συστήματος Διαχείρισης Φωτοβολταϊκής Γεννήτριας σε Ηλεκτρικό Όχημα ”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2015 .
- [10] Αχιλλέα Αγγέλου Στυλογιάννη , “Μελέτη και κατασκευή διάταξης φόρτισης ηλεκτροχημικών συσσωρευτών για ηλεκτροκίνητο όχημα ”, Διπλωματική εργασία, Πανεπιστήμιο Πατρών, 2013.
- [11] Ζαοσκούφη Κωνσταντίνου του Νεάρχου, “Μελέτη και κατασκευή τροφοδοτικού με πολλαπλές εξόδους ”, Διπλωματική εργασία, Πανεπιστήμιο Πατρών, 2014 .
- [12] Βασιλική Νικολοπούλου του Γεωργίου, “Μελέτη αυτόνομου Φωτοβολταϊκού Συστήματος”, Διπλωματική εργασία, Πανεπιστήμιο Πατρών, 2012.
- [13] Ναταλία Η. Ιγγλέζου, “Ανάλυση Λειτουργίας και Μοντελοποίηση Συσσωρευτών ”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2013.
- [14] Hang-Seok Choi/Phd, “ Design Guidelines for off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)”, page 4.
- [15] Gwan-Bon Koo/ Ph. D, “Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters” .
- [16] Βασίλειος Ε. Ρενιέρης , “Σχεδίαση Ανιχνευτή Σημείου Μέγιστης Ισχύος Φ/Β Συστοιχίας μέσω Διακριτού Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελεγκτή Ρεύματος για Αποδοτική Λειτουργία υπό Ραγδαία Μεταβαλλόμενες Ατμοσφαιρικές Συνθήκες και Μερική Σκίαση ”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2013 .
- [17] M.S.Ait Cheikh,C. Larbes,G.F.Tchoketch Kebir, A.Zerguerras, “Maximum power point tracking using a fuzzy logic control scheme”, page 4.

- [18] Reyhaneh Khadem, “Novel Algorithm of MPPT for PV Array Based on Variable Step NewtonRaphson Method Through Model Predictive Control ”.
- [19] Jing Hu, Jiancheng Zhang and Hongbo Wu , “A Novel MPPT Control Algorithm Based on Numerical Calculation for PV Generation Systems ” .
- [20] Yali Liu¹ ,Ming Li ,Xu Ji, Xi Lu, “An Improved Maximum Power Point Tracking Method for Solar PV System ” .
- [21] Tamer T.N. Khatib, A. Mohamed and N. Amim, “An improved indirect maximum power point tracking method for standalone photovoltaic systems”.
- [22] Jaw-Kuen Shiau , Yu-Chen Wei and Bo-Chih Chen , “A Study on the Fuzzy-Logic-Based Solar Power MPPT Algorithms Using Different Fuzzy Input Variables ” .
- [23] I.A.Τεγόπουλος, Ηλεκτρικές Μηχανές:“Μόνιμη Κατάσταση”, pages 55-72.
- [24] Παπακωνσταντίνου Χ. Κωνσταντίνος , “Μελέτη διαστασιολόγησης και ενσωμάτωσης στο δίκτυο φωτοβολταϊκών-αποθηκευτικών συστημάτων υπό τον θεσμό της ιδιοκατανάλωσης ”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2015.
- [25] Παναγιώτης Κακοσίμος, Αντώνιος Κλαδάς, Στέφανος Μανιάς, “Fast Photovoltaic System Voltage or Current Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter ”.
- [26] Ντίνος Θ. Χρυσανθόπουλος – Δάλλας , “Θερμοηλεκτρικές Γεννήτριες και Εφαρμογές στα Φωτοβολταϊκά και την Αυτοκινητοβιομηχανία ”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2015.
- [27] Ερασμία Α .Καραλέξη, “Σχεδιασμός και ανάπτυξη αυτόνομου συστήματος φωτισμού με φωτοβολταϊκό και διάταξης καταγραφής επιδόσεων λειτουργίας”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2012.
- [28] Falinirina F. Rakotomanandro, B.Sc , “Study of Photovoltaic System” .
- [29] Μπατζέλης Ι. Ευστράτιος , “Μοντελοποίηση και Έλεγχος Φωτοβολταϊκών Συστημάτων σε Συνθήκες Σκίασης ”, Κείμενο Διατριβής, ΕΜΠ, 2016.
- [30] Jean Picard, “Under the Hood of Flyback SMPS Designs
- [31] Keith Billings, Taylor Morey, Switchmode Power Supply.
- [32] Lisa Dinwoodie , “Design Review: Isolated 50 Watt Flyback Converter Using the UCC3809 Primary Side Controller and the UC3965 Precision Reference and Error Amplifier” .
- [33] Giridharan Shanmugavel , “Fly-Back Converter CCM Vs DCM” .
- [34] Hang-Seok Choi / Ph. D , “Design Guide for Off-line Fixed Frequency DCM Flyback Converter”. 98
- [35] Sanjaya Maniktala , “Forward and Flyback Core Selection using the LX7309 and Industry Recommendations”.
- [36] Sohan Lal, Rohtash Dhiman, Mr.S.K.Sinha , “ Analysis Different MPPT Techniques for Photovoltaic System” .

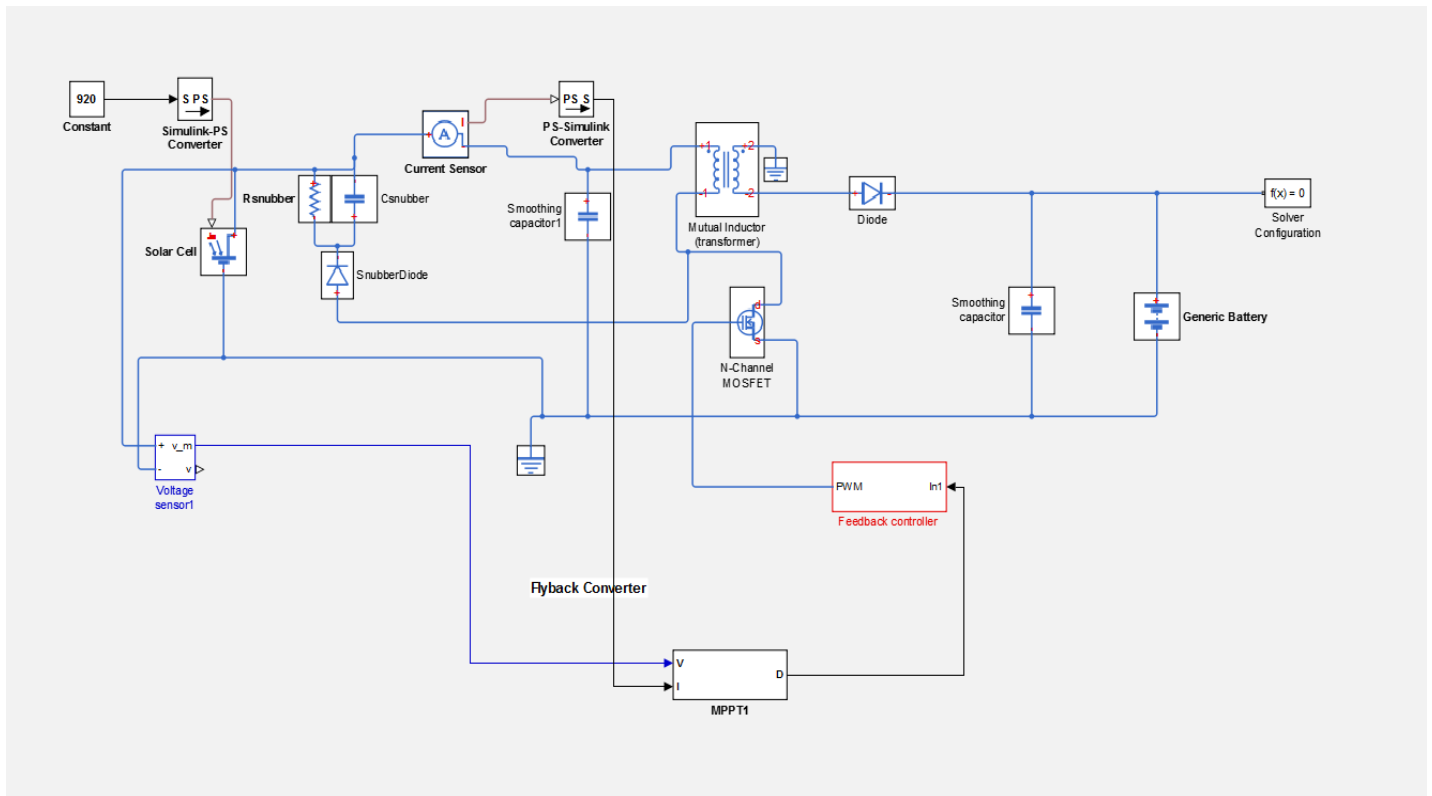
- [37] Hegazy Rezk, Ali M. Eltamaly, “A comprehensive comparison of different MPPT techniques for photovoltaic systems” .
- [38] Θεοδωρόπουλος Γ. Βασιλείος , “Συνεισφορά Φωτοβολταϊκών Πάρκων στη Ρύθμιση Συχνότητας: Έμφαση σε Ασθενή-Αυτόνομα Ηλεκτρικά Δίκτυα ”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2013.
- [39] Χαρίλαος Σ. Παπαϊωάννου , “Μελέτη Αλγορίθμων Ελέγχου σε Φωτοβολταϊκό Αντιστροφέα ”, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, 2014 .
- [40] Mohammed A. Elgendy, Bashar Zahawi, Senior Member, IEEE, and David J. Atkinson , “Assessment of Perturb and Observe MPPT Algorithm Implementation Techniques for PV Pumping Applications”.
- [41] S.Gomathy, S.Saravanan, Dr. S. Thangavel, “Design and Implementation of Maximum Power Point Tracking (MPPT) Algorithm for a Standalone PV System ” .
- [42] Ting-Chung Yu , Yu-Cheng Lin , “A Study on Maximum Power Point Tracking Algorithms for Photovoltaic Systems” .
- [43] Roberto Faranda, Sonia Leva , “A Comparative Study of MPPT techniques for PV Systems ” .
- [44] A.Dolara, R.Faranda, S.Leva , “Energy Comparison of Seven MPPT Techniques for PV Systems”.
- [45] Στέφανος Ν. Μανιάς, Αθανάσιος Καλετσάνος, “Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά”.
- [46] Sedra/Smith, “Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα”.
- [47] Arjav Harjai, Abhishek Bhardwaj, Mrutyunjaya Sandhibigraha, “Study of Maximum Power Point Tracking (MPPT) Techniques in a solar photovoltaic array”.
- [48] David Sanz Morales , “Maximum Power Point Tracking Algorithms for Photovoltaic Applications .

