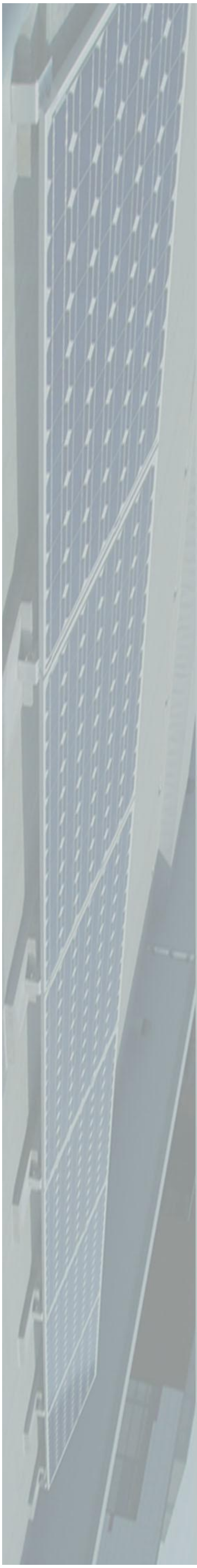


ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ MPPT ΓΙΑ
ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΙΚΕΣ ΣΥΣΤΟΙΧΙΕΣ ΠΟΥ ΛΕΙΤΟΥΡΓΟΥΝ
ΣΕ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΜΕΡΙΚΗΣ ΣΚΙΑΣΗΣ

ΚΑΛΟΓΙΑΝΝΑΚΗΣ ΙΩΑΝΝΗΣ

ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ:

Κ.ΚΑΛΑΪΤΖΑΚΗΣ (ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ)
Γ.ΣΤΑΥΡΑΚΑΚΗΣ (ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ)
Ε. ΚΟΥΤΡΟΥΛΗΣ (ΔΙΔΑΣΚΩΝ Π407/80)

ΧΑΝΙΑ ΙΟΥΛΙΟΣ 2011

Πρόλογος

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κύριο Καλαϊτζάκη Κωνσταντίνο για την ανάθεση της παρούσας διπλωματικής εργασίας καθώς και για την βοήθεια που μου προσέφερε κατά την διάρκεια της εκπόνησης της. Επίσης ευχαριστώ τον Δρ Κουτρούλη Ευτύχιο ο οποίος προσέφερε πολύτιμη βοήθεια καθ' όλη την διάρκεια της εκπόνησης της εργασίας μέσω των γνώσεων και της ιδιαίτερης εμπειρίας του στους τομείς που πραγματεύεται η εργασία. Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κύριο Σταυρακάκη Γεώργιο για τον χρόνο που διέθεσε να μελετήσει την παρούσα διπλωματική εργασία.

Κλείνοντας θα ήθελα να ευχαριστήσω την Λαντζάκη Αφροδίτη για την συμπαράσταση της καθ' όλη την διάρκεια της εκπόνησης της εργασίας και τους γονείς μου.

Περίληψη

Έρευνες έχουν δείξει ότι οι ετήσιες απώλειες ενέργειας λόγω του φαινομένου της μερικής σκίασης στα φωτοβολταϊκά συστήματα κυμαίνονται από 10% έως 25%. Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η υλοποίηση και η συγκριτική ανάλυση τεσσάρων διαφορετικών μεθόδων που έχουν αναπτυχθεί στο παρελθόν για την εύρεση του σημείου παραγωγής μέγιστης ισχύος (MPPT) ενός φωτοβολταϊκού συστήματος που λειτουργεί υπό συνθήκες μερικής σκίασης.

Για την υλοποίηση των μεθόδων αυτών, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε ένα ηλεκτρονικό σύστημα διαχείρισης ενέργειας το οποίο αποτελείται από ένα μετατροπέα DC/DC που ελέγχεται από μικροελεγκτή.

Τα πειραματικά αποτελέσματα έδειξαν ότι η μέθοδος που έχει αναπτυχθεί στο «Εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας» επιτυγχάνει σημαντικά μεγαλύτερη ταχύτητα σύγκλισης στο σημείο μέγιστης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.

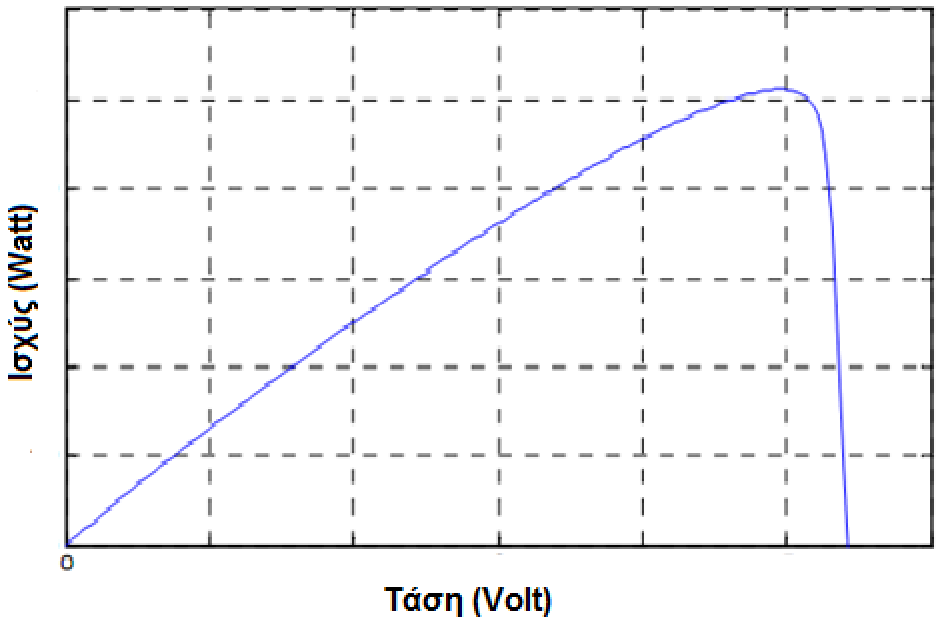
Περιεχόμενα

1. Εισαγωγή

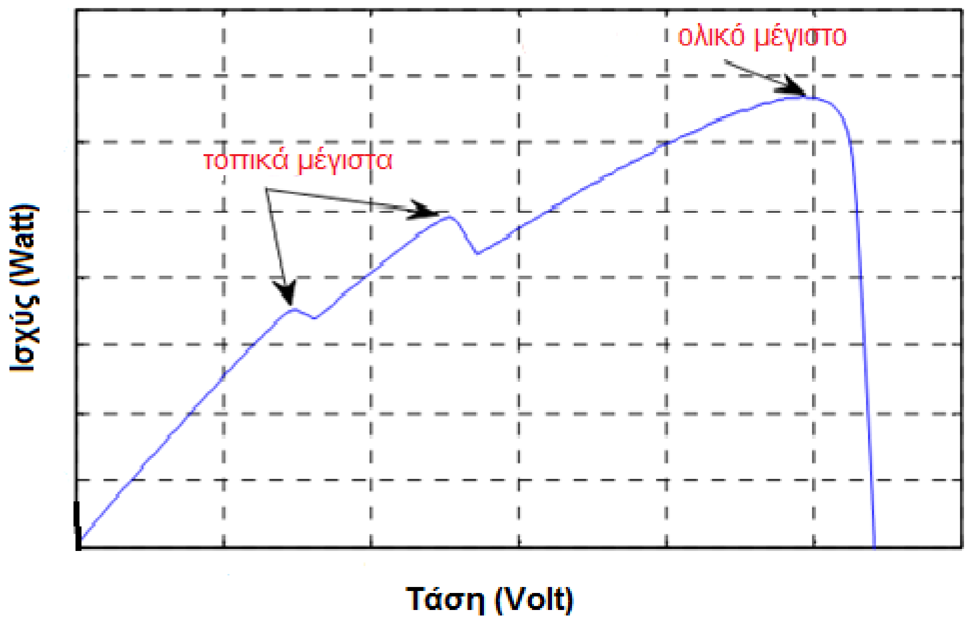
Στις μέρες μας οι συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις για ενέργεια καθώς και η ανησυχία και ο προβληματισμός για τις περιβαλλοντικές αλλαγές προκαλούν τεράστιο ενδιαφέρον για τις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, πηγές μη επιβλαβείς για το περιβάλλον. Μία κύρια πηγή ανανεώσιμων πηγών ενέργειας είναι ο ήλιος. Πρόκειται για μία ανεξάντλητη, άφθονη, και φιλική προς το περιβάλλον πηγή. Η ηλιακή ενέργεια μπορεί να μετατραπεί απευθείας σε ηλεκτρική ενέργεια με την χρήση των φωτοβολταϊκών στοιχειών. Η μετατροπή αυτή στηρίζεται στο φωτοβολταϊκό φαινόμενο κατά το οποίο όταν εκτεθεί στον ήλιο μία διάταξη κατάλληλων ημιαγωγικών υλικών σε επαφή, άγεται ηλεκτρικό ρεύμα. Είναι προφανές πλέον ότι τα φωτοβολταϊκά στοιχεία θα αποτελέσουν μία από τις σημαντικότερες πηγές ενέργειας του μέλλοντος. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μεγάλο εύρος εφαρμογών όπως για να τροφοδοτήσουν φορητές συσκευές, δορυφορικούς σταθμούς καθώς και για να τροφοδοτήσουν τα ήδη υπάρχοντα ηλεκτρικά δίκτυα.

Παρά την γρήγορη ανάπτυξη των φωτοβολταϊκών συστημάτων, υπάρχουν ακόμα κάποιες προκλήσεις για την αποδοτικότερη εκμετάλλευση τους. Ο κύριος περιορισμός είναι το υψηλό κόστος της παραγωγής τους, ενώ ένας άλλος συνήθης περιορισμός της χαμηλής απόδοσης ενός φωτοβολταϊκού συστήματος, είναι η ύπαρξη κατεστραμμένων στοιχείων στο φωτοβολταϊκό πλαίσιο ή η λειτουργία του πλαισίου υπό συνθήκες μερικής σκίασης. Σε συνθήκες μερικής σκίασης, υπάρχουν κάποια φωτοβολταϊκά στοιχεία της συστοιχίας, τα οποία δέχονται λιγότερη ακτινοβολία από τα υπόλοιπα, γεγονός που έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση του συνολικού ρεύματος και επομένως και της συνολικής ισχύος που μπορεί να παράγει η συστοιχία. Το φαινόμενο της μερικής σκίασης μπορεί να οφείλεται είτε σε ατμοσφαιρικά φαινόμενα όπως η νέφωση, είτε στην ύπαρξη αντικειμένων του ευρύτερου περιβάλλοντος, όπως κτήρια ή δέντρα. Έρευνες έχουν δείξει ότι οι ετήσιες απώλειες ενέργειας λόγω του φαινομένου της μερικής σκίασης στα φωτοβολταϊκά συστήματα κυμαίνονται από 10% έως 25%.

Για να γίνει κατανοητή η επίδραση της μερικής σκίασης, στο Σχήμα 1.1 παρατίθεται η τυπική χαρακτηριστική ισχύος-τάσης για μία φωτοβολταϊκή συστοιχία η οποία δεν σκιάζεται. Αντίστοιχα στο Σχήμα 1.2 παρατίθεται η τυπική χαρακτηριστική ισχύος-τάσης για μία φωτοβολταϊκή συστοιχία η οποία λειτουργεί υπό συνθήκες μερικής σκίασης.



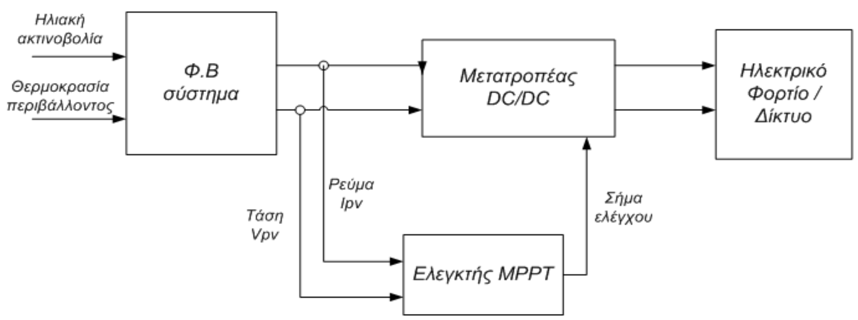
Σχήμα 1.1. Τυπική χαρακτηριστική ισχύος για μία φωτοβολταϊκή συστοιχία η οποία δεν σκιάζεται.



Σχήμα 1.2. Τυπική χαρακτηριστική ισχύος για μία φωτοβολταϊκή συστοιχία η οποία λειτουργεί υπό συνθήκες μερικής σκίασης.

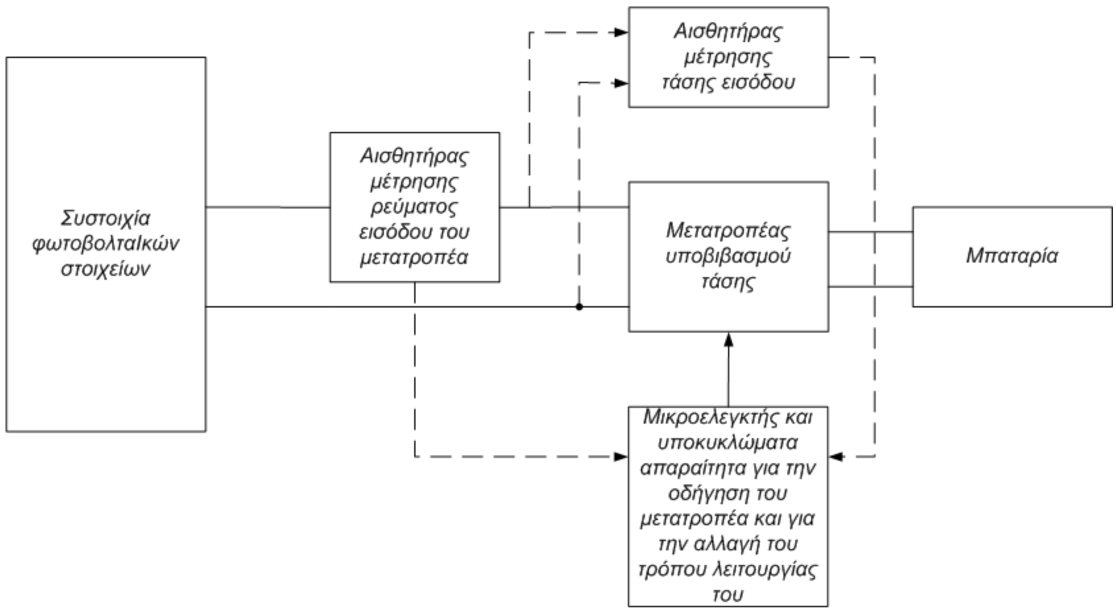
Από τα δύο παραπάνω σχήματα παρατηρείται ότι αν η φωτοβολταϊκή συστοιχία δεν σκιάζεται, η χαρακτηριστική καμπύλη παρουσιάζει ένα μόνο τοπικό μέγιστο το οποίο αποτελεί και το ολικό μέγιστο. Στην περίπτωση όμως που σκιάζεται, τότε η χαρακτηριστική καμπύλη παρουσιάζει τρία τοπικά μέγιστα από τα οποία το ένα είναι το ολικό. Η εμφάνιση παραπάνω του ενός μέγιστου στην χαρακτηριστική ισχύος-τάσης μίας φωτοβολταϊκής συστοιχίας οφείλεται στις διόδους παράκαμψης που συνδέονται παράλληλα με κάθε στοιχείο της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Οι δίοδοι παράκαμψης χρησιμοποιούνται για την προστασία των στοιχείων από καταστροφή λόγω υπερθέρμανσης σε περιπτώσεις ανάστροφης πόλωσης των κελιών που οφείλεται σε μερική σκίαση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.

Για να λειτουργεί στο σημείο μέγιστης παραγωγής ισχύος ένα φωτοβολταϊκό σύστημα εξοπλίζεται με ένα σύστημα εύρεσης του σημείου παραγωγής μέγιστης ισχύος (Maximum Power Point Tracker - MPPT). Το σύστημα αυτό υλοποιείται συνήθως με έναν αλγόριθμο ο οποίος ελέγχει το σημείο λειτουργίας της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στοιχείων του συστήματος. Ο πιο διαδεδομένος τρόπος ελέγχου, ο οποίος ακολουθείται και στην παρούσα διπλωματική εργασία είναι η χρήση ενός DC/DC μετατροπέα υποβιβασμού τάσης (DC/DC converter), στον οποίο ελέγχεται η σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle) του σήματος που εφαρμόζεται στο διακόπτη του μετατροπέα, με τέτοιο τρόπο ώστε αυτός να λειτουργεί με τάση εισόδου ίση με την τάση εξόδου του φωτοβολταϊκού που παράγει τη μέγιστη ισχύ. Ένα σχηματικό διάγραμμα της μεθόδου αυτής φαίνεται στο Σχήμα 1.3.



Σχήμα 1.3 Λειτουργικό διάγραμμα ενός τυπικού φωτοβολταϊκού συστήματος.

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι υλοποίηση και η συγκριτική ανάλυση τεσσάρων διαφορετικών μεθόδων που έχουν αναπτυχθεί στο παρελθόν για την εύρεση του σημείου παραγωγής μέγιστης ισχύος (MPPT) ενός φωτοβολταϊκού συστήματος όταν λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης. Για την σύγκριση αυτών των μεθόδων υλοποιήθηκε ένα σύστημα ανάλογο εκείνου του Σχήματος 1.3, το οποίο παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.4, καθώς και τέσσερις διαφορετικοί αλγόριθμοι για τις τέσσερις διαφορετικές μεθόδους.



Σχήμα 1.4. Το γενικό διάγραμμα του συστήματος που αναπτύχθηκε.

Η πρώτη μέθοδος που υλοποιήθηκε είναι εκείνη της «εξαντλητικής αναζήτησης (exhaustive search)». Σε αυτή την μέθοδο με διαδοχικές μεταβολές της τιμής της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος που ελέγχει τον διακόπτη του μετατροπέα DC/DC, σαρώνεται όλη η χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος-τάσης (P-V) της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Έτσι βρίσκεται το σημείο στο οποίο παράγεται η μέγιστη ισχύς. Κατόπιν μέσω της κατάλληλης ρύθμισης της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος που ελέγχει τον διακόπτη του μετατροπέα DC/DC, το σύστημα λειτουργεί σε αυτό το σημείο. Αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται σε τακτά χρονικά διαστήματα.

Η δεύτερη μέθοδος η οποία ονομάζεται Μέθοδος «ανάβασης λόφου/ σταθερής ισχύος εισόδου» είναι μία μέθοδος η οποία έχει αναπτυχθεί στο «Εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας». Η μέθοδος αυτή στηρίζεται στον κλασσικό αλγόριθμο τύπου «ανάβασης λόφου (hill climbing)» (παράγραφος 2.1). Στην μέθοδο αυτή ο μετατροπέας DC/DC μπορεί να ελέγχεται με δυο διαφορετικούς τρόπους. Συγκεκριμένα, στο διακόπτη του μετατροπέα DC/DC εφαρμόζεται είτε ένα PWM σήμα μεταβλητής σχετικής διάρκειας, είτε ένα κατάλληλο σήμα τέτοιο ώστε ο μετατροπέας να λειτουργεί με σταθερή ισχύ εισόδου ανεξάρτητα από την τάση εισόδου του. Τα δυο αυτά σήματα εναλλάσσονται με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται η εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος στην περίπτωση που η συστοιχία σκιάζεται μερικώς.

Η τρίτη μέθοδος που υλοποιήθηκε οδηγεί ένα φωτοβολταϊκό σύστημα στο σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος όταν λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης χρησιμοποιώντας ένα αλγόριθμο διαφορικής εξέλιξης (differential evolution) [21]. Ο αλγόριθμος της διαφορικής εξέλιξης είναι στοχαστικός αλγόριθμος, βελτιστοποίησης πληθυσμών και αποτελεί μέλος των γενετικών αλγορίθμων.

Τέλος υλοποιήθηκε μία ακόμη μέθοδος που στηρίχθηκε σε έναν αλγόριθμο «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων (Particle swarm optimization – PSO)» [22]. Η μέθοδος PSO είναι μία απλή και αποτελεσματική μέθοδος που μπορεί να εφαρμοστεί σε μία συνάρτηση με πολλές παραμέτρους και πολλά τοπικά μέγιστα για την βελτιστοποίηση της.

Στο κεφάλαιο 2 γίνεται περιγραφή των μεθόδων MPPT που έχουν αναπτυχθεί στο παρελθόν. Στο κεφάλαιο 3 περιγράφονται οι βασικές αρχές λειτουργίας των διακοπτικών τροφοδοτικών και γίνεται ιδιαίτερη αναφορά στους μετατροπείς υποβιβασμού τάσης, αφού ένας τέτοιου τύπου μετατροπέας χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία. Στο κεφάλαιο 4 γίνεται αναλυτική περιγραφή του συστήματος και των αλγορίθμων που υλοποιήθηκαν στην παρούσα εργασία. Στο κεφάλαιο 5 παρατίθενται τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν από την υλοποίηση και δοκιμή των τεσσάρων διαφορετικών μεθόδων που αναπτύχθηκαν. Επιπλέον σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται η συγκριτική ανάλυση των μεθόδων. Τέλος, στο κεφάλαιο 6 αναφέρονται τα συμπεράσματα καθώς και πιθανές βελτιώσεις ή επεκτάσεις που μπορούν να γίνουν.

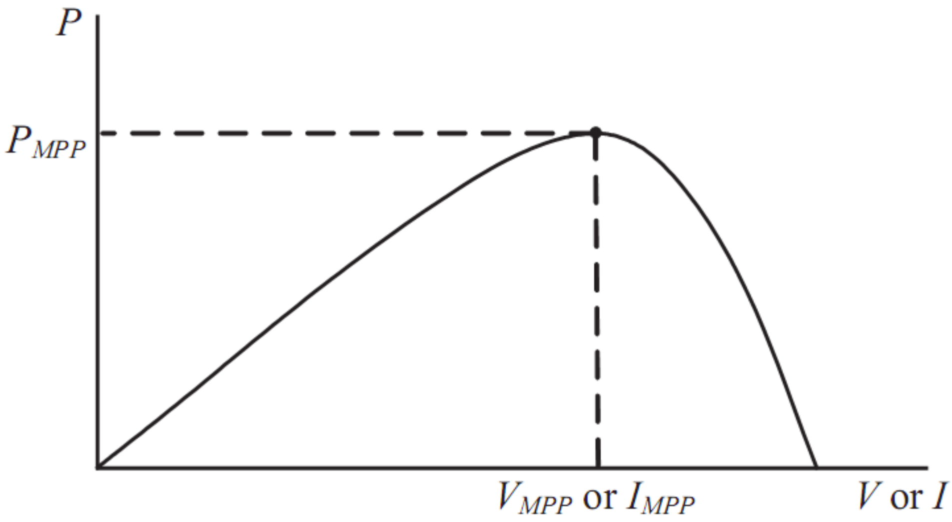
2. Ανασκόπηση μεθόδων MPPT που αναπτύχθηκαν στο παρελθόν

Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν οι διαφορετικές MPPT μέθοδοι που αναπτύχθηκαν στο παρελθόν για την εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος.

2.1 Μέθοδοι Ανάβασης Λόφου / Διαταραχής και Παρατήρησης (Hill climbing / Perturb and Observe)

Οι μέθοδοι «ανάβασης λόφου / διαταραχής και παρατήρησης (Hill climbing / Perturb and Observe)» είναι οι περισσότερο διαδεδομένες και εκείνες στις οποίες έχει δοθεί η περισσότερη προσοχή από ερευνητική άποψη [1]. Οι μέθοδοι «ανάβασης λόφου (hill climbing)» περιλαμβάνουν μία διαταραχή στη σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle) ενός PWM (Pulse Width Modulation) σήματος το οποίο ελέγχει τον διακόπτη ενός μετατροπέα DC/DC ο οποίος είναι συνδεδεμένος ανάμεσα στην έξοδο της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στοιχείων και στο φορτίο του συστήματος. Στην περίπτωση όπου η συστοιχία των φωτοβολταϊκών είναι συνδεδεμένη σε ένα μετατροπέα DC/DC διαταράσσοντας την σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle) του PWM σήματος που οδηγεί τον διακόπτη του μετατροπέα DC/DC, διαταράσσεται το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα και σαν συνέπεια διαταράσσεται η τάση της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στοιχείων. Οι μέθοδοι «διαταραχής και παρατήρησης (P&O)» περιλαμβάνουν μια διαταραχή στην τάση λειτουργίας της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών. Τόσο οι μέθοδοι «ανάβασης λόφου», όσο και οι μέθοδοι «διαταραχής και παρατήρησης» αποτελούν διαφορετικούς τρόπους υλοποίησης της ίδιας θεμελιώδους αρχής λειτουργίας.

Στο Σχήμα 2.1 παρατηρείται ότι αυξάνοντας την τάση αυξάνεται η ισχύς όταν το σημείο λειτουργίας βρίσκεται στα αριστερά του σημείου μέγιστης ισχύος και μειώνεται η ισχύς όταν βρίσκεται δεξιά του σημείου μέγιστης ισχύος.



Σχήμα 2.1. Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στοιχείων.

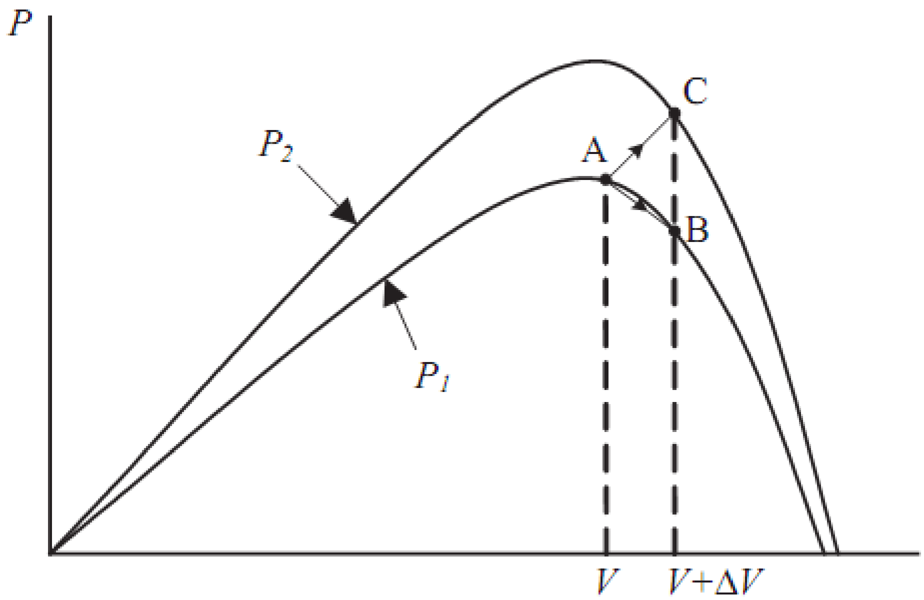
Ως εκ τούτου, αν υπάρχει μία αύξηση στην ισχύ, οι επόμενες διαταραχές πρέπει να είναι στην ίδια κατεύθυνση με την προηγούμενη μέχρι να φτάσουν το σημείο μέγιστης ισχύος. Αν υπάρχει μία μείωση της ισχύος η διαταραχή θα πρέπει να αντιστραφεί. Αυτός ο αλγόριθμος συνοψίζεται στον Πίνακα 2.1.

Πίνακας 2.1. Σύνοψη των Μεθόδων «ανάβασης λόφου / διαταραχής και παρατήρησης (hill climbing / perturb and observe)».

Διαταραχή	Μεταβολή της ισχύος	Επόμενη διαταραχή
Θετική	Θετική	Θετική
Θετική	Αρνητική	Αρνητική
Αρνητική	Θετική	Αρνητική
Αρνητική	Αρνητική	Θετική

Η παραπάνω διαδικασία επαναλαμβάνεται περιοδικά έως ότου επιτευχθεί η λειτουργία του συστήματος στο σημείο μέγιστης ισχύος. Κατόπιν το σύστημα ταλαντεύεται γύρω από το σημείο μέγιστης ισχύος. Η ταλάντωση μπορεί να ελαχιστοποιηθεί μειώνοντας το μέγεθος του βήματος της διαταραχής. Ωστόσο ένα μικρότερο βήμα διαταραχής επιβραδύνει την διαδικασία εύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος.

Οι μέθοδοι «ανάβασης λόφου / διαταραχής και παρατήρησης (hill climbing / perturb and observe)» μπορεί να αποτύχουν κάτω από συνθήκες γρήγορης μεταβολής των ατμοσφαιρικών καταστάσεων όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2.



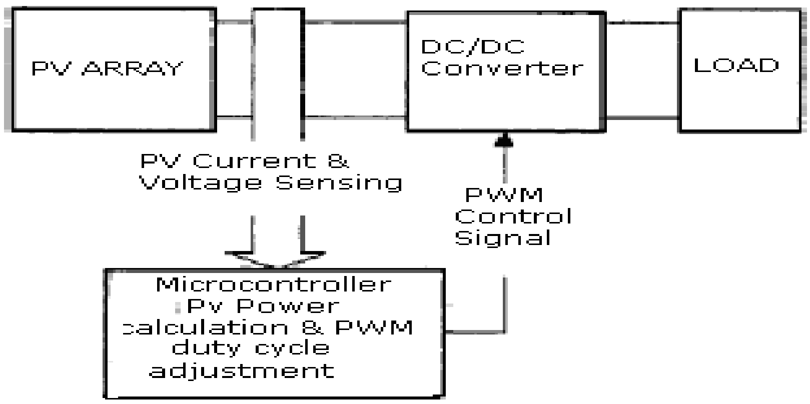
Σχήμα 2.2. Απόκλιση των μεθόδων «ανάβασης λόφου / διαταραχής και παρατήρησης» από το σημείο μέγιστης ισχύος λόγω αλλαγής των ατμοσφαιρικών συνθηκών.

Ξεκινώντας από ένα σημείο λειτουργίας A αν οι ατμοσφαιρικές καταστάσεις παραμείνουν σχεδόν σταθερές, μία διαταραχή ΔV στην τάση της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στοιχειών θα φέρει το σημείο λειτουργίας στο σημείο B και η κατεύθυνση της διαταραχής θα αναστραφεί λόγω της μείωσης της παραγόμενης ισχύος. Ωστόσο, αν η ακτινοβολία αυξηθεί και μετακινηθεί η χαρακτηριστική καμπύλη της ισχύος από την P_1 στην P_2 εντός μίας περιόδου δειγματοληψίας, τότε το σημείο λειτουργίας θα μετακινηθεί από το A στο C. Στην περίπτωση αυτή θα αυξηθεί η παραγόμενη ισχύς και η κατεύθυνση της διαταραχής θα παραμείνει η ίδια. Συνεπώς, το σημείο λειτουργίας διαφέρει από το σημείο μέγιστης ισχύος και θα συνεχίζει να αποκλίνει αν η ακτινοβολία αυξάνεται σταθερά.

Για να εξασφαλιστεί ότι το σημείο μέγιστης ισχύος επιτυγχάνεται ακόμα και κάτω από ξαφνικές αλλαγές της ακτινοβολίας, χρησιμοποιείται μία μέθοδος «διαταραχής και παρατήρησης» που συγκρίνει την ισχύ που παράγεται στο τρέχον σημείο στο οποίο βρίσκεται ο αλγόριθμος, με την ισχύ που παράχθηκε στα δύο προηγούμενα σημεία πριν αποφασιστεί η κατεύθυνση της επόμενης διαταραχής.

Επιπλέον οι μέθοδοι «ανάβασης λόφου / διαταραχής και παρατήρησης (hill climbing / perturb and observe)» μπορεί να αποτύχουν σε συνθήκες μερικής σκίασης επειδή μπορεί να εγκλωβιστούν σε ένα τοπικό μέγιστο της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της εξόδου της Φ/Β συστοιχίας το οποίο να μην είναι και το ολικό μέγιστο.

Συνήθως απαιτούνται δύο αισθητήρες για την μέτρηση της τάσης και του ρεύματος της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών, από τα οποία υπολογίζεται η παραγόμενη ισχύς. Για τον έλεγχο της λειτουργίας του συστήματος συνήθως χρησιμοποιείται ένας μικροελεγκτής (microcontroller) που είναι ο καταλληλότερος για αυτές τις δύο μεθόδους. Μπορεί όμως ο έλεγχος να υλοποιηθεί και μέσω ενός μεικτού αναλογικού – ψηφιακού κυκλώματος. Ένα συνολικό διάγραμμα υλοποίησης της μεθόδου «Hill Climbing» [2] χρησιμοποιώντας ένα μετατροπέα DC/DC, δύο αισθητήρες για την μέτρηση της τάσης και του ρεύματος εξόδου της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών και ένα μικροελεγκτή για τον έλεγχο της λειτουργίας του συστήματος μέσω ενός PWM σήματος που ελέγχει τον διακόπτη του μετατροπέα DC/DC, παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3. Γενικό διάγραμμα του συστήματος που χρησιμοποιείται για την εφαρμογή της μεθόδου «ανάβασης λόφου».