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

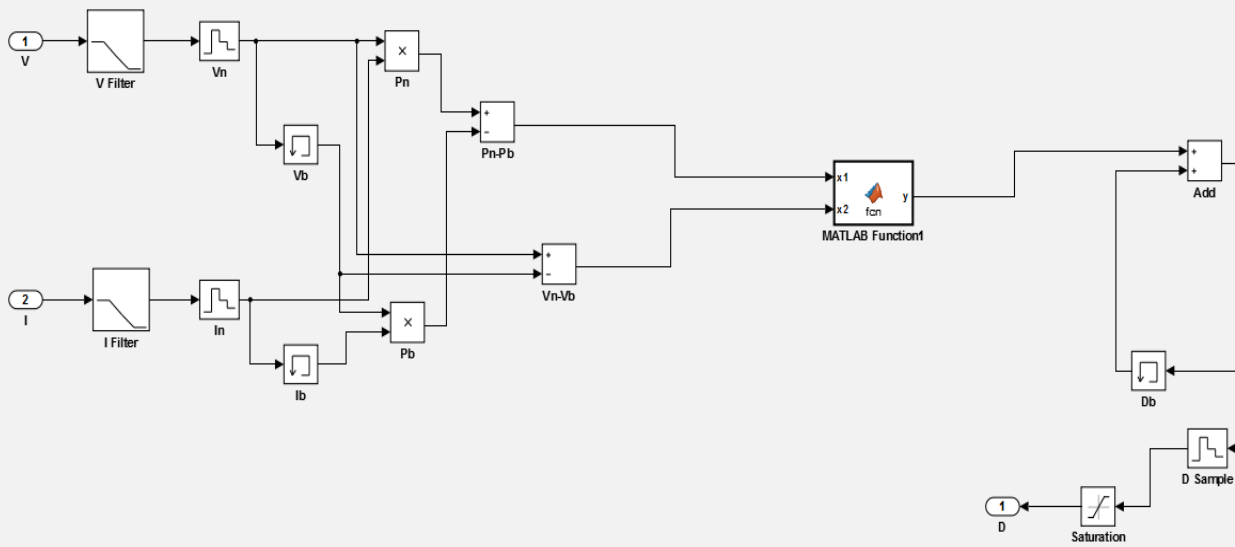
Παρακάτω εμφανίζονται οι εικόνες των κυκλωμάτων όπως σχεδιάστηκαν στο πρόγραμμα Matlab/Simulink για την πραγματοποίηση της προσομοίωσης της διάταξης, πρώτα χωρίς ενσωματωμένο κύκλωμα προστασίας υπερτάσεων και ύστερα με ενσωματωμένο, καθώς και η εσωτερική δομή του ανιχνευτή σημείου μέγιστης ισχύος.



Κύκλωμα στο Matlab/Simulink χωρίς Snubber.



Κύκλωμα στο Matlab/Simulink με snubber υποκύκλωμα.



Κύκλωμα MPPT.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

Παρακάτω παρουσιάζονται τα Φυλλάδια Κατασκευαστών των στοιχείων τα οποία επιλέγηκαν για την προσομοίωση της διάταξης.

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

MUR420 and MUR460 are Preferred Devices

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

These state-of-the-art devices are a series designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

Features

- Ultrafast 25 ns, 50 ns and 75 ns Recovery Times
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 V
- Shipped in Plastic Bags, 500 per Bag
- Available in Tape and Reel, 1500 per Reel, by Adding a "RL" Suffix to the Part Number
- Pb-Free Packages are Available*

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.1 Gram (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Polarity: Cathode indicated by Polarity Band



ON Semiconductor®

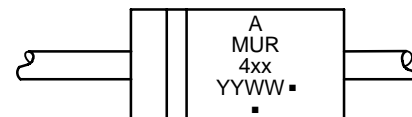
<http://onsemi.com>

ULTRAFAST RECTIFIERS 4.0 AMPERES, 50-600 VOLTS



AXIAL LEAD
CASE 267
STYLE 1

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
MUR4xx = Device Number
x = 05, 10, 15, 20, 40, 60
YY = Year
WW = Work Week
▪ = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 3 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR						Unit
		405	410	415	420	440	460	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	150	200	400	600	V
Average Rectified Forward Current (Square Wave) (Mounting Method #3 Per Note 2)	$I_{F(AV)}$	4.0 @ $T_A = 80^\circ\text{C}$				4.0 @ $T_A = 40^\circ\text{C}$		A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, half wave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	125				110		A
Operating Junction Temperature & Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-65 to +175						$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

THERMAL CHARACTERISTICS

Rating	Symbol	MUR						Unit
		405	410	415	420	440	460	
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	See Note 2						$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Rating	Symbol	MUR						Unit
		405	410	415	420	440	460	
Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) ($I_F = 3.0\text{ A}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 3.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$) ($I_F = 4.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.71 0.88 0.89				1.05 1.25 1.28		V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated dc Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	i_R	150 5				250 10		μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0\text{ A}$, $di/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$) ($I_F = 0.5\text{ A}$, $i_R = 1.0\text{ A}$, $I_{REC} = 0.25\text{ A}$)	t_{rr}	35 25				75 50		ns
Maximum Forward Recovery Time ($I_F = 1.0\text{ A}$, $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$, Recovery to 1.0 V)	t_{fr}	25				50		ns
Controlled Avalanche Energy (Maximum)	W_{aval}					5		mJ

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
MUR405	Axial Lead*	500 Units / Bag
MUR405G	Axial Lead*	
MUR410	Axial Lead*	
MUR410G	Axial Lead*	
MUR410RL	Axial Lead*	1500 / Tape & Reel
MUR410RLG	Axial Lead*	
MUR415	Axial Lead*	500 Units / Bag
MUR415G	Axial Lead*	
MUR415RL	Axial Lead*	1500 / Tape & Reel
MUR415RLG	Axial Lead*	
MUR420	Axial Lead*	500 Units / Bag
MUR420G	Axial Lead*	
MUR420RL	Axial Lead*	1500 / Tape & Reel
MUR420RLG	Axial Lead*	
MUR440	Axial Lead*	500 Units / Bag
MUR440G	Axial Lead*	
MUR440RL	Axial Lead*	1500 / Tape & Reel
MUR440RLG	Axial Lead*	
MUR460	Axial Lead*	500 Units / Bag
MUR460G	Axial Lead*	
MUR460FF	Axial Lead*	500 Units / Bag
MUR460FFG	Axial Lead*	
MUR460RL	Axial Lead*	1500 / Tape & Reel
MUR460RLG	Axial Lead*	

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

*These packages are inherently Pb-Free.

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420

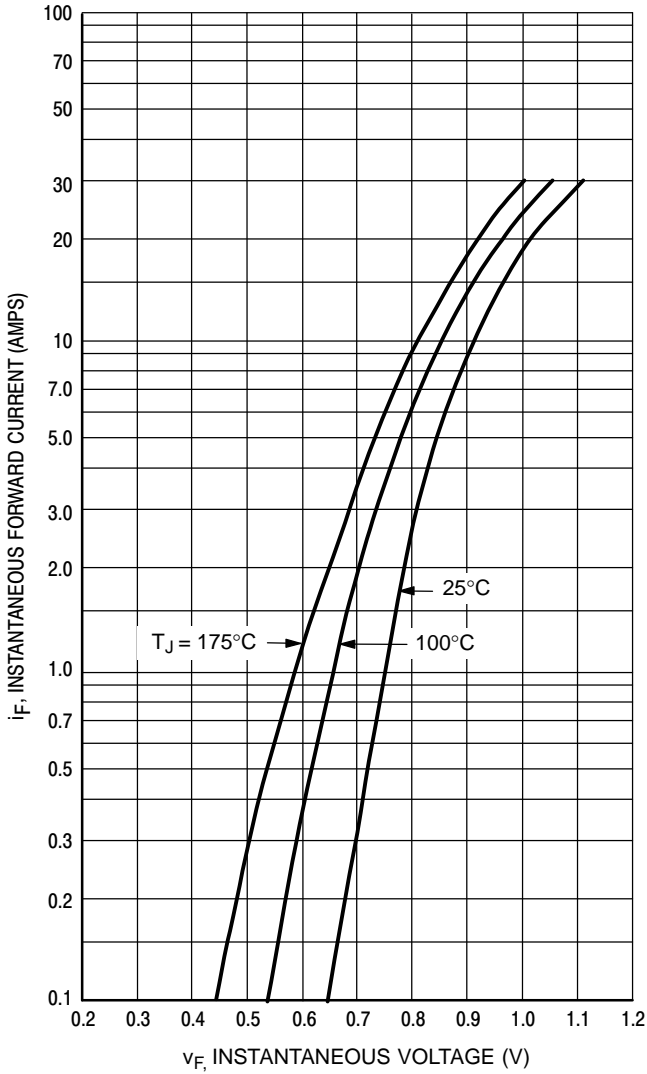


Figure 1. Typical Forward Voltage

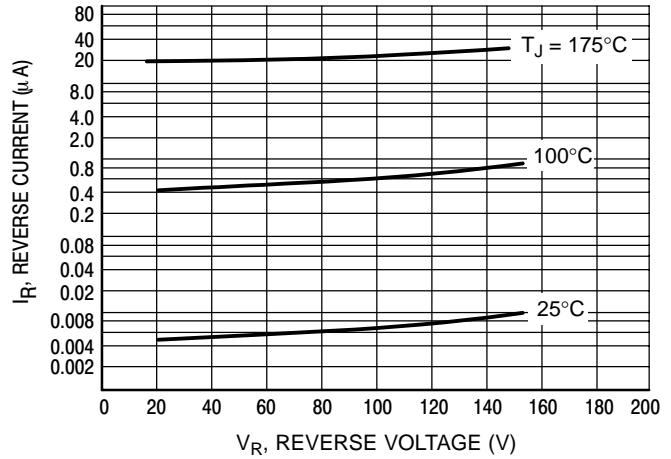


Figure 2. Typical Reverse Current

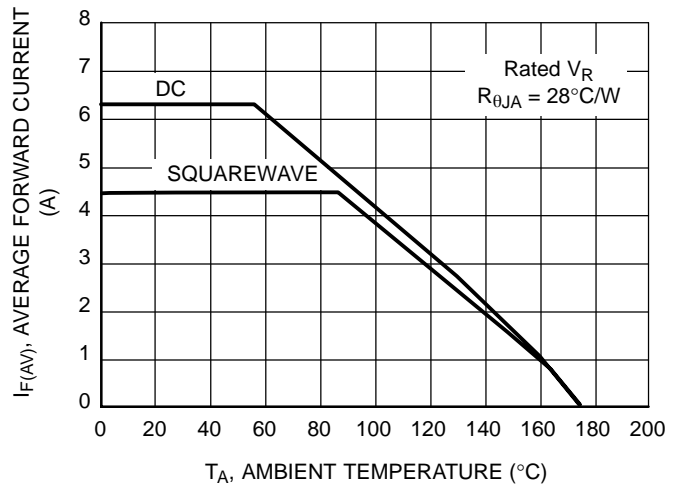


Figure 3. Current Derating
(Mounting Method #3 Per Note 2)

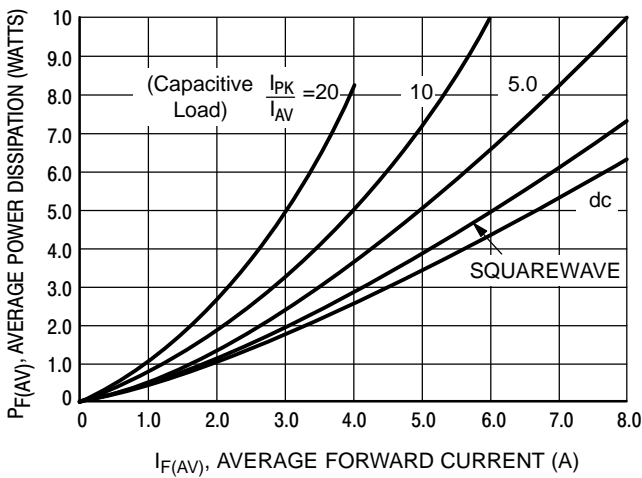


Figure 4. Power Dissipation

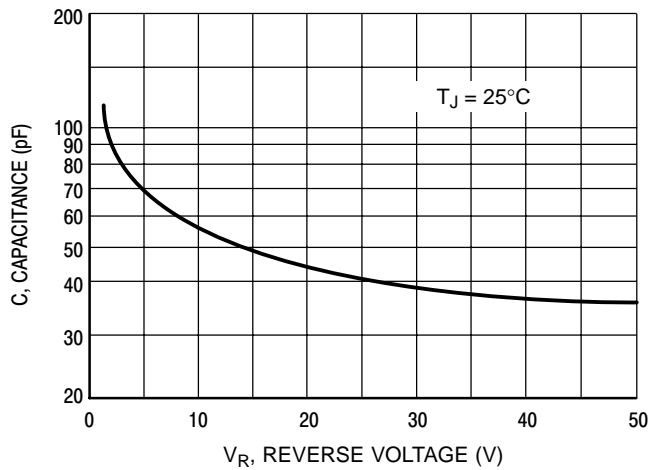


Figure 5. Typical Capacitance

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

MUR440, MUR460

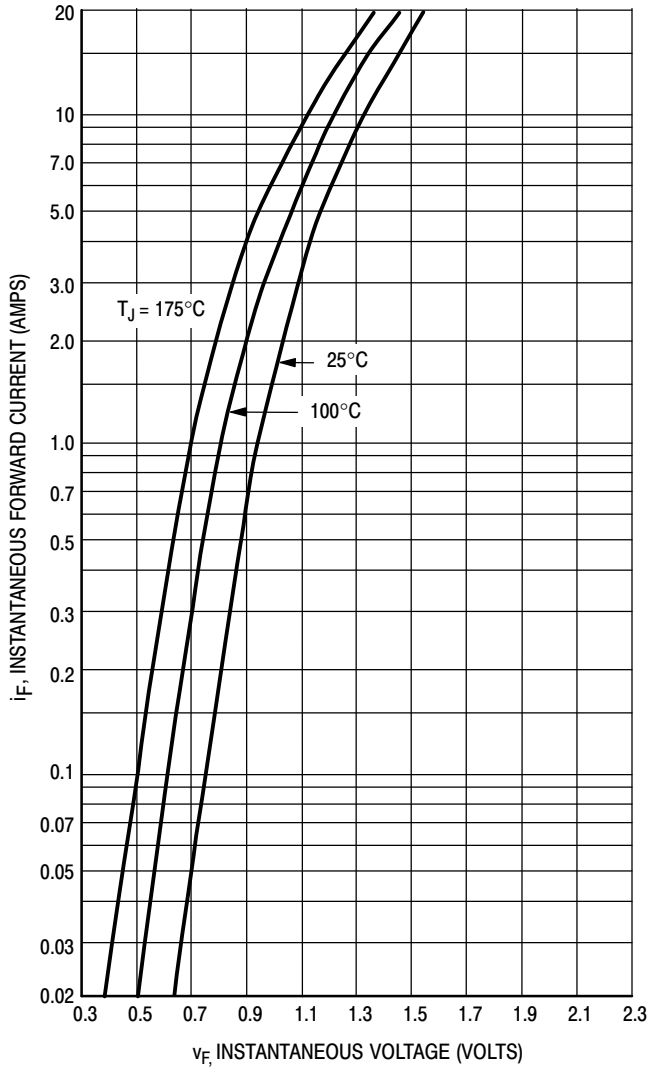


Figure 6. Typical Forward Voltage

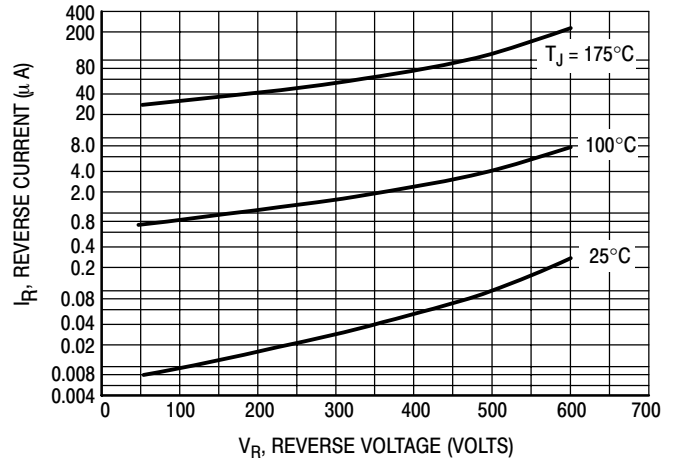


Figure 7. Typical Reverse Current

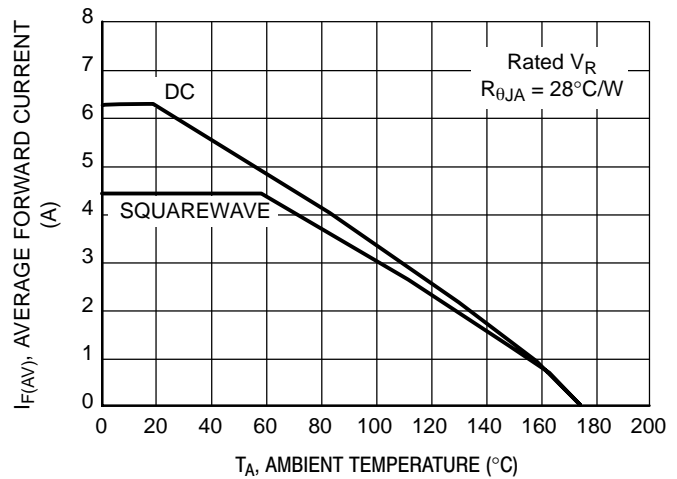


Figure 8. Current Derating
(Mounting Method #3 Per Note 2)

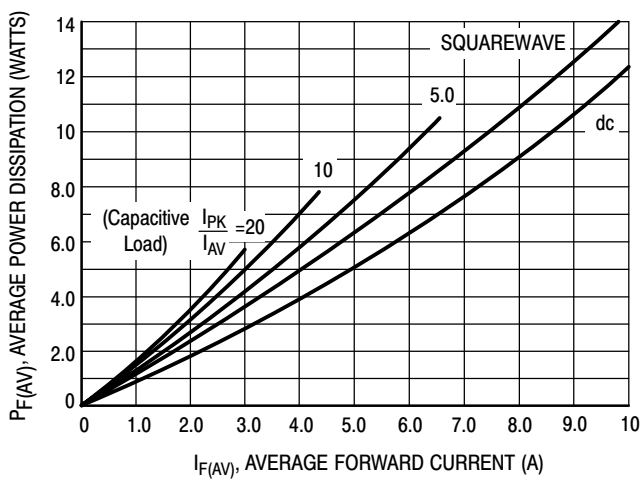


Figure 9. Power Dissipation

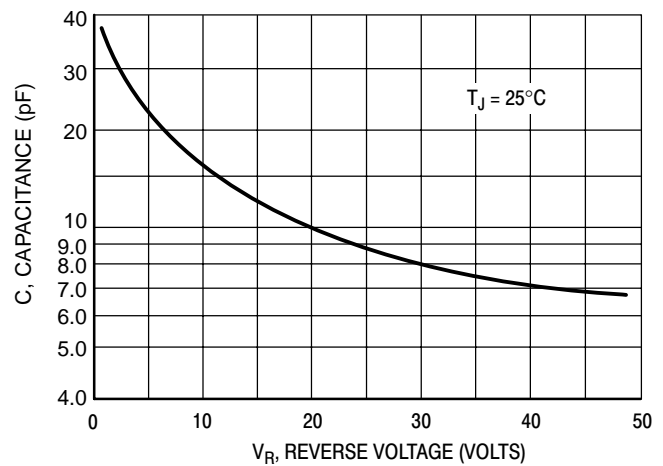


Figure 10. Typical Capacitance

NOTE 2 — AMBIENT MOUNTING DATA

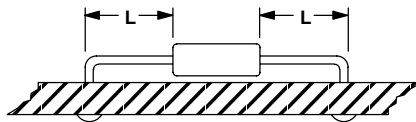
Data shown for thermal resistance junction-to-ambient ($R_{\theta JA}$) for the mountings shown is to be used as typical guideline values for preliminary engineering or in case the tie point temperature cannot be measured.