2.2 Μέθοδος της Επαυξητικής Αγωγιμότητας (Incremental Conductance)

Η μέθοδος της «επαυξητικής αγωγιμότητας» [1] βασίζεται στο γεγονός ότι η κλίση της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών είναι ίση με μηδέν στο σημείο παραγωγής της μέγιστης ισχύος (MPP), θετική στα αριστερά του MPP και αρνητική στα δεξιά του:

$$\begin{cases} dP/dV = 0, \text{ at MPP} \\ dP/dV > 0, \text{ left of MPP} \\ dP/dV < 0, \text{ right of MPP} \end{cases} \tag{2-1}$$

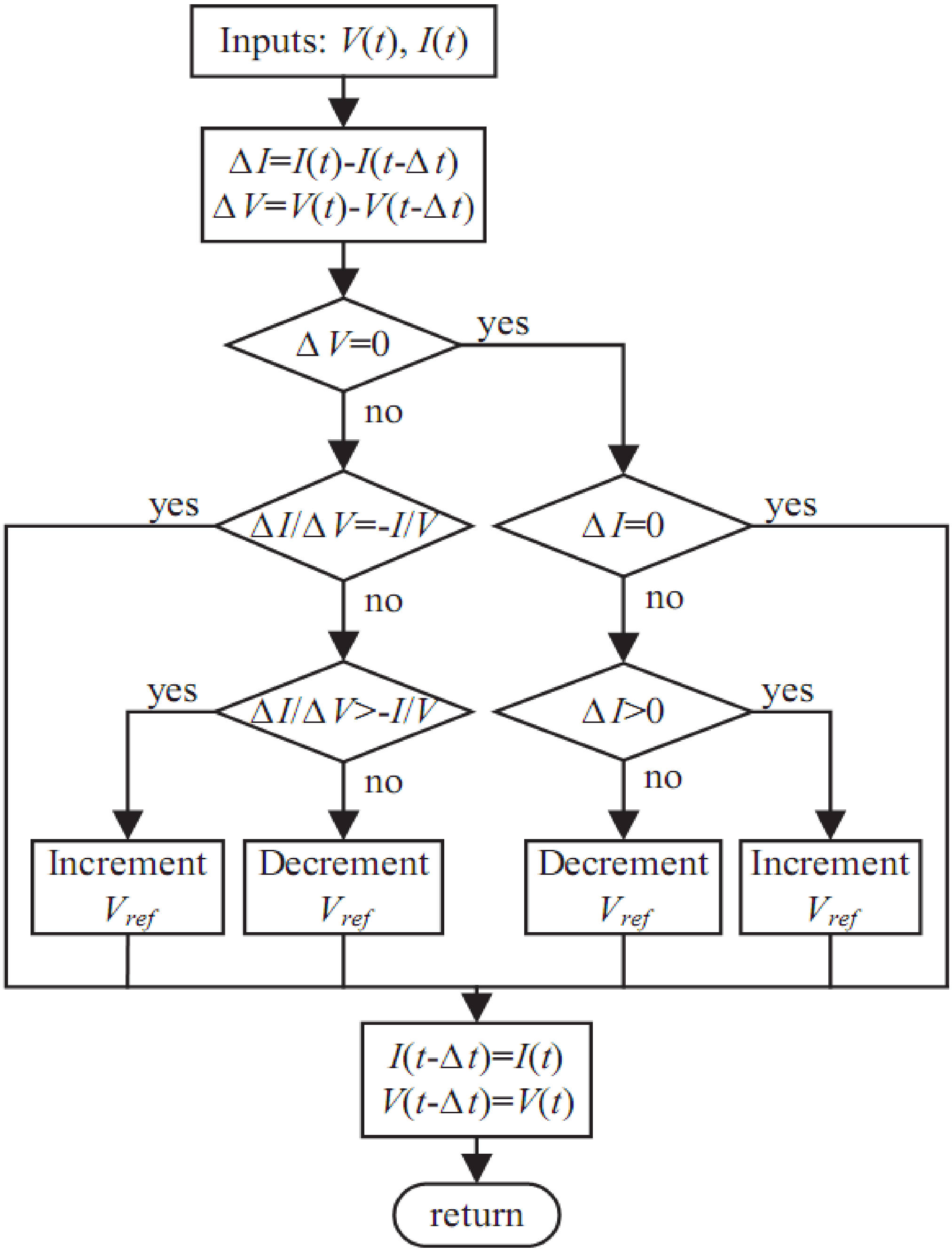
Και επειδή:

$$dP/dV = d(IV)/dV = I + V\, dI/dV \tag{2-2}$$

η σχέση (2-1) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$\begin{cases} \Delta I/\Delta V = -I/V, \text{ at MPP} \\ \Delta I/\Delta V > -I/V, \text{ left of MPP} \\ \Delta I/\Delta V < -I/V, \text{ right of MPP} \end{cases} \tag{2-3}$$

Το σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος μπορεί να ευρεθεί συγκρίνοντας την στιγμιαία αγωγιμότητα (I/V) με την επαυξητική αγωγιμότητα (ΔI/ΔV) όπως φαίνεται στο διάγραμμα ροής στο Σχήμα 2.4. Η V_{ref} είναι η τάση αναφοράς στην οποία αναγκάζεται να λειτουργήσει η συστοιχία των φωτοβολταϊκών. Στο MPP, η V_{ref} ισούται με την V_{MPP}. Όταν επιτευχθεί η λειτουργία της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στο σημείο μέγιστης ισχύος, διατηρείται εκεί έως ότου σημειωθεί κάποια αλλαγή στο *ΔI,* η οποία δείχνει κάποια αλλαγή στις ατμοσφαιρικές καταστάσεις και μετακίνηση του MPP. Ο αλγόριθμος μειώνει ή αυξάνει κατάλληλα την V_{ref} για να οδηγηθεί στο καινούριο MPP.



Σχήμα 2.4. Διάγραμμα ροής αλγορίθμου της μεθόδου της «επαυξητικής αγωγιμότητας (Incremental Conductance)».

Το βήμα αύξησης ή μείωσης της διαταραχής του αλγορίθμου καθορίζει την ταχύτητα εύρεσης του MPP. Γρηγορότερη εύρεση του MPP μπορεί να επιτευχθεί με μεγαλύτερο βήμα αύξησης ή μείωσης της διαταραχής. Σε αυτή την περίπτωση, μπορεί να παρατηρηθεί έντονη ταλάντωση του συστήματος γύρω από το σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος.

Τέλος η μέθοδος της «επαυξητικής αγωγιμότητας» δεν έχει την ικανότητα εύρεσης του ολικού μέγιστου της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, όταν εκείνη λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης.

2.3 Μέθοδος της Κλασματικής Τάσης Ανοιχτού Κυκλώματος (Fractional Open-Circuit Voltage)

Αυτή η μέθοδος [1] βασίζεται στην κοντινή γραμμική σχέση (Σχέση 2-4) που υπάρχει ανάμεσα στην τάση του σημείου παραγωγής μέγιστης ισχύος της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στοιχείων, V_{MPP} και την τάση ανοικτού κυκλώματος V_{OC} μιας συστοιχίας φωτοβολταϊκών που λειτουργεί σε διαφορετικά επίπεδα ακτινοβολίας και θερμοκρασίας:

$$V_{MPP} \approx k_1 V_{OC} \tag{2-4}$$

όπου η σταθερά k_1 είναι ο γραμμικός συντελεστής που ενώνει τις δύο τάσεις V_{MPP} και V_{OC}. Επειδή ο συντελεστής k_1 είναι εξαρτημένος από τα χαρακτηριστικά της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών που χρησιμοποιείται, συνήθως πρέπει να υπολογιστεί εκ των πρότερων. Υπολογίζεται εμπειρικά μετρώντας τις τιμές των V_{MPP} και V_{OC} για την συγκεκριμένη συστοιχία φωτοβολταϊκών σε διαφορετικά επίπεδα ακτινοβολίας και θερμοκρασίας. Οι συνήθεις τιμές που αναφέρονται για τον συντελεστή k_1 είναι ανάμεσα στο 0.71 και 0.78.

Εφόσον είναι γνωστός ο συντελεστής k_1, η V_{MPP} μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας την σχέση (2-4) με την V_{OC} να υπολογίζεται περιοδικά απενεργοποιώντας στιγμιαία τον μετατροπέα DC/DC, γεγονός που προκαλεί προσωρινή απώλεια ενέργειας. Για να αποφευχθεί αυτή η διαδικασία χρησιμοποιούνται πειραματικά κελιά από τα οποία λαμβάνεται η μέτρηση της τιμής της V_{OC} [3]. Αυτά τα κελιά πρέπει να επιλεχθούν πολύ προσεκτικά ώστε να αναπαριστούν αρκετά ικανοποιητικά τα χαρακτηριστικά της συστοιχία των φωτοβολταϊκών.

Εφόσον έχει εκτιμηθεί η V_{MPP} μέσω του έλεγχου που εφαρμόζεται στον μετατροπέα με το PWM σήμα που στέλνεται από τον μικροελεγκτή και μέσω του αλγορίθμου που εκτελείται στον μικροελεγκτή, εκτελείται μία απλή επανάληψη έως ότου επιτευχθεί η επιθυμητή V_{MPP}.

Επειδή η σχέση (2-4) αποτελεί μία εκτίμηση, στην πραγματικότητα η συστοιχία των φωτοβολταϊκών ποτέ δεν λειτουργεί στο MPP. Επιπλέον η μέθοδος της «επαυξητικής αγωγιμότητας» δεν έχει την ικανότητα εύρεσης του ολικού μέγιστου της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, όταν εκείνη λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης. Σε κάποιες περιπτώσεις εφαρμογών φωτοβολταϊκών συστημάτων αυτή η μέθοδος μπορεί να είναι επαρκής, αλλά για τις περισσότερες μπορεί να θεωρηθεί ανεπαρκής. Παρόλα αυτά, η παραπάνω μέθοδος είναι μία πολύ εύκολη και φθηνή λύση γιατί δεν προϋποθέτει απαραίτητα ψηφιακή επεξεργασία σήματος (DSP) ή πολύπλοκο έλεγχο από μικροελεγκτή αλλά μπορεί να υλοποιηθεί και από απλά αναλογικά κυκλώματα.

2.4 Μέθοδος του Κλασματικού Ρεύματος Βραχυκυκλώματος (Fractional Short-Circuit Current)

Η μέθοδος του «κλασματικού ρεύματος βραχυκυκλώματος (Fractional Short-Circuit Current)» [3] βασίζεται στο γεγονός ότι κάτω από διαφορετικές ατμοσφαιρικές συνθήκες το ρεύμα που διατρέχει το κύκλωμα όταν η συστοιχία των φωτοβολταϊκών λειτουργεί στο MPP, $I_{MPP,}$ είναι σχεδόν γραμμικά εξαρτημένο με το ρεύμα βραχυκυκλώματος, I_{SC}, της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών όπως φαίνεται στην σχέση (2-5).

$$I_{MPP} \approx k_2 I_{SC} \tag{2-5}$$

Η σταθερά k_2 είναι ο γραμμικός συντελεστής που ενώνει τα δύο ρεύματα I_{MPP} και I_{SC} και όπως και στην προηγούμενη μέθοδο ευρίσκεται όταν η φωτοβολταϊκή συστοιχία λειτουργεί σε διαφορετικά επίπεδα ακτινοβολίας και θερμοκρασίας και καθορίζεται εκ των προτέρων. Οι συνήθεις τιμές που αναφέρονται για τον συντελεστή k_2 κυμαίνονται ανάμεσα στο 0.78 και 0.92. Αυτή η μέθοδος παρουσιάζει αρκετά προβλήματα. Συνήθως στον μετατροπέα DC/DC πρέπει να προστεθεί ένας επιπλέον διακόπτης, ώστε περιοδικά να δημιουργείται βραχυκύκλωμα στην συστοιχία των φωτοβολταϊκών και να μετριέται η τιμή του ρεύματος χρησιμοποιώντας ένα αισθητήρα ρεύματος. Τα παραπάνω αυξάνουν τον αριθμό των εξαρτημάτων του συστήματος και ταυτόχρονα το κόστος του. Επιπλέον, η παραγόμενη ενέργεια δεν παρουσιάζει απώλειες μόνο εξαιτίας του χρόνου που ο διακόπτης είναι κλειστός και μετριέται το ρεύμα αλλά και εξαιτίας του ότι στην πραγματικότητα η συστοιχία των φωτοβολταϊκών ποτέ δεν λειτουργεί στο MPP. Τέλος η μέθοδος της «επαυξητικής αγωγιμότητας» δεν έχει την ικανότητα εύρεσης του ολικού μέγιστου της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, όταν εκείνη λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης.

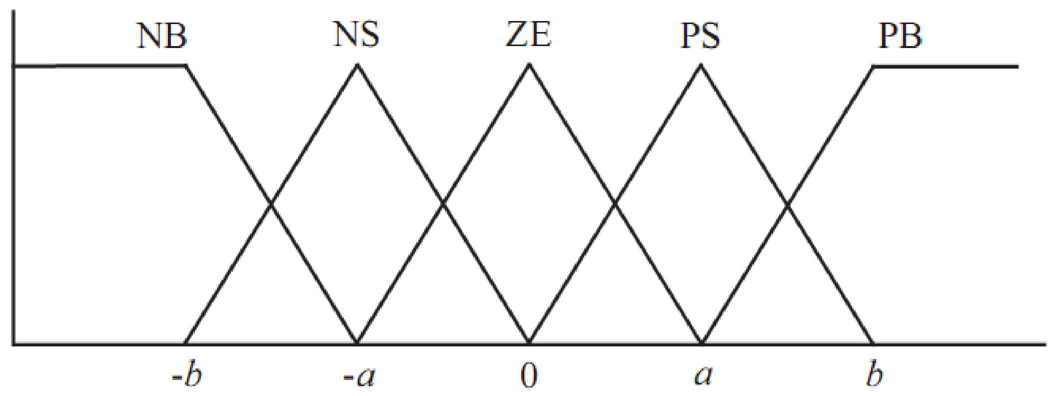
2.5 Μέθοδος Ελέγχου Ασαφούς Λογικής (Fuzzy Logic Control)

Την τελευταία δεκαετία έχουν κατασκευαστεί ελεγκτές χρησιμοποιώντας έλεγχο ασαφούς λογικής (Fuzzy Logic Control). Αυτοί οι ελεγκτές [4] έχουν ως πλεονεκτήματα ότι λειτουργούν με ανακριβείς εισόδους, ότι δεν χρειάζονται ένα ακριβές μαθηματικό μοντέλο και ότι διαχειρίζονται αποδοτικότερα την μη γραμμικότητα του συστήματος.

Ο έλεγχος ασαφής λογικής (Fuzzy Logic Control), γενικά αποτελείται από τρία στάδια [1] :

1. Ασαφοποίηση (fuzzification)
2. Συμβούλευση πίνακα κανόνων (rule base table lookup)
3. Αποασαφοποίηση (defuzzification)

Κατά την διάρκεια της ασαφοποίησης, οι αριθμητικές μεταβλητές της εισόδου μετατρέπονται σε γλωσσικές μεταβλητές στηριζόμενες σε μία συνάρτηση ιδιότητας μέλους παρόμοια με εκείνη που φαίνεται στο Σχήμα 2.5.



Σχήμα 2.5. Συνάρτηση ιδιότητας μέλους για εισόδους και εξόδους ενός ελεγκτή ασαφούς λογικής.

Σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιούνται πέντε επίπεδα ασαφοποίησης (fuzzy levels): α) NB – αρνητικό μεγάλο (negative big) β) NS – αρνητικό μικρό (negative small) γ) ZE – μηδέν (zero) δ) PS – θετικό μικρό (positive small) και ε) PB – θετικό μεγάλο (positive big). Στο σχήμα 2.5 οι μεταβλητές α και b καθορίζονται από το εύρος των τιμών που λαμβάνει η αριθμητική μεταβλητή.

Οι είσοδοι του μικροελεγκτή ασαφούς λογικής για την εύρεση του MPPT είναι συνήθως ένα σφάλμα *E* και μία μεταβολή του σφάλματος *ΔE.* Επειδή ο λόγος *DP/DV* εξαφανίζεται στο MPP χρησιμοποιείται η προσέγγιση:

$$E(n) = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \tag{2-6}$$

και

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \tag{2-7}$$

Όταν τα *E* και *ΔE* έχουν υπολογιστεί και μετατραπεί στις γλωσσικές μεταβλητές (linguistic variables), η έξοδος του μικροελεγκτή ασαφούς λογικής, η οποία είναι στην ουσία μια αλλαγή στο ρυθμό μετάβασης (duty cycle) του PWM σήματος που στέλνεται στον μετατροπέα DC/DC, ορίζεται μέσα από ένα πίνακα κανόνων όπως αυτόν του Σχήματος 2.6.

E \ ΔE	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	ZE	ZE	NB	NB	NB
NS	ZE	ZE	NS	NS	NS
ZE	NS	ZE	ZE	ZE	PS
PS	PS	PS	PS	ZE	ZE
PB	PB	PB	PB	ZE	ZE

Σχήμα 2.6. Πίνακας κανόνων ασαφούς λογικής.

Οι γλωσσικές μεταβλητές που καθορίζουν την σχετική διάρκεια αγωγής για τους διαφορετικούς συνδυασμούς του *E* και του *ΔE* εξαρτώνται από τον μετατροπέα DC/DC που χρησιμοποιείται, καθώς και από τη γνώση του σχεδιαστή του συστήματος. Οι κανόνες που εφαρμόζονται στο Σχήμα 2.7 στηρίζονται σε ένα μετατροπέα DC/DC ανύψωσης τάσης (DC/DC boost converter). Αν για παράδειγμα το τρέχον σημείο λειτουργίας είναι μακριά προς τα αριστερά από το MPP, σημαίνει ότι το E ισούται με PB, και το ΔE με ZE. Αν ζητούμενο είναι η αύξηση της σχετικής διάρκειας αγωγής, τότε η σχετική διάρκεια αγωγής πρέπει να γίνει PB για να επιτευχτεί η λειτουργία στο σημείο μέγιστης ισχύος MPP.

Τέλος στο στάδιο της αποασαφοποίησης (defuzzification), η έξοδος του μικροελεγκτή ασαφούς λογικής μετατρέπεται από μία γλωσσική μεταβλητή σε μία αριθμητική μεταβλητή χρησιμοποιώντας μια συνάρτηση σαν αυτή του Σχήματος 2.6. Αυτή η διαδικασία παρέχει ένα αναλογικό σήμα που θα ελέγξει την λειτουργία του διακόπτη του μετατροπέα DC/DC.

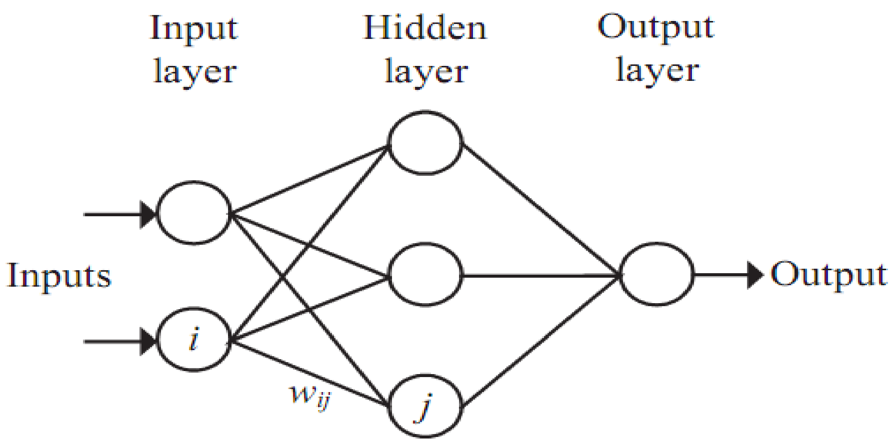
Οι μικροελεγκτές «ασαφούς λογικής» λειτουργούν αρκετά καλά υπό εναλλασσόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες. Ωστόσο η αποτελεσματικότητα τους εξαρτάται πολύ από την γνώση του σχεδιαστή του συστήματος στην επιλογή της παραμέτρου εισόδου E (σφάλμα – error) του συστήματος και στην δημιουργία του πίνακα κανόνων ασαφούς λογικής.

2.6 Μέθοδος Νευρωνικού Δικτύου (Neural Network)

Παράλληλα με τους μικροελεγκτές ασαφούς λογικής, δημιουργήθηκε και μία άλλη μέθοδος για εύρεση του σημείου λειτουργίας φωτοβολταϊκής συστοιχίας για μέγιστη ενεργειακή απόδοση, αυτή της μεθόδου του «νευρωνικού δικτύου», [5-9].

Τα νευρωνικά δίκτυα [1] συνήθως έχουν τρία επίπεδα: είσοδο, κρυφό και έξοδο όπως φαίνονται στο Σχήμα 2.7. Ο αριθμός των κόμβων σε κάθε επίπεδο διαφέρει και εξαρτάται από τον σχεδιαστή του συστήματος. Οι είσοδοι μπορούν να είναι ηλεκτρικοί παράμετροι της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών όπως η V_{OC} και το I_{SC} ή και ατμοσφαιρικά δεδομένα όπως η ακτινοβολία και η θερμοκρασία. Η έξοδος είναι συνήθως ένα ή περισσότερα σήματα όπως η σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle) του PWM σήματος που ελέγχει τον μετατροπέα DC/DC.

Το πόσο καλή σύγκλιση επιτυγχάνει η μέθοδος στο MPP εξαρτάται από τον αλγόριθμο που χρησιμοποιείται, από το κρυφό επίπεδο και από το πόσος πειραματισμός και δοκιμές έχουν γίνει στο νευρωνικό δίκτυο. Για να αναγνωριστεί με ακρίβεια το MPP πρέπει τα βάρη w_{ij} να καθοριστούν προσεκτικά μέσα από μία διαδικασία εκπαίδευσης. Τέλος η μέθοδος του «νευρωνικού δικτύου» δεν έχει την ικανότητα εύρεσης του ολικού μέγιστου της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, όταν εκείνη λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης.



Σχήμα 2.7. Παράδειγμα ενός νευρωνικού δικτύου.

2.7 Μέθοδος Ελέγχου Συσχετισμού Κυμάτωσης (Ripple Correlation Control)

Όταν μια συστοιχία φωτοβολταϊκών είναι συνδεδεμένη [1] σε ένα μετατροπέα DC/DC, η λειτουργία του διακόπτη του μετατροπέα έχει σαν αποτέλεσμα να εμφανίζεται κυμάτωση στην τάση και στο ρεύμα της συστοιχίας. Σαν επακόλουθο, η παραγόμενη ισχύς παρουσιάζει επίσης κυμάτωση. Η μέθοδος «έλεγχου συσχετισμού κυμάτωσης (Ripple Correlation Control)» χρησιμοποιεί αυτή την κυμάτωση για να οδηγηθεί και να συγκλίνει στο MPP. Συσχετίζει την παράγωγο ως προς τον χρόνο της ισχύος εξόδου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας P, με την παράγωγο ως προς τον χρόνο του ρεύματος I ή της τάσης V της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στοιχείων, για να οδηγήσει την κλίση της ισχύος στο μηδέν. Έτσι επιτυγχάνεται η σύγκλιση στο MPP.

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.1, αν η τάση V ή το ρεύμα αυξάνεται (dV/dt > 0 or dI/dt > 0) και αυξάνεται και η ισχύς (dP/dt > 0), τότε το τρέχον σημείο λειτουργίας βρίσκεται κάτω από το MPP ($V < V_{MPP}$ or $I < I_{MPP}$). Αντιθέτως αν η τάση V ή το ρεύμα αυξάνεται (dV/dt > 0 or dI/dt > 0) και η ισχύς μειώνεται (dP/dt < 0), τότε το τρέχον σημείο λειτουργίας βρίσκεται πάνω από το MPP ($V > V_{MPP}$ or $I > I_{MPP}$). Συνδυάζοντας τα παραπάνω, παρατηρείται ότι οι dP/dt, dV/dt ή οι dP/dt, dI/dt είναι θετικές στα αριστερά του MPP, αρνητικές στα δεξιά του MPP και μηδέν στο MPP.

Όταν ο μετατροπέας DC/DC που χρησιμοποιείται στο σύστημα είναι μετατροπέας ανύψωσης τάσης, αυξάνοντας τη σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle) αυξάνεται το ρεύμα του πηνίου, το οποίο είναι το ίδιο με εκείνο της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στοιχείων. Ταυτόχρονα όμως μειώνεται η τάση της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών. Επομένως η είσοδος του ελέγχου της σχετικής διάρκειας αγωγής δίνεται από την σχέση:

$$d(t) = -k_3 \int \frac{dP}{dt} \cdot \frac{dV}{dt} dt \qquad (2\text{-}8)$$

ή

$$d(t) = -k_3 \int \frac{dP}{dt} \cdot \frac{dI}{dt} dt \tag{2-9}$$

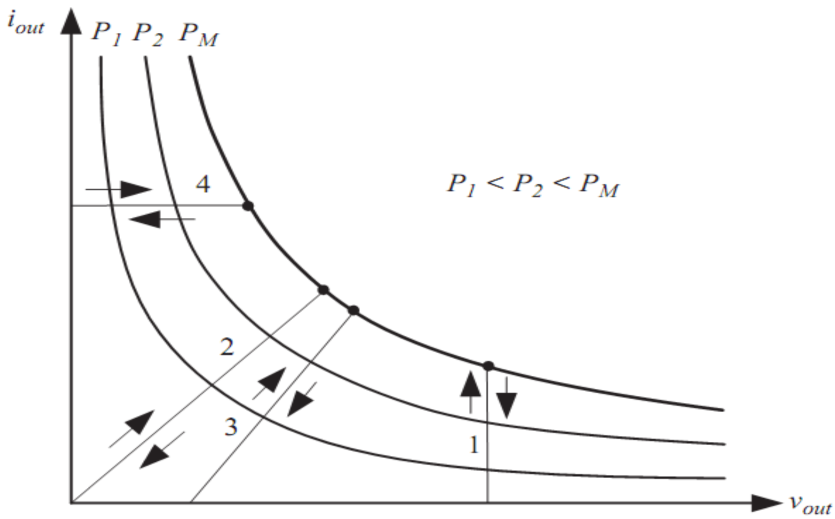
όπου το k_3 είναι μία θετική σταθερά. Ελέγχοντας τη σχετική διάρκεια αγωγής με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται ότι θα υπάρχει μόνιμη σύγκλιση της μεθόδου στο MPP.

Ένας τρόπος εκτίμησης των παραγώγων των σχέσεων (2-8) και (2-9) είναι η χρήση υψιπερατών φίλτρων με συχνότητα αποκοπής μεγαλύτερη από την συχνότητα κυματισμού. Ένας άλλος εύκολος τρόπος για να υπολογιστεί η παράγωγος του ρεύματος ως προς τον χρόνο στην εξίσωση (2-9) είναι να μετράται με ένα αισθητήρα η τάση του πηνίου του μετατροπέα DC/DC που είναι ανάλογη της παραγώγου του ρεύματος. Πειράματα έχουν δείξει ότι η μέθοδος «ελέγχου κυμάτωσης (RCC)» συγκλίνει αρκετά γρήγορα και με μεγάλη ακρίβεια στο MPP κάτω από μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες (ακτινοβολία, θερμοκρασία). Επιπλέον είναι αρκετά απλή στην υλοποίηση της καθώς και οικονομική. Ίσως όμως το σπουδαιότερο χαρακτηριστικό της είναι ότι δεν χρειάζεται πληροφορίες για τα χαρακτηριστικά της συγκεκριμένης συστοιχίας που θα εφαρμοστεί. Αυτό την καθιστά ικανή να τοποθετηθεί σε οποιοδήποτε σύστημα φωτοβολταϊκών στοιχείων. Τέλος η μέθοδος «Ελέγχου Συσχετισμού Κυμάτωσης» δεν έχει την ικανότητα εύρεσης του ολικού μέγιστου της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, όταν εκείνη λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης.

2.8 Μέθοδος της Μεγιστοποίησης της Τάσης ή του Ρεύματος του Φορτίου (Load Current or Load Voltage Maximization)

Σε ένα σύστημα όπου η συστοιχία των φωτοβολταϊκών είναι συνδεδεμένη με ένα μετατροπέα DC/DC, αν μεγιστοποιηθεί η ισχύς που παράγεται από την συστοιχία, μεγιστοποιείται και η ισχύς στην έξοδο του μετατροπέα και στην είσοδο του φορτίου. Συνεπώς σε ένα μετατροπέα χωρίς απώλειες ενέργειας, μεγιστοποιώντας την ισχύ εξόδου του μεγιστοποιείται και η ισχύς εισόδου του [1].

Το φορτίο που χρησιμοποιείται σε συστήματα φωτοβολταϊκών στοιχείων μπορεί να είναι τύπου πηγής-τάσης, πηγής-ρεύματος, ωμικά φορτία ή ένας συνδυασμός των προηγουμένων όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.8. Από αυτό το σχήμα παρατηρούμε ότι αν το φορτίο είναι τύπου πηγής τάσης (voltage-source), το ρεύμα του φορτίου, I_{out}, πρέπει να μεγιστοποιηθεί για να επιτευχθεί η μέγιστη ισχύς εξόδου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, P_M. Για φορτίο τύπου πηγής ρεύματος (current-source) αντίστοιχα, θα πρέπει να μεγιστοποιηθεί η τάση του φορτίου V_{out}. Για τους άλλους τύπους φορτίου μπορεί να μεγιστοποιηθεί είτε η τάση V_{out} είτε το ρεύμα I_{out}. Συνεπώς, εφόσον αρκεί η μεγιστοποίηση μίας παραμέτρου για κάθε τύπο φορτίου, είναι αρκετός ένας αισθητήρας για την μέτρηση της τιμής της παραμέτρου αυτής.



Σχήμα 2.8. Διάφοροι τύποι φορτίων : 1-πηγής-τάσης, 2-ωμικό, 3-ωμικό και πηγής-τάσης, 4-πηγής-ρεύματος.

Στην πλειοψηφία των φωτοβολταϊκών συστημάτων, χρησιμοποιείται μία μπαταρία [11-15] ως κύριο φορτίο ή σαν εφεδρικό. Η μπαταρία μπορεί να θεωρηθεί ως φορτίο πηγής-τάσης και συνεπώς μπορεί να χρησιμοποιηθεί το ρεύμα του φορτίου ως παράμετρος ελέγχου του συστήματος. Η τιμή της μέτρησης του ρεύματος του φορτίου χρησιμοποιείται σαν παράμετρος από το σύστημα και η παραγόμενη ισχύς της φωτοβολταϊκής συστοιχίας μεγιστοποιείται όταν μεγιστοποιηθεί το ρεύμα του φορτίου. Η λειτουργία όμως στο πραγματικό MPP δεν επιτυγχάνεται σχεδόν ποτέ στην πράξη επειδή αυτή η μέθοδος στηρίζεται στην υπόθεση ότι δεν υπάρχουν απώλειες στον μετατροπέα DC/DC. Τέλος η μέθοδος της «μεγιστοποίησης της τάσης ή του ρεύματος του φορτίου» δεν έχει την ικανότητα εύρεσης του ολικού μέγιστου της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, όταν εκείνη λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης.

2.9 dP/dV ή dP/dI έλεγχος με ανάδραση

Αξιοποιώντας τις δυνατότητες των μικροελεγκτών και της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος για διαχείριση περίπλοκων πράξεων, αναπτύχθηκε μία ακόμα μέθοδος για την εύρεση του σημείου παραγωγής μέγιστης ισχύος ενός φωτοβολταϊκού συστήματος. Αυτή η μέθοδος υπολογίζει την κλίση (dP/dV ή dP/dI) της καμπύλης της ισχύος και την ανατροφοδοτεί στον μετατροπέα DC/DC με κάποιον έλεγχο ώστε να την οδηγήσει στο μηδέν [16-20].

Για τον υπολογισμό της κλίσης (dP/dV ή dP/dI) της καμπύλης της ισχύος έχουν αναπτυχθεί διάφορες μέθοδοι. Μία από αυτές υπολογίζει την κλίση dP/dV και αποθηκεύει το πρόσημο της για ένα μικρό αριθμό τελευταίων επαναλήψεων. Κατόπιν στηριζόμενη σε αυτά τα πρόσημα αυξάνει ή μειώνει την σχετική διάρκεια αγωγής ώστε να οδηγήσει το σύστημα στο MPP. Μία εναλλακτική μέθοδος χρησιμοποιεί μία διαδικασία γραμμικοποίησης για να υπολογίσει την dP/dV.

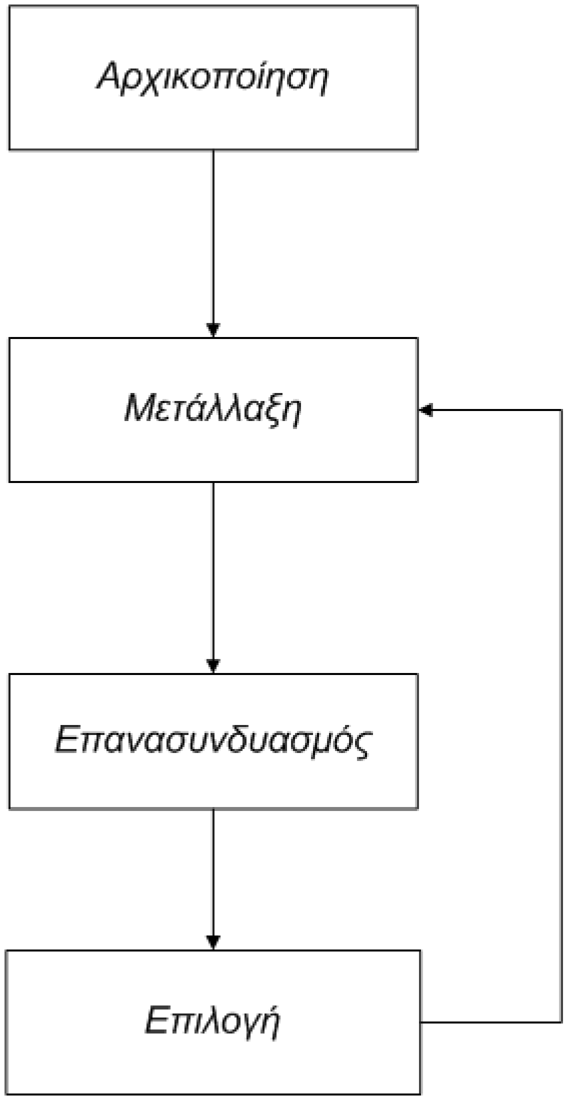
Όταν υπολογιστεί η κλίση (dP/dV ή dP/dI) της καμπύλης της ισχύος, αποθηκεύεται το πρόσημο της για τους τελευταίους κύκλους. Βασιζόμενη σε αυτά τα πρόσημα η σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle) του σήματος PWM που ελέγχει τον μετατροπέα DC/DC αυξάνεται ή μειώνεται κατάλληλα ώσπου να φτάσει στο MPP. Σε κάποια άλλη μέθοδο η τάση της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών αυξάνεται και μειώνεται περιοδικά και η dP/dV συγκρίνεται με ένα όριο μέχρι το σύστημα να συγκλίνει στο MPP. Η σύγκλιση στο MPP των μεθόδων αυτών επιτυγχάνεται σε κάποιες δεκάδες milliseconds [18]. Ωστόσο η μέθοδος του «ελέγχου με ανάδραση της dP/dV ή dP/dI» δεν έχει την ικανότητα εύρεσης του ολικού μέγιστου της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, όταν εκείνη λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης.

2.10 Μέθοδος Διαφορικής Εξέλιξης (Differential Evolution)

Ο αλγόριθμος της «διαφορικής εξέλιξης» είναι μέλος των γενετικών αλγορίθμων και είναι ένας στοχαστικός αλγόριθμος που βασίζεται σε πληθυσμούς, για την βελτιστοποίηση μίας συνάρτησης πολλών παραμέτρων. Η διαδικασία βελτιστοποίησης ακολουθεί την λογική των γενετικών αλγορίθμων. Παρακάτω θα γίνει μία γενική περιγραφή του αλγορίθμου.

Ο αλγόριθμος της «διαφορικής εξέλιξης» όπως φαίνεται και από το Σχήμα 2.9, περιλαμβάνει τέσσερα στάδια [21]. Στο πρώτο στάδιο ο πληθυσμός αρχικοποιείτε με τυχαίο τρόπο. Στο δεύτερο στάδιο ο αλγόριθμος εφαρμόζει μετάλλαξη σαν μέθοδο εύρεσης και επιλογής, για να ερευνήσει ενδεχόμενες βέλτιστες περιοχές ανάμεσα στον πληθυσμό. Σε κάθε επανάληψη του αλγόριθμου που ονομάζεται γενιά, διαφορετικές τιμές του πληθυσμού σχηματίζουν διανύσματα τα οποία ονομάζονται διανύσματα βάσης. Για κάθε τέτοιο διάνυσμα η διαδικασία της μετάλλαξης σχηματίζει ένα καινούριο διάνυσμα, αθροίζοντας την σταθμισμένη διαφορά μεταξύ δύο τυχαία επιλεγμένων διανυσμάτων σε ένα τρίτο. Κατόπιν η διαδικασία του επανασυνδυασμού δημιουργεί ένα καινούριο διάνυσμα που ονομάζεται δοκιμαστικό, αναμιγνύοντας τις παραμέτρους του διανύσματος που προήλθε από την μετάλλαξη με το διάνυσμα βάσης. Αν το δοκιμαστικό διάνυσμα προσφέρει καλύτερη απόδοση από το διάνυσμα βάσης, το δοκιμαστικό διάνυσμα αντικαθιστά το διάνυσμα βάσης στην επόμενη γενιά.

Ο αλγόριθμος της «διαφορικής εξέλιξης» μπορεί να εφαρμοστεί για την εύρεση του σημείου παραγωγής μέγιστης ισχύος μίας φωτοβολταϊκής συστοιχίας χρησιμοποιώντας ως πληθυσμό την τάση εξόδου της συστοιχίας ή την σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM που ελέγχει τον διακόπτη ενός μετατροπέα DC/DC, ώστε να βελτιστοποιήσει την συνάρτηση της ισχύος εξόδου της συστοιχίας. Η μέθοδος της «διαφορικής εξέλιξης» μπορεί να επιτύχει σύγκλιση του συστήματος στο ολικό μέγιστο της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της εξόδου της συστοιχίας όταν εκείνη λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης. Η μέθοδος αυτή υλοποιήθηκε στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας και αναλύεται περαιτέρω στο Κεφάλαιο 4.3.3.



Σχήμα 2.9. Γενικό διάγραμμα ροής ενός αλγορίθμου «διαφορικής εξέλιξης».