TYPICAL VALUES FOR $R_{\theta JA}$ IN STILL AIR

Mounting Method	$R_{\theta JA}$	Lead Length, L (IN)				Units
		1/8	1/4	1/2	3/4	
1		50	51	53	55	°C/W
2		58	59	61	63	°C/W
3		28				°C/W

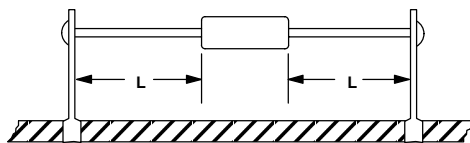
MOUNTING METHOD 1

P.C. Board Where Available Copper Surface area is small.



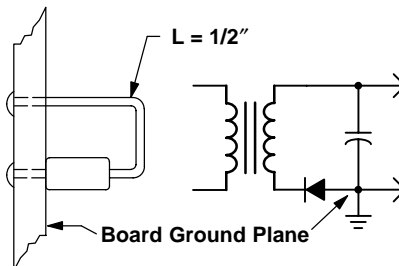
MOUNTING METHOD 2

Vector Push-In Terminals T-28



MOUNTING METHOD 3

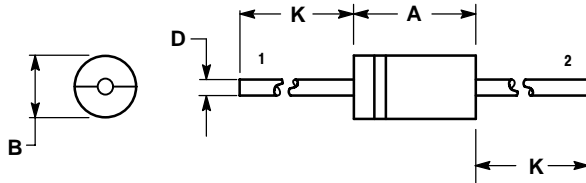
P.C. Board with 1-1/2" x 1-1/2" Copper Surface



MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

PACKAGE DIMENSIONS

AXIAL LEAD CASE 267-05 (DO-201AD) ISSUE G



NOTES:


1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.287	0.374	7.30	9.50
B	0.189	0.209	4.80	5.30
D	0.047	0.051	1.20	1.30
K	1.000	---	25.40	---

STYLE 1:

- PIN 1. CATHODE (POLARITY BAND)
- ANODE

SWITCHMODE is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC.

ON Semiconductor and  are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5773-3850

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com
Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>
For additional information, please contact your local Sales Representative

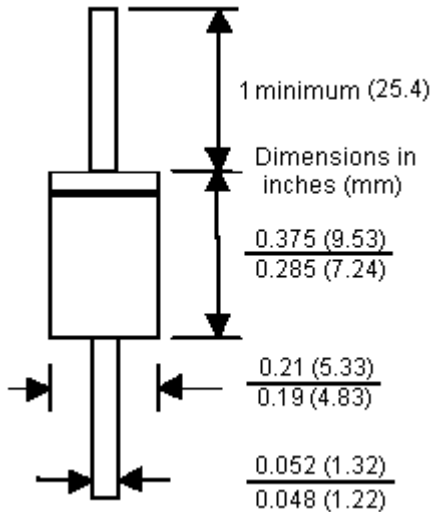
General Purpose Rectifiers



DO-201AD

Features:

- 3 amperes operation at $T_A = 75^\circ\text{C}$ with no thermal runaway
- High current capability
- Low leakage



Colour Band Denotes Cathode

Dimensions : Inches (Millimetres)

Absolute Maximum Ratings* $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Parameter	Symbol	Value	Units
Average Rectified Current 0.375 Inches Lead Length at $T_A = 75^\circ\text{C}$	I_O	3	A
Peak Forward Surge Current 8.3 ms Single Half-Sine-Wave Superimposed on Rated Load (JEDEC Method)	i_f (surge)	200	
Total Device Dissipation Derate above 25°C	P_D	6.25 50	W mW/ $^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	20	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	T_J		

*These Ratings are Limiting Values above Which the Serviceability of Any Semiconductor Device may be Impaired.

General Purpose Rectifiers

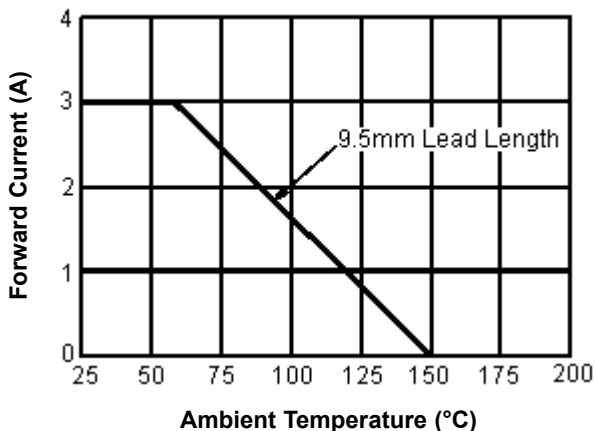


Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

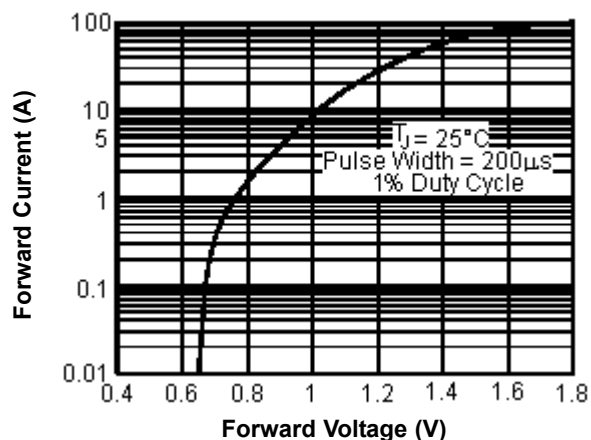
Parameter	Device					Unit
	5401	5402	5404	5406	5408	
Peak Repetitive Reverse Voltage	100	200	400	600	1000	V
Maximum RMS Voltage	70	140	280	420	700	
DC Reverse Voltage (Rated V_R)	100	200	400	600	1000	
Maximum Reverse Current at Rated V_R $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	5 500					μA
Maximum Forward Voltage at 3 A	1.2					V
Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle $T_A = 105^\circ\text{C}$	0.5					mA
Typical Junction Capacitance $V_R = 4\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$	30					pF

Typical Characteristics

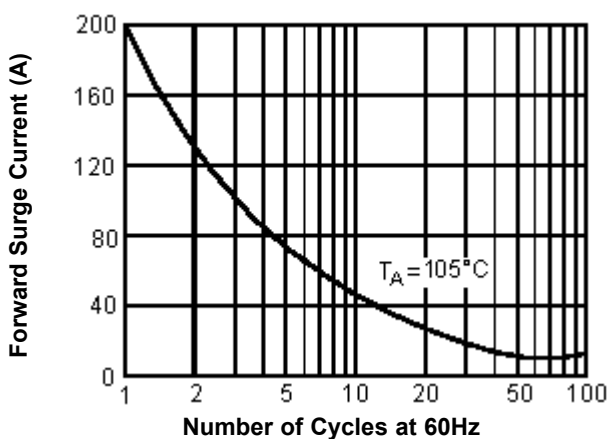
Forward Current Derating Curve



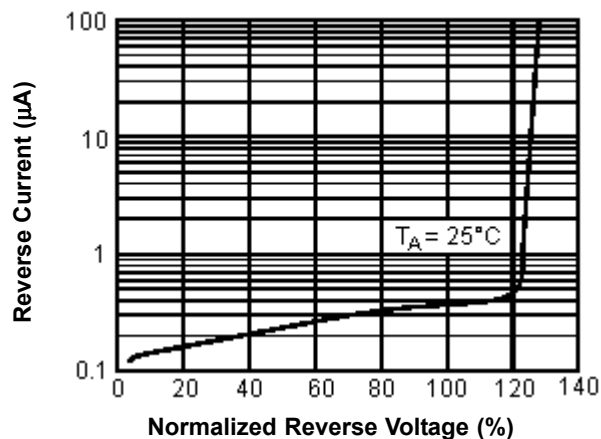
Forward Characteristics



Overload Surge Current

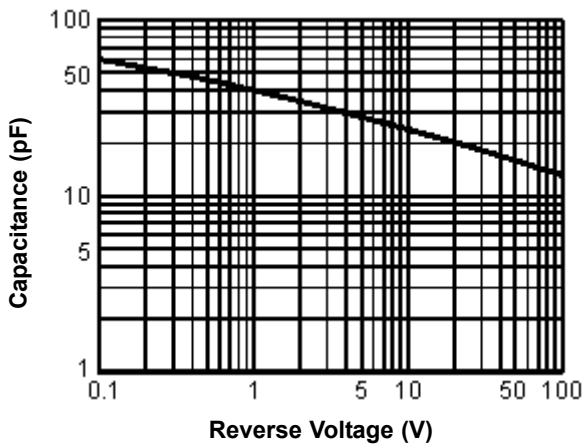


Reverse Characteristics



General Purpose Rectifiers

Junction Capacitance



Part Number Table

Description	Part Number
Diode, 3 A, 100 V Reel 1250	1N5401 R0
Diode, 3 A, 400 V Reel 1250	1N5404 R0
Diode, 3 A, 600 V Reel 1250	1N5406 R0
Diode, 3 A, 1,000 V Reel 1250	1N5408 R0
Diode, Standard, 3 A, 100 V	1N5401
Diode, Standard, 3 A, 200 V	1N5402
Diode, Standard, 3 A, 400 V	1N5404
Diode, Standard, 3 A, 600 V	1N5406
Diode, Standard, 3 A, 1,000 V	1N5408

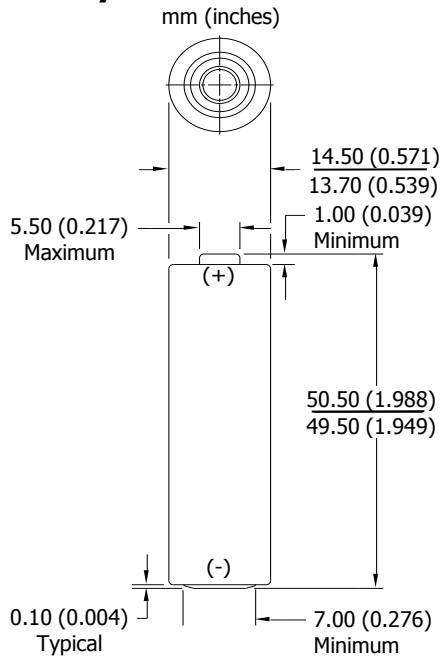
Important Notice : This data sheet and its contents (the "Information") belong to the members of the Premier Farnell group of companies (the "Group") or are licensed to it. No licence is granted for the use of it other than for information purposes in connection with the products to which it relates. No licence of any intellectual property rights is granted. The Information is subject to change without notice and replaces all data sheets previously supplied. The Information supplied is believed to be accurate but the Group assumes no responsibility for its accuracy or completeness, any error in or omission from it or for any use made of it. Users of this data sheet should check for themselves the Information and the suitability of the products for their purpose and not make any assumptions based on information included or omitted. Liability for loss or damage resulting from any reliance on the Information or use of it (including liability resulting from negligence or where the Group was aware of the possibility of such loss or damage arising) is excluded. This will not operate to limit or restrict the Group's liability for death or personal injury resulting from its negligence. Multicomp is the registered trademark of the Group. © Premier Farnell plc 2012.

ENERGIZER L91 Ultimate Lithium



AA

Industry Standard Dimensions



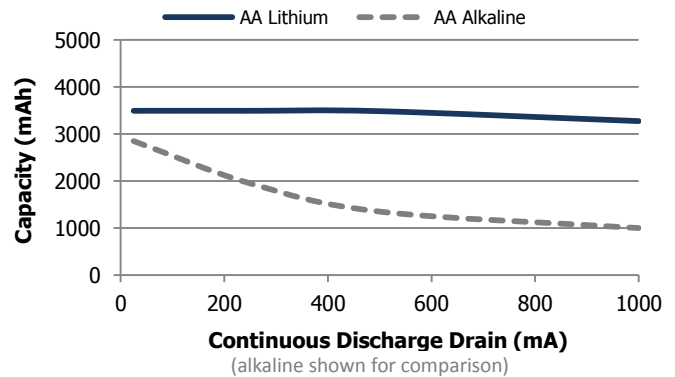
Specifications

Classification:	"Cylindrical Primary Lithium"
Chemical System:	Lithium/Iron Disulfide (Li/FeS ₂)
Designation:	ANSI 15-LF, IEC-FR14505 (FR6)
Nominal Voltage:	1.5 Volts
Sizing Compatibility:	E91 NH15 1215
Storage Temp:	-40°C to 60°C (-40°F to 140°F)
Operating Temp:	-40°C to 60°C (-40°F to 140°F)*
Typical Weight:	15 grams (0.5 oz.)
Typical Volume:	8.0 cubic centimeters (0.49 cubic inch)
Max Discharge:	2.5 amps continuous
(single battery only)	4.0 amps pulse (2 sec on / 8 sec off)
Lithium Content:	Less than 1 gram
Typical IR:	120 to 240 milliohms (depending on method)
Shelf Life:	20 years at 21°C
More Details:	On-Line Catalog-Application Manual (Li/FeS₂)
Shipping:	Please refer to PSDS Document
Certifications:	This battery has Underwriters Laboratories component recognition (MH29980) Compliant to intrinsic safety 710024 II 1G Ex ia IIC Ga Baseefa 14ATEX0107U

***All data shown tested at 21°C unless otherwise stated.**

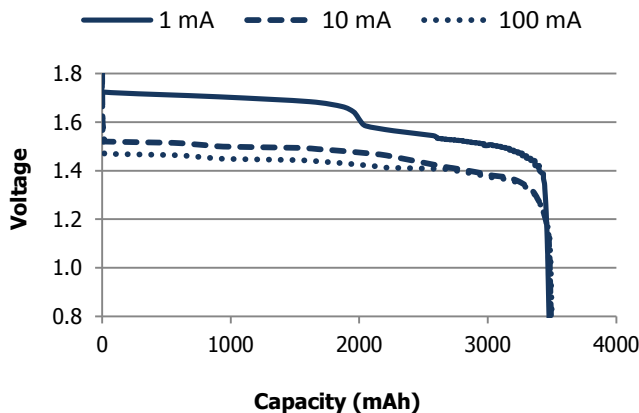
Milliamp-Hours Capacity

Constant Current Discharge to 0.8 Volts



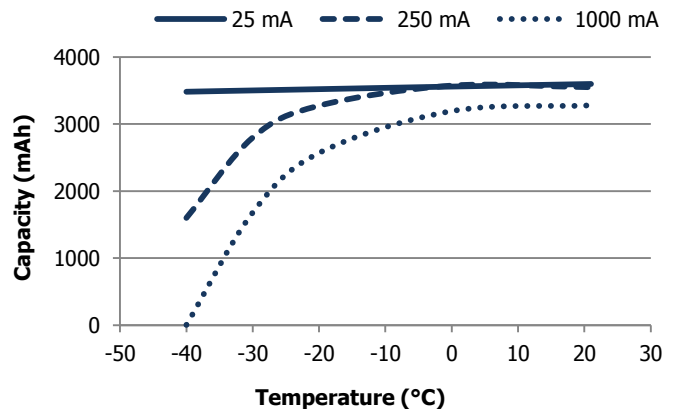
Discharge Profile

Constant Current Discharge



Temperature Effects on Capacity

Constant Current Discharge



Important Notice

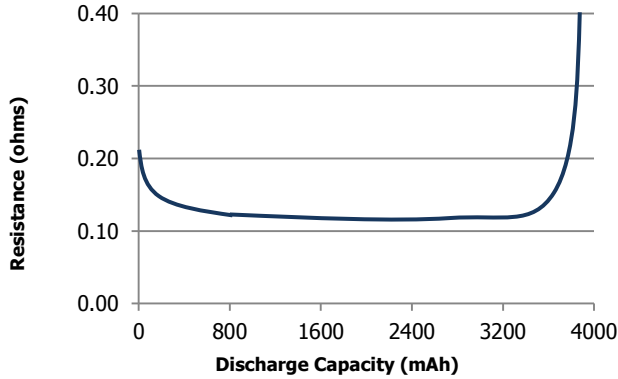
This datasheet contains typical information specific to products manufactured at the time of its publication.
©Energizer Brands, LLC - Contents herein do not constitute a warranty.

ENERGIZER L91



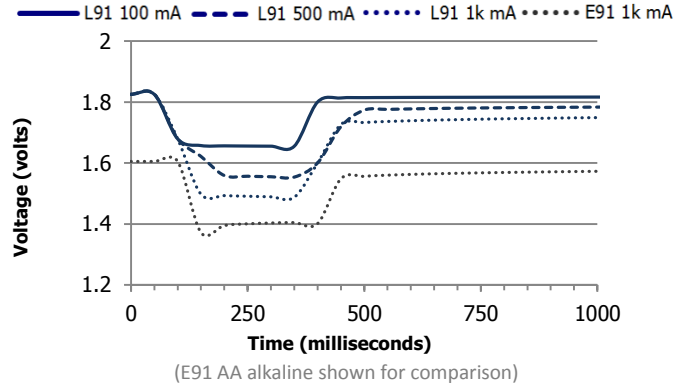
Internal Resistance Profile

Cell Ohmic Resistance - Dual Pulse Method



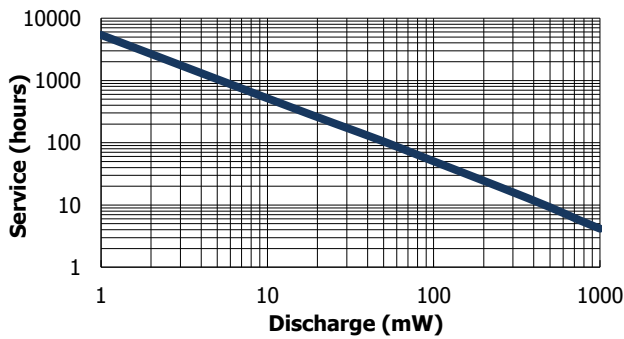
Pulse Response

Open Circuit Voltage - 100/500/1k mA Pulse



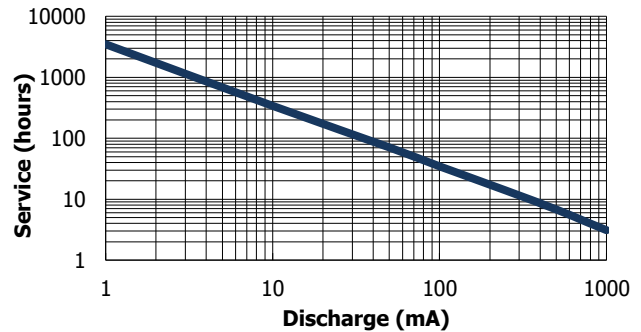
Constant Power Performance

Typical Characteristics to 0.8 Volts



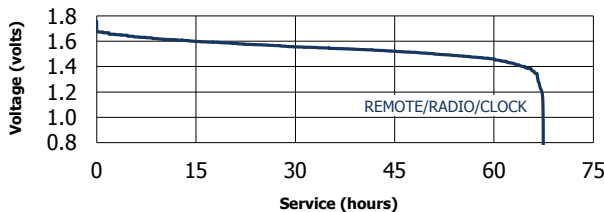
Constant Current Performance

Typical Characteristics to 0.8 Volts



Application Tests

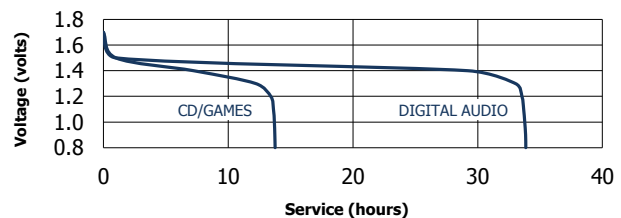
REMOTE/RADIO /CLOCK
50 mA 1 hr/8 hrs day



Application Tests

CD/GAMES
250 mA 1 hr/day

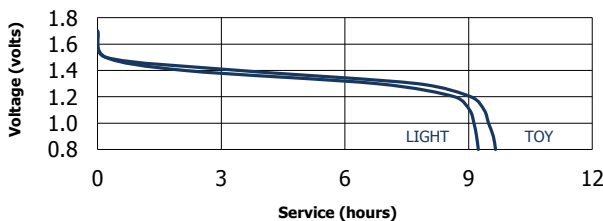
DIGITAL AUDIO
100 mA 1 hr/day



Application Tests

PORTABLE LIGHTING
3.3 ohm LIF

TOY
3.9 ohm 1 hr/day



Industry Standard Tests

PERSONAL GROOMING
750 mA 2 min/hr 8 hrs/day

DIGITAL CAMERA
1.5/.65K mW 2/.1/27.9s 10X



Important Notice

This datasheet contains typical information specific to products manufactured at the time of its publication.
 ©Energizer Brands, LLC - Contents herein do not constitute a warranty.