2.11 Μέθοδος Βελτιστοποίησης Σμηνών Σωματιδίων (Particle Swarm Optimization – PSO)

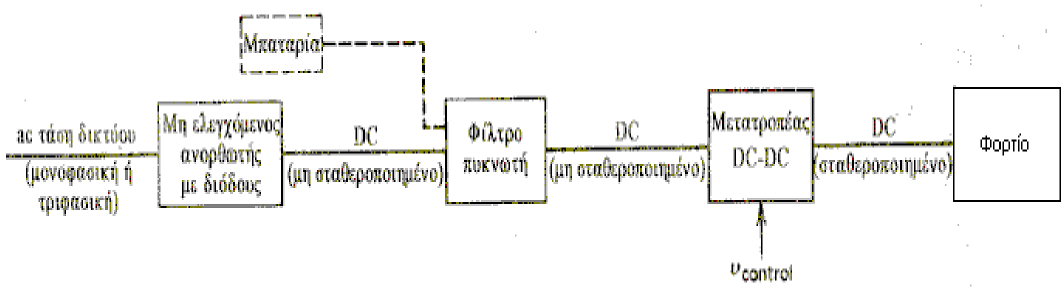
Η μέθοδος «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων - PSO» είναι μία απλή και αποτελεσματική μέθοδος που μπορεί να εφαρμοστεί σε μία συνάρτηση με πολλές παραμέτρους και πολλά τοπικά μέγιστα για την βελτιστοποίηση της [22]. Για την υλοποίηση της χρησιμοποιούνται διαφορετικοί συνεργαζόμενοι πράκτορες, οι οποίοι μοιράζονται και ανταλλάσουν πληροφορίες που αποκτούν κατά την προσωπική εξέλιξη της έρευνας τους. Κάθε πράκτορας κινείται με ένα βηματισμό v(i), όπου i είναι ο αριθμός επανάληψης της εκτέλεσης του αλγορίθμου, στο διάστημα τιμών και η κίνηση του εξαρτάται από δύο παράγοντες: 1) την προηγούμενη καλύτερη θέση του και 2) την καλύτερη θέση που έχει ανακαλυφθεί γενικά από όλους τους πράκτορες. Οι νέες θέσεις στις οποίες καταφθάνουν οι πράκτορες, ελέγχονται κάθε φορά για την απόδοση τους σε σύγκριση με τις προηγούμενες. Κάθε πράκτορας διατηρεί την θέση από την οποία είχε διέλθει και ήταν η αποδοτικότερη. Ταυτόχρονα συνεχώς αποθηκεύεται και η καλύτερη θέση μεταξύ των καλύτερων θέσεων των πρακτόρων.

Ο αλγόριθμος της «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων» μπορεί να εφαρμοστεί για την εύρεση του σημείου παραγωγής μέγιστης ισχύος μίας φωτοβολταϊκής συστοιχίας χρησιμοποιώντας ως διάστημα τιμών την τάση εξόδου της συστοιχίας ή την σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM που ελέγχει τον διακόπτη ενός μετατροπέα DC/DC, ώστε να βελτιστοποιήσει την συνάρτηση της ισχύος εξόδου της συστοιχίας. Η μέθοδος της «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων» μπορεί να επιτύχει σύγκλιση του συστήματος στο ολικό μέγιστο της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της εξόδου της συστοιχίας όταν εκείνη λειτουργεί σε συνθήκες μερικής σκίασης. Η μέθοδος αυτή υλοποιήθηκε στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας και αναλύεται περαιτέρω στο Κεφάλαιο 4.3.4.

3. Διακοπτικοί μετατροπείς DC/DC

3.1 Εισαγωγή

Οι μετατροπείς DC/DC [25] χρησιμοποιούνται ευρέως σε σταθεροποιημένα DC τροφοδοτικά διακοπτικού τύπου και σε εφαρμογές DC κινητήριων συστημάτων. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1 συχνά η είσοδος αυτών των μετατροπέων είναι μία μη σταθεροποιημένη DC τάση, η οποία η οποία λαμβάνεται με ανόρθωση της τάσης του δικτύου. Αυτή η DC τάση παρουσιάζει αυξομειώσεις εξαιτίας των μεταβολών της τάσης του δικτύου. Οι διακοπτικοί DC/DC μετατροπείς χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή της μη σταθεροποιημένης DC εισόδου σε μια ελεγχόμενη DC έξοδο.



Σχήμα 3.1. Το γενικό διάγραμμα του μετατροπέα DC/DC.

Οι βασικοί τύποι των μετατροπέων DC/DC είναι οι παρακάτω:

1. Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης,
2. Μετατροπέας ανύψωσης τάσης,
3. Μικτός (υποβιβασμού-ανύψωσης τάσης) μετατροπέας,
4. Μετατροπέας του Cuk και
5. Μετατροπέας με πλήρη γέφυρα.

Από τους παραπάνω πέντε τύπους μετατροπέων μόνο ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης και ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης είναι οι βασικές τοπολογίες. Ο μετατροπέας του Cuk και ο μικτός μετατροπέας είναι συνδυασμοί των βασικών τοπολογιών. Ο μετατροπέας με πλήρη γέφυρα προκύπτει από το μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

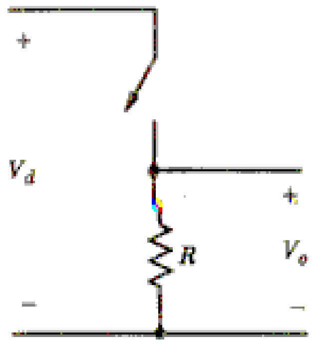
Ο τύπος μετατροπέα που χρησιμοποιήθηκε κατά της διάρκεια εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι ο τύπος του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης και θα εξεταστεί παρακάτω. Θα εξεταστεί στην κατάσταση μόνιμης ισορροπίας όπου ο διακόπτης θα θεωρείται ιδανικός και οι απώλειες στα χωρητικά και επαγωγικά στοιχεία θα αγνοούνται.

Η DC πηγή τάσης στην είσοδο των μετατροπέων θεωρείται ότι έχει μηδενική εσωτερική αντίσταση. Μπορεί να είναι ένας συσσωρευτής· ωστόσο στις περισσότερες περιπτώσεις, η είσοδος είναι μια AC τάση δικτύου ανορθωμένη με διόδους και με ένα μεγάλο πυκνωτή εξομάλυνσης όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1, ώστε να έχει χαμηλή εσωτερική σύνθετη αντίσταση και να λειτουργεί ως πηγή DC τάσης με μικρή κυμάτωση.

Στη βαθμίδα εξόδου του μετατροπέα, αναπόσπαστο κομμάτι του είναι ένα μικρό φίλτρο. Η έξοδος θεωρείται ότι τροφοδοτεί ένα φορτίο που μπορεί να παρασταθεί με μια ισοδύναμη αντίσταση. Ένα φορτίο DC κινητήρα (η άλλη εφαρμογή αυτών των μετατροπέων) μπορεί να παρασταθεί με μια DC τάση σε σειρά με την αντίσταση και την αυτεπαγωγή του τυλίγματος του κινητήρα.

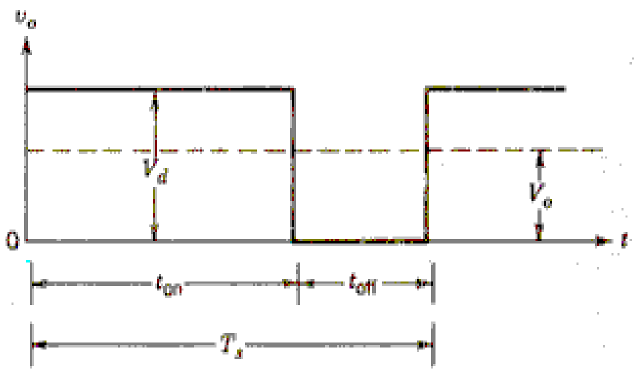
3.2 Έλεγχος των μετατροπέων DC/DC

Στους μετατροπείς αυτούς η DC τάση εξόδου πρέπει να ελέγχεται, ώστε να είναι σε ένα επιθυμητό επίπεδο, ανεξάρτητα από το γεγονός ότι η τάση εισόδου και το φορτίο μπορούν να αυξομειώνονται [25]. Οι DC/DC μετατροπείς διακοπτικού τύπου χρησιμοποιούν έναν ή περισσότερους διακόπτες για το μετασχηματισμό της DC τάσης από ένα επίπεδο σε ένα άλλο. Σ' ένα DC/DC μετατροπέα με δεδομένη τάση εισόδου, η μέση τάση εξόδου ρυθμίζεται ελέγχοντας τους χρόνους έναυσης και σβέσης (t_{on} και t_{off}) των διακοπτών. Για να καταστεί φανερή η αρχή της μετατροπής διακοπτικού τύπου ας θεωρηθεί ένας βασικός DC/DC μετατροπέας, όπως αυτός του Σχήματος 3.2.



Σχήμα 3.2 Βασικός DC/DC μετατροπέας.

Η μέση τιμή, V_o, της τάσης εξόδου v_o στο Σχήμα 3.3 εξαρτάται από τους χρόνους t_{on} και t_{off}.



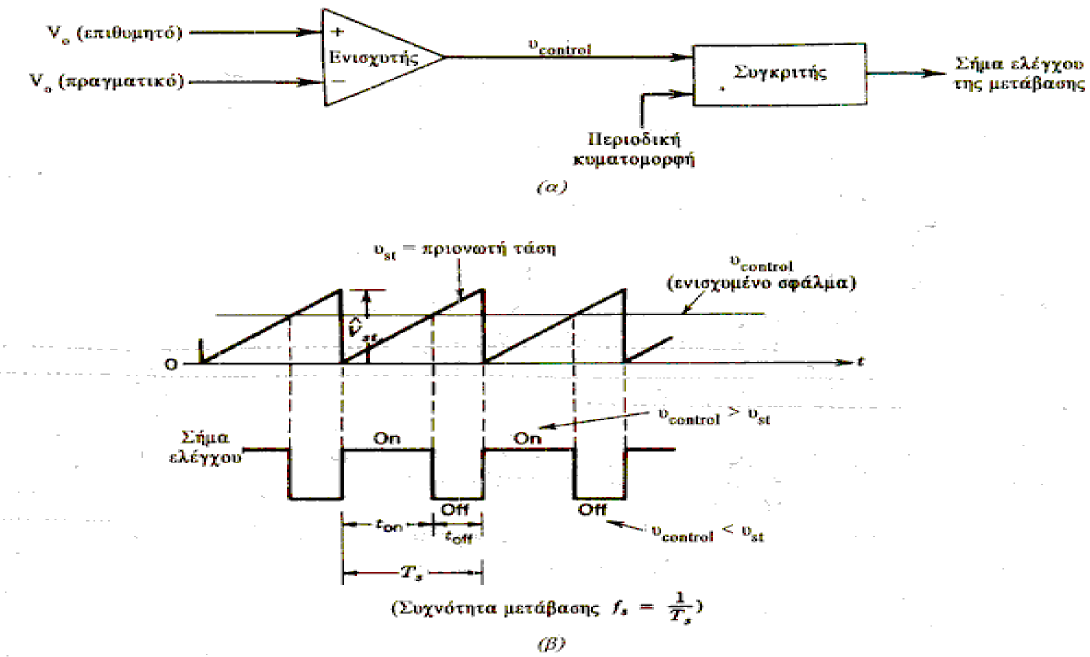
Σχήμα 3.3 . Χρόνοι σβέσης και έναυσης του μετατροπέα.

Μια από τις μεθόδους ελέγχου της μέσης τιμής της τάσης εξόδου χρησιμοποιεί σταθερή συχνότητα μετάβασης (και συνεπώς σταθερή περίοδο μετάβασης $T_s = t_{on} + t_{off}$) και ρύθμιση της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Σ' αυτήν τη μέθοδο που ονομάζεται *μετάβαση με διαμόρφωση εύρους παλμών* (Pulse-Width Modulation, PWM) μεταβάλλεται η *σχετική διάρκεια αγωγής* (duty cycle) D που ορίζεται ως ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός προς την περίοδο μετάβασης:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \tag{3-1}$$

Η άλλη μέθοδος ελέγχου είναι γενικότερη. Σύμφωνα με αυτήν μεταβάλλονται, τόσο η συχνότητα μετάβασης, όσο και η διάρκεια κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Οι μεταβολές της συχνότητας μετάβασης καθιστούν δύσκολο το φιλτράρισμα της κυμάτωσης των κυματομορφών εισόδου και εξόδου.

Στη διαμόρφωση PWM με σταθερή συχνότητα μετάβασης, το σήμα ελέγχου του διακόπτη, το οποίο ελέγχει την κατάσταση του (ανοιχτός ή κλειστός), παράγεται με τη σύγκριση του επιπέδου τάσης του σήματος ελέγχου $v_{control}$ με μια περιοδική κυματομορφή σταθερού πλάτους, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.4. PWM διαμόρφωση: (α) λειτουργικό διάγραμμα και (β) σήματα συγκριτή.

Γενικά το σήμα της τάσης ελέγχου λαμβάνεται ενισχύοντας το σφάλμα ή τη διαφορά μεταξύ της πραγματικής τάσης εξόδου και της επιθυμητής της τιμής. Η συχνότητα της περιοδικής κυματομορφής (συνήθως είναι πριονωτή), καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης. Στον έλεγχο με PWM η συχνότητα αυτή διατηρείται σταθερή και επιλέγεται σε μια περιοχή από μερικά kHz μέχρι μερικές εκατοντάδες kHz. Όταν το ενισχυμένο σήμα σφάλματος, που μεταβάλλεται πολύ αργά με το χρόνο σε σχέση με τη συχνότητα μετάβασης, είναι μεγαλύτερο από την πριονωτή κυματομορφή, το σήμα ελέγχου του διακόπτη τίθεται σε υψηλή στάθμη, προκαλώντας το κλείσιμο του διακόπτη. Διαφορετικά, ο διακόπτης είναι ανοιχτός. Σύμφωνα με το σχήμα 3.4, η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να εκφραστεί, ως συνάρτηση της $v_{control}$ και του πλάτους της πριονωτής κυματομορφής V_{st}, με τη σχέση:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{V_{st}} \tag{3-2}$$

Οι DC/DC μετατροπείς μπορούν να λειτουργούν με δυο διαφορετικούς τρόπους:

1. Με συνεχή αγωγή ρεύματος,
2. Με ασυνεχή αγωγή ρεύματος.

Στην πράξη ένας μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί και με τους δυο τρόπους, οι οποίοι έχουν έντονα διαφορετικά χαρακτηριστικά.

3.3 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης

3.3.1 Γενικά

Όπως υποδηλώνει το όνομα του, ένας μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (step down ή buck converter) παράγει μια τάση εξόδου χαμηλότερη από τη DC τάση εισόδου, V_d. Η κύρια εφαρμογή του είναι τα σταθεροποιημένα DC διακοπτικά τροφοδοτικά και ο έλεγχος της ταχύτητας των DC κινητήρων [24].

Το βασικό κύκλωμα του Σχήματος 3.2 αποτελεί έναν μετατροπέα υποβιβασμού τάσης για ένα καθαρά ωμικό φορτίο. Θεωρώντας έναν ιδανικό διακόπτη και ένα καθαρά ωμικό φορτίο, η στιγμιαία τάση εξόδου εξαρτάται από την κατάσταση του διακόπτη. Από το σχήμα 3.3 μπορεί να υπολογιστεί η μέση τιμή της τάσης εξόδου ως συνάρτηση της σχετικής διάρκειας αγωγής D:

$$V_o = \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} u_o(t)dt = \frac{1}{T_s}\left(\int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0dt\right) = \frac{t_{on}}{T_s}V_d = DV_d \qquad (3\text{-}3)$$

Αντικαθιστώντας στην (3-3) το D από την (3-2) προκύπτει:

$$V_o = \frac{V_d}{V_{st}} u_{control} = k u_{control} \qquad (3\text{-}4)$$

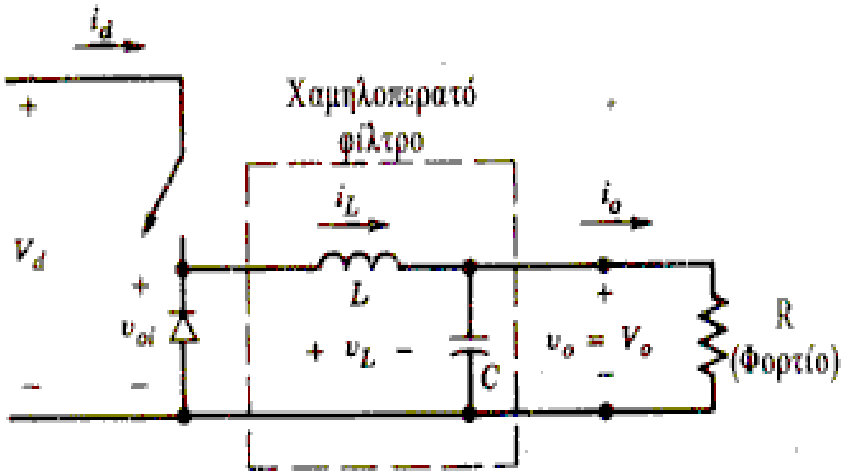
όπου:

$$k = \frac{V_d}{V_{st}} = \text{σταθερά} \qquad (3\text{-}5)$$

Η V_o μπορεί να ελεγχθεί μεταβάλλοντας το λόγο t_{on}/T_s. Μια άλλη σημαντική παρατήρηση είναι ότι η μέση τιμή της τάσης εξόδου V_o μεταβάλλεται γραμμικά με την τάση ελέγχου, όπως στην περίπτωση των γραμμικών ενισχυτών. Σε μια πρακτική εφαρμογή το προηγούμενο κύκλωμα έχει δυο μειονεκτήματα:

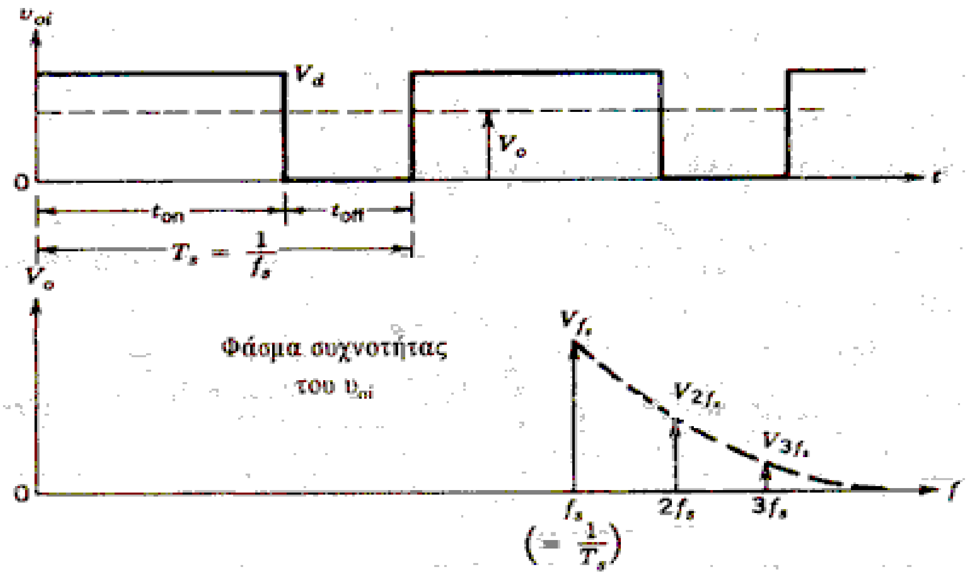
1. Στην πράξη το φορτίο θα είναι επαγωγικό. Ακόμη και με ένα ωμικό φορτίο, θα υπάρχει πάντα κάποια παρασιτική αυτεπαγωγή. Αυτό σημαίνει ότι ο διακόπτης θα πρέπει να απορροφά (ή να καταναλώνει) την ενέργεια που αποθηκεύεται στην αυτεπαγωγή και για το λόγο αυτό μπορεί να καταστραφεί.
2. Η τάση εξόδου κυμαίνεται μεταξύ 0 και V_d, γεγονός μη αποδεκτό στις περισσότερες εφαρμογές.

Το πρόβλημα της αποθηκευμένης ενέργειας λύνεται με τη χρήση μιας διόδου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.5.

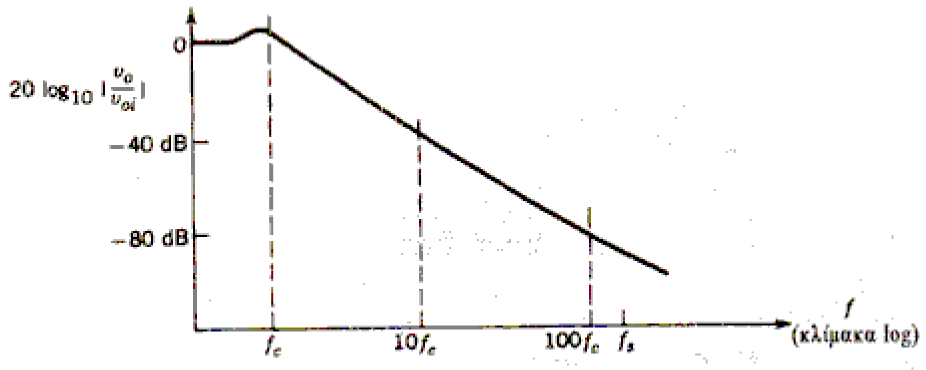


Σχήμα 3.5. Σχηματικό διάγραμμα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

Οι διακυμάνσεις της τάσης εξόδου ελαττώνονται κατά πολύ με τη χρήση ενός χαμηλοπερατού φίλτρου, το οποίο αποτελείται από ένα πηνίο και έναν πυκνωτή. Στο Σχήμα 3.6 φαίνεται η κυματομορφή της εισόδου v_{oi} του φίλτρου (που είναι ίδια με την τάση εξόδου του Σχήματος 3.3 χωρίς το φίλτρο). Αυτή αποτελείται από ένα DC όρο V_o, τις αρμονικές στη συχνότητα μετάβασης f_s και στις πολλαπλάσιες τις όπως φαίνεται στο σχήμα 3.6. Η απόκριση συχνότητας του φίλτρου, με την απόσβεση που προκαλείται από το ωμικό φορτίο R, φαίνεται στο Σχήμα 3.7. Η συχνότητα αποκοπής f_c αυτού του φίλτρου επιλέγεται πολύ μικρότερη από τη συχνότητα μετάβασης, εξαλείφοντας ουσιαστικά την κυμάτωση στη συχνότητα μετάβασης από την τάση εξόδου.



Σχήμα 3.6 Η κυματομορφή της τάσης εξόδου του φίλτρου.



Σχήμα 3.7 Η απόκριση συχνότητας του φίλτρου.

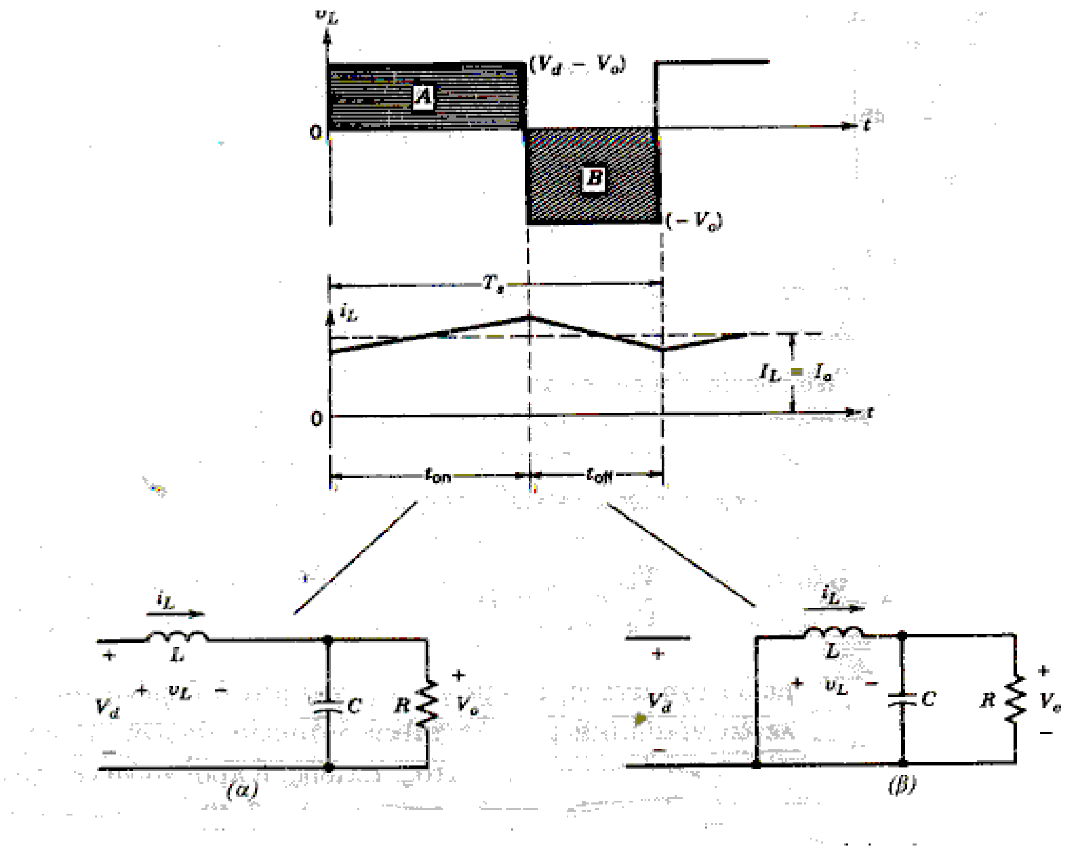
Όσο ο διακόπτης είναι κλειστός, η δίοδος του Σχήματος 3.5 πολώνεται ανάστροφα και η είσοδος παρέχει ενέργεια, τόσο στο φορτίο, όσο και στο πηνίο. Όσο ο διακόπτης είναι ανοιχτός, το ρεύμα του πηνίου ρέει δια μέσου της διόδου, μεταφέροντας μέρος της αποθηκευμένης ενέργειας στο φορτίο.

Στην ανάλυση κατά τη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας, που παρουσιάστηκε εδώ, ο πυκνωτής εξομάλυνσης θεωρείται πολύ μεγάλος, όπως συμβαίνει συνήθως σε εφαρμογές που απαιτούν μια σχεδόν σταθερή στιγμιαία τάση εξόδου $v_0(t) \approx V_0$. Η κυμάτωση στην τάση του πυκνωτή (τάση εξόδου) θα υπολογιστεί στη συνέχεια.

Από το Σχήμα 3.5 παρατηρείται ότι σε ένα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, το μέσο ρεύμα του πηνίου ισούται με το μέσο ρεύμα εξόδου I_o, εφόσον το ρεύμα του πυκνωτή στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας είναι μηδέν.

3.3.2 Λειτουργία με συνεχή αγωγή ρεύματος

Στο Σχήμα 3.8 φαίνονται οι κυματομορφές της λειτουργίας με συνεχή αγωγή ρεύματος, όπου το ρεύμα του πηνίου ρέει συνεχώς ($i_L(t) > 0$) [24].



Σχήμα 3.8. Οι καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα: (α) διακόπτης κλειστός, (β) διακόπτης ανοικτός.

Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, για ένα χρονικό διάστημα t_{on}, αυτός άγει το ρεύμα του πηνίου και η δίοδος πολώνεται ανάστροφα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη μιας θετικής τάσης $v_L = V_d - V_o$ στα άκρα του πηνίου του Σχήματος 3.8(α). Η τάση αυτή προκαλεί μια γραμμική αύξηση στο ρεύμα του πηνίου i_L. Όταν ο διακόπτης ανοίξει, εξαιτίας της αποθηκευμένης ενέργειας στο πηνίο, το i_L συνεχίζει να ρέει. Το ρεύμα αυτό ρέει τώρα δια μέσου της διόδου και $v_L = -V_o$ όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.8(β).

Εφόσον στην μόνιμη κατάσταση ισορροπίας η κυματομορφή πρέπει να επαναλαμβάνεται σε κάθε περίοδο, το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου v_L στο διάστημα μιας περιόδου πρέπει να είναι μηδέν, όπου $T_s = t_{on} + t_{off}$:

$$\int_0^{T_s} u_L dt = \int_0^{t_{on}} u_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} u_L dt = 0 \qquad (3\text{-}6)$$

Στο σχήμα 3.8 η προηγούμενη εξίσωση σημαίνει ότι τα εμβαδά A και B πρέπει να είναι ίσα.

Επομένως

$$\left(V_d - V_o\right)t_{on} = V_o\left(T_s - t_{on}\right) \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \qquad (3\text{-}7)$$

Άρα κατά τη λειτουργία με συνεχή αγωγή του ρεύματος, για μια δεδομένη τάση εισόδου, η τάση εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με τη σχετική διάρκεια αγωγής D και δεν εξαρτάται από καμιά άλλη παράμετρο του κυκλώματος. Επίσης, η προηγούμενη εξίσωση μπορεί να προκύψει, παίρνοντας απλά τη μέση τιμή της v_{oi} στο Σχήμα 3.6 και επειδή η μέση τάση στα άκρα του πηνίου στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας είναι μηδέν:

$$\frac{V_d \cdot t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_s} = V_o \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \qquad (3\text{-}8)$$

Αγνοώντας τις απώλειες ισχύος που σχετίζονται με όλα τα στοιχεία του κυκλώματος, η ισχύς εισόδου P_d ισούται με την ισχύ εξόδου P_o:

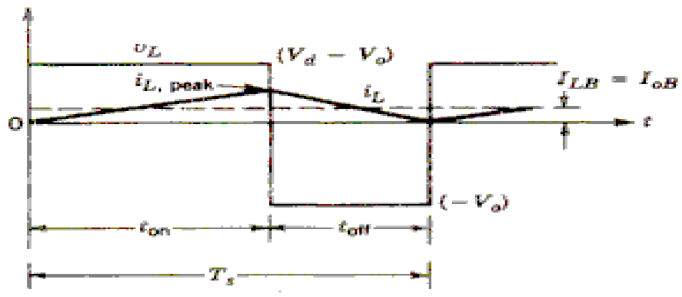
$$P_d = P_o \Rightarrow V_d I_d = V_o I_o \Rightarrow \frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \qquad (3\text{-}9)$$

Άρα στη λειτουργία με συνεχή αγωγή του ρεύματος, ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης ισοδυναμεί με ένα «DC μετασχηματιστή», όπου ο λόγος μετασχηματισμού του ισοδύναμου αυτού μετασχηματιστή μπορεί να ρυθμίζεται συνεχώς, με ηλεκτρονικό τρόπο, σε μια περιοχή από 0 μέχρι 1 ελέγχοντας τη σχετική διάρκεια του παλμού.

Παρατηρείται ότι παρά το ότι το μέσο ρεύμα εισόδου, I_d, ακολουθεί τη σχέση του μετασχηματιστή, η κυματομορφή του στιγμιαίου ρεύματος εισόδου μεταπηδά από μια μέγιστη τιμή στο μηδέν κάθε φορά που ο διακόπτης ανοίγει. Άρα, ενδέχεται να απαιτηθεί ένα κατάλληλο φίλτρο στην είσοδο για να εξαλείψει τις ανεπιθύμητες επιδράσεις των αρμονικών του ρεύματος.

3.3.3 Όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής

Παρακάτω διαμορφώνονται οι εξισώσεις που δείχνουν την επίδραση των διαφόρων παραμέτρων του κυκλώματος στον τρόπο αγωγής του ρεύματος του πηνίου (συνεχή ή ασυνεχή). Οι κυματομορφές των v_L και i_L στο όριο λειτουργίας συνεχούς αγωγής δίνονται στο Σχήμα 3.9.



Σχήμα 3.9 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος του πηνίου στο όριο λειτουργίας συνεχούς αγωγής.

Στο όριο μεταξύ των δυο λειτουργιών συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής ρεύματος, το ρεύμα του πηνίου i_L μηδενίζεται στο τέλος της περιόδου κατά την οποία ο διακόπτης είναι ανοιχτός.

Στο όριο αυτό, το μέσο ρεύμα του πηνίου, όπου ο δείκτης B αναφέρεται στο όριο (boundary), είναι:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{t_{on}}{2L}\left(V_d - V_o\right) = \frac{DT_s}{2L}\left(V_d - V_o\right) = I_{oB} \qquad (3\text{-}10)$$

Επομένως, σε κάποια κατάσταση λειτουργίας (με ένα δεδομένο σύνολο τιμών για τα T_s, V_d, V_o, L και D), αν το μέσο ρεύμα εξόδου (και έτσι το μέσο ρεύμα του πηνίου) γίνει μικρότερο από το I_{LB}, που δίνεται από την εξίσωση (3-10), τότε το i_L θα γίνει ασυνεχές.

3.3.4 Λειτουργία ασυνεχούς αγωγής ρεύματος

Ανάλογα με την εφαρμογή, κατά τη λειτουργία του μετατροπέα παραμένει σταθερή είτε η τάση εισόδου V_d είτε η τάση εξόδου V_o [24].

Σε εφαρμογές όπως τα DC διακοπτικά τροφοδοτικά, η V_d μπορεί να αυξομειώνεται, αλλά η V_o διατηρείται σταθερή με τη ρύθμιση της σχετικής διάρκειας αγωγής D.

Εφόσον $V_d = V_o/D$, το μέσο ρεύμα του πηνίου στο όριο της λειτουργίας συνεχούς ρεύματος, όπως προκύπτει από την εξίσωση (3-10), είναι:

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L}\left(1 - D\right) \qquad (3\text{-}11)$$

Από την εξίσωση (3-11) φαίνεται ότι, αν η V_o διατηρείται σταθερή, η μέγιστη τιμή του I_{LB} προκύπτει για $D = 0$:

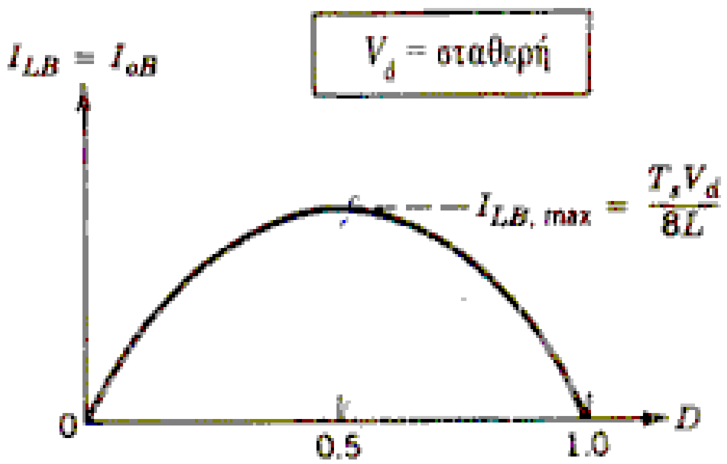
$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \qquad (3\text{-}12)$$

Πρέπει να αναφερθεί ότι, η λειτουργία που αντιστοιχεί σε $D = 0$ και πεπερασμένη V_o είναι φυσικά υποθετική, επειδή θα απαιτούσε άπειρη V_d.

Από τις εξισώσεις (3-11) και (3-12) προκύπτει ότι:

$$I_{LB} = I_{LB,max}\left(1 - D\right) \qquad (3\text{-}13)$$

Στη συνέχεια θα υπολογιστεί ο λόγος τάσεων V_o/V_d στη λειτουργία ασυνεχούς ρεύματος. Ας θεωρηθεί ότι αρχικά ο μετατροπέας λειτουργεί στο όριο της συνεχούς αγωγής ρεύματος, όπως στο Σχήμα 3.9, για δεδομένες τιμές των T_s, L, V_d και D. Αν αυτές οι παράμετροι διατηρηθούν σταθερές και η ισχύς εξόδου μειωθεί (δηλαδή η αντίσταση φορτίου αυξηθεί), τότε το μέσο ρεύμα του πηνίου θα μειωθεί. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.10 αυτό προκαλεί μια αύξηση της V_o και έχει ως αποτέλεσμα το πηνίο να διαρρέεται από ένα ασυνεχές ρεύμα.