N-Channel 100 V (D-S) MOSFET

MOSFET PRODUCT SUMMARY			
V _{DS} (V)	R _{DS(on)} (Ω) Max.	I _D (A) ^a	Q _g (Typ.)
100	0.126 at V _{GS} = 10 V	3.8	2.9 nC
	0.147 at V _{GS} = 6 V	3.5	
	0.189 at V _{GS} = 4.5 V	3.1	

FEATURES

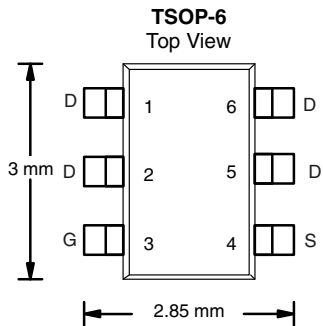
- TrenchFET[®] Power MOSFET
- 100 % R_g and UIS Tested
- Material categorization:
For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



RoHS
COMPLIANT
HALOGEN
FREE

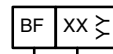
APPLICATIONS

- DC/DC Converters / Boost Converters
- Load Switch
- LED Backlighting in LCD TVs
- Power Management for Mobile Computing



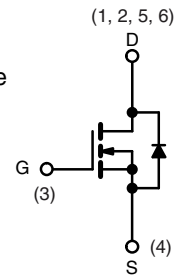
Ordering Information:
Si3474DV-T1-GE3 (Lead (Pb)-free and Halogen-free)

Marking Code



Lot Traceability
and Date Code

Part # Code



N-Channel MOSFET

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T _A = 25 °C, unless otherwise noted)			
Parameter	Symbol	Limit	Unit
Drain-Source Voltage	V _{DS}	100	V
Gate-Source Voltage	V _{GS}	± 20	
Continuous Drain Current (T _J = 150 °C)	I _D	T _C = 25 °C	3.8
		T _C = 70 °C	3
		T _A = 25 °C	2.8 ^{b, c}
		T _C = 70 °C	2.3 ^{b, c}
Pulsed Drain Current (t = 100 μs)	I _{DM}	14	A
Continuous Source-Drain Diode Current	I _S	T _C = 25 °C	
		T _A = 25 °C	1.7 ^{b, c}
Single Pulse Avalanche Current	L = 0.1 mH I _{AS}	2.5	mJ
Single Pulse Avalanche Energy	E _{AS}	0.31	
Maximum Power Dissipation	P _D	T _C = 25 °C	3.6
		T _C = 70 °C	2.33
		T _A = 25 °C	2 ^{b, c}
		T _A = 70 °C	1.3 ^{b, c}
Operating Junction and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	- 55 to 150	°C

THERMAL RESISTANCE RATINGS				
Parameter	Symbol	Typical	Maximum	Unit
Maximum Junction-to-Ambient ^{b, d}	R _{thJA}	50	62.5	°C/W
Maximum Junction-to-Foot (Drain)	R _{thJF}	28	35	

Notes:

- Based on T_C = 25 °C.
- Surface mounted on 1" x 1" FR4 board.
- t = 5 s.
- Maximum under steady state conditions is 110 °C/W.

MOSFET SPECIFICATIONS (T _J = 25 °C, unless otherwise noted)						
Parameter	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Static						
Drain-Source Breakdown Voltage	V _{DS}	V _{GS} = 0 V, I _D = 250 μA	100			V
V _{DS} Temperature Coefficient	ΔV _{DS} /T _J	I _D = 250 μA		59		mV/°C
V _{GS(th)} Temperature Coefficient	ΔV _{GS(th)} /T _J			- 4.8		
Gate-Source Threshold Voltage	V _{GS(th)}	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA	1.2		3	V
Gate-Source Leakage	I _{GSS}	V _{DS} = 0 V, V _{GS} = ± 20 V			± 100	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I _{DSS}	V _{DS} = 100 V, V _{GS} = 0 V			- 1	μA
		V _{DS} = 100 V, V _{GS} = 0 V, T _J = 55 °C			- 10	
On-State Drain Current ^a	I _{D(on)}	V _{DS} ≥ 5 V, V _{GS} = 10 V	5			A
Drain-Source On-State Resistance ^a	R _{DS(on)}	V _{GS} = 10 V, I _D = 2 A		0.102	0.126	Ω
		V _{GS} = 6 V, I _D = 1 A		0.120	0.147	
		V _{GS} = 4.5 V, I _D = 1 A		0.135	0.189	
Forward Transconductance ^a	g _{fs}	V _{DS} = 20 V, I _D = 2 A		5		S
Dynamic^b						
Input Capacitance	C _{iss}	V _{DS} = 50 V, V _{GS} = 0 V, f = 1 MHz		196		pF
Output Capacitance	C _{oss}			67		
Reverse Transfer Capacitance	C _{rss}			14		
Total Gate Charge	Q _g	V _{DS} = 50 V, V _{GS} = 10 V, I _D = 2.2 A		5.2	10.4	nC
Gate-Source Charge	Q _{gs}	V _{DS} = 50 V, V _{GS} = 4.5 V, I _D = 2.2 A		2.9	5.8	
Gate-Drain Charge	Q _{gd}			1		
Gate Resistance	R _g	f = 1 MHz	0.9	4.3	8.6	Ω
Turn-On Delay Time	t _{d(on)}	V _{DD} = 50 V, R _L = 27.7 Ω I _D = 1.8 A, V _{GEN} = 4.5 V, R _g = 1 Ω		40	60	ns
Rise Time	t _r			68	102	
Turn-Off Delay Time	t _{d(off)}			14	21	
Fall Time	t _f			20	30	
Turn-On Delay Time	t _{d(on)}	V _{DD} = 50 V, R _L = 27.7 Ω I _D = 1.8 A, V _{GEN} = 10 V, R _g = 1 Ω		8	16	ns
Rise Time	t _r			10	20	
Turn-Off Delay Time	t _{d(off)}			10	20	
Fall Time	t _f			7	14	
Drain-Source Body Diode Characteristics						
Continuous Source-Drain Diode Current	I _S	T _C = 25 °C			- 2.1	A
Pulse Diode Forward Current (t = 100 μs)	I _{SM}				- 8	
Body Diode Voltage	V _{SD}	I _S = 1.8 A		- 0.8	- 1.2	V
Body Diode Reverse Recovery Time	t _{rr}	I _F = 1.8 A, di/dt = 100 A/μs, T _J = 25 °C		23	35	ns
Body Diode Reverse Recovery Charge	Q _{rr}			21	32	nC
Reverse Recovery Fall Time	t _a			17		ns
Reverse Recovery Rise Time	t _b			6		

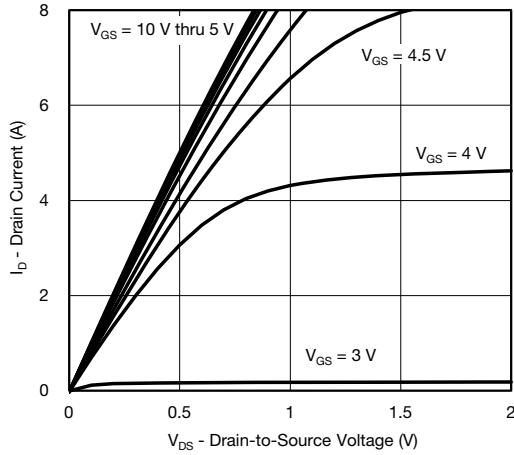
Notes:

a. Pulse test; pulse width ≤ 300 μs, duty cycle ≤ 2 %.

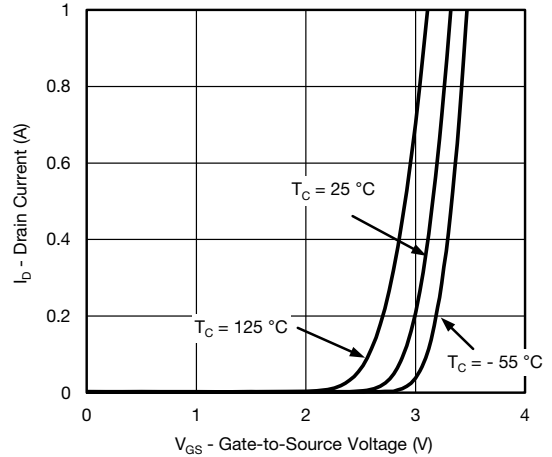
b. Guaranteed by design, not subject to production testing.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

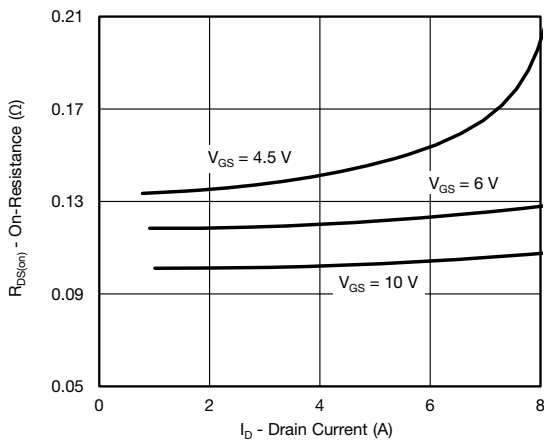
TYPICAL CHARACTERISTICS (25 °C, unless otherwise noted)



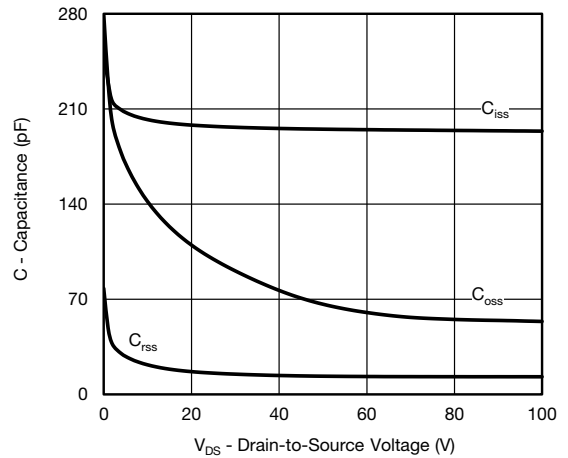
Output Characteristics



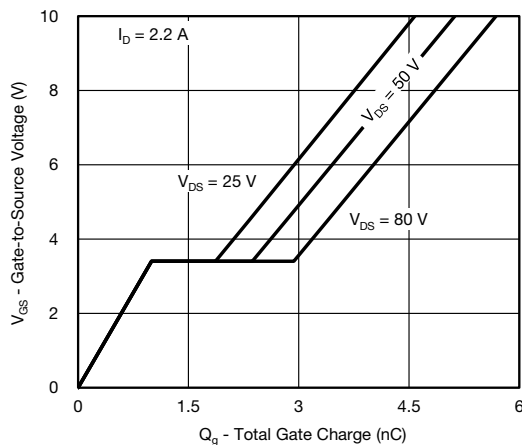
Transfer Characteristics



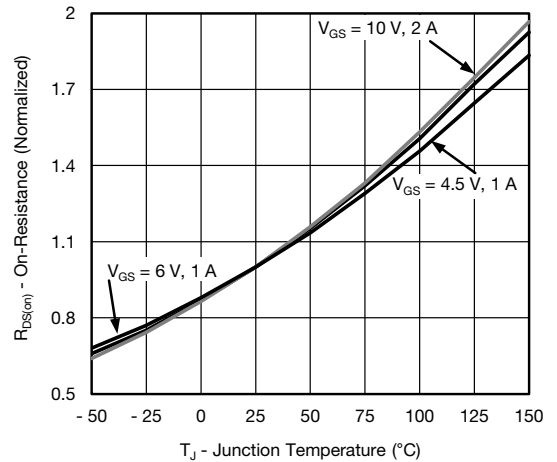
On-Resistance vs. Drain Current and Gate Voltage



Capacitance

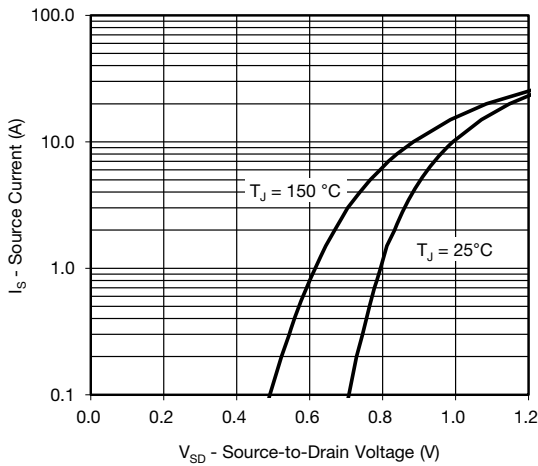


Gate Charge

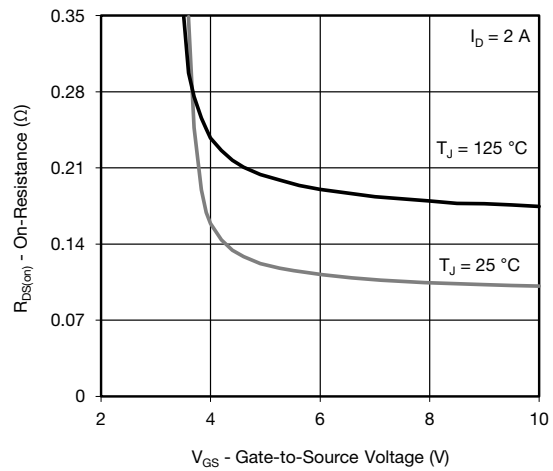


On-Resistance vs. Junction Temperature

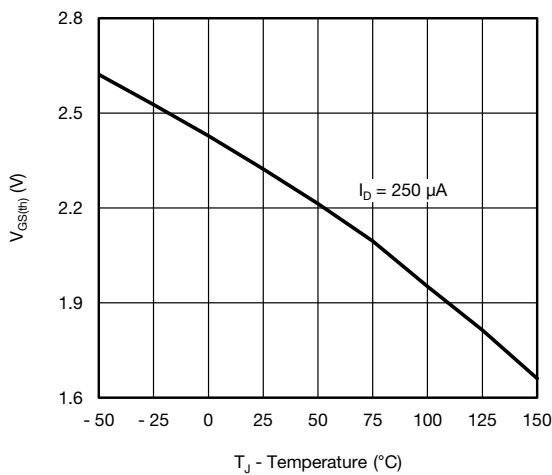
TYPICAL CHARACTERISTICS (25 °C, unless otherwise noted)



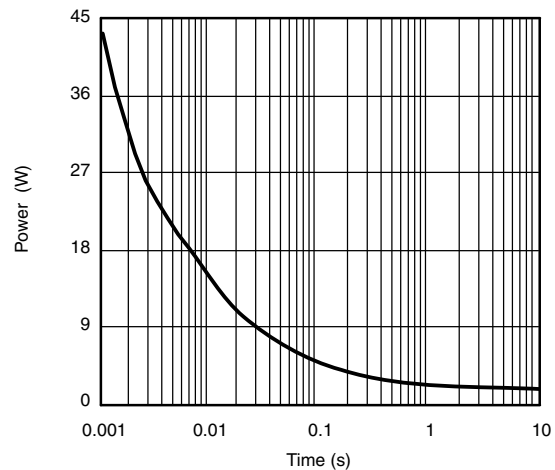
Source-Drain Diode Forward Voltage



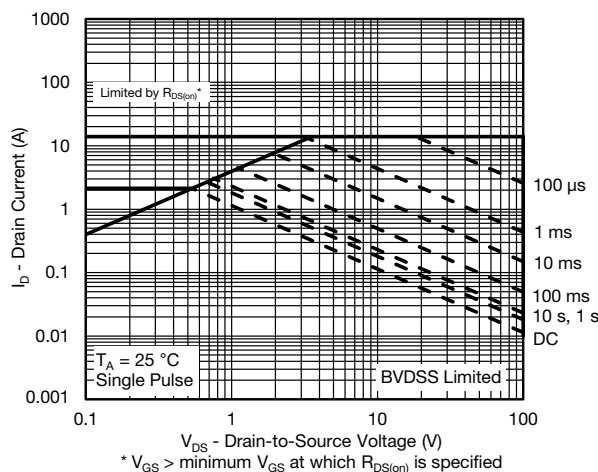
On-Resistance vs. Gate-to-Source Voltage



Threshold Voltage

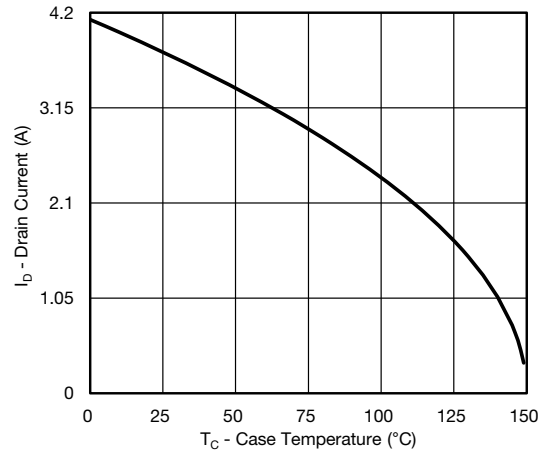


Single Pulse Power

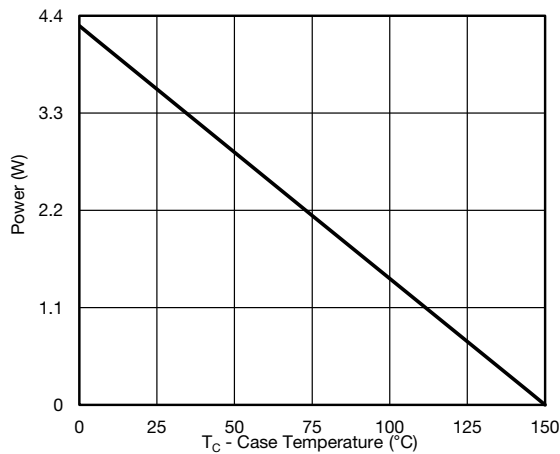


Safe Operating Area

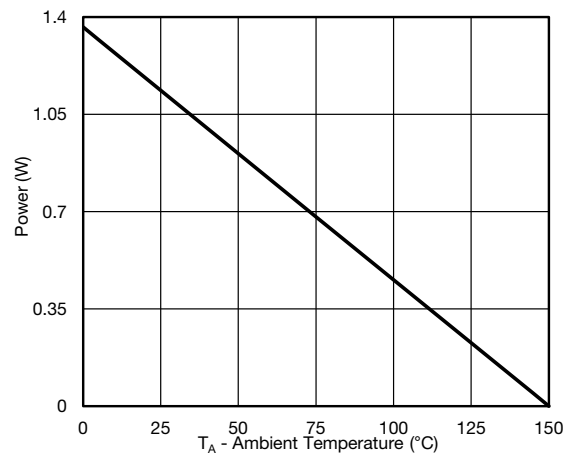
TYPICAL CHARACTERISTICS (25 °C, unless otherwise noted)