Σχήμα 3.10. Η γραφική παράστασης της μέσης τιμής του ρεύματος του πηνίου σε σχέση με τη σχετική διάρκεια αγωγής.

Κατά το χρονικό διάστημα $\Delta_2 T_s$, όπου το ρεύμα του πηνίου είναι μηδέν, η ισχύς στο ωμικό φορτίο παρέχεται μόνο από τον πυκνωτή εξομάλυνσης. Κατ' αυτό το χρονικό διάστημα η τάση του πηνίου v_L είναι μηδέν. Εξισώνοντας και πάλι το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου στο διάστημα μιας περιόδου με το μηδέν προκύπτει:

$$(V_d - V_o)DT_s + \left(-V_o\right)\Delta_1 T_s = 0 \qquad (3\text{-}14)$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \qquad (3\text{-}15)$$

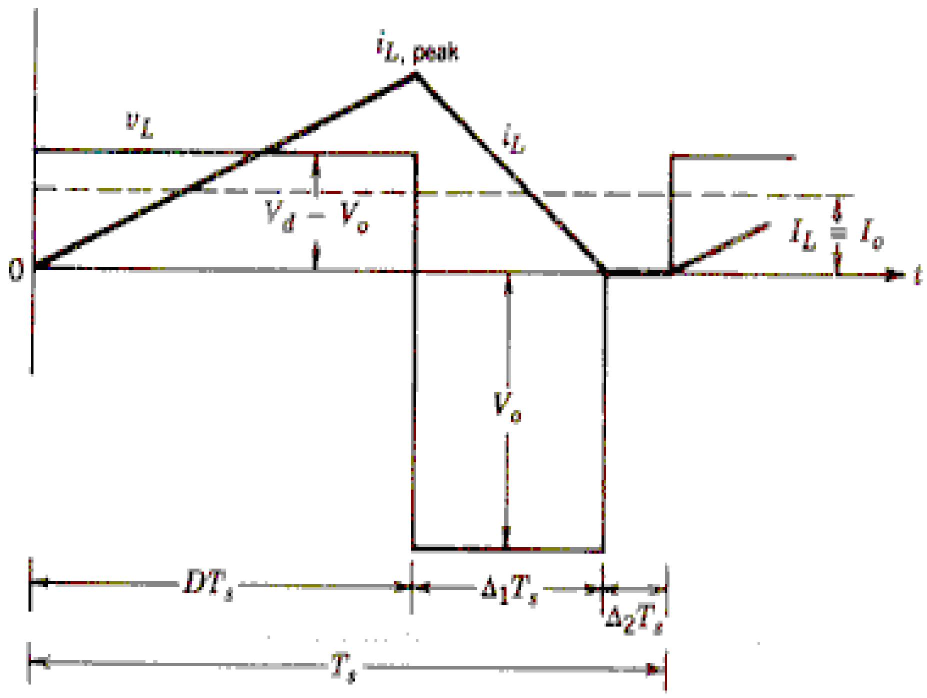
όπου $D+\Delta_1<1$.

Από το Σχήμα 3.11 προκύπτει:

$$i_{L,peak}=\frac{V_o}{L}\Delta_1 T_s \tag{3-16}$$

Επομένως:

$$I_o=i_{L,peak}\frac{D+\Delta_1}{2} \tag{3-17}$$



Σχήμα 3.11. Ασυνεχή αγωγή ρεύματος σε DC/DC μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

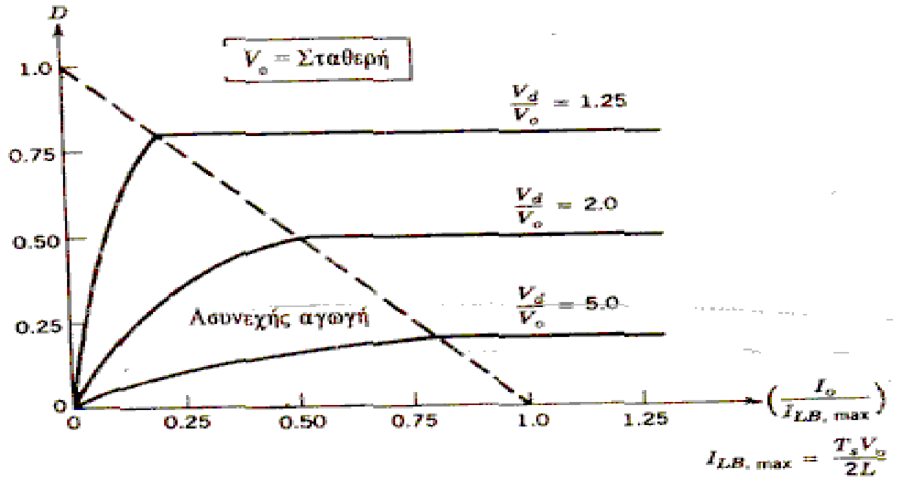
Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (3-16) προκύπτει ότι:

$$I_o=\frac{V_o T_s}{2L}\left(D+\Delta_1\right)\Delta_1 \tag{3-18}$$

Για τη λειτουργία του μετατροπέα, όπου η V_o διατηρείται σταθερή, θα είναι χρήσιμη η εύρεση της σχέσης ανάμεσα στην απαιτούμενη σχετική διάρκεια του παλμού D και του $I_o/I_{LB,max}$. Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (3-15) και (3-18) μαζί με την εξίσωση (3-12), για την περίπτωση που διατηρείται σταθερή η V_o, προκύπτει:

$$D = \frac{V_o}{V_d}\left(\frac{I_o/I_{LB,max}}{1 - V_o/V_d}\right)^{1/2} \tag{3-19}$$

Το D ως συνάρτηση του $I_0/I_{LB,max}$ σχεδιάζεται στο Σχήμα 3.12, για διάφορες τιμές του V_d/V_o, διατηρώντας τη V_o σταθερή. Το όριο μεταξύ των λειτουργιών συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής ρεύματος βρίσκεται χρησιμοποιώντας την εξίσωση (3-13).

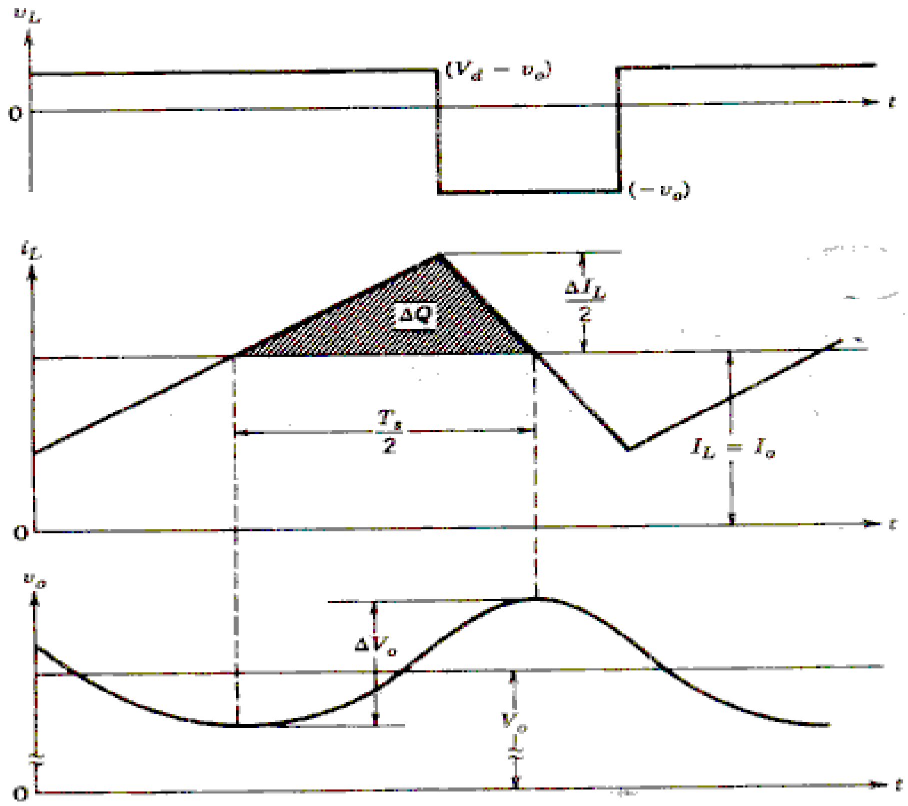


Σχήμα 3.12. Χαρακτηριστικές του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης με σταθερή τάση εξόδου.

3.3.5 Κυμάτωση της τάσης εξόδου

Κατά την προηγούμενη ανάλυση, ο πυκνωτής εξόδου θεωρείται τόσο μεγάλος, ώστε να δίνει $v_o(t) = V_o$. Ωστόσο, η κυμάτωση της τάσης εξόδου μπορεί να υπολογιστεί με μια πρακτική τιμή χωρητικότητας, θεωρώντας τις κυματομορφές που δίνονται στο Σχήμα 3.13 για τη λειτουργία συνεχούς αγωγής ρεύματος. Υποθέτοντας ότι όλες οι συνιστώσες της κυμάτωσης του i_L ρέουν δια μέσου του πυκνωτή, ενώ η μέση τιμή του ρέει δια μέσου του ωμικού φορτίου, το γραμμοσκιασμένο εμβαδόν στο Σχήμα 3.13 αναπαριστά ένα πρόσθετο φορτίο ΔQ. Επομένως, η από κορυφή σε κορυφή κυμάτωση της τάσης ΔV_o μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C}\frac{1}{2}\frac{\Delta I_L}{2}\frac{T_s}{2} \tag{3-20}$$



Σχήμα 3.13. Κυμάτωση της τάσης εξόδου στο μετατροπέα υποβιβασμού τάσης

Από το Σχήμα 3.8, κατά το χρονικό διάστημα t_{off} ισχύει η σχέση:

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L}(1-D)T_s \tag{3-21}$$

Επομένως αντικαθιστώντας το ΔI_L στην εξίσωση (3.16) προκύπτει:

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8C}\frac{V_o}{L}\left(1-D\right)T_s \qquad (3.22)$$

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8}\frac{T_s^2\left(1-D\right)}{LC} = \frac{\pi^2}{2}\left(1-D\right)\left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2 \qquad (3.23)$$

όπου η συχνότητα μετάβασης $f_s = 1/T_s$ και

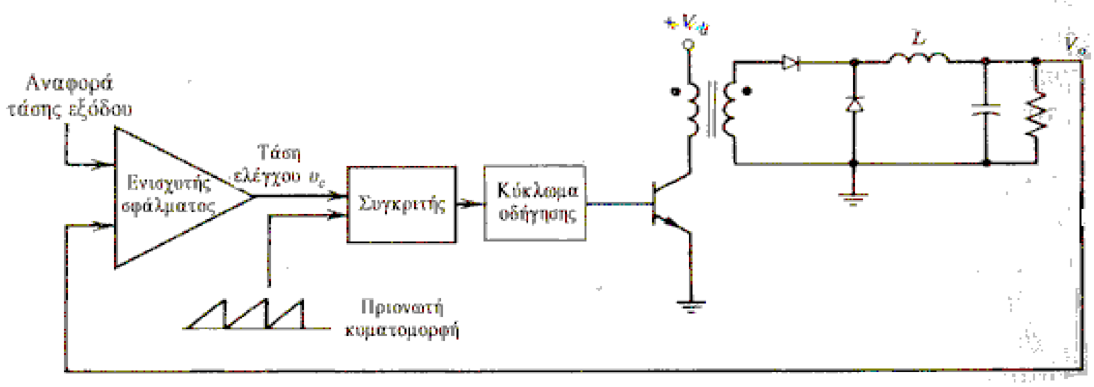
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (3.24)$$

Η εξίσωση (3.23) φανερώνει ότι η κυμάτωση της τάσης μπορεί να ελαχιστοποιηθεί, επιλέγοντας τη συχνότητα αποκοπής του χαμηλοπερατού φίλτρου τέτοια ώστε $f_C \ll f_S$. Επίσης, η κυμάτωση είναι ανεξάρτητη από την ισχύ εξόδου όταν ο μετατροπέας λειτουργεί με συνεχή αγωγή ρεύματος. Παρόμοια ανάλυση μπορεί να γίνει και για τη λειτουργία με ασυνεχή αγωγή ρεύματος.

Πρέπει να σημειωθεί ότι στα DC διακοπτικά τροφοδοτικά το ποσοστό της κυμάτωσης εξόδου συνήθως προδιαγράφεται π.χ. μικρότερο από 1%. Επομένως, ισχύει η ανάλυση των προηγούμενων ενοτήτων στην οποία θεωρείται $v_o(t) = V_o$. Επιπλέον, η κυμάτωση εξόδου της (3.23) είναι σύμφωνη με την απόκριση συχνότητας του χαμηλοπερατού φίλτρου του Σχήματος 3.7.

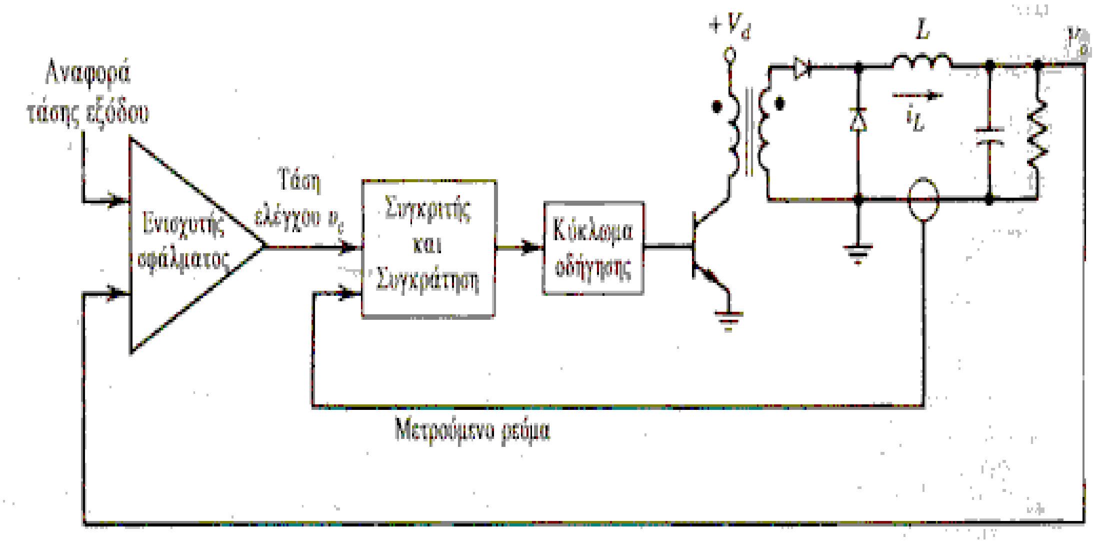
3.3.6 Έλεγχος ρεύματος του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης

Ένας διαμορφωτής PWM που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο του μετατροπέα δίνεται στο Σχήμα 3.14, όπου η τάση ελέγχου v_c (ενισχυμένο σήμα σφάλματος μεταξύ της πραγματικής τάσης εξόδου και της τάσης αναφοράς) ελέγχει τη σχετική διάρκεια αγωγής του διακόπτη με τη σύγκριση της τάσης ελέγχου και μιας πριονωτής κυματομορφής με σταθερή συχνότητα [24]. Αυτός ο έλεγχος της σχετικής διάρκειας του διακόπτη ρυθμίζει την τάση στα άκρα της αυτεπαγωγής και κατά συνέπεια το ρεύμα της αυτεπαγωγής (το οποίο τροφοδοτεί τη βαθμίδα εξόδου) και φέρνει την τάση εξόδου στην επιθυμητή τιμή αναφοράς.



Σχήμα 3.14. Έλεγχος της σχετικής διάρκειας αγωγής με την τεχνική PWM.

Στον έλεγχο ρεύματος χρησιμοποιείται ένας πρόσθετος βρόγχος ελέγχου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.15, όπου η τάση ελέγχου v_c ελέγχει άμεσα το ρεύμα εξόδου της αυτεπαγωγής που τροφοδοτεί τη βαθμίδα εξόδου και κατά συνέπεια την τάση εξόδου.



Σχήμα 3.15. Έλεγχος ρεύματος

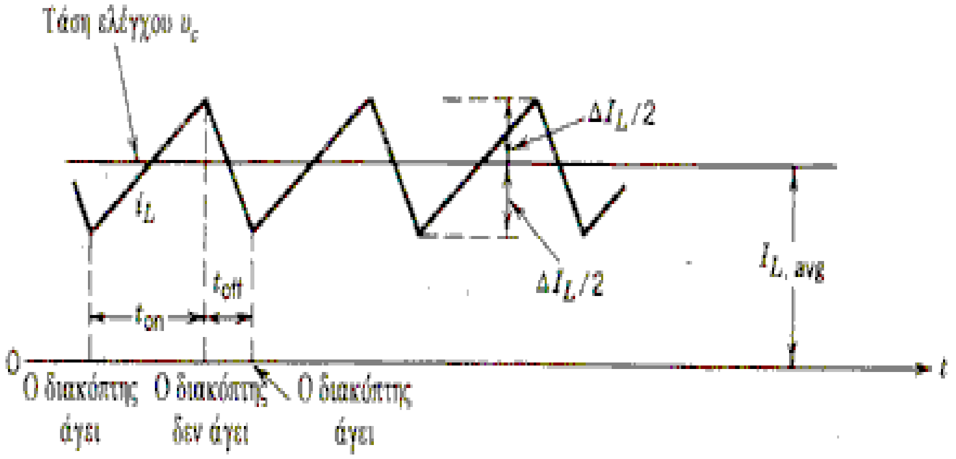
Θεωρητικά η τάση ελέγχου θα πρέπει να προκαλέσει τον άμεσο έλεγχο της μέσης τιμής του ρεύματος της αυτεπαγωγής για την ταχύτερη δυνατή απόκριση. Διάφοροι τύποι ελέγχου ρεύματος τείνουν να το πετύχουν αυτό με διαφορετικές τεχνικές.

Υπάρχουν τρεις βασικοί τρόποι ελέγχου του ρεύματος:

1. Έλεγχος με ζώνη ανοχής.
2. Έλεγχος με σταθερό χρόνο αποκοπής.
3. Έλεγχος με σταθερή συχνότητα και έναυση κατά την άνοδο του παλμού.

Σ' όλους αυτούς τους τρόπους ελέγχου μετριέται το ρεύμα της αυτεπαγωγής ή του διακόπτη και συγκρίνεται με την τάση ελέγχου.

Στον έλεγχο με ζώνη ανοχής, η τάση ελέγχου v_c καθορίζει τη μέση τιμή του ρεύματος της αυτεπαγωγής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.16.

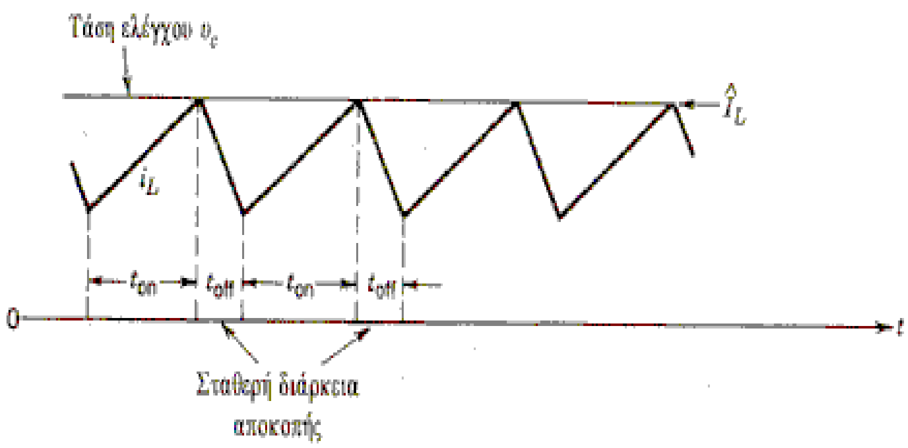


Σχήμα 3.16. Έλεγχος ρεύματος με ζώνη ανοχής.

Ο όρος ΔI_L είναι μια παράμετρος σχεδίασης. Η συχνότητα μετάβασης εξαρτάται από το ΔI_L, τις παραμέτρους του μετατροπέα και τις συνθήκες λειτουργίας του. Αυτός ο άμεσος έλεγχος της μέσης τιμής του i_L είναι ένα επιθυμητό χαρακτηριστικό αυτού του τρόπου ελέγχου. Όμως, η μέθοδος αυτή λειτουργεί ικανοποιητικά μόνον όταν η αγωγή του ρεύματος είναι συνεχής. Αντίθετα, στην περίπτωση ασυνεχούς ρεύματος, το ρεύμα της αυτεπαγωγής μηδενίζεται.

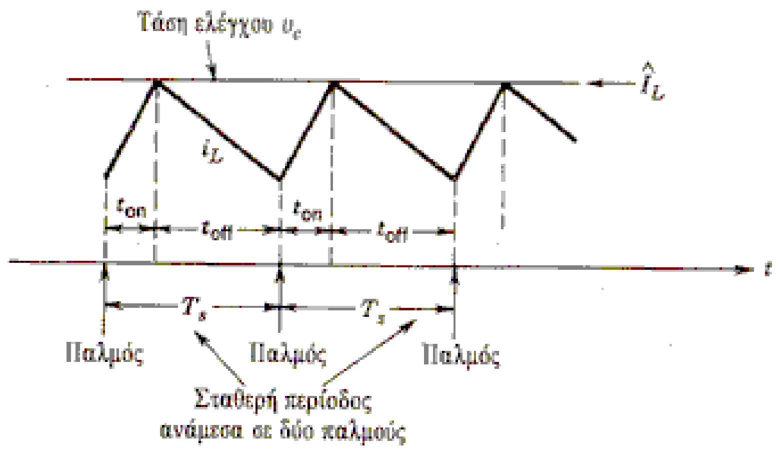
Στον έλεγχο με σταθερό χρόνο αποκοπής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.17, η τάση ελέγχου καθορίζει το $\hat{I}_L$. Μόλις το $\hat{I}_L$ φθάσει την τάση ελέγχου, ο διακόπτης ανοίγει για σταθερό χρονικό διάστημα, το οποίο αποτελεί παράμετρο του συστήματος.

Ακόμη, η συχνότητα μετάβασης δεν είναι σταθερή και εξαρτάται από τις παραμέτρους του μετατροπέα και τις συνθήκες λειτουργίας.



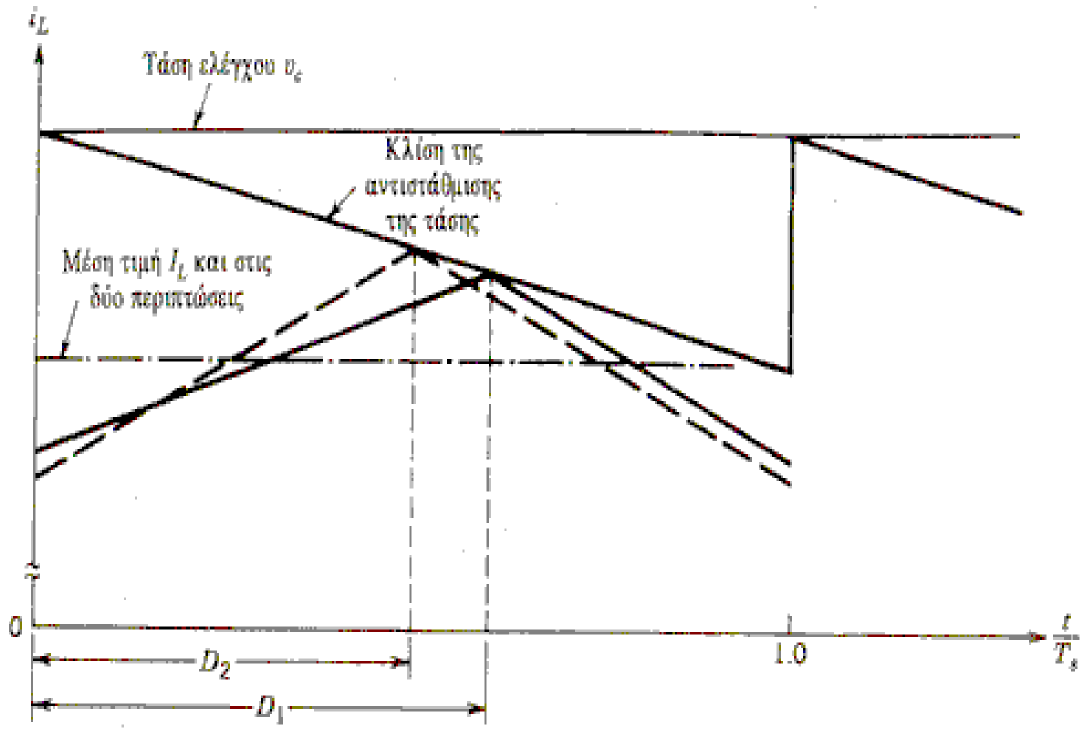
Σχήμα 3.17. Έλεγχος με σταθερό χρόνο αποκοπής.

Ο έλεγχος με σταθερή συχνότητα και έναυση κατά την άνοδο του παλμού είναι ο πλέον κοινός τρόπος ελέγχου του ρεύματος. Εδώ ο διακόπτης κλείνει στην αρχή κάθε περιόδου. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.18, η τάση ελέγχου καθορίζει το $\hat{I}_L$ και τη στιγμή που ο διακόπτης ανοίγει. Ο διακόπτης παραμένει ανοικτός μέχρι να αρχίσει ο επόμενος κύκλος μετάβασης. Η σταθερή συχνότητα μετάβασης καθιστά ευκολότερη τη σχεδίαση του φίλτρου εξόδου.



Σχήμα 3.18. Έλεγχος ρεύματος με σταθερή συχνότητα και έναυση στην αρχή του παλμού.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.19, για τον έλεγχο της τάσης προστίθεται στην πράξη μια αντιστάθμιση της κλίσης. Η αντιστάθμιση αυτή βελτιώνει την ευστάθεια, δεν επιτρέπει την εμφάνιση υποαρμονικών ταλαντώσεων και παρέχει τις ιδιότητες της πρόσω-δράσης. Στο Σχήμα 3.19 φαίνεται η κυματομορφή για το μετατροπέα του Σχήματος 3.15, όπου η κλίση της κυματομορφής αντιστάθμισης της κλίσης είναι το μισό της κλίσης του ρεύματος της αυτεπαγωγής, όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός. Με δεδομένες τις τάσεις εισόδου και εξόδου η σχετική διάρκεια αγωγής είναι D_1 και η κυματομορφή του ρεύματος της αυτεπαγωγής i_L είναι αυτή που φαίνεται με συνεχή γραμμή. Αν η τάση εισόδου αυξάνει, αλλά η τάση εξόδου πρέπει να παραμείνει ανεπηρέαστη, η σχετική διάρκεια αγωγής ελαττώνεται στη D_2 (η κυματομορφή του ρεύματος της αυτεπαγωγής δίνεται με διακεκομμένη γραμμή). Η μέση τιμή του ρεύματος της αυτεπαγωγής, που είναι ίση με το ρεύμα φορτίου, παραμένει ίδια και στις δυο περιπτώσεις παρά το γεγονός της αλλαγής της τάσης εισόδου.



Σχήμα 3.19. Αντιστάθμιση κλίσης στον έλεγχο ρεύματος.

Ο έλεγχος ρεύματος έχει αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τους συνήθεις διαμορφωτές PWM:

1. Περιορίζει τις τιμές κορυφής του ρεύματος των διακοπτών. Εφόσον μετριέται άμεσα το ρεύμα του διακόπτη ή μετριέται σε κάποιο σημείο του κυκλώματος (συνήθως στην αυτεπαγωγή εξόδου), το ρεύμα ελέγχεται γρήγορα και η τιμή κορυφής του μπορεί να περιοριστεί αν τεθεί ένα ανώτατο όριο στην τάση ελέγχου. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί εύκολα στους ελεγκτές που ελέγχουν το $\hat{I}_L$.
2. Απομακρύνει έναν πόλο (που αντιστοιχεί στην αυτεπαγωγή εξόδου) από τη συνάρτηση μεταφοράς ελέγχου-εξόδου, $v_o(s)/v_c(s)$, και έτσι απλοποιεί την αντιστάθμιση στο σύστημα αρνητικής ανάδρασης, ειδικά όταν εμφανίζεται μηδενικό στο δεξιό μιγαδικό ημιεπίπεδο.
3. Επιτρέπει τη δομημένη σχεδίαση των διακοπτικών τροφοδοτικών με εξίσου καταμερισμό των ρευμάτων, αφού αρκετά τροφοδοτικά μπορούν να λειτουργήσουν παράλληλα και να παρέχουν το ίδιο ρεύμα, αν όλες οι μονάδες δέχονται την ίδια τάση ελέγχου.

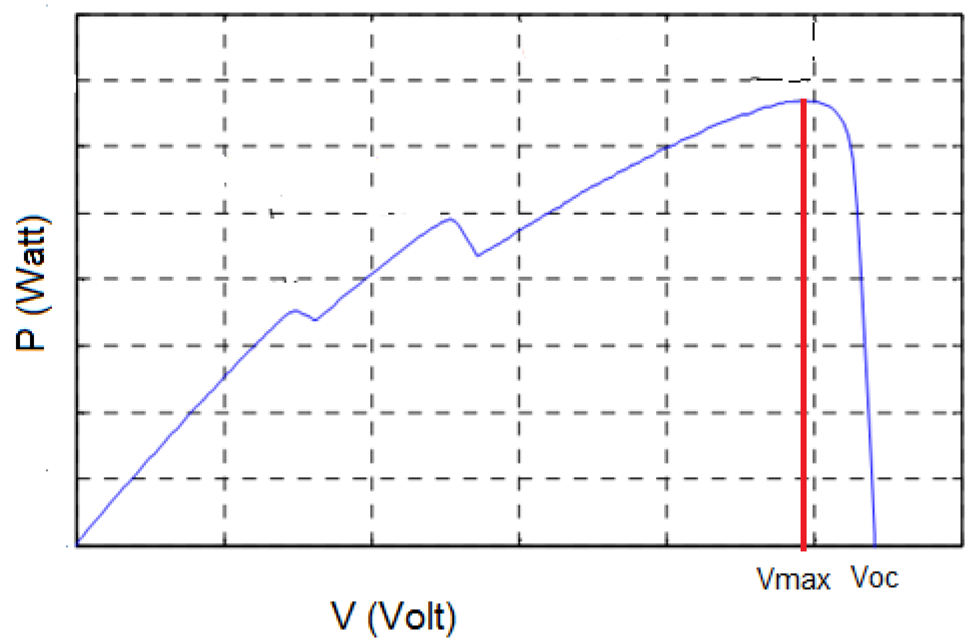
4. Επιτρέπουν λειτουργία με συμμετρική μαγνητική ροή στους μετατροπείς push-pull και έτσι εξαλείφεται το πρόβλημα του κορεσμού του πυρήνα του μετασχηματιστή των μετατροπέων αυτού του τύπου.
5. Παρέχουν πρόσω-δράση της τάσης. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.19, μια πρόσω-δράση της τάσης εισόδου εφαρμόζεται αυτόματα με αποτέλεσμα μια εξαιρετική απόρριψη των μεταβολών της τάσης εισόδου.

4. Ανάλυση του συστήματος που υλοποιήθηκε

Το σύστημα που υλοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική εργασία έχει την δυνατότητα να καλύψει τις ανάγκες και των τεσσάρων μεθόδων που αναπτύχθηκαν και ήταν κοινό για όλες. Η περισσότερο απαιτητική μέθοδος από άποψη υλικού είναι η μέθοδος «ανάβασης λόφου/σταθερής ισχύος εξόδου (hill climbing / constant power mode)». Για αυτό τον λόγο θα περιγραφεί αρχικά η αρχή λειτουργίας της στην παράγραφο 4.1 πριν γίνουν οι λεπτομερείς αλγοριθμικές αναλύσεις και των τεσσάρων μεθόδων που αναπτύχθηκαν, ώστε να γίνουν κατανοητές οι απαιτήσεις σχεδιασμού του συστήματος που αναπτύχθηκε και περιγράφεται στην παράγραφο 4.2 για την υλοποίηση των τεσσάρων μεθόδων.

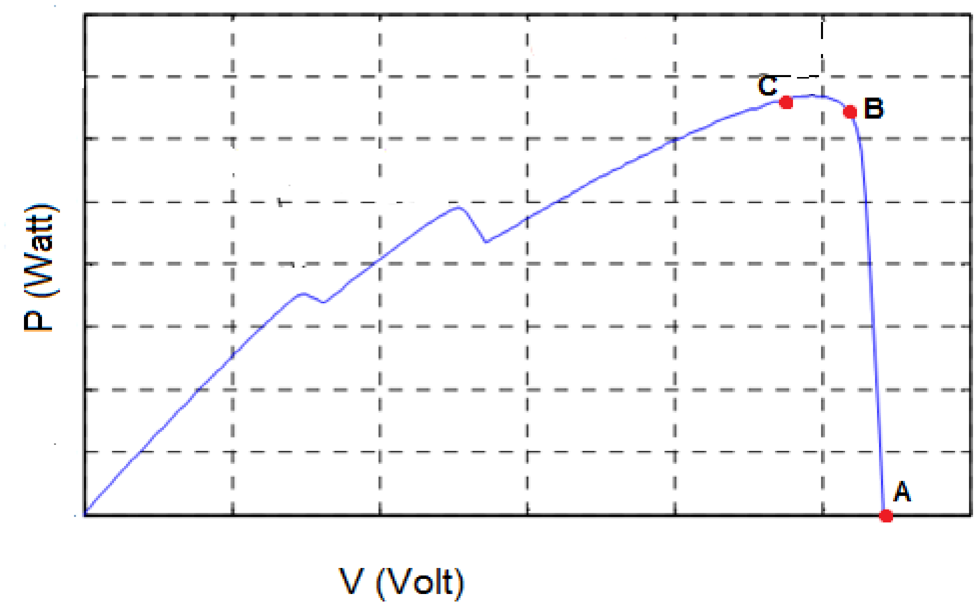
4.1 Αρχή λειτουργίας της μεθόδου Ανάβασης Λόφου / Σταθερής Ισχύος Εισόδου (Hill Climbing / Constant Power Mode)

Η μέθοδος «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εξόδου (hill climbing / constant power mode)» αναπτύχθηκε στο «Εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας» και εφαρμόστηκε πρώτη φορά στην διπλωματική εργασία [24]. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η καμπύλη ισχύος-τάσης για μία φωτοβολταϊκή (Φ/Β) συστοιχία που σκιάζεται μερικώς έχει τη μορφή που φαίνεται στο Σχήμα 4.1.



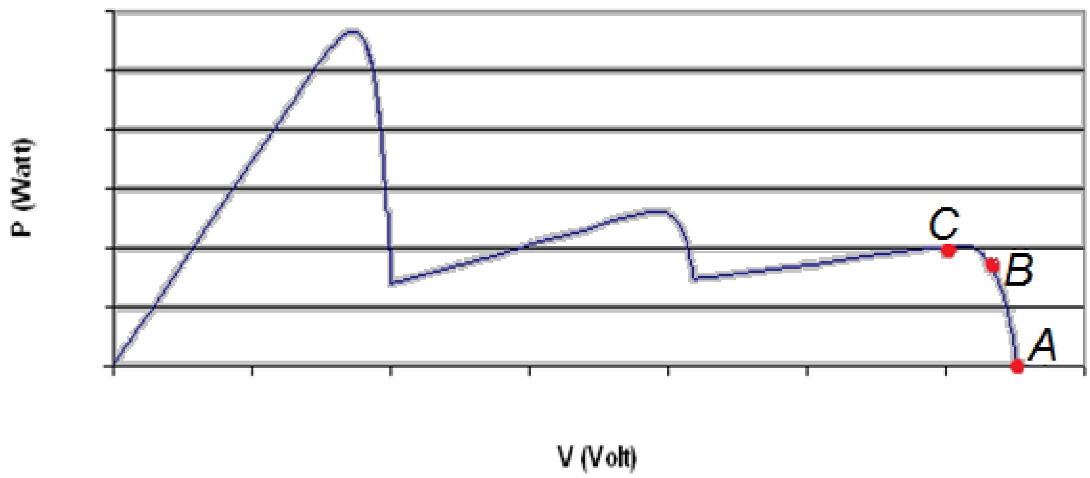
Σχήμα 4.1. Χαρακτηριστική Ισχύος – Τάσης για μια συστοιχία Φ/Β που σκιάζεται μερικώς.

Αρχικά σε αυτή την μέθοδο πραγματοποιείται κλασσική μέθοδος «ανάβασης λόφου». Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.2 ο αλγόριθμος ξεκινά να εκτελείται από το σημείο A και με συνεχείς μεταβολές της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος ελέγχου του μετατροπέα, μεταβάλλεται η τάση εξόδου της συστοιχίας των Φ/Β και καταλήγει σε μια ταλάντωση μεταξύ των σημείων B και C. Μεταξύ αυτών των σημείων διαπιστώνεται ότι βρίσκεται το σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος (MPP). Η ακρίβεια με την οποία η μέθοδος «ανάβασης λόφου» επιτυγχάνει στην εύρεση του MPP είναι συνδεδεμένη με την απόσταση των σημείων B και C και καθορίζεται κυρίως από το βήμα μεταβολής της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος ελέγχου του μετατροπέα. Όσο μικρότερο είναι αυτό το βήμα τόσο πιο μικρή είναι αυτή η απόσταση και επομένως επιτυγχάνεται μεγαλύτερη ακρίβεια. Ωστόσο με μικρό βήμα μεταβολής της σχετικής διάρκειας αγωγής, η σύγκλιση στο σημείο μέγιστης ισχύος επιτυγχάνεται σε περισσότερο χρόνο σε σύγκριση με τη χρήση μεγαλύτερου βήματος μεταβολής της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος που ελέγχει το διακόπτη του μετατροπέα. Συνήθως αυτός ο παράγοντας καθορίζεται από τις απαιτήσεις του συστήματος σε ακρίβεια και ταχύτητα σύγκλισης στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP).



Σχήμα 4.2. Χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος-τάσης για μία μερικώς σκιασμένη φωτοβολταϊκή συστοιχία, όπου το ολικό μέγιστο παρουσιάζεται σε υψηλότερη τάση από τις τάσεις στις οποίες παρουσιάζονται τα τοπικά μέγιστα.

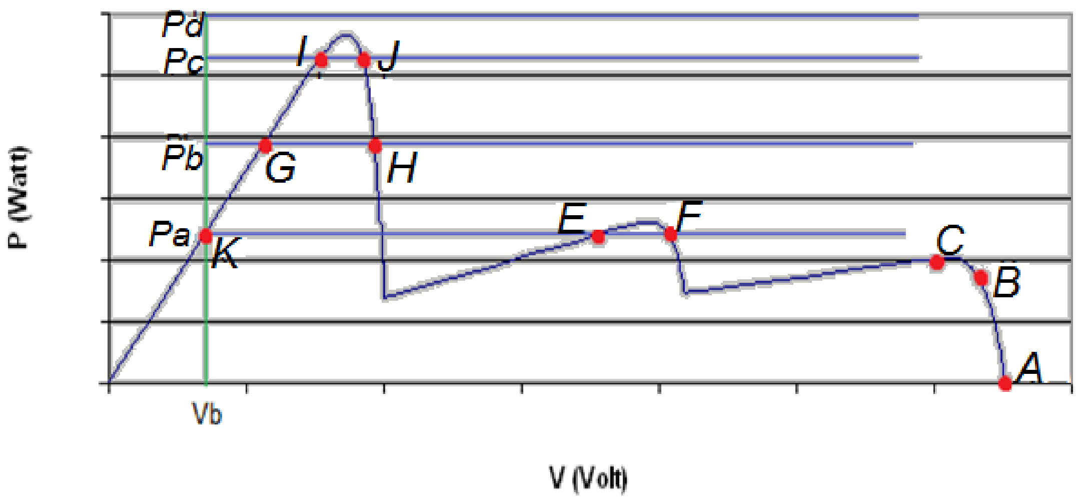
Ωστόσο η μέθοδος αυτή θα οδηγούσε σε λανθασμένο σημείο μέγιστης ισχύος αν η χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος–τάσης μίας συστοιχίας Φ/Β που σκιάζεται μερικώς είχε την μορφή του Σχήματος 4.3.



Σχήμα 4.3. Χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος-τάσης για ένα μερικώς σκιασμένο φωτοβολταϊκό στοιχείο, όπου το ολικό μέγιστο παρουσιάζεται σε χαμηλότερη τάση από τις τάσεις στις οποίες παρουσιάζονται τα τοπικά μέγιστα.

Αυτή είναι η αδυναμία που παρουσιάζουν οι αλγόριθμοι τύπου ανάβασης. Την αδυναμία αυτή έρχεται να καλύψει η μέθοδος που ονομάζεται σταθερής ισχύος και αποτελεί το δεύτερο μέρος της συνολικής μεθόδου.

Ο μικροελεγκτής ανά τακτά χρονικά διαστήματα αλλάζει τον τρόπο λειτουργίας του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, έτσι ώστε να μπορεί να τροφοδοτεί το φορτίο με σταθερή ισχύ, ανεξάρτητα από την τάση εισόδου του μετατροπέα. Ο συνολικός αλγόριθμος λειτουργεί ως εξής: ο μικροελεγκτής αρχικά ελέγχει τον μετατροπέα με εφαρμογή ενός PWM σήματος μεταβαλλόμενης σχετικής διάρκειας αγωγής όπως αναφέρεται στο κεφάλαιο 2.1, έτσι ώστε να εκτελείται ο κλασσικός τρόπος εύρεσης του σημείου μέγιστης ισχύος ενός αλγόριθμου ανάβασης λόφου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το σύστημα να συγκλίνει κάποια στιγμή στην περιοχή μεταξύ των σημείων Β και C που φαίνονται στο Σχήμα 4.3. Μετά την διέλευση του χρόνου που έχει επιλεχθεί αλλάζει ο τρόπος λειτουργίας του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Στην παρούσα φάση ο μετατροπέας ελέγχεται με τέτοιο τρόπο, ώστε να μπορεί να διατηρεί σταθερή την ισχύ εξόδου του φωτοβολταϊκού στοιχείου (και επομένως την ισχύ εισόδου του). Στο σημείο αυτό ο μικροελεγκτής είναι ικανός να αυξάνει την παρεχόμενη από το φωτοβολταϊκό στοιχείο ισχύ με τον τρόπο που θα περιγραφεί στη συνέχεια. Έχοντας δεδομένη αυτή την ικανότητα του μικροελεγκτή ξεκινά η διαδικασία που φαίνεται στο Σχήμα 4.4.



Σχήμα 4.4. Απεικόνιση της αρχής λειτουργίας του συστήματος που αναπτύχθηκε.

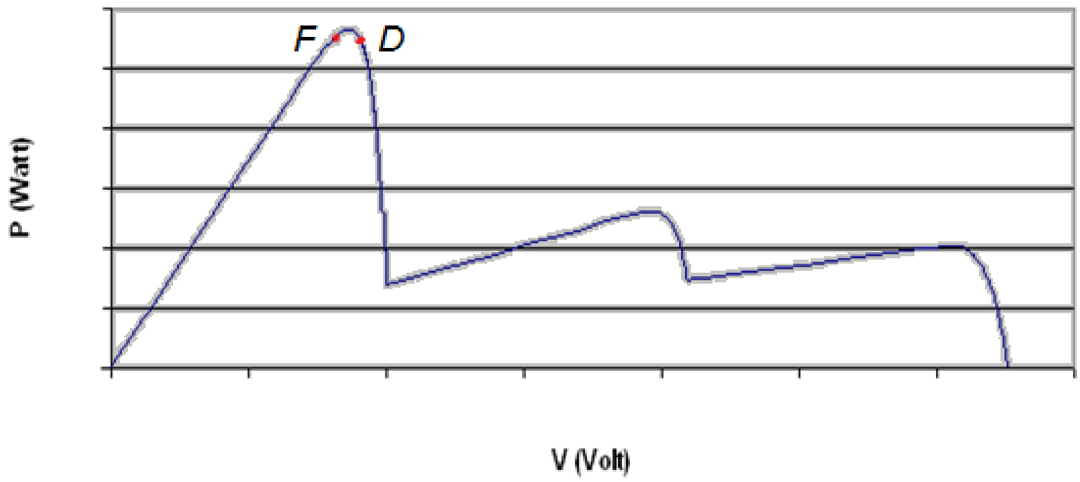
Αμέσως πριν την αλλαγή λειτουργίας του μετατροπέα το σημείο λειτουργίας του συστήματος βρίσκεται μεταξύ των σημείων B και C. Μόλις αυξηθεί η παρεχόμενη από το φωτοβολταϊκό στοιχείο ισχύς, το καινούριο σημείο λειτουργίας βρίσκεται στο σημείο τομής της γραμμής P_A και της χαρακτηριστικής καμπύλης. Από το Σχήμα φαίνεται, ότι τα πιθανά νέα σημεία λειτουργίας είναι δυο (E ή F). Αποδεικνύεται [23] ότι από τα δυο πιθανά σημεία λειτουργίας το σημείο F είναι ευσταθές, ενώ το E είναι ασταθές.

Τη χρονική αυτή στιγμή ο μικροελεγκτής υπολογίζει την ισχύ εισόδου του μετατροπέα και τη συγκρίνει με την τιμή που είχε ήδη αποθηκεύσει κατά τη διάρκεια εκτέλεσης της πρώτης λειτουργίας του μετατροπέα. Επιπλέον αποθηκεύει την μετρούμενη τιμή ισχύος και τάσης για το καινούριο σημείο λειτουργίας. Εάν από τη σύγκριση που έγινε προκύψει ότι η νέα τιμή ισχύος είναι μεγαλύτερη από την προηγούμενη, το οποίο σημαίνει ότι το προηγούμενο σημείο μέγιστης ισχύος ήταν τοπικό, τότε ο μικροελεγκτής αυξάνει και πάλι την παρεχόμενη ισχύ και το αποτέλεσμα είναι το νέο σημείο λειτουργίας να προκύπτει από την τομή της γραμμής P_B με τη χαρακτηριστική καμπύλη (σημεία G ή H). Το ευσταθές σημείο στο οποίο συγκλίνει ο αλγόριθμος στην περίπτωση αυτή είναι το H. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται μέχρι η παρεχόμενη από το φωτοβολταϊκό στοιχείο ισχύς γίνει μικρότερη από την τιμή που είχε μετρηθεί προηγουμένως. Συγκεκριμένα για το Σχήμα 4.4, η ισχύς αυξάνεται σταδιακά μέχρι τη γραμμή P_C (σημεία I ή J) με ευσταθές σημείο το J. Την επόμενη φορά που θα γίνει αύξηση της ισχύος εισόδου το σύστημα θα έπρεπε να συγκλίνει στη γραμμή P_D. Επειδή όμως η γραμμή αυτή δεν τέμνει τη χαρακτηριστική καμπύλη σε κανένα σημείο, το σύστημα θα συγκλίνει στο σημείο εκείνο της χαρακτηριστικής που δίνει τάση περίπου ίση με αυτή της μπαταρίας που βρίσκεται στην έξοδο του μετατροπέα και είναι το σημείο K του Σχήματος 4.4, το οποίο είναι επίσης ευσταθές.

Στο σημείο αυτό η παρεχόμενη ισχύς στο μετατροπέα είναι μικρότερη από την τελευταία που είχε μετρηθεί, η οποία στην προκειμένη περίπτωση, ήταν εκείνη που προέκυπτε από το σημείο τομής της γραμμής P_C (σημείο J) του

Σχήματος 4.4 με τη χαρακτηριστική ισχύος-τάσης. Αυτό αποτελεί και την αναγκαία συνθήκη για τον μικροελεγκτή, ο οποίος τη στιγμή αυτή αλλάζει τον τρόπο ελέγχου του διακόπτη του μετατροπέα και επανέρχεται στον έλεγχο με PWM σήμα με μεταβαλλόμενη σχετική διάρκεια αγωγής. Μετέπειτα ακολουθεί η ανίχνευση του τελευταίου σημείου που έδινε τη μέγιστη ισχύ. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί πολύ εύκολα από τη στιγμή που ο μικροελεγκτής έχει αποθηκεύσει την τάση εισόδου του μετατροπέα που έδινε την ισχύ αυτή. Το μόνο που πρέπει να γίνει είναι μια σταδιακή μείωση της σχετικής διάρκειας αγωγής μέχρι να επιτευχθεί η ζητούμενη τάση. Αυτό επιτυγχάνεται με συνεχείς συγκρίσεις της μετρούμενης τάσης εισόδου με την αποθηκευμένη τιμή της τάσης και μείωση της σχετικής διάρκειας αγωγής, όσο η μετρούμενη τιμή είναι μικρότερη από την αποθηκευμένη. Το σημείο στο οποίο καταλήγει ο αλγόριθμος, μετά από την διαδικασία που μόλις περιγράφηκε, δεν είναι το σημείο μέγιστης ισχύος, αλλά ένα σημείο πολύ κοντά σε αυτό. Επομένως για να μπορέσει να βρεθεί το σημείο μέγιστης ισχύος, ο μικροελεγκτής θα πρέπει να συνεχίσει την εκτέλεση της κλασσικής μεθόδου «ανάβασης λόφου». Γεγονός που έχει ως αποτέλεσμα τη σύγκλιση του συστήματος μεταξύ των σημείων D και F που φαίνονται στο Σχήμα 4.5 και είναι πολύ κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος. Όπως και στην κλασσική μέθοδο μεθόδου «ανάβασης λόφου», έτσι και εδώ η ακρίβεια σύγκλισης εξαρτάται από το βήμα που επιλέγεται για την μεταβολή της σχετική διάρκειας αγωγής.

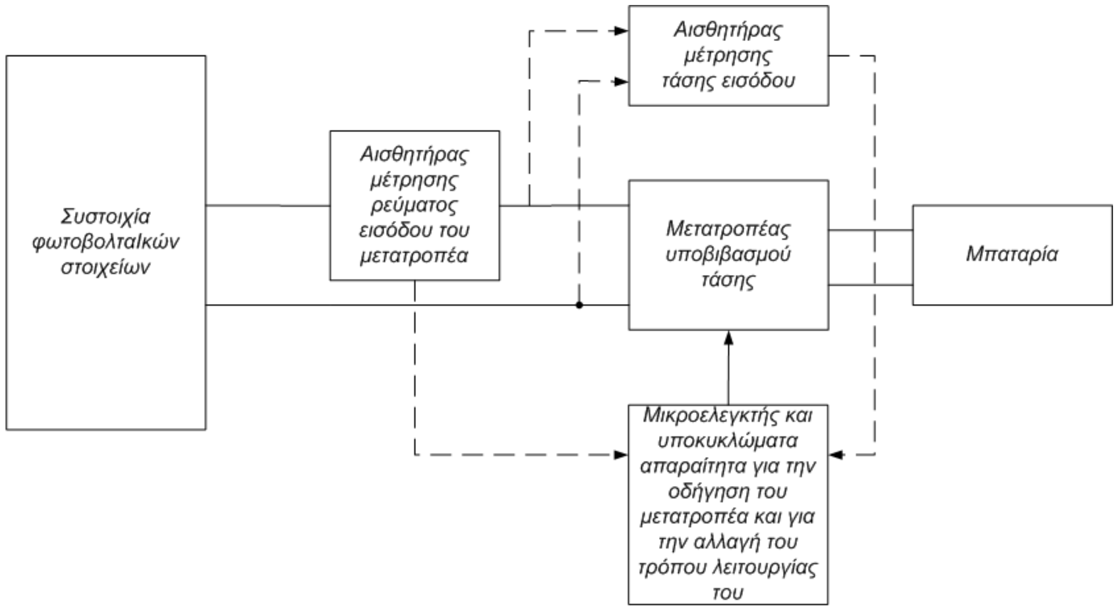
Από τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω φαίνεται η πορεία με την οποία γίνεται η σύγκλιση του αλγορίθμου στο σημείο μέγιστης ισχύος, ακόμα και αν η εκτέλεση του αλγορίθμου ξεκινήσει από το σημείο A του Σχήματος 4.3.



Σχήμα 4.5. Η σύγκλιση στο ολικό μέγιστο.

4.2 Το σύστημα που υλοποιήθηκε

Το σύστημα που υλοποιήθηκε για την εφαρμογή των τεσσάρων μεθόδων που δοκιμάστηκαν και συγκρίθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας παρουσιάζεται συνοπτικά στο Σχήμα 4.6. Αποτελείται από: 1) την συστοιχία των φωτοβολταϊκών στοιχείων, η οποία απαρτίζεται από τρία φωτοβολταϊκά στοιχεία συνδεδεμένα σε σειρά, 2) τους αισθητήρες μέτρησης της έντασης του ρεύματος και της τάσης, οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι στην έξοδο της Φ/Β συστοιχίας και στην είσοδο του μετατροπέα DC/DC και οι μετρήσεις τους οδηγούνται στον μικροελεγκτή, 3) ένα μετατροπέα DC/DC υποβιβασμού τάσης, του οποίου ο διακόπτης ελέγχεται από ένα σήμα που φθάνει σε εκείνον από τον μικροελεγκτή και τα υπόλοιπα υποκυκλώματα που είναι απαραίτητα για τον έλεγχο και την αλλαγή του τρόπου λειτουργίας του μετατροπέα κατά την μέθοδο «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εξόδου», και τέλος 4) μια μπαταρία που λειτουργεί ως φορτίο του συστήματος.

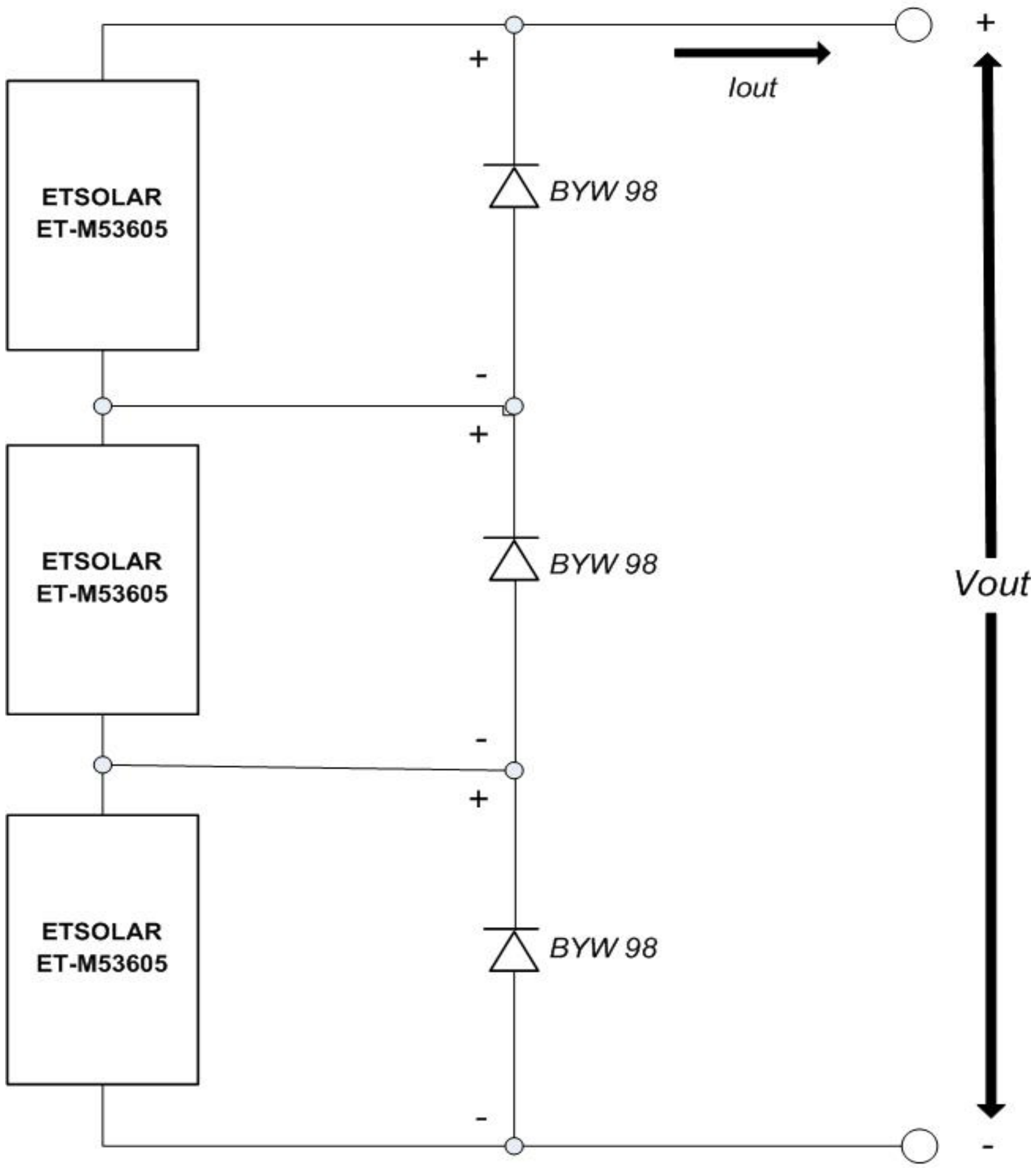


Σχήμα 4.6. Το γενικό διάγραμμα του συστήματος που αναπτύχθηκε.

Στην συνέχεια περιγράφονται τα κυκλώματα και οι δομικές μονάδες του συστήματος.

4.2.1 Συστοιχία φωτοβολταϊκών στοιχείων

Στο σύστημα που υλοποιήθηκε χρησιμοποιήθηκαν τρία όμοια Φ/Β στοιχεία ETSOLAR ET-M53605**.** Τα στοιχεία αυτά έχουν ονομαστική μέγιστη ισχύ 5 Watt όταν λειτουργούν υπό ιδανικές συνθήκες, δηλαδή θερμοκρασία περιβάλλοντος 25^o C και ηλιακή ακτινοβολία 1000W/m^2. Σε κάθε Φ/Β στοιχείο είναι συνδεδεμένη παράλληλα μία δίοδος παράκαμψης από τον κατασκευαστή. Τα τρία Φ/Β στοιχεία συνδέθηκαν σε σειρά όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.7. Η μέγιστη συνολική παραγόμενη ισχύς της συστοιχίας του συστήματος είναι 15 Watt.

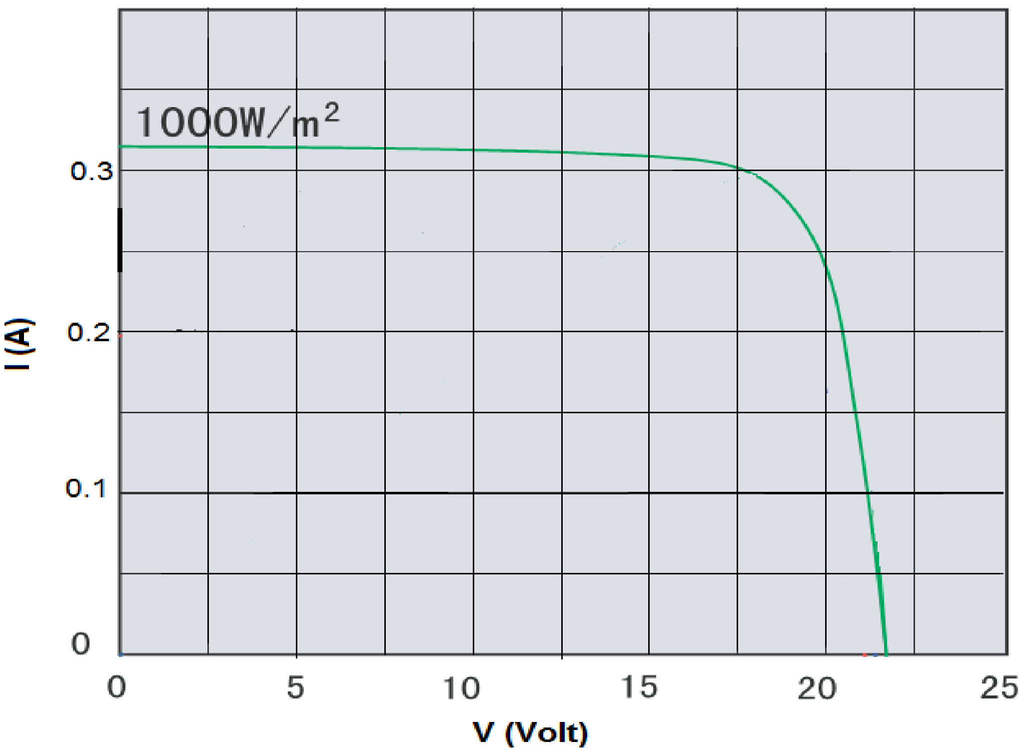


Σχήμα 4.7. Η συστοιχία των φωτοβολταϊκών στοιχείων του συστήματος.

Τα τεχνικά χαρακτηριστικά του Φ/Β στοιχείου ET-M53605 της ETSOLAR όταν λειτουργεί υπό ιδανικές συνθήκες (standard test conditions - STC) φαίνονται στον Πίνακα 4.1 . Η χαρακτηριστική ρεύματος- τάσης του φαίνεται στο Σχήμα 4.8.

Πίνακας 4.1. Τεχνικά χαρακτηριστικά του Φ/Β στοιχείου ETSOLAR ET-M53605 σε STC.

Τεχνικά χαρακτηριστικά του ETSOLAR ET-M53605	
P_{mpp}	5 W
I_{mpp}	0.285 A
V_{mpp}	17.82 V
V_{oc}	21.96 V
I_{sc}	0.315 A



Σχήμα 4.8. Χαρακτηριστική ρεύματος – τάσης του Φ/Β στοιχείου ETSOLAR ET-M53605.

4.2.2 Η μπαταρία που αποτέλεσε το φορτίο του συστήματος

Η μπαταρία που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο Σχήμα 4.9, και είναι τάσης 12 V και χωρητικότητας 1.3 Ah.

Σχήμα 4.9. Η μπαταρία που αποτέλεσε το φορτίο του συστήματος.

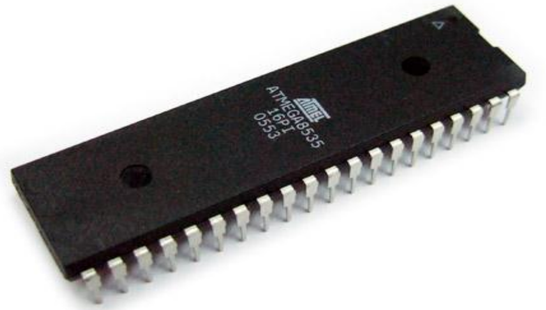
4.2.3 Ο αισθητήρας μέτρησης της έντασης του ρεύματος

Ο αισθητήρας που χρησιμοποιείται για την μέτρηση της έντασης του ρεύματος εξόδου της Φ/Β συστοιχίας είναι ο αισθητήρας Hall που φαίνεται στο Σχήμα 4.10. Ο αγωγός του ρεύματος εξόδου της Φ/Β συστοιχίας τυλίχτηκε γύρω από τον πυρήνα του αισθητήρα σχηματίζοντας 5 σπείρες. Το κέρδος του αισθητήρα όπως μετρήθηκε εργαστηριακά είναι G_H = 0,09 V/A.

Σχήμα 4.10. Ο αισθητήρας Hall που χρησιμοποιείται.

4.2.4 Ο μικροελεγκτής

Ο μικροελεγκτής που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία για τον έλεγχο του Φ/Β συστήματος είναι ο ATMEGA8535 της εταιρίας ATMEL όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.11. Επιλέχτηκε διότι διαθέτει ενσωματωμένο μετατροπέα A/D οχτώ εισόδων καθώς και ένα εσωτερικό πολυπλέκτη για την εναλλαγή των εισόδων αυτών. Στην παρούσα διπλωματική εργασία χρησιμοποιήθηκαν οι δύο είσοδοι του μετατροπέα A/D, μία για την δειγματοληψία της τάσης εισόδου του μετατροπέα DC/DC και μία για την δειγματοληψία του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα DC/DC. Ο μετατροπέας A/D διαθέτει ανάλυση 10bit, που κρίθηκε ικανοποιητική για τις ανάγκες της παρούσας διπλωματικής εργασίας.



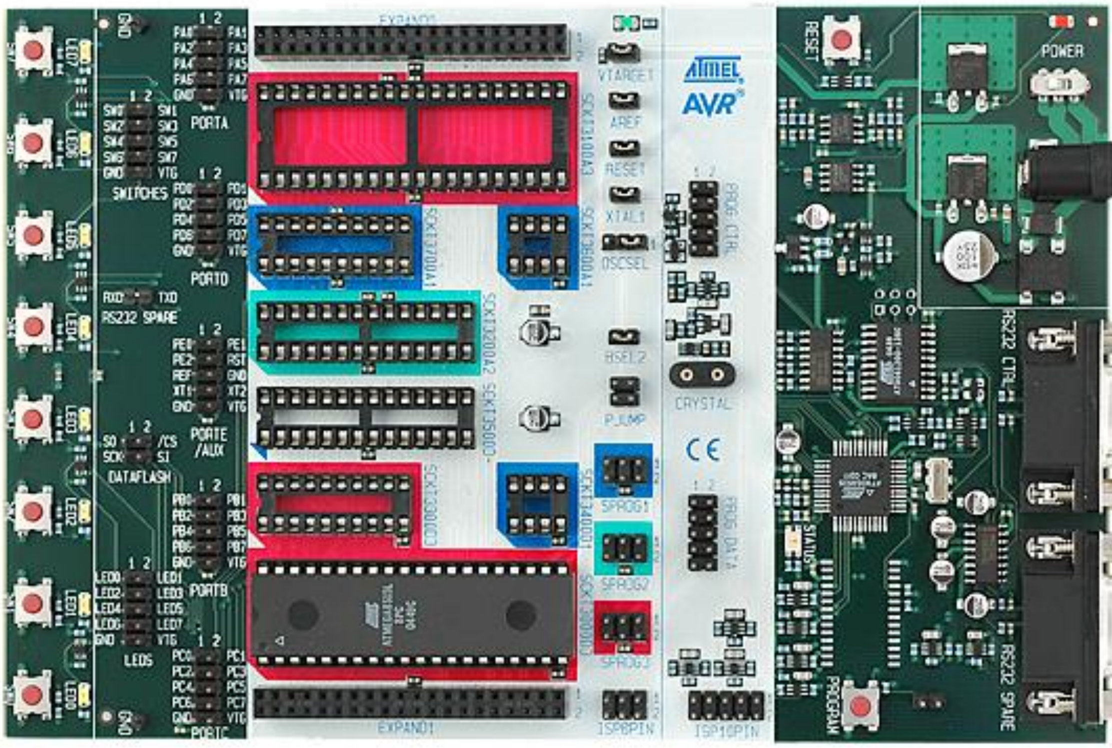
Σχήμα 4.11. Ο μικροελεγκτής ATMEGA8535 της Atmel.

Επιπλέον ο ATMEGA8535 διαθέτει τέσσερις εξόδους για σήμα μεταβαλλόμενης σχετικής διάρκειας αγωγής PWM (Pulse Width Modulation) από τις οποίες χρησιμοποιήθηκε μόνο η μία για να ελεγχθεί ο μετατροπέας DC/DC. Η σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle) του σήματος PWM ρυθμίζεται μέσω του καθορισμού της τιμής ενός 8-bit καταχωρητή. Συνεπώς υπάρχουν 256 διαφορετικές τιμές που ρυθμίζουν την σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM. Μεταβολή της τιμής του καταχωρητή αυτού κατά 1 bit σημαίνει αντίστοιχη μεταβολή κατά 0.390625% της σχετικής διάρκειας αγωγής του PWM σήματος. Η συχνότητα του PWM σήματος που χρησιμοποιήθηκε ήταν

31.250 KHz. Αναλυτικότερη περιγραφή των χαρακτηριστικών του μικροελεγκτή αναφέρονται στο [26].

4.2.5 Η αναπτυξιακή πλακέτα

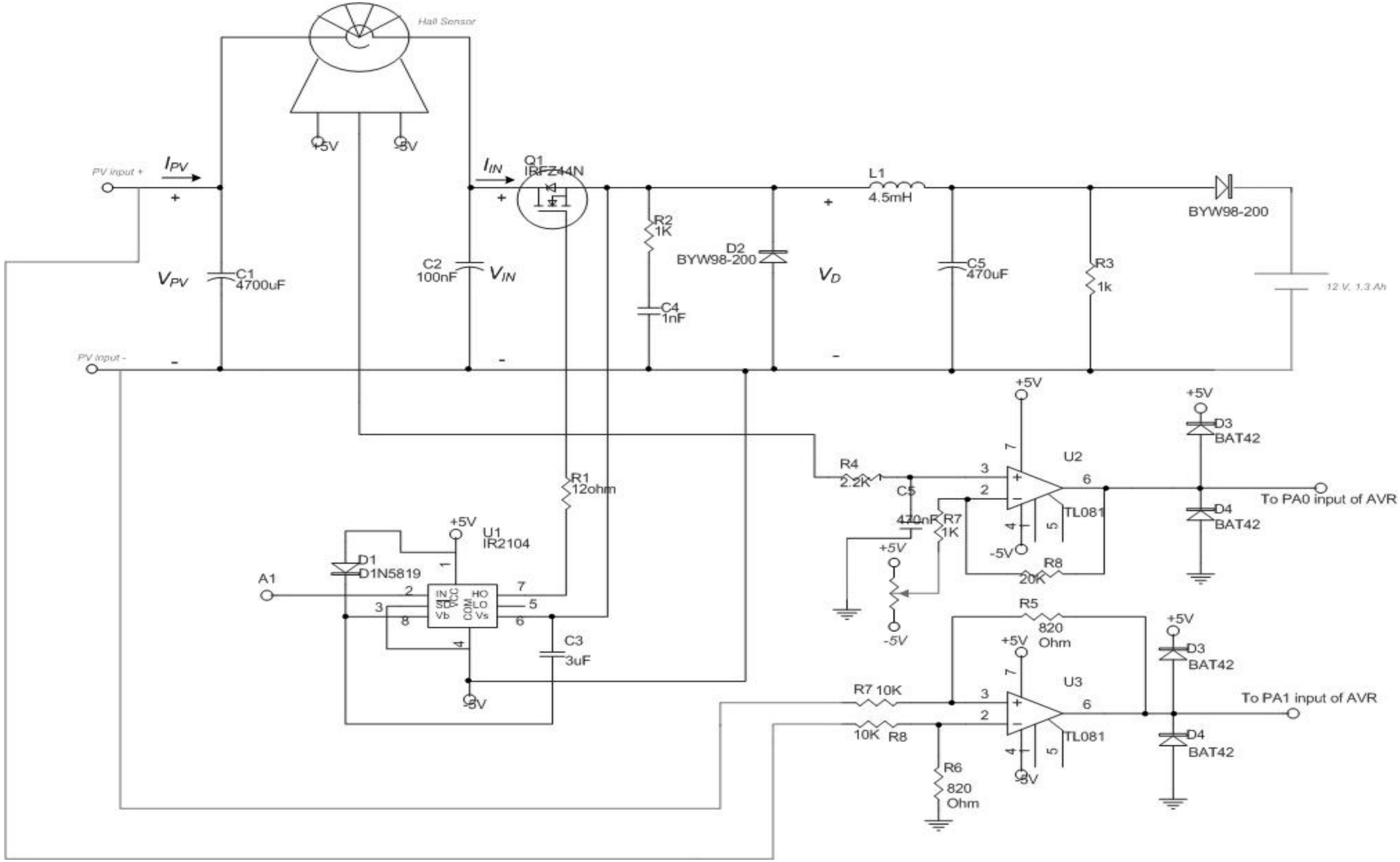
Για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή, τη διασύνδεση του με τα υπόλοιπα κυκλώματα καθώς και την εξαγωγή δεδομένων κατά την διάρκεια των πειραμάτων από τον μικροελεγκτή, χρησιμοποιήθηκε η αναπτυξιακή πλακέτα STK500 της εταιρίας ATMEL. Ο προγραμματισμός του μικροελεγκτή πραγματοποιείται μέσω μίας σειριακής θύρας που συνδέεται με τον υπολογιστή. Μέσω της εφαρμογής *AVR Studio v4.0* της εταιρίας ATMEL, η οποία είναι μια ολοκληρωμένη αναπτυξιακή πλατφόρμα, αναπτύχθηκαν οι κώδικες των αλγορίθμων και προγραμματίζονταν ο μικροελεγκτής κατά τη διάρκεια των πειραμάτων. Η επικοινωνία με τα υπόλοιπα κυκλώματα γινόταν μέσω θυρών που διαθέτει η πλακέτα και διασυνδέονται με τα pins του μικροελεγκτή. Η εξαγωγή των δεδομένων κατά την διάρκεια των πειραμάτων πραγματοποιήθηκε μέσω μίας δεύτερης σειριακής θύρας που διαθέτει η πλακέτα η οποία ήταν συνδεδεμένη με τον υπολογιστή, σύμφωνα με το πρωτόκολλο RS-232 και με ταχύτητα μετάδοσης 9600 bit ανά δευτερόλεπτο. Τα δεδομένα καταγράφονταν στον υπολογιστή μέσω μιας Telnet εφαρμογής τερματικού (την *terminal v1.9b).* Στο Σχήμα 4.12 παρουσιάζεται μία φωτογραφία της αναπτυξιακής πλακέτας STK500.