Current Derating*



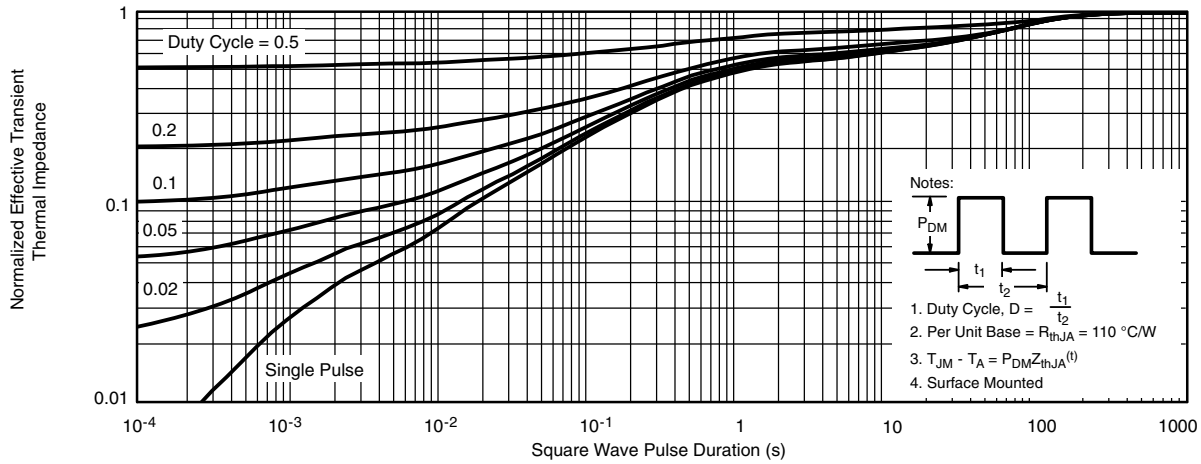
Power, Junction-to-Foot



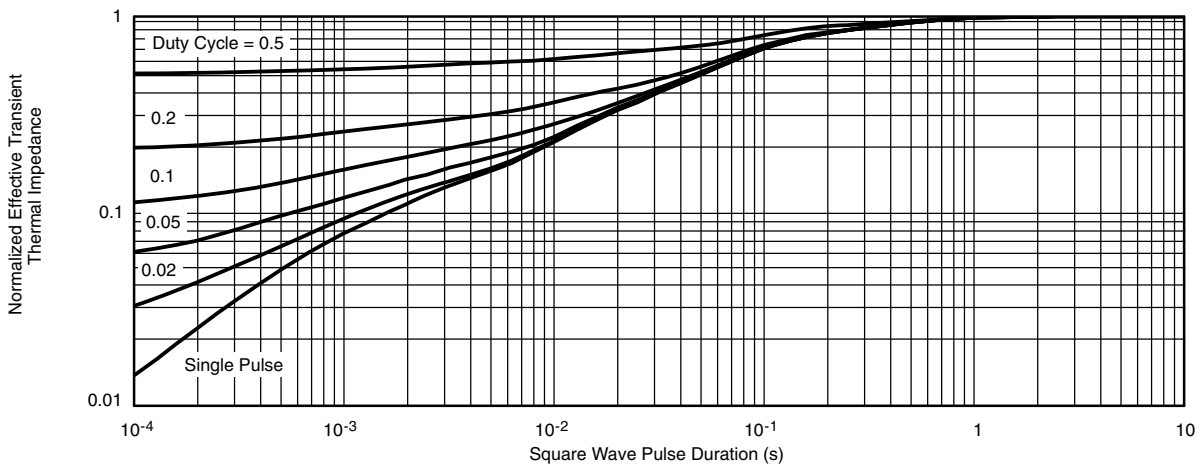
Power, Junction-to-Ambient

* The power dissipation P_D is based on $T_{J(max.)} = 150$ °C, using junction-to-case thermal resistance, and is more useful in settling the upper dissipation limit for cases where additional heatsinking is used. It is used to determine the current rating, when this rating falls below the package limit.

TYPICAL CHARACTERISTICS (25 °C, unless otherwise noted)



Normalized Thermal Transient Impedance, Junction-to-Ambient



Normalized Thermal Transient Impedance, Junction-to-Foot

Vishay Siliconix maintains worldwide manufacturing capability. Products may be manufactured at one of several qualified locations. Reliability data for Silicon Technology and Package Reliability represent a composite of all qualified locations. For related documents such as package/tape drawings, part marking, and reliability data, see www.vishay.com/ppg?62875.

TSOP: 5/6-LEAD

JEDEC Part Number: MO-193C



5-LEAD TSOP



6-LEAD TSOP



Dim	MILLIMETERS			INCHES		
	Min	Nom	Max	Min	Nom	Max
A	0.91	-	1.10	0.036	-	0.043
A ₁	0.01	-	0.10	0.0004	-	0.004
A ₂	0.90	-	1.00	0.035	0.038	0.039
b	0.30	0.32	0.45	0.012	0.013	0.018
c	0.10	0.15	0.20	0.004	0.006	0.008
D	2.95	3.05	3.10	0.116	0.120	0.122
E	2.70	2.85	2.98	0.106	0.112	0.117
E ₁	1.55	1.65	1.70	0.061	0.065	0.067
e	0.95 BSC			0.0374 BSC		
e ₁	1.80	1.90	2.00	0.071	0.075	0.079
L	0.32	-	0.50	0.012	-	0.020
L ₁	0.60 Ref			0.024 Ref		
L ₂	0.25 BSC			0.010 BSC		
R	0.10	-	-	0.004	-	-
θ	0°	4°	8°	0°	4°	8°
θ ₁	7° Nom			7° Nom		
ECN: C-06593-Rev. I, 18-Dec-06						
DWG: 5540						

Mounting LITTLE FOOT[®] TSOP-6 Power MOSFETs

Surface mounted power MOSFET packaging has been based on integrated circuit and small signal packages. Those packages have been modified to provide the improvements in heat transfer required by power MOSFETs. Leadframe materials and design, molding compounds, and die attach materials have been changed. What has remained the same is the footprint of the packages.

The basis of the pad design for surface mounted power MOSFET is the basic footprint for the package. For the TSOP-6 package outline drawing see <http://www.vishay.com/doc?71200> and see <http://www.vishay.com/doc?72610> for the minimum pad footprint. In converting the footprint to the pad set for a power MOSFET, you must remember that not only do you want to make electrical connection to the package, but you must make thermal connection and provide a means to draw heat from the package, and move it away from the package.

In the case of the TSOP-6 package, the electrical connections are very simple. Pins 1, 2, 5, and 6 are the drain of the MOSFET and are connected together. For a small signal device or integrated circuit, typical connections would be made with traces that are 0.020 inches wide. Since the drain pins serve the additional function of providing the thermal connection to the package, this level of connection is inadequate. The total cross section of the copper may be adequate to carry the current required for the application, but it presents a large thermal impedance. Also, heat spreads in a circular fashion from the heat source. In this case the drain pins are the heat sources when looking at heat spread on the PC board.

Figure 1 shows the copper spreading recommended footprint for the TSOP-6 package. This pattern shows the starting point for utilizing the board area available for the heat spreading copper. To create this pattern, a plane of copper overlays the basic pattern on pins 1,2,5, and 6. The copper plane connects the drain pins electrically, but more importantly provides planar copper to draw heat from the drain leads and start the process of spreading the heat so it can be dissipated into the ambient air. Notice that the planar copper is shaped like a "T" to move heat away from the drain leads in all directions. This pattern uses all the available area underneath the body for this purpose.



FIGURE 1. Recommended Copper Spreading Footprint

Since surface mounted packages are small, and reflow soldering is the most common form of soldering for surface mount components, "thermal" connections from the planar copper to the pads have not been used. Even if additional planar copper area is used, there should be no problems in the soldering process. The actual solder connections are defined by the solder mask openings. By combining the basic footprint with the copper plane on the drain pins, the solder mask generation occurs automatically.

A final item to keep in mind is the width of the power traces. The absolute minimum power trace width must be determined by the amount of current it has to carry. For thermal reasons, this minimum width should be at least 0.020 inches. The use of wide traces connected to the drain plane provides a low impedance path for heat to move away from the device.

REFLOW SOLDERING

Vishay Siliconix surface-mount packages meet solder reflow reliability requirements. Devices are subjected to solder reflow as a test preconditioning and are then reliability-tested using temperature cycle, bias humidity, HAST, or pressure pot. The solder reflow temperature profile used, and the temperatures and time duration, are shown in Figures 2 and 3.



Ramp-Up Rate	+6°C/Second Maximum
Temperature @ 155 ± 15°C	120 Seconds Maximum
Temperature Above 180°C	70 – 180 Seconds
Maximum Temperature	240 +5/-0°C
Time at Maximum Temperature	20 – 40 Seconds
Ramp-Down Rate	+6°C/Second Maximum

FIGURE 2. Solder Reflow Temperature Profile



FIGURE 3. Solder Reflow Temperature and Time Durations

THERMAL PERFORMANCE

A basic measure of a device’s thermal performance is the junction-to-case thermal resistance, $R_{\theta_{JC}}$, or the junction-to-foot thermal resistance, $R_{\theta_{JF}}$. This parameter is measured for the device mounted to an infinite heat sink and is therefore a characterization of the device only, in other words, independent of the properties of the object to which the device is mounted. Table 1 shows the thermal performance of the TSOP-6.

TABLE 1.	
Equivalent Steady State Performance—TSOP-6	
Thermal Resistance $R_{\theta_{JF}}$	30°C/W

SYSTEM AND ELECTRICAL IMPACT OF TSOP-6

In any design, one must take into account the change in MOSFET $r_{DS(on)}$ with temperature (Figure 4).

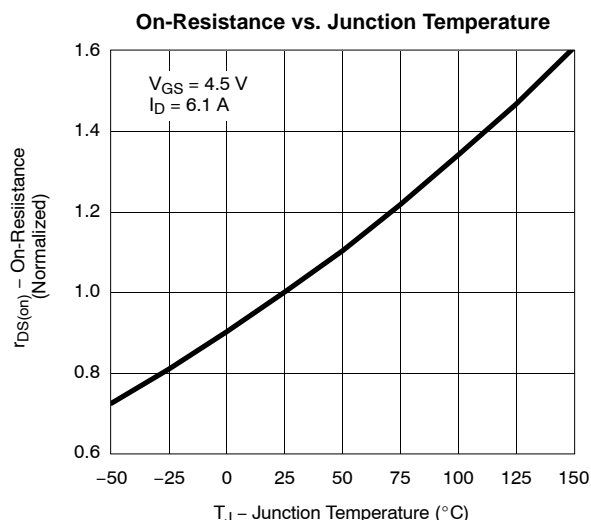


FIGURE 4. Si3434DV

RECOMMENDED MINIMUM PADS FOR TSOP-6



Recommended Minimum Pads
Dimensions in Inches/(mm)

[Return to Index](#)



Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and/or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

Material Category Policy

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as RoHS-Compliant fulfill the definitions and restrictions defined under Directive 2011/65/EU of The European Parliament and of the Council of June 8, 2011 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (EEE) - recast, unless otherwise specified as non-compliant.

Please note that some Vishay documentation may still make reference to RoHS Directive 2002/95/EC. We confirm that all the products identified as being compliant to Directive 2002/95/EC conform to Directive 2011/65/EU.

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as Halogen-Free follow Halogen-Free requirements as per JEDEC JS709A standards. Please note that some Vishay documentation may still make reference to the IEC 61249-2-21 definition. We confirm that all the products identified as being compliant to IEC 61249-2-21 conform to JEDEC JS709A standards.