Σχήμα 4.12. Η αναπτυξιακή πλακέτα STK500 που χρησιμοποιήθηκε.

4.2.6 Ο Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης

Το σχηματικό διάγραμμα του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης που χρησιμοποιήθηκε στο σύστημα, κατασκευάστηκε στο εργαστήριο και παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.13 [24]. Χρησιμοποιήθηκε για την διασύνδεση της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στοιχείων με την μπαταρία που αποτελεί το φορτίο του συστήματος. Στο Σχήμα 4.14 εκτός του μετατροπέα, φαίνονται ο αισθητήρας Hall που χρησιμοποιήθηκε για την μέτρηση της έντασης του ρεύματος καθώς και οι δύο τελεστικοί ενισχυτές που χρησιμοποιήθηκαν για την ρύθμιση των μετρούμενων σημάτων ρεύματος και τάσης. Αυτοί οι ενισχυτές χρησιμοποιήθηκαν για να περιοριστεί το εύρος των μετρούμενων σημάτων από 0 έως 5 Volt ώστε να είναι σε επίπεδα TTL.

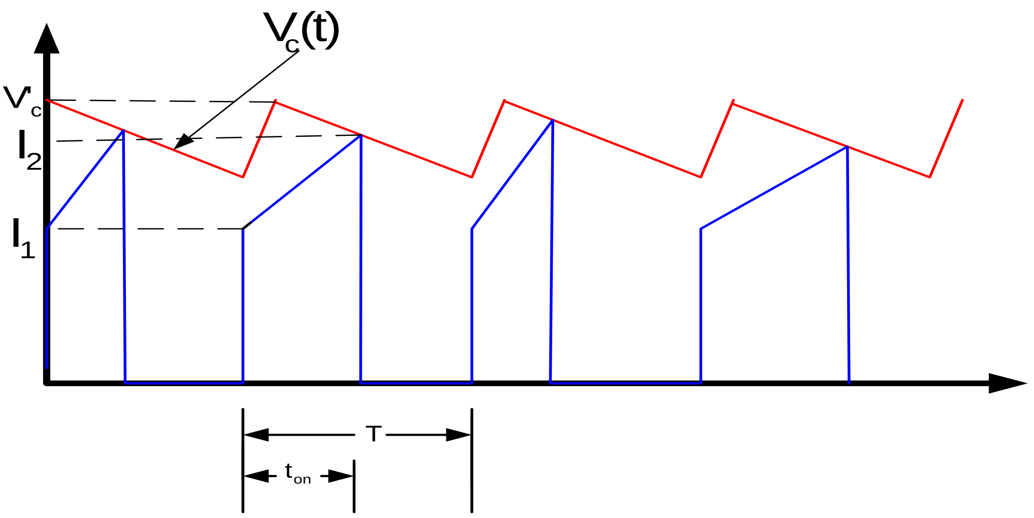


Σχήμα 4.13. Ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης του συστήματος.

Ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης αποτελείται από τον πυκνωτή εξομάλυνσης στην είσοδο του, από τον διακόπτη, από μια flyback δίοδο και ένα χαμηλοπερατό φίλτρο που μειώνει τις διακυμάνσεις της τάσης εξόδου. Ο πυκνωτής εξομάλυνσης έχει χωρητικότητα 4700μF. Το χαμηλοπερατό φίλτρο αποτελείται από έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή χωρητικότητας $470\ \mu F$ και ένα πηνίο που κατασκευάστηκε στο εργαστήριο με αυτεπαγωγή $4.5\ mH$. Ο διακόπτης του υλοποιήθηκε με την χρήση ενός MOSFET ισχύος τύπου IRFZ44N. O driver που χρησιμοποιήθηκε για τον έλεγχο του διακόπτη είναι ο IR2104, όπως φαίνεται και στο παραπάνω διάγραμμα. Στο σημείο A1 του διαγράμματος συνδέεται το σήμα ελέγχου του διακόπτη του μετατροπέα, το οποίο προέρχεται από έναν πολυπλέκτη και η λειτουργία του οποίου θα περιγραφεί στη συνέχεια. Η μέτρηση της τιμής της έντασης του ρεύματος γίνεται από τον αισθητήρα Hall. Το σήμα εισόδου του ενισχύεται από τον τελεστικό ενισχυτή U2 και κατόπιν εισέρχεται στον μικροελεγκτή. Στην αρνητική είσοδο του τελεστικού ενισχυτή U2 τοποθετήθηκε ένα ποτενσιόμετρο για την διόρθωση του DC offset που παράγονταν από τον αισθητήρα Hall όταν το τύλιγμα του δεν διαρρεόταν από ρεύμα. Η μέτρηση της τάσης της εισόδου του μετατροπέα υλοποιείται με τη χρήση του διαφορικού ενισχυτή U3, η έξοδος του οποίου εισέρχεται στον μικροελεγκτή. Στις εξόδους των ενισχυτών U2 και U3 συνδέονται δίοδοι προστασίας με τον τρόπο που φαίνεται στο παραπάνω σχήμα για να εξασφαλιστεί ότι τα σήματα εξόδου των δύο ενισχυτών θα είναι σε επίπεδα TTL (0 έως 5 Volt), επειδή οι είσοδοι του μικροελεγκτή δέχονται μόνο TTL σήματα.

4.2.7 Κύκλωμα παραγωγής της τάσης ελέγχου V_C

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, για την σωστή εκτέλεση του αλγορίθμου της μεθόδου «ανάβασης λόφου/σταθερής ισχύος εξόδου (hill climbing/ constant power mode)», απαιτείται ο μετατροπέας να ελέγχεται με τέτοιο τρόπο, ώστε να μπορεί να διατηρεί την ισχύ εισόδου του σταθερή, ανεξάρτητα από την τάση εισόδου του. Η υλοποίηση της απαίτησης αυτής βασίζεται στη μέθοδο που χρησιμοποιείται όταν ο μετατροπέας λειτουργεί με έλεγχο του ρεύματος εισόδου του. Συγκεκριμένα, ο τρόπος ελέγχου που χρησιμοποιείται είναι ο έλεγχος με σταθερή συχνότητα και έναυση κατά την άνοδο του παλμού [24]. Η μέθοδος αυτή στηρίζεται στην σύγκριση της κυματομορφής του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα με μια τριγωνική κυματομορφή σταθερής συχνότητας και μεταβλητού offset (τάση ελέγχου V_C στο Σχήμα 4.14) για την δημιουργία του PWM σήματος, που ελέγχει τον διακόπτη του μετατροπέα όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.14. Το μέγεθος του offset της τριγωνικής κυματομορφής ρυθμίζεται από το μικροελεγκτή. Λόγω της σταθερής συχνότητας της τριγωνικής κυματομορφής επιτυγχάνεται η μια απαίτηση της μεθόδου για σταθερή συχνότητα. Επιπλέον με την χρήση ενός D-Flip Flop επιτυγχάνεται η έναυση στην αρχή του παλμού. Ο τρόπος σύνδεσης και η λειτουργία του D-Flip Flop θα αναλυθούν στην συνέχεια. Η θεωρητική απόδειξη της μεθόδου αυτής εμπεριέχεται στην διπλωματική εργασία [24].



Σχήμα 4.14. Σύγκριση του ρεύματος εισόδου με την πριονωτή κυματομορφή.

Το κύκλωμα παραγωγής της τάσης ελέγχου V_C αποτελείται από όλα τα απαραίτητα υποκυκλώματα που απαιτούνται για την δημιουργία της πριονωτής κυματομορφής, την ρύθμιση του πλάτους της καθώς και την σύγκριση της με το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα DC/DC του συστήματος. Το σχηματικό διάγραμμα του παραπάνω κυκλώματος παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.16 [24].

Αρχικά παράγεται η πριονωτή κυματομορφή από το κύκλωμα που φαίνεται στο κάτω-αριστερά τμήμα του σχήματος που αποτελείται από το ολοκληρωμένο NE555. Η συχνότητα αυτής της κυματομορφής είναι περίπου ίση με 45kHz και το πλάτος της είναι ίσο με 3.2 V. Η πριονωτή κυματομορφή όμως που έχει παραχθεί θα πρέπει να αντιστραφεί για να είναι όμοια με εκείνη του Σχήματος 4.15. Επιπλέον θα πρέπει να μειωθεί το πλάτος και να γίνει ίσο με 90mV. Και οι δύο αυτές εργασίες επιτελούνται από τον αντιστροφέα που υλοποιείται με τον τελεστικό ενισχυτή U_6.

Στη συνέχεια, μέσω του αθροιστή που υλοποιείται με τον τελεστικό ενισχυτή U_7 προστίθεται στην πριονωτή κυματομορφή το DC offset. Το DC offset δημιουργείται από τον D/A μετατροπέα DAC0832. Η είσοδος του μετατροπέα αποτελείται από μια ψηφιακή λέξη μήκους 8 bit, η οποία προέρχεται από το μικροελεγκτή και η τιμή της καθορίζεται από αυτόν ανάλογα με την λειτουργία του αλγορίθμου που εκτελείται. Ο τρόπος που αλλάζει η τιμή της ψηφιακής λέξης αναφέρεται στη συνέχεια, στην παράγραφο όπου περιγράφεται ο αλγόριθμος που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση της μεθόδου «ανάβασης λόφου/σταθερής ισχύος εισόδου».

Για την έξοδο του μετατροπέα D/A ισχύει:

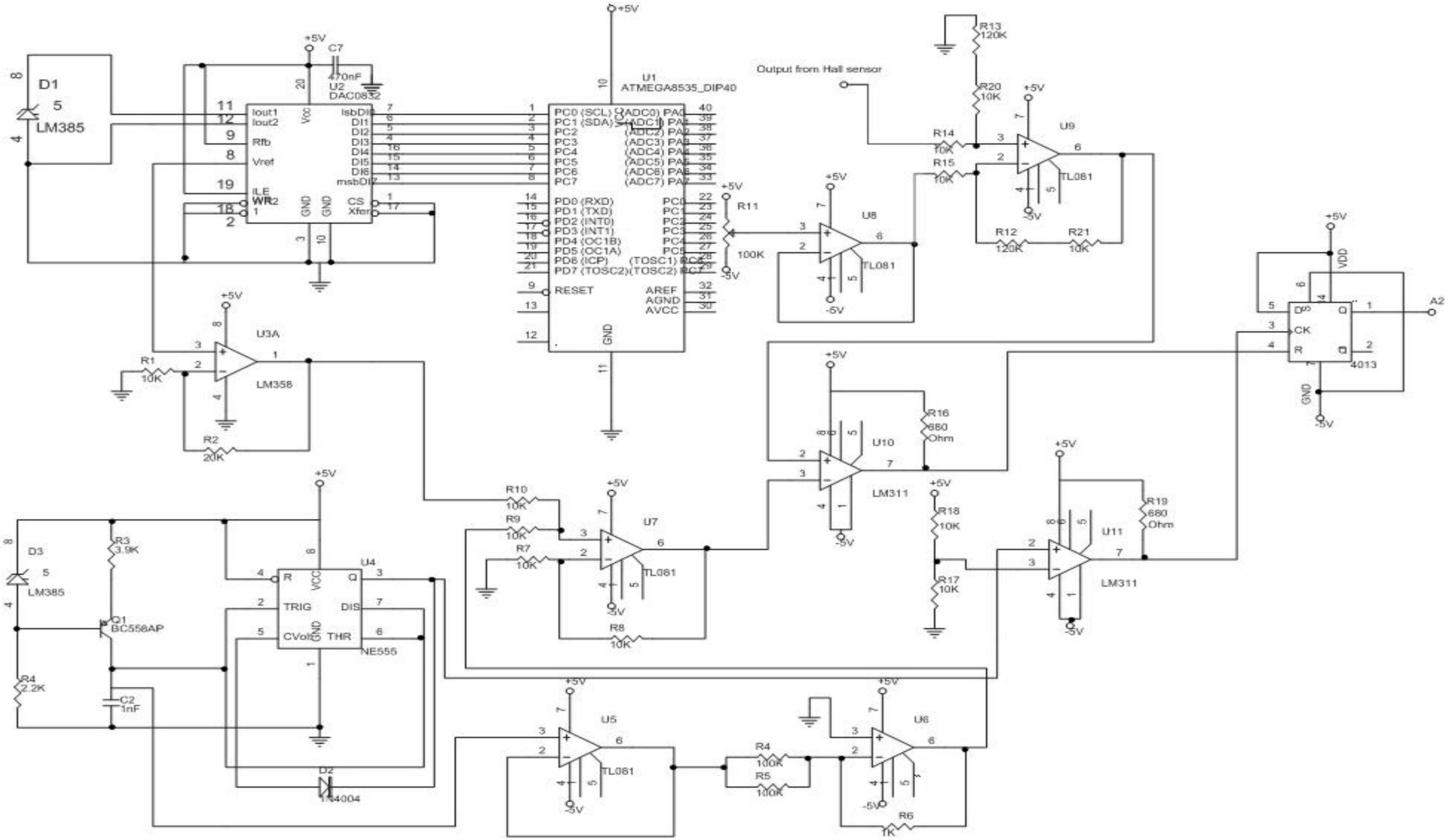
$$V_{out} = 1.23\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{D}{256}\right) \qquad (4\text{-}1)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των αντιστάσεων προκύπτει ότι $V_{out} = 0.0144140 * D$ όπου D η ψηφιακή λέξη που παράγεται από την έξοδο του μικροελεγκτή, υπολογισμένη σε δεκαδική μορφή. Αυτή η τάση V_{out} καθορίζει την τιμή του DC offset V_C' του Σχήματος 4.14.

Στο πάνω δεξί τμήμα του σχηματικού διαγράμματος, μέσω του ενισχυτή U9 ενισχύεται κατάλληλα το σήμα που προέρχεται από τον αισθητήρα Hall ώστε να μπορεί να συγκριθεί με την πριονωτή κυματομορφή. Επιπλέον με το ποτενσιόμετρο R11 και το ακόλουθο τάσης U8 διορθώνεται το offset του αισθητήρα Hall ώστε όταν το τύλιγμα του διαρρέεται από μηδενικό ρεύμα τότε η τάση που εμφανίζεται στην έξοδο του U9 να είναι 0V. Αν δεν διορθωθεί αυτό το offset προστίθεται στη τάση που αντιστοιχεί στην μέτρηση του ρεύματος που διαρρέει το τύλιγμα του αισθητήρα Hall, μειώνοντας την ακρίβεια της μέτρησης. Αυτή η ανακρίβεια οδηγεί σε σφάλμα στην σύγκριση με την τάση ελέγχου V_C.

Στο επόμενο στάδιο γίνεται η σύγκριση της τάσης εξόδου του U9 που προέρχεται από την μέτρηση του ρεύματος της εισόδου του μετατροπέα μέσω του αισθητήρα Hall, και της πριονωτής κυματομορφής (τάση ελέγχου V_C). Αυτή η σύγκριση υλοποιείται στον συγκριτή LM311 (U10 στο Σχήμα 4.15).

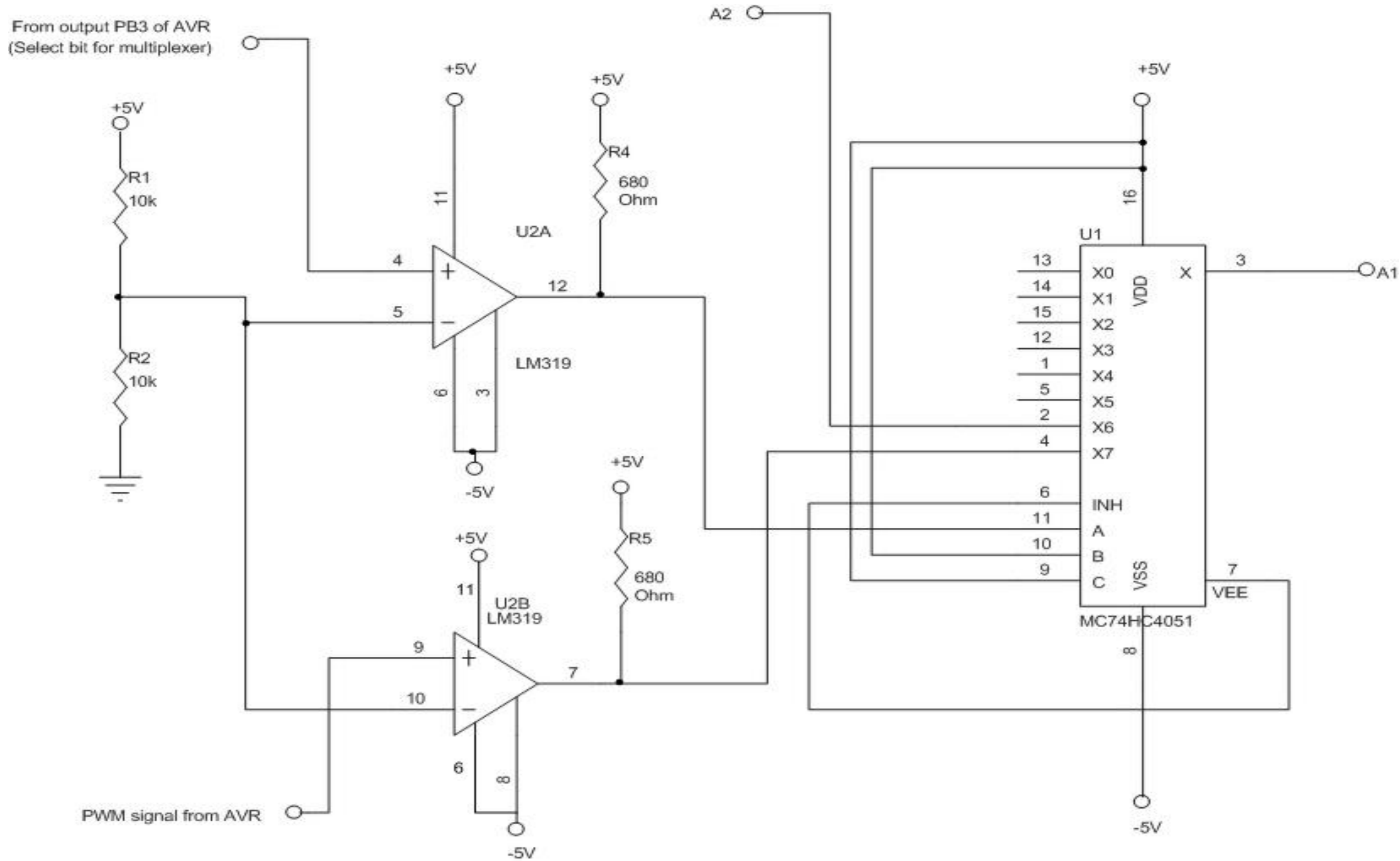
Επειδή ο τρόπος ελέγχου του μετατροπέα σε αυτή την μέθοδο είναι με σταθερή συχνότητα και έναυση στην αρχή του παλμού, η έξοδος του συγκριτή συνδέεται με την είσοδο RESET του D-Flip Flop 4013. Επιπλέον στην είσοδο του ρολογιού (clock) του D-Flip Flop συνδέεται ένας τετραγωνικός παλμός ίδιας συχνότητας με εκείνη της πριονωτής κυματομορφής. Αυτό το σήμα προέρχεται από το ρολόι του ολοκληρωμένου NE555 αφού έχει διέλθει από ένα συγκριτή LM311 (U11 στο Σχήμα 4.15), του οποίου η αρνητική είσοδος είναι συνδεδεμένη στα 0V ώστε να μην αλλάζει η μορφή του τετραγωνικού παλμού. Η μόνη αλλαγή που συμβαίνει στον παλμό είναι η μετατροπή του πλάτους του από 0V έως 5V σε -5V έως +5V που είναι οι τάσεις τροφοδοσίας του D-Flip Flop. Με αυτό τον τρόπο εξασφαλίζεται η σταθερή συχνότητα (περίπου 45 kHz) καθώς και η έναυση στην αρχή του παλμού. Αναλυτικότερα το σήμα ελέγχου παράγεται ως εξής: η έξοδος του Flip Flop γίνεται “1” στη θετική ακμή του τετραγωνικού παλμού και ο διακόπτης ισχύος του μετατροπέα άγει. Παραμένει σε αυτή την κατάσταση μέχρι το σήμα RESET που προέρχεται από τη σύγκριση της πριονωτής κυματομορφής και της τάσης εξόδου του αισθητήρα Hall γίνει “0”, που σημαίνει ότι η τάση της εξόδου του αισθητήρα είναι μικρότερη από την πριονωτή κυματομορφή. Τότε, η έξοδος του Flip Flop θα γίνει και αυτή “0”. Συνεπώς ο διακόπτης του μετατροπέα δεν άγει. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται ο έλεγχος του διακόπτη του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Η σχετική διάρκεια αγωγής του διακόπτη εξαρτάται από το DC offset της πριονωτής κυματομορφής, αφού όσο μεγαλύτερο είναι αυτό, τόσο περισσότερο καθυστερεί η τάση της εξόδου του αισθητήρα Hall να γίνει μικρότερη από την πριονωτή κυματομορφή και επομένως τόσο μεγαλύτερη είναι η σχετική διάρκεια αγωγής.



Σχήμα 4.15. Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος ελέγχου του μετατροπέα όταν λειτουργεί με σταθερή ισχύ εισόδου.

Το κυκλώματος επιλογής σήματος ελέγχου του διακόπτη του μετατροπέα DC/DC του συστήματος είναι το κύκλωμα που επιλέγει ανάλογα με την φάση λειτουργίας του αλγορίθμου της μεθόδου «ανάβασης λόφου/σταθερής ισχύος εισόδου» ποιο σήμα θα ελέγχει τον διακόπτη του μετατροπέα. Κατά την φάση της «ανάβασης λόφου» επιλέγεται το σήμα PWM που προέρχεται από τον μικροελεγκτή, ενώ κατά την φάση «σταθερής ισχύος εισόδου» επιλέγεται το σήμα που παράγεται από το κύκλωμα που αναλύθηκε παραπάνω. Ένα αναλυτικό σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος αυτού φαίνεται στο Σχήμα 4.16 [24].

Το βασικό κομμάτι του κυκλώματος αυτού είναι ο αναλογικός πολυπλέκτης HCF4051BE, ο οποίος επιλέγει ποιο σήμα θα ελέγχει το διακόπτη του μετατροπέα. Τα δυο σήματα συνδέονται σε δυο εισόδους του πολυπλέκτη και με ένα σήμα που παράγεται από το μικροελεγκτή επιλέγεται ποιο σήμα θα ελέγχει το διακόπτη του μετατροπέα. Η επιλογή γίνεται ανάλογα με το ποια λειτουργία του μετατροπέα χρειάζεται κάθε φορά και εξαρτάται από το σημείο εκτέλεσης του αλγορίθμου. Τέλος οι δυο συγκριτές LM319 που φαίνονται στο σχηματικό διάγραμμα του πολυπλέκτη χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή του πλάτους του PWM σήματος και του bit ελέγχου από επίπεδα TTL (0 έως 5V) που χρησιμοποιεί η έξοδος του μικροελεγκτή σε -5V έως +5V, που κυμαίνονται οι τάσεις τροφοδοσίας του πολυπλέκτη. Η έξοδος του πολυπλέκτη συνδέεται με το ολοκληρωμένο IR2104 του Σχήματος 4.13 που ελέγχει τον διακόπτη του μετατροπέα DC/DC.



Σχήμα 4.16. Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος επιλογής σήματος ελέγχου του διακόπτη του μετατροπέα DC/DC του συστήματος.

4.3 Ανάλυση του λογισμικού που αναπτύχθηκε για τις τέσσερις μεθόδους που υλοποιήθηκαν

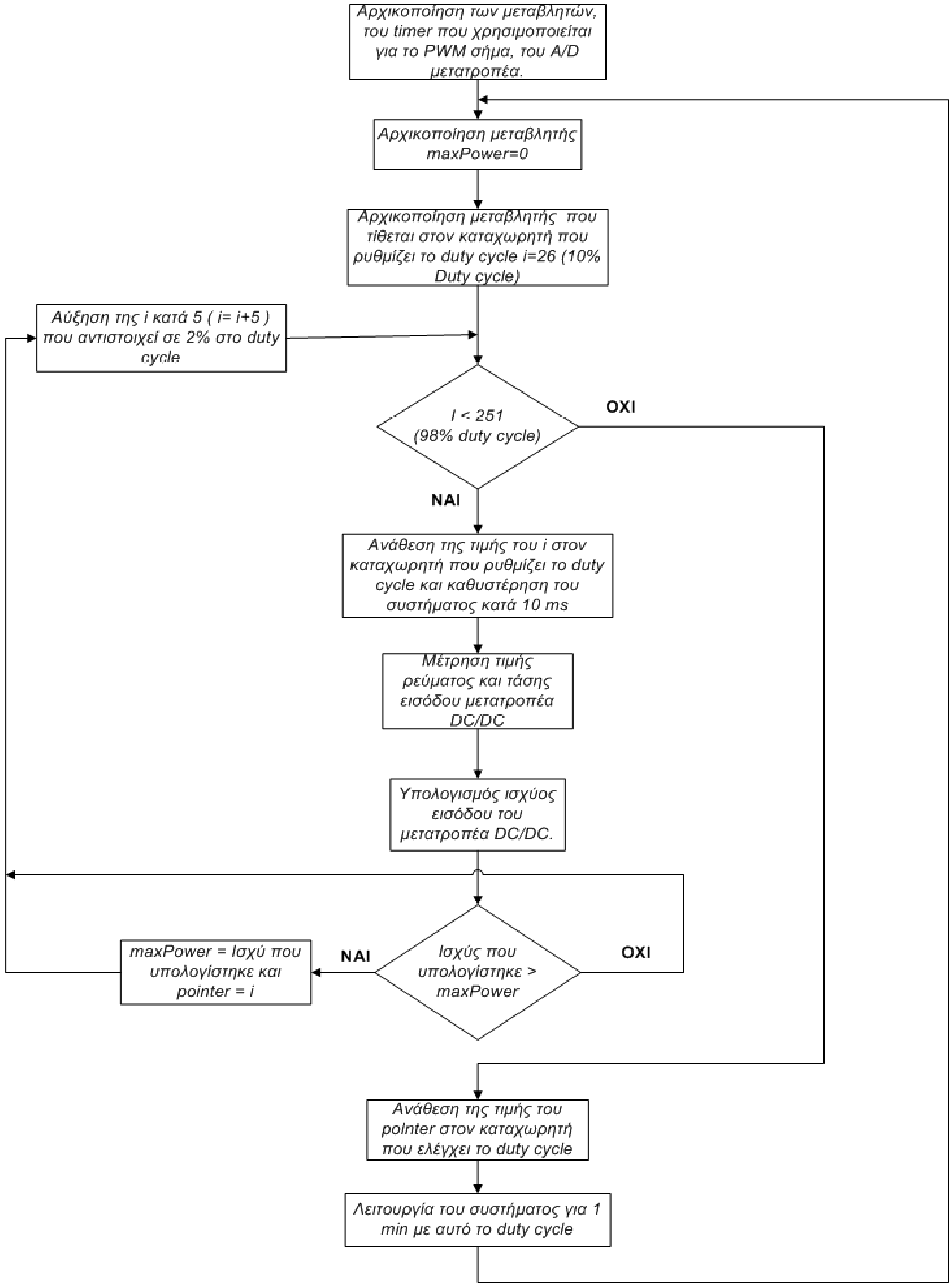
4.3.1 Μέθοδος Εξαντλητικής Αναζήτησης (Exhaustive Search)

Η μέθοδος «εξαντλητικής αναζήτησης» ήταν η πρώτη μέθοδος που υλοποιήθηκε στην διάρκεια της εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Στην συνέχεια αναλύεται ο κώδικας υλοποίησης της μεθόδου και παρουσιάζεται ένα διάγραμμα ροής του στο Σχήμα 4.17.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.17, αρχικά οι μεταβλητές που χρησιμοποιούνται στον αλγόριθμο λαμβάνουν αρχικές τιμές, και αρχικοποιούνται ο timer ο οποίος παράγει το PWM σήμα και ο A/D μετατροπέας του μικροελεγκτή. Κατόπιν αρχικοποιείται η μεταβλητή maxPower στην τιμή μηδέν. Η μεταβλητή maxPower αποθηκεύει την μέγιστη ισχύ της φωτοβολταϊκής συστοιχίας που μετρήθηκε κατά την διάρκεια των εναλλαγών της τιμής της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM που ελέγχει τον διακόπτη του μετατροπέα DC/DC του συστήματος. Επιπλέον αρχικοποιείται η μεταβλητή i, η οποία αποθηκεύει τις τιμές που ρυθμίζουν την σχετική διάρκεια αγωγής του PWM σήματος ελέγχου. Επειδή η σχετική διάρκεια αγωγής του PWM σήματος που παράγεται από τον μικροελεγκτή ελέγχεται από έναν καταχωρητή μήκους 8 bit, οι δυνατές τιμές που μπορεί να λάβει είναι από 0 έως 255. Μεταβολή κατά 1 της τιμής αυτού του καταχωρητή αντιστοιχεί σε μεταβολή κατά 0.390625% της σχετικής διάρκειας αγωγής (duty cycle) του PWM σήματος. Η μεταβλητή i, η οποία λαμβάνει τις τιμές που ανατίθενται στον καταχωρητή ο οποίος ρυθμίζει την σχετική διάρκεια αγωγής καθ’ όλη την διάρκεια του κώδικα, αρχικοποιείται στην τιμή 26 που αντιστοιχεί σε περίπου 10% σχετική διάρκεια αγωγής.

Η τιμή της μεταβλητής i ανατίθεται στον καταχωρητή που ρυθμίζει την σχετική διάρκεια αγωγής και στην συνέχεια πραγματοποιείται δειγματοληψία του ρεύματος και της τάσης καθώς και υπολογισμός της ισχύος που παράγει η Φ.Β συστοιχία, αφού προηγουμένως έχουν μετατραπεί οι μετρούμενες τιμές σε πραγματικές τιμές ρεύματος και τάσης λαμβάνοντας υπόψη τα κέρδη των αισθητηρίων μέτρησης ρεύματος και τάσης με την συγκεκριμένη σχετική διάρκεια αγωγής. Αν αυτή είναι μεγαλύτερη από εκείνη που είναι αποθηκευμένη στην μεταβλητή maxPower, η τιμή της ανατίθεται στην maxPower και η τιμή της μεταβλητής **i** ανατίθεται στην μεταβλητή pointer. Κατόπιν αυξάνεται η τιμή της μεταβλητής **i** κατά 5 που αντιστοιχεί σε 2% μεταβολή στην σχετική διάρκεια αγωγής. Στην περίπτωση όπου η παραγόμενη ισχύς είναι μικρότερη από εκείνη της τιμής που περιέχει η maxPower ο αλγόριθμος μεταβαίνει κατευθείαν στο στάδιο αύξησης της τιμής της i παρακάμπτοντας το στάδιο της ανάθεσης νέων τιμών στις μεταβλητές maxPower και pointer**.** Μετά την αύξηση της τιμής της **i** επαναλαμβάνεται ο έλεγχος της τιμής της για να διαπιστωθεί αν έχει υπερβεί την τιμή 250 που αντιστοιχεί σε 98% στην σχετική διάρκεια αγωγής του PWM σήματος. Η ίδια διαδικασία που περιγράφηκε παραπάνω επαναλαμβάνεται έως ότου η τιμή της μεταβλητής i να υπερβεί την τιμή 250. Τότε στον καταχωρητή ελέγχου της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM ανατίθεται η τιμή που περιέχει η μεταβλητή pointer η οποία είναι εκείνη που αντιστοιχεί στην τιμή κατά την οποία παράχθηκε η μεγαλύτερη ισχύς από την συστοιχία των Φ/Β στοιχείων του συστήματος. Συνεπώς πλέον το σύστημα λειτουργεί στο σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος (MPP). Η παραπάνω διαδικασία επαναλαμβάνεται κάθε ένα λεπτό ώστε να εντοπίζεται πιθανή μεταβολή του σημείου παραγωγής μέγιστης ισχύος MPP, λόγω μεταβολών των ατμοσφαιρικών συνθηκών (θερμοκρασίας, ακτινοβολίας).

Αξίζει να αναφερθεί ότι μετά από κάθε μεταβολή της τιμής της σχετικής διάρκειας αγωγής, η νέα δειγματοληψία των τιμών της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο του μετατροπέα καθυστερεί κατά 10ms. Αυτό συμβαίνει για να προλαβαίνει το σύστημα να μεταβεί στη νέα μόνιμη κατάσταση μετά από κάθε διαταραχή. Επιπλέον το βήμα μεταβολής της τιμής του καταχωρητή που ρυθμίζει τη σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM, ρυθμίστηκε στην τιμή 5 επειδή κατόπιν πειραματισμών, διαπιστώθηκε ότι για μικρότερες τιμές μεταβολής, ο μικροελεγκτής δεν εντόπιζε ικανοποιητικά τις μεταβολές στις μετρούμενες τιμές της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο του μετατροπέα λόγω της ακρίβειας των αισθητήρων και των κυκλωμάτων μέτρησης καθώς και της διακριτικής ικανότητας του μετατροπέα A/D. Τέλος, το σήμα ελέγχου του πολυπλέκτη που καθορίζει την επιλογή του σήματος ελέγχου του διακόπτη του μετατροπέα DC/DC, καθορίστηκε κατάλληλα ώστε ο διακόπτης του μετατροπέα να ελέγχεται με το PWM σήμα που παράγει ο μικροελεγκτής.



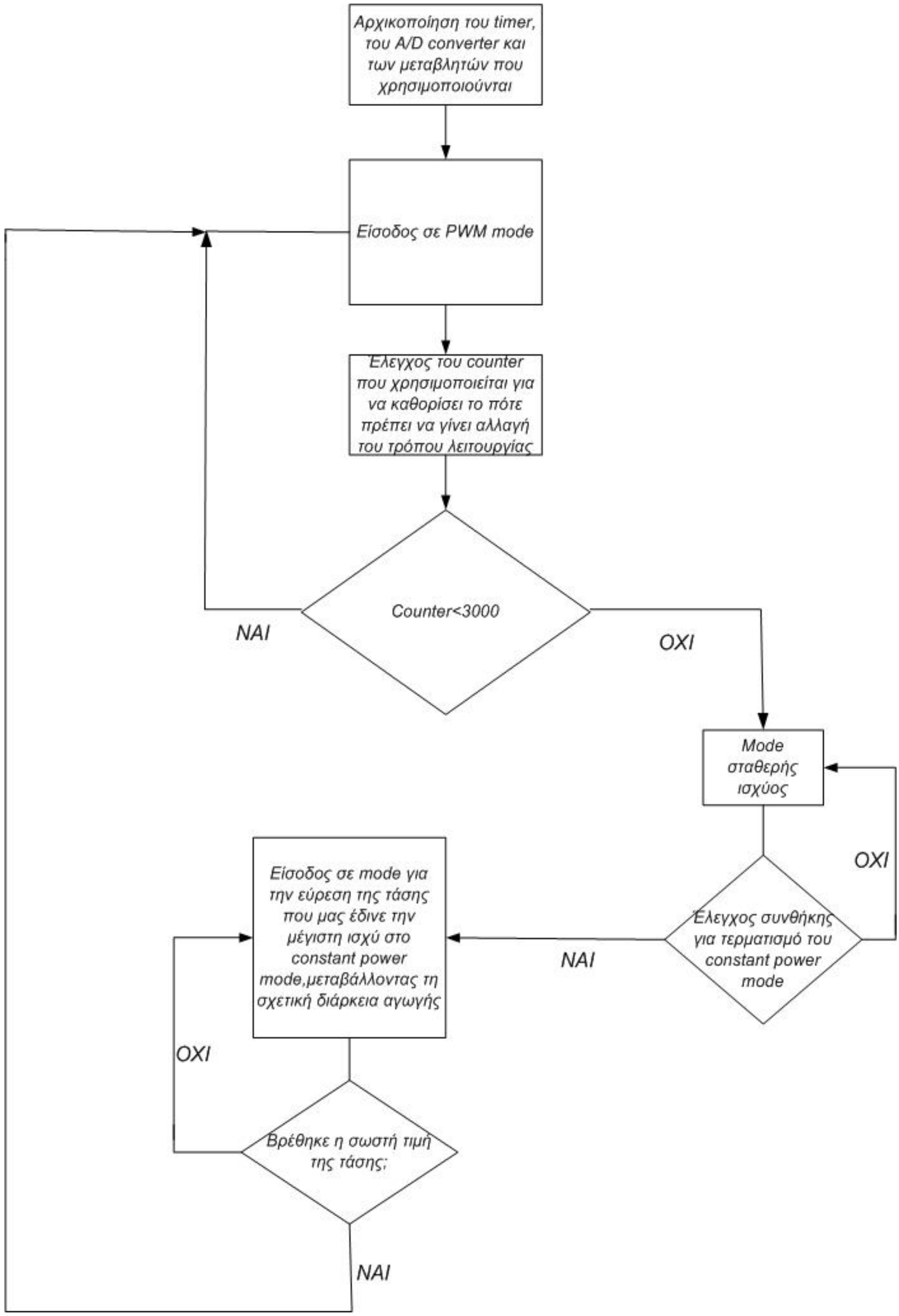
Σχήμα 4.17. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου της μεθόδου «εξαντλητικής αναζήτησης».

4.3.2 Μέθοδος Ανάβασης Λόφου / Σταθερής Ισχύος Εισόδου (Hill Climbing / Constant Power Mode)

Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου «μέθοδος ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου» φαίνεται στο Σχήμα 4.18.

Στην αρχή του αλγόριθμου αρχικοποιούνται οι μεταβλητές που χρησιμοποιούνται στον αλγόριθμο, ο timer ο οποίος παράγει το σήμα PWM και ο μετατροπέας A/D του μικροελεγκτή. Κατόπιν ο αλγόριθμος αρχίζει να ελέγχει τον μετατροπέα με το PWM σήμα που παράγεται. Κάθε φορά που μεταβάλλεται η σχετική διάρκεια αγωγής αυξάνεται μια μεταβλητή που ονομάζεται counter. Μετέπειτα ελέγχεται η τιμή της μεταβλητής αυτής. Αν η τιμή της έχει γίνει ίση με 3000 τότε αλλάζει ο τρόπος ελέγχου του μετατροπέα DC/DC και πλέον ελέγχεται με έλεγχο ρεύματος με σταθερή συχνότητα. Η τιμή αυτή αντιστοιχεί σε διάρκεια περίπου 20 δευτερολέπτων.

Κατά τον έλεγχο ρεύματος με σταθερή συχνότητα ο μετατροπέας DC/DC διατηρεί την ισχύ της εισόδου του σταθερή έως ότου ικανοποιηθεί μια συνθήκη, η οποία θα αναπτυχθεί αναλυτικά παρακάτω. Στο τρίτο στάδιο της εκτέλεσης του αλγορίθμου επιστρέφει στον έλεγχο με PWM σήμα και προσπαθεί να ανιχνεύσει την τάση που παρήγαγε τη μέγιστη ισχύ στο προηγούμενο βήμα.



Σχήμα 4.18. Το διάγραμμα ροής της μεθόδου «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου».

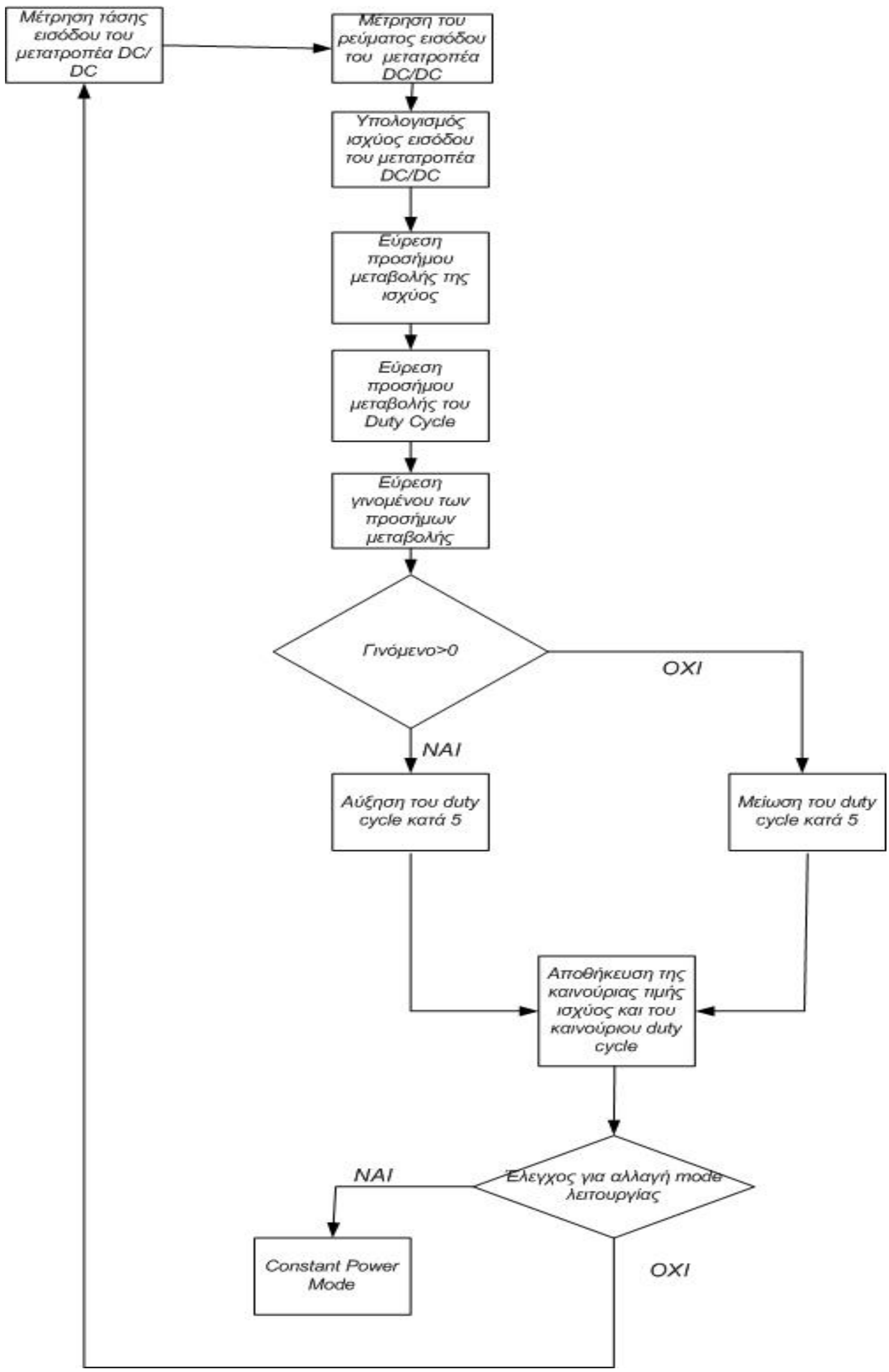
4.3.2.1. Έλεγχος με PWM σήμα

Στο στάδιο αυτό του αλγορίθμου, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 4.19 αρχικά μετριέται η τάση και το ρεύμα στην είσοδο του μετατροπέα. Ο αλγόριθμος ξεκινάει με την ανίχνευση του πρώτου τοπικού μέγιστου της καμπύλης ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων από την δεξιά πλευρά της προς την αριστερή. Στην συνέχεια υπολογίζεται η ισχύ εισόδου αφού προηγουμένως έχει μετατρέψει τις μετρούμενες τιμές σε πραγματικές τιμές ρεύματος και τάσης λαμβάνοντας υπόψη του τα κέρδη των αισθητήρων μέτρησης ρεύματος και τάσης. Στη συνέχεια συγκρίνονται οι τιμές ισχύος $P(k-1)$ και $P(k-2)$ και το πρόσημο της μεταβολής της ισχύος αποθηκεύεται στη μεταβλητή $Sign\_P$. Αν $P(k-1) \geq P(k-2)$ τότε γίνεται $Sign\_P = 1$ αλλιώς $Sign\_P = -1$. Επίσης, ελέγχονται οι τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής $D(k-1)$ και $D(k-2)$ και αποθηκεύεται στη μεταβλητή $Sign\_D$, το πρόσημο της μεταβολής. Αν ισχύει $D(k-1) \geq D(k-2)$ τότε $Sign\_D = 1$ διαφορετικά $Sign\_D = -1$. Αμέσως μετά υπολογίζεται το γινόμενο Sign_P * Sign_D. Αν το γινόμενο είναι θετικό σημαίνει ότι είτε αυξήθηκε η παραγόμενη ισχύς και η σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle), είτε ότι μειώθηκαν και οι δύο. Σε αυτή την περίπτωση αυξάνεται η σχετική διάρκεια αγωγής κατά 5 που αντιστοιχεί σε 2%. Στην αντίθετη περίπτωση, που σημαίνει ότι είτε αυξήθηκε η παραγόμενη ισχύς και μειώθηκε η σχετική διάρκεια αγωγής, είτε το αντίθετο, μειώνεται η σχετική διάρκεια αγωγής κατά 5.

Μέσω αυτής της μεθόδου επιτυγχάνεται μετά από ένα μικρό αριθμό επαναλήψεων η εύρεση του πρώτου τοπικού μέγιστου από τα δεξιά της καμπύλης ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων. Στη συνέχεια, αποθηκεύονται οι καινούριες τιμές ισχύος και σχετικής διάρκειας αγωγής και γίνεται η αύξηση και ο έλεγχος του μετρητή που καθορίζει εάν πρέπει να γίνει αλλαγή στον τρόπο ελέγχου του μετατροπέα. Η ίδια διαδικασία επαναλαμβάνεται έως την πάροδο είκοσι δευτερολέπτων (counter < 3000) και στη συνέχεια αλλάζει ο τρόπος ελέγχου του μετατροπέα και ελέγχεται με τον τρόπο «σταθερής ισχύος εισόδου» που θα περιγραφεί στην συνέχεια.

Αξίζει να αναφερθεί ότι μετά από κάθε μεταβολή της τιμής της σχετικής διάρκειας αγωγής, η νέα δειγματοληψία των τιμών της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο του μετατροπέα καθυστερεί κατά 10ms. Αυτό συμβαίνει για να προλαβαίνει το σύστημα να μεταβεί στη νέα μόνιμη κατάσταση μετά από κάθε διαταραχή. Επίσης, το βήμα μεταβολής της τιμής του καταχωρητή που ρυθμίζει της σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM, ρυθμίστηκε στην τιμή 5 επειδή κατόπιν πειραματισμών, διαπιστώθηκε ότι για μικρότερες τιμές μεταβολής, ο μικροελεγκτής δεν εντόπιζε ικανοποιητικά τις μεταβολές στις μετρούμενες τιμές της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο του μετατροπέα λόγω της ακρίβειας των αισθητήρων και των κυκλωμάτων μέτρησης καθώς και της διακριτικής ικανότητας του μετατροπέα A/D.

Τέλος το σήμα ελέγχου του πολυπλέκτη που καθορίζει την επιλογή του σήματος που ελέγχει τον διακόπτη του μετατροπέα DC/DC, καθορίστηκε κατάλληλα ώστε ο διακόπτης του μετατροπέα να ελέγχεται με το PWM σήμα που παράγει ο μικροελεγκτής.



Σχήμα 4.19. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου που ελέγχει τον μετατροπέα με σήμα μεταβλητής σχετικής διάρκειας αγωγής (PWM).

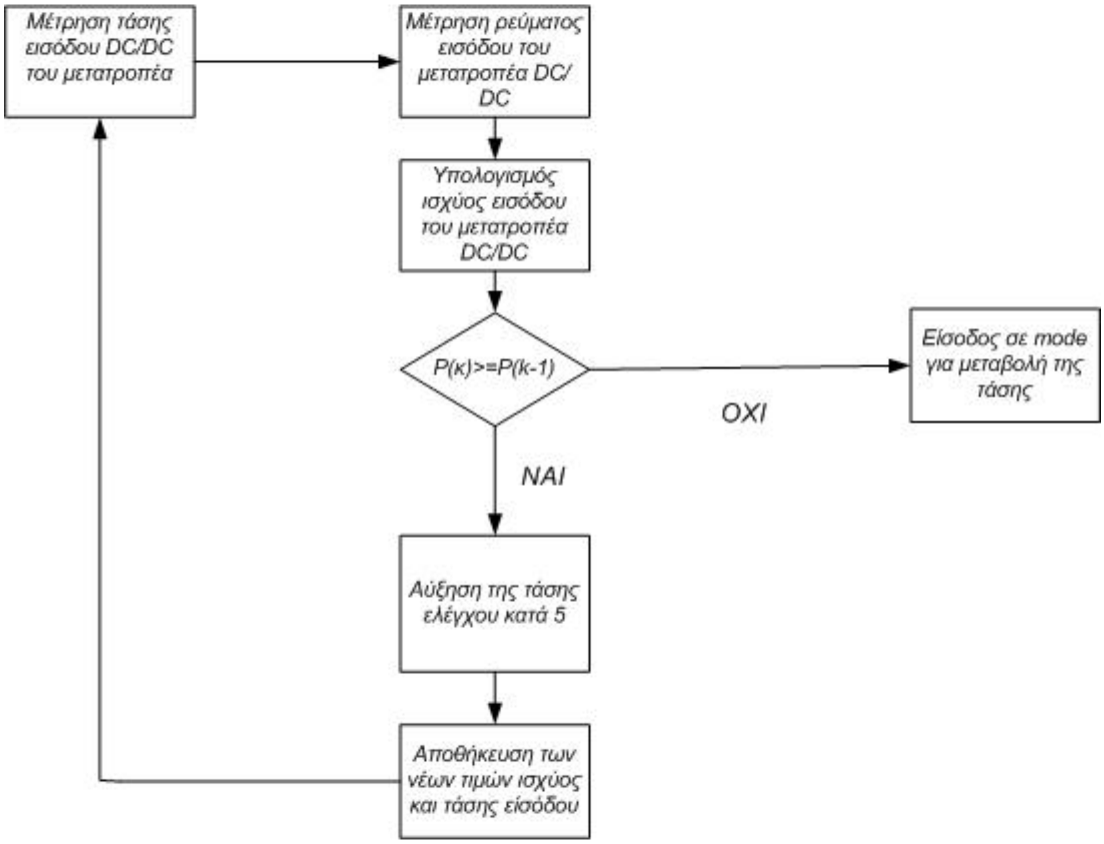
4.3.2.2. Ανάλυση κώδικα σταδίου ελέγχου με σταθερή ισχύ εισόδου

Σε αυτό το στάδιο του αλγορίθμου όπως φαίνεται και από το διάγραμμα ροής του Σχήματος 4.20, συνεχίζεται να δειγματοληπτείται η τάση και το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα DC/DC και να υπολογίζεται η ισχύς εισόδου του, με τον ίδιο τρόπο που έχει περιγράφεί στο προηγούμενο βήμα του αλγορίθμου. Το σήμα ελέγχου του πολυπλέκτη που καθορίζει την επιλογή του σήματος που ελέγχει τον διακόπτη του μετατροπέα DC/DC καθορίζεται έτσι ώστε ο διακόπτης του μετατροπέα να ελέγχεται με το σήμα που παράγεται από την σύγκριση της τάσης ελέγχου V_C και του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα όπως αυτό παράγεται από το κύκλωμα του Σχήματος 4.15. Αν η καινούρια ισχύς εισόδου είναι μεγαλύτερη ή ίση από την προηγούμενη ο μικροελεγκτής αυξάνει την τάση ελέγχου κατά 5 οπότε αυξάνεται η ψηφιακή λέξη που χρησιμοποιείται σαν είσοδος στον μετατροπέα D/A κατά 5 και αυξάνεται το DC offset. Η αύξηση αυτή της ψηφιακής λέξης κατά 5 σημαίνει αύξηση του DC offset, $V_c^{'}$, κατά 0.07 V. Η αρχική τιμή της V_C κατά την έναρξη της εκτέλεσης του αλγορίθμου είναι μηδέν.

Μετά την αύξηση της τάσης ελέγχου αποθηκεύονται οι τρέχουσες τιμές της τάσης και της ισχύος της εισόδου του μετατροπέα. Στη συνέχεια επαναλαμβάνεται η ίδια διαδικασία έως ότου η καινούρια ισχύς εισόδου να είναι μικρότερη από την προηγούμενη. Όπως αναφέρεται στην παράγραφο 4.1, αυτό σημαίνει ότι δεν υπάρχει κοινό σημείο τομής της χαρακτηριστικής τάσης του μετατροπέα DC/DC με αντίστοιχη της φωτοβολταϊκής συστοιχίας και το σημείο λειτουργίας θα είναι το σημείο της χαρακτηριστικής, το οποίο αντιστοιχεί σε τάση εισόδου του μετατροπέα ίση με την τάση της μπαταρίας.

Κατόπιν αλλάζει ο τρόπος ελέγχου του μετατροπέα μέσω της αλλαγής του σήματος που ελέγχει τον πολυπλέκτη και επανέρχεται πάλι στον έλεγχο με το σήμα PWM. Επίσης ακολουθείται μία νέα διαδικασία για την εύρεση του σημείου εκείνου που στην τελευταία επανάληψη του προηγούμενου βήματος έδινε τη μέγιστη ισχύ εισόδου.

Και στην περίπτωση αυτή μετά από κάθε μεταβολή της τιμής της σχετικής διάρκειας αγωγής, η νέα δειγματοληψία των τιμών της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο του μετατροπέα καθυστερεί κατά 10ms. Αυτό συμβαίνει για να προλαβαίνει το σύστημα να μεταβεί στη νέα μόνιμη κατάσταση μετά από κάθε διαταραχή.

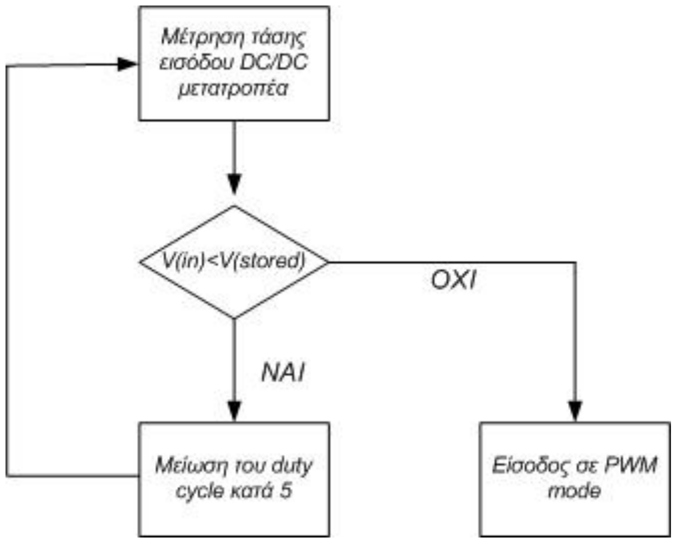


Σχήμα 4.20. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου που ελέγχει το μετατροπέα με σταθερή ισχύ εισόδου.

4.3.2.3. Στάδιο εύρεσης της τάσης που έδινε τη μέγιστη ισχύ

Σε αυτό το στάδιο του αλγορίθμου όπως παρουσιάζεται και στο Σχήμα 4.21 το μόνο που δειγματοληπτείται είναι η τάση εισόδου του μετατροπέα. Από το προηγούμενο βήμα του αλγορίθμου έχει αποθηκευθεί η τιμή της τάσης που έδινε τη μέγιστη ισχύ. Ο αλγόριθμος μειώνει την σχετική διάρκεια αγωγής κατά 5 (2%) κάθε φορά μέχρι η μετρούμενη τάση εισόδου να γίνει μεγαλύτερη ή ίση από την τιμή της αποθηκευμένης τάσης του προηγούμενου σταδίου. Αξίζει να αναφερθεί ότι μετά από κάθε μεταβολή της τιμής της σχετικής διάρκειας αγωγής, η νέα δειγματοληψία των τιμών της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο του μετατροπέα καθυστερεί κατά 10ms. Αυτό συμβαίνει για να προλαβαίνει το σύστημα να μεταβεί στη νέα μόνιμη κατάσταση μετά από κάθε διαταραχή.

Επειδή το σημείο στο οποίο θα συγκλίνει δεν είναι το σημείο μέγιστης ισχύος αλλά ένα σημείο πολύ κοντά σε αυτό, ο έλεγχος του μετατροπέα μεταφέρεται στην συνέχεια στο πρώτο βήμα του αλγορίθμου που έχει περιγράφει (μέθοδος ανάβασης λόφου). Τα τρία βήματα του αλγορίθμου που περιγράφηκαν παραπάνω επαναλαμβάνονται συνεχώς.



Σχήμα 4.21. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου για την σύγκλιση στην τάση που μετρήθηκε η μέγιστη ισχύς.

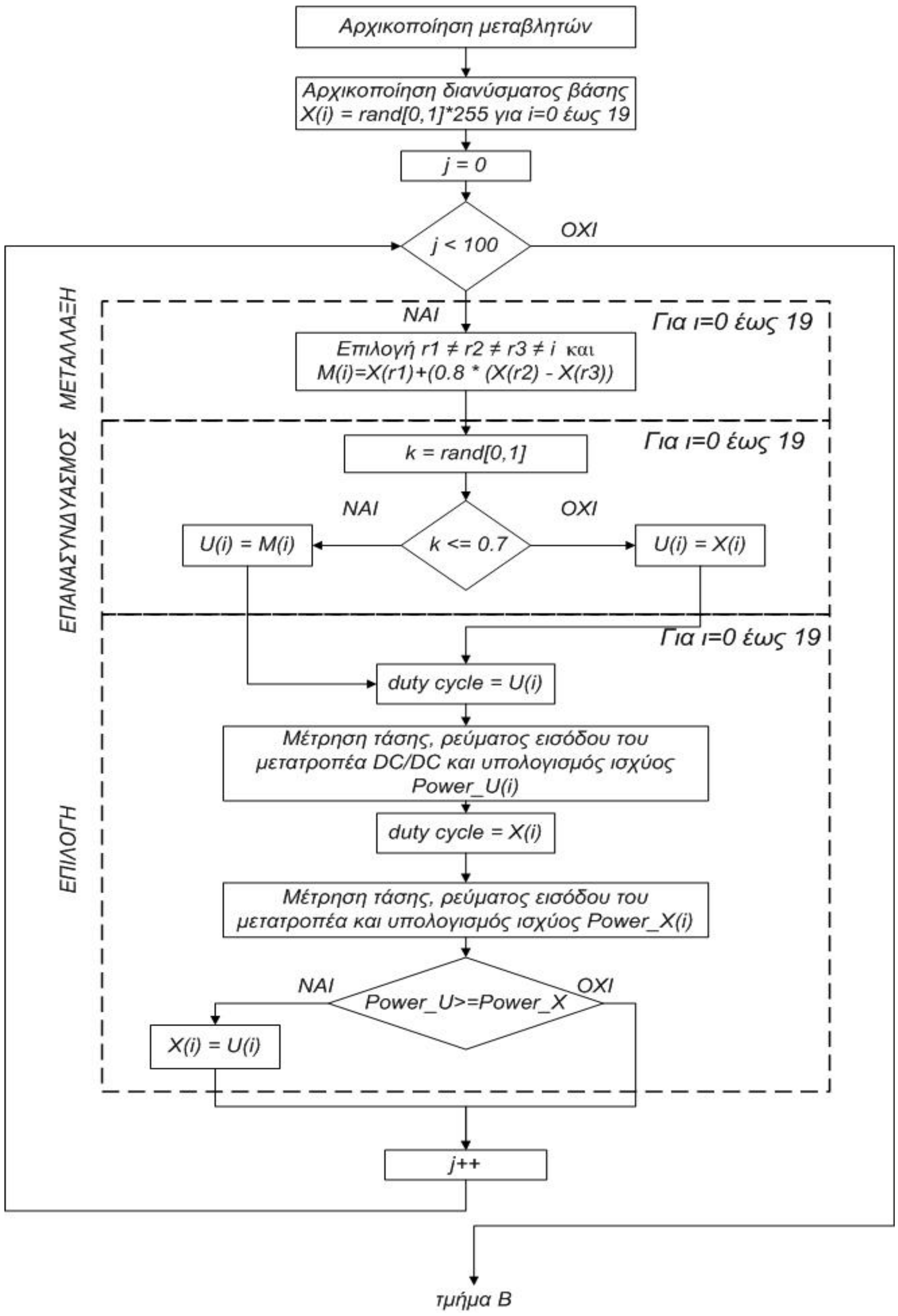
4.3.3 Μέθοδος Διαφορικής Εξέλιξης (Differential Evolution)

Ο αλγόριθμος της «διαφορικής εξέλιξης» που υλοποιήθηκε στην παρούσα εργασία όπως φαίνεται στα Σχήματα 4.22 και 4.23, ξεκινά αρχικοποιώντας τις απαραίτητες μεταβλητές για την εκτέλεση του. Στην συνέχεια αρχικοποιείται το διάνυσμα βάσης (X), λαμβάνοντας είκοσι τυχαίες ακέραιες τιμές από 0 έως 255, οι οποίες αντιστοιχούν σε 0% έως 100% της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM. Κατόπιν ο αλγόριθμος εισέρχεται σε ένα βρόχο εκατό επαναλήψεων. Οι μετέπειτα τρεις διαδικασίες της μετάλλαξης, του επανασυνδιασμού και της επιλογής θα επαναληφθούν εκατό φορές (γενιές). Η πρώτη διαδικασία που εκτελείται κάθε φορά μέσα στον βρόχο είναι εκείνη της μετάλλαξης. Κατά την διάρκεια της διαδικασίας της μετάλλαξης η οποία εκτελείται είκοσι φορές για κάθε γενιά αναθέτονται κάθε φορά στις τρείς μεταβλητές r_1, r_2 και r_3 ακέραιες τιμές από 0 έως 19 με τυχαίο τρόπο, έτσι ώστε $r_1 \neq r_2 \neq r_3 \neq i$, όπου η μεταβλητή i αντιστοιχεί στον αριθμό της επανάληψης (γενιάς). Στη συνέχεια δημιουργείται ένα νέο διάνυσμα είκοσι τιμών σύμφωνα με τη σχέση:

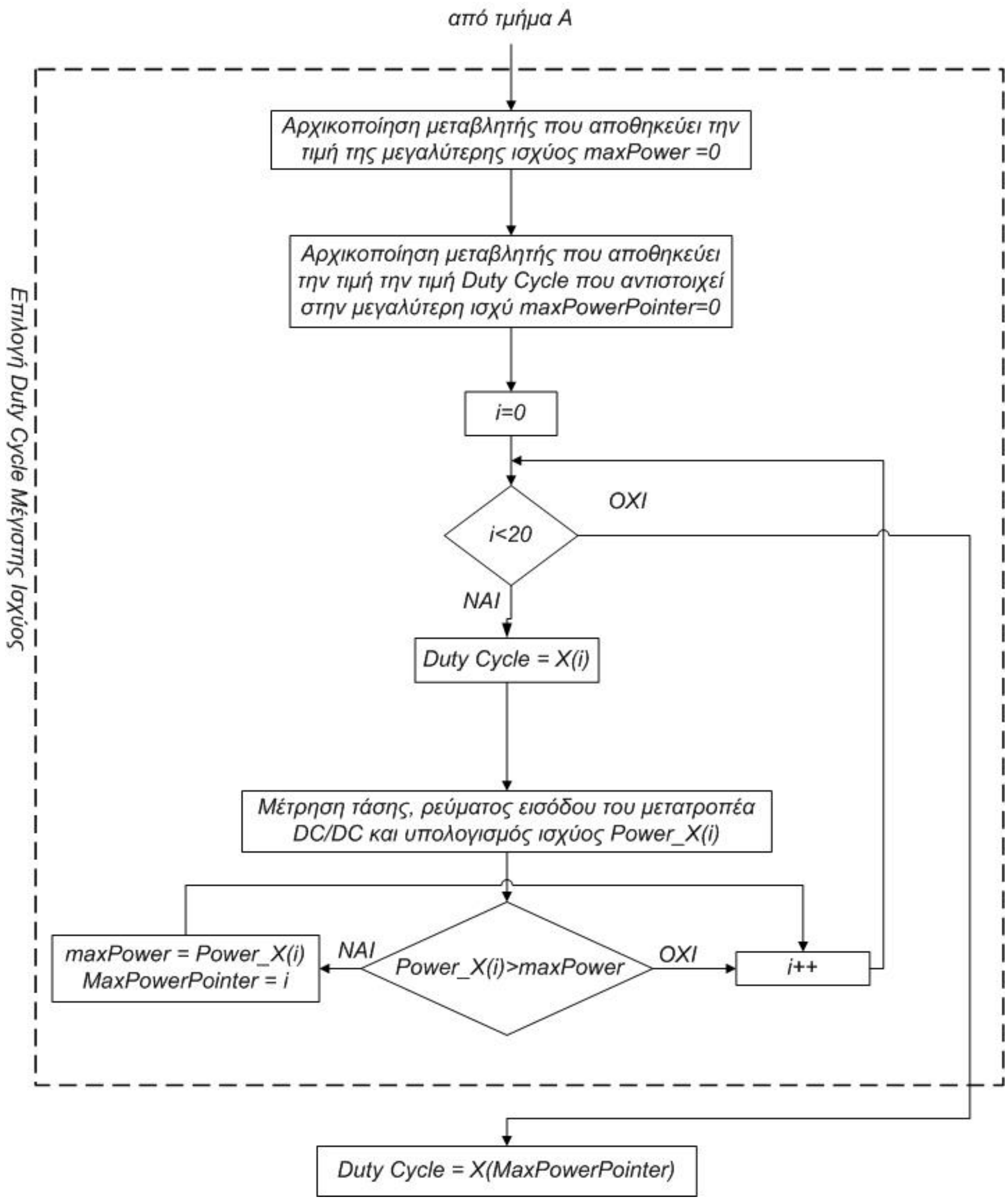
$$M(i) = X(r1) + (0.8 * (X(r2) - X(r3)) \qquad (4\text{-}1)$$

Η επόμενη διαδικασία του εκτελείται είναι εκείνη του επανασυνδιασμού. Η διαδικασία του επανασυνδιασμού εκτελείται είκοσι φορές για κάθε γενιά. Σε κάθε επανάληψη η τιμή της μεταβλητής k επιλέγεται τυχαία από το εύρος των πραγματικών τιμών 0 έως 1. Δημιουργείται ένα νέο διάνυσμα 20 στοιχείων το οποίο ονομάζεται δοκιμαστικό και συμβολίζεται με U. Κατά την διάρκεια κάθε επανάληψης τοποθετείται στο παραπάνω διάνυσμα ένα στοιχείο με τον εξής τρόπο: αν η τιμή της μεταβλητής k κατά την διάρκεια της i επανάληψης είναι μικρότερη η ίση από 0.7 τότε στο δοκιμαστικό διάνυσμα στην θέση i, [U(i)] τοποθετείται το στοιχείο που βρίσκεται στην θέση i του διανύσματος που δημιουργήθηκε κατά την διαδικασία της μετάλλαξης U, [U(i)]. Στην αντίθετη περίπτωση όπου η τιμή της μεταβλητής k κατά την διάρκεια της i επανάληψης είναι μικρότερη ή ίση από 0.7 τότε στο δοκιμαστικό διάνυσμα στην θέση i, [U(i)] τοποθετείται το στοιχείο που βρίσκεται στην θέση i του διανύσματος βάσης X [X(i)].

Μετά την ολοκλήρωση των παραπάνω διαδικασιών ακολουθεί η διαδικασία της επιλογής. Η διαδικασία της επιλογής εκτελείται είκοσι φορές για κάθε γενιά. Σε κάθε επανάληψη της εκτέλεσης της διαδικασίας, δίνεται στον καταχωρητή που είναι υπεύθυνος για την ρύθμιση της σχετικής διάρκειας αγωγής του PWM σήματος, αρχικά η τιμή του στοιχείου i του δοκιμαστικού διανύσματος U, όπου η μεταβλητή i εκφράζει τον αριθμό της επανάληψης. Ακολουθεί δειγματοληψία της τιμής του ρεύματος και της τάσης στην είσοδο του μετατροπέα DC/DC. Μετέπειτα υπολογίζεται η παραγόμενη ισχύς, αφού προηγουμένως έχουν μετατραπεί οι μετρούμενες τιμές σε πραγματικές τιμές ρεύματος και τάσης λαμβάνοντας υπόψη τα κέρδη των αισθητήρων μέτρησης ρεύματος και τάσης. Η τιμή της ισχύος που παράγεται αποθηκεύεται στην μεταβλητή Power_U.



Σχήμα 4.22. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου «διαφορικής εξέλιξης» που υλοποιήθηκε (τμήμα Α).



Σχήμα 4.23. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου «διαφορικής εξέλιξης» που υλοποιήθηκε (τμήμα Β).

Κατόπιν αναθέτεται στον καταχωρητή που είναι υπεύθυνος για την ρύθμιση της σχετικής διάρκειας αγωγής του PWM σήματος, η τιμή του στοιχείου i του διανύσματος βάσης X, όπου η μεταβλητή i εκφράζει τον αριθμό της επανάληψης. Ακολουθεί δειγματοληψία της τιμής του ρεύματος και της τάσης στην είσοδο του μετατροπέα DC/DC. Μετέπειτα υπολογίζεται η παραγόμενη ισχύς, αφού προηγουμένως έχουν μετατραπεί οι μετρούμενες τιμές σε πραγματικές τιμές ρεύματος και τάσης λαμβάνοντας υπόψη τα κέρδη των αισθητήρων μέτρησης ρεύματος και τάσης. Η τιμή της ισχύος που παράγεται, αποθηκεύεται στην μεταβλητή Power_X. Πριν την ολοκλήρωση της διαδικασίας υλοποιείται μία σύγκριση ανάμεσα στην μεταβλητή Power_U και την μεταβλητή Power_X. Αν η τιμή της μεταβλητής Power_U είναι μεγαλύτερη από εκείνη της Power_X, τότε το στοιχείο που βρίσκεται στην θέση i του διανύσματος βάσης X [X(ι)], αντικαθίσταται από το στοιχείο που βρίσκεται στην θέση i του δοκιμαστικού διανύσματος U [U(i)].

Μέτα το πέρας των εκατό επαναλήψεων των παραπάνω διαδικασιών απομένει να ευρεθεί το στοιχείο του διανύσματος βάσης X, το οποίο περιέχει την τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM η οποία αποδίδει την μεγαλύτερη ισχύ στην είσοδο του μετατροπέα DC/DC. Η μέθοδος για την εύρεση του παραπάνω στοιχείου ονομάζεται «μέθοδος επιλογής duty cycle μέγιστης ισχύος». Κατά την εκκίνηση της παραπάνω διαδικασίας, αρχικοποιείται η μεταβλητή maxPower, στην οποία αποθηκεύεται η τιμή της μεγαλύτερης ισχύος που έχει καταγραφεί, καθώς και η μεταβλητή maxPowerPointer, στην οποία αποθηκεύεται η τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής του στοιχείου του διανύσματος βάσης που αντιστοιχεί στην μεγαλύτερη ισχύ. Η διαδικασία που θα περιγραφεί παρακάτω επαναλαμβάνεται 20 φορές. Σε κάθε επανάληψη, η τιμή ενός στοιχείου του πίνακα βάσης X, ανατίθεται στον καταχωρητή που ρυθμίζει την σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM. Ακολουθεί δειγματοληψία της τιμής του ρεύματος και της τάσης στην είσοδο του μετατροπέα DC/DC. Στην συνέχεια υπολογίζεται η παραγόμενη ισχύς αφού προηγουμένως έχουν μετατραπεί οι μετρούμενες τιμές σε πραγματικές τιμές ρεύματος και τάσης λαμβάνοντας υπόψη τα κέρδη των αισθητήρων μέτρησης ρεύματος και τάσης. Η τιμή της ισχύος που παράγεται συγκρίνεται με εκείνη που είναι αποθηκευμένη στην μεταβλητή maxPower και εφόσον είναι μεγαλύτερη αποθηκεύεται στην μεταβλητή maxPower. Επιπλέον, στην μεταβλητή maxPowerPointer αποθηκεύεται και η τρέχουσα τιμή της μεταβλητής i που εκφράζει την θέση του στοιχείου που περιέχει την τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής.

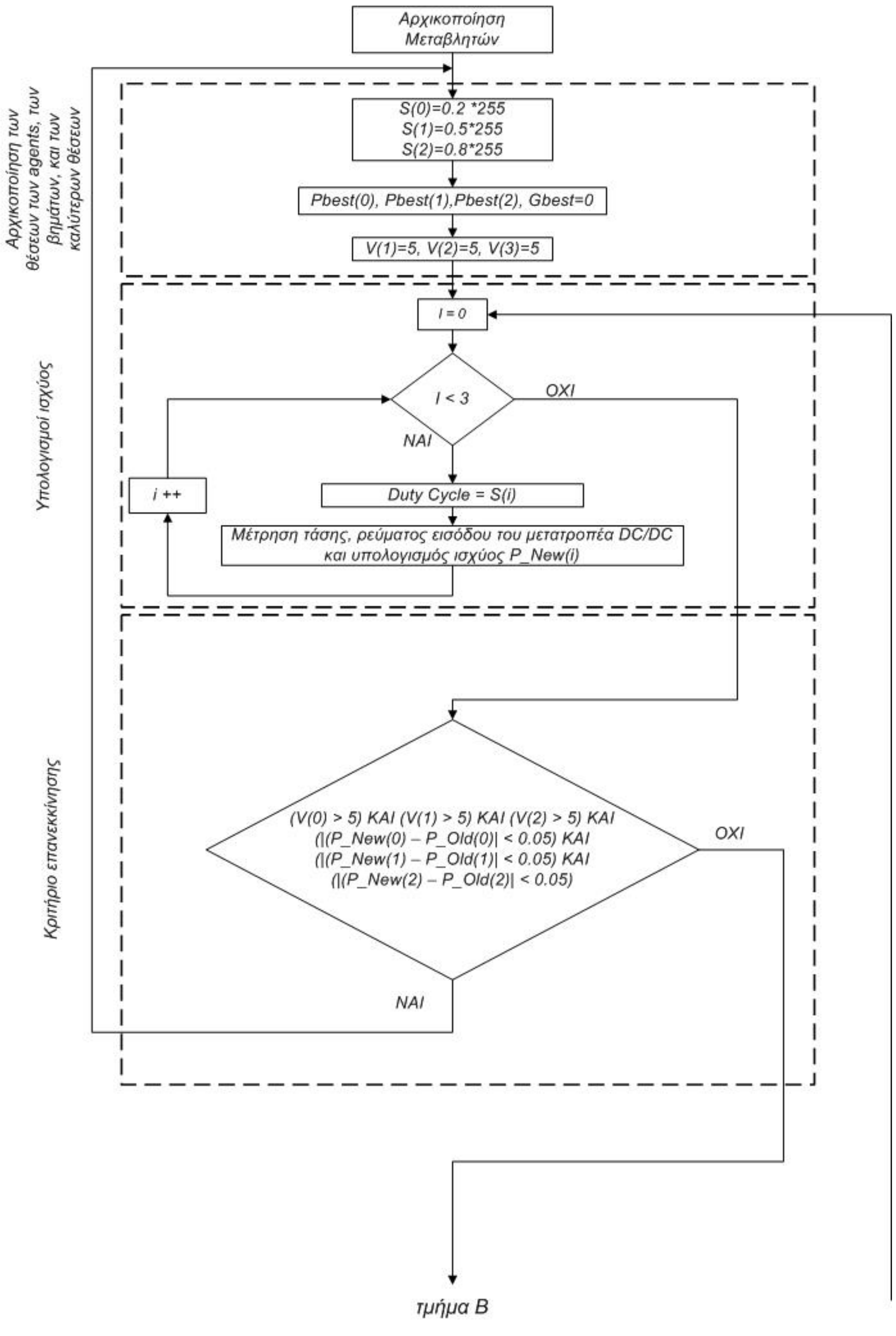
Όταν ολοκληρωθεί η παραπάνω διαδικασία ανατίθεται στον καταχωρητή που ρυθμίζει την τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής του PWM σήματος το στοιχείο του πίνακα η θέση του οποίου βρίσκεται αποθηκευμένη στην μεταβλητή maxPowerPointer. Το Φ/Β σύστημα λειτουργεί 40 δευτερόλεπτα υπό αυτές τις συνθήκες και στην συνέχεια επανεκκινείται η εκτέλεση του αλγορίθμου. Η επιλογή του χρονικού διαστήματος των 40 δευτερολέπτων έγινε κατόπιν δοκιμών, κατά τις οποίες προέκυψε ότι ο χρόνος εκτέλεσης του συνόλου του αλγορίθμου είναι περίπου 20 δευτερόλεπτα οπότε επιλέχθηκε κατάλληλα ώστε να συμπληρωθεί ο χρόνος του ενός λεπτού. Όπως έχει αναφερθεί και στις προηγούμενες μεθόδους, κρίθηκε ότι κάθε ένα λεπτό θα έπρεπε οι μέθοδοι να ανανεώνουν την τιμή του σημείου παραγωγής μέγιστης ισχύος. Το συγκεκριμένο χρονικό διάστημα κρίθηκε ικανό για την παρακολούθηση των ατμοσφαιρικών αλλαγών του περιβάλλοντος.

Αξίζει να αναφερθεί αρχικά ότι μετά από κάθε μεταβολή της τιμής της σχετικής διάρκειας αγωγής, η νέα δειγματοληψία των τιμών της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο του μετατροπέα καθυστερεί κατά 10ms. Αυτό συμβαίνει για να προλαβαίνει το σύστημα να μεταβεί στη νέα μόνιμη κατάσταση μετά από κάθε διαταραχή. Μία ακόμα σημαντική παρατήρηση αποτελεί το γεγονός ότι οι τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής που προέκυπταν τυχαία από τον αλγόριθμο κυμαίνονταν και εκτός του εύρους τιμών των 8-bit, (0 έως 256) οι οποίες μπορούσαν να ανατεθούν στον καταχωρητή που έλεγχε την σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM. Για την αποφυγή σφαλμάτων, πριν από κάθε ανάθεση στον παραπάνω καταχωρητή μίας τιμής σχετική διάρκειας αγωγής, η τιμή ελέγχονταν κατάλληλα ώστε να κυμαίνεται ανάμεσα στο 26 που αντιστοιχεί σε 10% και 250 που αντιστοιχεί σε 98%. Συγκεκριμένα, αν η τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής ήταν μικρότερη από 26 στον καταχωρητή που έλεγχε την σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM αναθέτονταν η τιμή 26. Στην περίπτωση που ήταν μεγαλύτερη από 250 αναθέτονταν η τιμή 250. Τέλος το σήμα ελέγχου του πολυπλέκτη που καθορίζει την επιλογή του σήματος που ελέγχει τον διακόπτη του μετατροπέα DC/DC, καθορίστηκε κατάλληλα ώστε ο διακόπτης του μετατροπέα να ελέγχεται με το PWM σήμα.

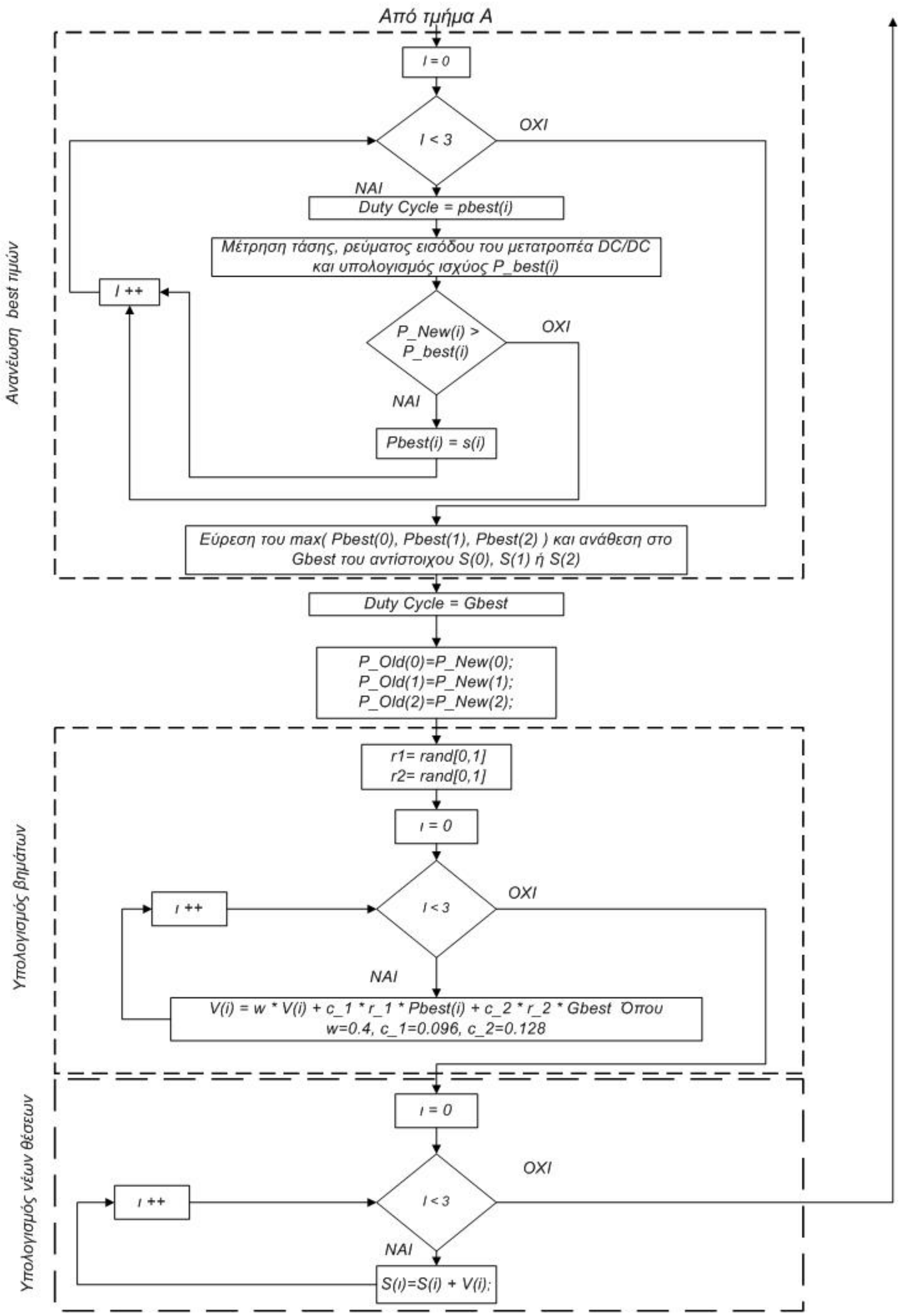
4.3.4 Μέθοδος Βελτιστοποίησης Σμηνών Σωματιδίων (Particle Swarm Optimization – PSO)

Ένα διάγραμμα ροής του αλγόριθμου που αναπτύχθηκε με βάση την μέθοδο «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων (particle swarm optimization – PSO)» παρουσιάζεται στα Σχήματα 4.24 και 4.25.

Όπως παρατηρούμε και από το Σχήμα 4.24 κατά την εκκίνηση του αλγορίθμου αρχικοποιούνται όλες οι μεταβλητές που είναι απαραίτητες για την εκτέλεση του. Κατόπιν αρχικοποιούνται οι θέσεις των τριών πρακτόρων (agents) S(0), S(1) και S(2), των βημάτων V(0), V(1) και V(2) και των καλύτερων θέσεων των πρακτόρων Pbest(0), Pbest(1) και Pbest(2) με τις τιμές που φαίνονται στο Σχήμα 4.24 στο τμήμα «Αρχικοποίηση των θέσεων των agents, των βημάτων και των καλύτερων θέσεων» του διαγράμματος ροής.



Σχήμα 4.24. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων» που αναπτύχθηκε (τμήμα Α).



Σχήμα 4.25. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων» που αναπτύχθηκε (τμήμα Β).

Στο δεύτερο στάδιο του αλγορίθμου, με την χρήση μίας τριπλής επανάληψης αποδίδονται ακολουθιακά οι τιμές των θέσεων των πρακτόρων, οι οποίες αντιστοιχούν σε τιμές σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM, στον καταχωρητή που ρυθμίζει την σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM. Ακολουθεί δειγματοληψία της τιμής του ρεύματος και της τάσης στην είσοδο του μετατροπέα DC/DC κάθε φορά. Στην συνέχεια υπολογίζεται η παραγόμενη ισχύς, αφού προηγουμένως έχουν μετατραπεί οι μετρούμενες τιμές σε πραγματικές τιμές ρεύματος και τάσης, λαμβάνοντας υπόψη τα κέρδη των αισθητήρων μέτρησης ρεύματος και τάσης. Η τιμή της ισχύος που παράγεται κάθε φορά αποθηκεύεται στην κατάλληλη θέση του διανύσματος P_New, ανάλογα με την θέση του πράκτορα στην οποία αντιστοιχεί, όπως φαίνεται στο τμήμα «Υπολογισμοί Ισχύος» του διαγράμματος ροής του Σχήματος 4.24.

Στην συνέχεια ελέγχεται ένα κριτήριο επανεκκίνησης του αλγορίθμου. Σε αυτό το κριτήριο ελέγχεται αν τα βήματα όλων των πρακτόρων είναι μεγαλύτερα από πέντε:

$$V(0) > 5 \text{ ΚΑΙ } V(1) > 5 \text{ ΚΑΙ } V(2) > 5 \tag{4-2}$$

και αν ταυτόχρονα:

$$(P\_New(0) - P\_Old(0) < 0.05) \text{ ΚΑΙ } P\_New(1) - P\_Old(1) < 0.05 \text{ ΚΑΙ } P\_New(2) - P\_Old(2) < 0.05 \tag{4-3}$$

όπου το P_New είναι το διάνυσμα που υπολογίστηκε προηγουμένως, στο τμήμα «Υπολογισμοί Ισχύος» του διαγράμματος ροής του Σχήματος 4.25, και το P_Old είναι το αντίστοιχο διάνυσμα που είχε υπολογιστεί από την προηγούμενη επανάληψη του συνολικού αλγορίθμου στο τμήμα του «Υπολογισμοί Ισχύος». Οι τιμές του διανύσματος P_Old προήλθαν από την ισχύ που παρήγαγαν οι σχετικές διάρκειες αγωγής των προηγούμενων θέσεων των πρακτόρων. Αν ισχύουν και οι δύο σχέσεις (4-2) και (4-3) σημαίνει ότι και οι τρείς πράκτορες έχουν ολοκληρώσει την διαδικασία της έρευνα τους δηλαδή οι τιμές των θέσεων τους έχουν υπερβεί το 98% της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM και αλγόριθμος εκτελείται ξανά από την αρχή (από το τμήμα της «Αρχικοποίηση των θέσεων των agents, των βημάτων και των καλύτερων θέσεων» του διαγράμματος ροής).

Στην συνέχεια αποδίδονται ακολουθιακά οι τιμές των καλύτερων θέσεων των πρακτόρων, οι οποίες αντιστοιχούν σε τιμές σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM, στον καταχωρητή που ρυθμίζει την σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM. Ακολουθεί δειγματοληψία της τιμής του ρεύματος και της τάσης στην είσοδο του μετατροπέα DC/DC κάθε φορά. Στην συνέχεια υπολογίζεται η παραγόμενη ισχύς αφού προηγουμένως έχουν μετατραπεί οι μετρούμενες τιμές σε πραγματικές τιμές ρεύματος και τάσης λαμβάνοντας υπόψη τα κέρδη των αισθητήρων μέτρησης ρεύματος και τάσης. Η τιμή της ισχύος που παράγεται κάθε φορά συγκρίνεται με εκείνη που βρίσκεται αποθηκευμένη στο διάνυσμα P_New και αντιστοιχεί στον ίδιο πράκτορα. Εφόσον η τιμή της ισχύος που βρίσκεται αποθηκευμένη στο διάνυσμα P_New είναι μεγαλύτερη εκείνης που υπολογίστηκε παραπάνω, αποθηκεύεται στην κατάλληλη θέση του διανύσματος Pbest η τρέχουσα θέση του συγκεκριμένου πράκτορα κατά την οποία παράχθηκε η συγκεκριμένη ισχύς, όπως φαίνεται στο τμήμα «Ανανέωση Best Τιμών» του διαγράμματος ροής του Σχήματος 4.25. Μετά το πέρας των τριών υπολογισμών της ισχύος και των τριών συγκρίσεων ακολουθεί η εύρεση της μεγαλύτερης ισχύος μεταξύ των στοιχείων του διανύσματος P_best και η ανάθεση της αντίστοιχης θέσης του πράκτορα (σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM) κατά την οποία παράχθηκε η μέγιστη ισχύς στην μεταβλητή Gbest.

Στην συνέχεια τα στοιχεία του διανύσματος P_New αναθέτονται στο διάνυσμα P_Old ώστε να διατηρηθούν έως τον επόμενο έλεγχο του κριτηρίου επανεκκίνησης του αλγορίθμου επειδή τότε τα στοιχεία του διανύσματος P_New θα έχουν ανανεωθεί με νέες τιμές.

Στο επόμενο τμήμα του αλγορίθμου («Υπολογισμός Βημάτων») αρχικά επιλέγονται δύο τυχαίες πραγματικές τιμές στο διάστημα [0,1] και αναθέτονται στις μεταβλητές r1 και r2 αντίστοιχα. Κατόπιν υπολογίζονται τα επόμενα βήματα των πρακτόρων σύμφωνα με την σχέση:

$$V(i) = w * V(i) + c\_1 * r\_1 * Pbest(i) + c\_2 * r\_2 * Gbest \qquad (4\text{-}4)$$

όπου w=0.4, c_1=0.096, c_2=0.128.

Τέλος στο τελευταίο τμήμα του αλγορίθμου («Υπολογισμού Νέων Θέσεων») τα βήματα των πρακτόρων που υπολογίστηκαν νωρίτερα σύμφωνα με την σχέση (4-40) προστίθενται στις τρέχουσες θέσεις των πρακτόρων και η εκτέλεση του αλγορίθμου συνεχίζεται από το στάδιο των «Υπολογισμών Ισχύος».

Κλείνοντας, αξίζει να αναφερθεί ότι μετά από κάθε μεταβολή της τιμής της σχετικής διάρκειας αγωγής, η νέα δειγματοληψία των τιμών της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο του μετατροπέα καθυστερεί κατά 10ms. Αυτό συμβαίνει για να προλαβαίνει το σύστημα να μεταβεί στη νέα μόνιμη κατάσταση μετά από κάθε διαταραχή. Μία ακόμα σημαντική παρατήρηση αποτελεί το γεγονός ότι όπως και στην μέθοδο της «διαφορικής εξέλιξης» οι τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής που προέκυπταν τυχαία από τον αλγόριθμο κυμαίνονταν και εκτός του εύρους τιμών των 8-bit, 0 έως 256, οι οποίες μπορούσαν να ανατεθούν στον καταχωρητή που έλεγχε την σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM. Για την αποφυγή σφαλμάτων πριν από κάθε ανάθεση μίας τιμής σχετική διάρκειας αγωγής στον παραπάνω καταχωρητή, η τιμή ελέγχονταν κατάλληλα ώστε να κυμαίνεται ανάμεσα στο 26 που αντιστοιχεί σε 10% και 250 που αντιστοιχεί σε 98%. Συγκεκριμένα αν η τιμή της σχετικής διάρκειας αγωγής ήταν μικρότερη από 26, τότε στον καταχωρητή που έλεγχε την σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM αναθέτονταν η τιμή 26. Στην περίπτωση που ήταν μεγαλύτερη από 250, αναθέτονταν η τιμή 250. Τέλος το σήμα ελέγχου του πολυπλέκτη που καθορίζει την επιλογή του σήματος το οποίο ελέγχει τον διακόπτη του μετατροπέα DC/DC, καθορίστηκε κατάλληλα ώστε ο διακόπτης του μετατροπέα να ελέγχεται με το PWM σήμα.

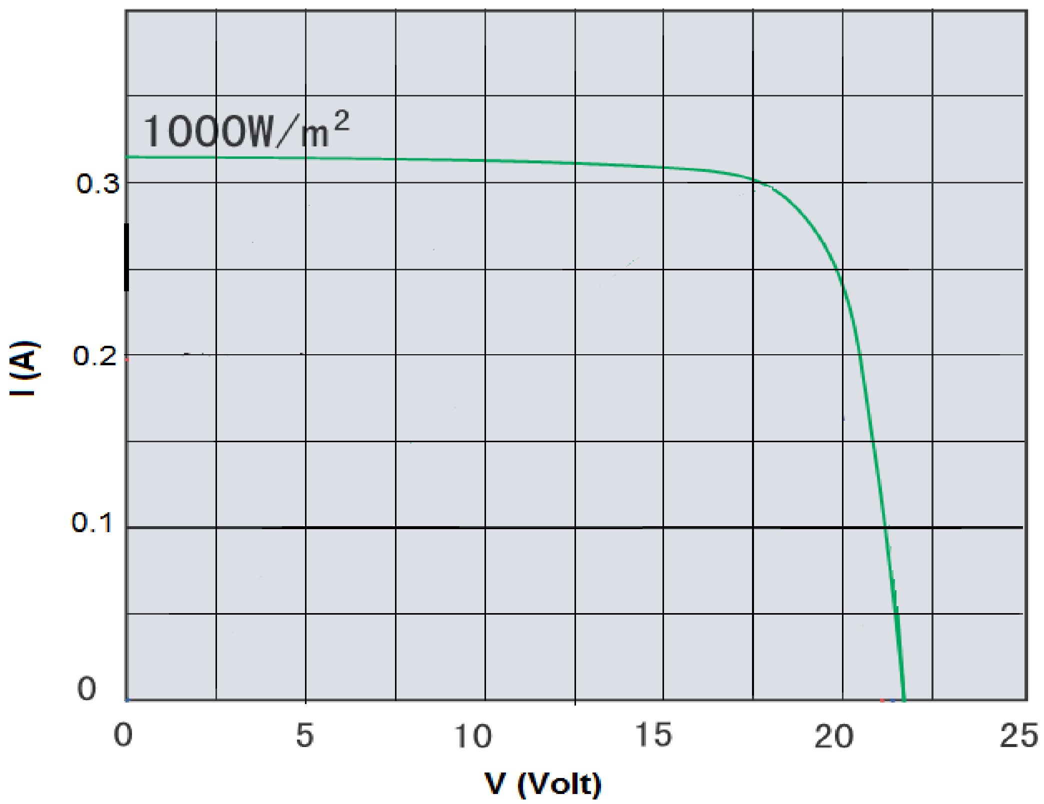
5. Πειραματικά αποτελέσματα

Για τη εξαγωγή δεδομένων απαραίτητων για την σύγκριση των μεθόδων που υλοποιήθηκαν στην παρούσα διπλωματική εργασία διεξήχθη μία σειρά πειραμάτων την 27 Ιουλίου 2011. Οι μετρήσεις που λαμβάνονταν κατά την διάρκεια των πειραμάτων μεταδίδονταν σε Η/Υ μέσω μίας σειριακής θύρας που διαθέτει η αναπτυξιακή πλακέτα STK500 της εταιρίας ATMEL, η οποία ήταν συνδεδεμένη με τον Η/Υ, σύμφωνα με το πρωτόκολλο RS-232 και με ταχύτητα μετάδοσης 9600 bit ανά δευτερόλεπτο. Τα δεδομένα καταγράφονταν στον Η/Υ μέσω μιας Telnet εφαρμογής τερματικού (terminal v1.9b) και αφορούσαν την τάση και το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα καθ' όλη την διάρκεια εκτέλεσης των αλγορίθμων των τεσσάρων μεθόδων. Το φαινόμενο της μερικής σκίασης των φωτοβολταϊκών στοιχείων της συστοιχίας προσομοιώθηκε, τοποθετώντας κάθε ένα εκ' των τριών φωτοβολταϊκών σε διαφορετική κλίση ως προς οριζόντιο επίπεδο. Η ακτινοβολία η οποία δεχόταν κάθε φωτοβολταϊκό στοιχείο της συστοιχίας, μετρήθηκε με το πυρανόμετρο SP111 (της εταιρίας SKYE) στην επιφάνεια του Φ/Β στοιχείου και αναλόγως ρυθμίζονταν η κλίση κάθε φωτοβολταϊκού στοιχείου έως ότου να δέχεται την επιθυμητή ποσότητα ηλιακής ακτινοβολίας.

Διεξήχθησαν δύο σειρές πειραμάτων που αντιστοιχούν σε δύο διαφορετικές περιπτώσεις μορφής της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της Φ/Β συστοιχίας. Η ακτινοβολία που προσέπιπτε στα πλαίσια των φωτοβολταϊκών πλαισίων ήταν 1000 W/m^2, 500 W/m^2 και 250 W/m^2 αντίστοιχα. Για κάθε σειρά πειραμάτων και οι τέσσερεις μέθοδοι εκτελέστηκαν εντός ενός χρονικού διαστήματος δέκα λεπτών, ώστε τα δεδομένα που λήφθηκαν και από τις τέσσερις μεθόδους να αντιστοιχούν σε όσο το δυνατό περισσότερο όμοιες ατμοσφαιρικές συνθήκες. Η σειρά εκτέλεσης των μεθόδων ακολούθησε την σειρά με την οποία αναλύθηκαν οι μέθοδοι νωρίτερα. Πρώτη εκτελέστηκε η μέθοδος της εξαντλητικής αναζάτησης (exhaustive search) , δεύτερη εκείνη της «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου (hill climbing / constant power mode)», τρίτη η μέθοδος της «διαφορικής εξέλιξης (Differential Evolution)» και τέταρτη εκείνη της «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων

(Particle swarm optimization – PSO)». Η θερμοκρασία του περιβάλλοντος ήταν 28^{o} C υπό σκιά.

Η συστοιχία των φωτοβολταϊκών στοιχείων όπως έχει προαναφερθεί στο κεφάλαιο 4.2 όπου και αναφέρονται αναλυτικά τα χαρακτηριστικά της, αποτελούνταν από τρία όμοια πλαίσια τύπου ET-M53605 της εταιρίας ETSOLAR, μέγιστης παραγωγής ισχύος 5 Watt το κάθε ένα. Στο Σχήμα 5.1 παρουσιάζεται η χαρακτηριστική ρεύματος τάσης ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου ETSOLAR ET-M53605 όταν προσπίπτει σε αυτό ηλιακή ακτινοβολία έντασης 1000 W/m^2.

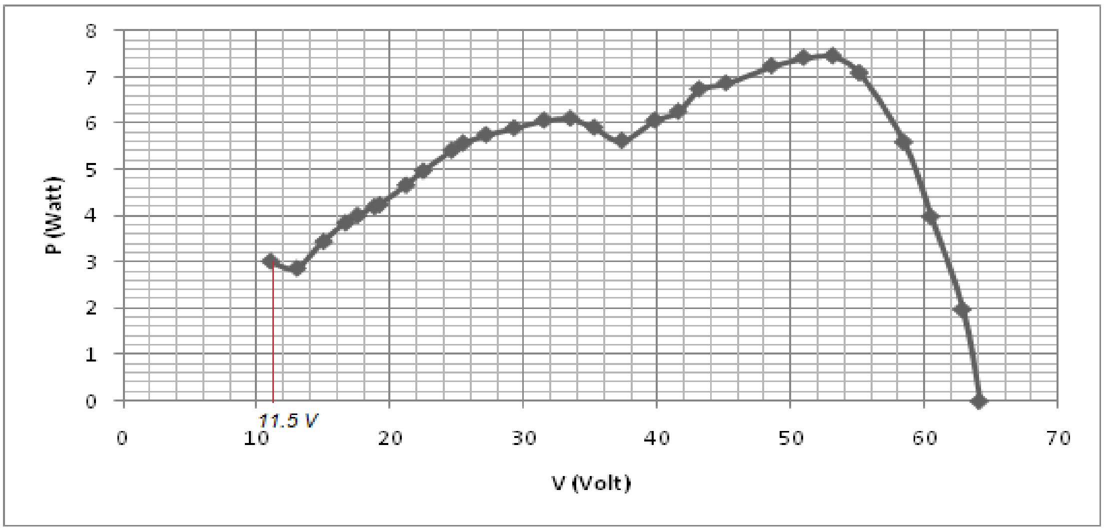


Σχήμα 5.1. Χαρακτηριστική ρεύματος – τάσης του Φ/Β στοιχείου ETSOLAR ET-M53605.

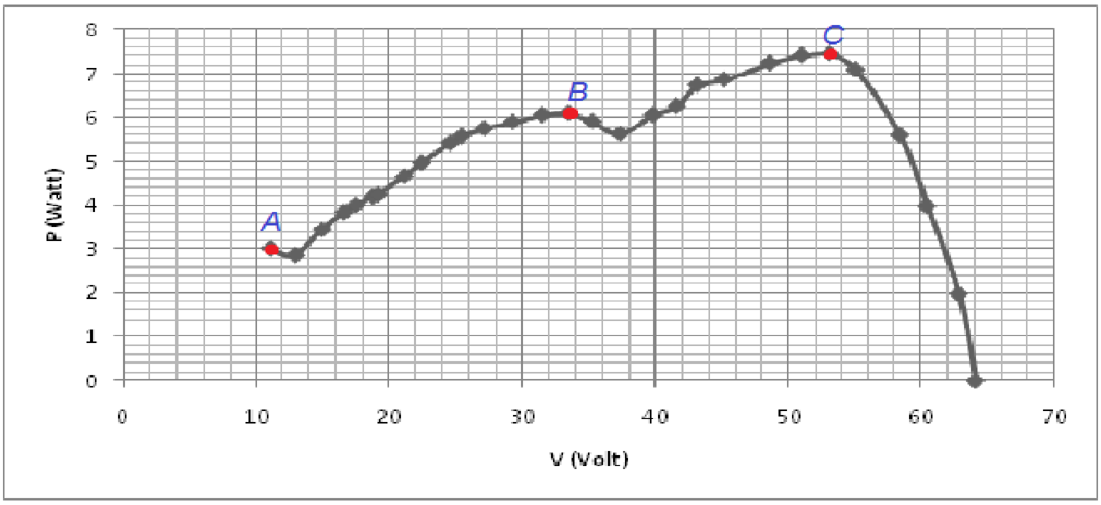
Οι χαρακτηριστικές ισχύος-τάσης της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών του συστήματος και στις δύο σειρές πειραμάτων μετρήθηκαν χρησιμοποιώντας τα δεδομένα της μεθόδου «εξαντλητικής αναζήτησης», από τις τιμές της μέτρησης της τάσης και του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα DC/DC οι οποίες λαμβάνονταν μετά από κάθε βήμα αύξησης της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM το οποίο έλεγχε τον μετατροπέα DC/DC. Στην συνέχεια θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα της πρώτη σειράς πειραμάτων.

5.1 Αποτελέσματα πρώτης σειράς πειραμάτων

Η χαρακτηριστική ισχύος-τάσης της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών του συστήματος, η οποία προέκυψε κατά την πρώτη σειρά πειραμάτων είναι εκείνη που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.2, όπου το ολικό μέγιστο εμφανίζεται δεξιότερα από τα δύο τοπικά μέγιστα. Η εμφάνιση σημείων που αντιστοιχούν μόνο σε τάσεις υψηλότερες της τάσης των 11.5V οφείλεται στην ύπαρξη της μπαταρίας του συστήματος, ονομαστικής τάσης 12V στην έξοδο του μετατροπέα DC/DC.



Σχήμα 5.2. Χαρακτηριστική Ισχύος – τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της πρώτης σειράς πειραμάτων.

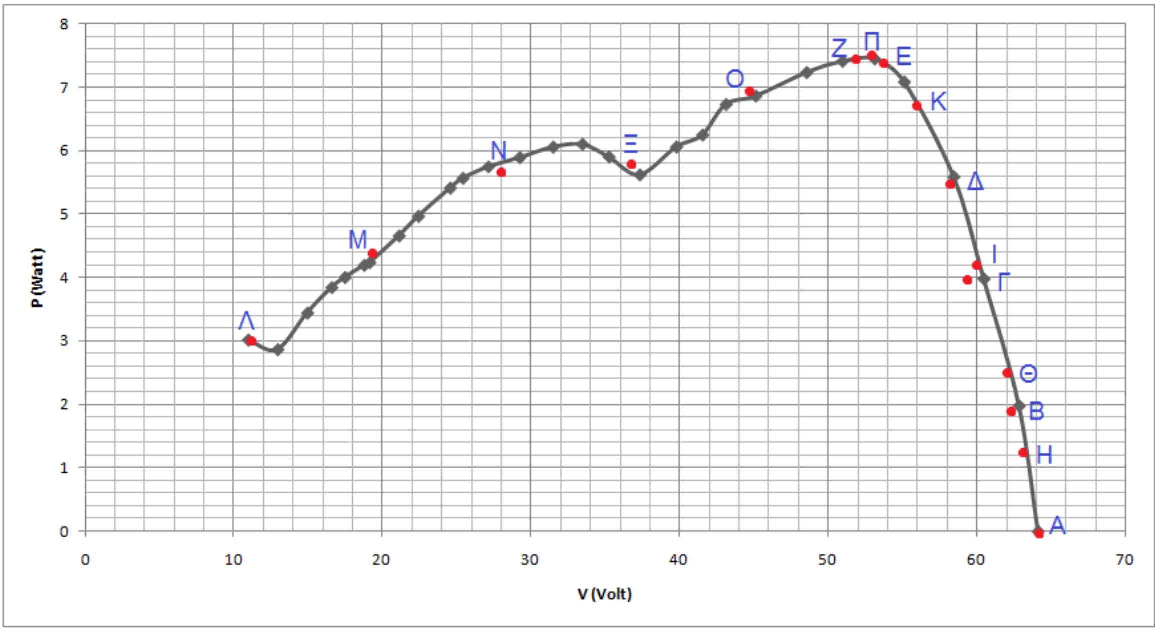


Σχήμα 5.3. Τα τοπικά μέγιστα της χαρακτηριστική Ισχύος – τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της πρώτης σειράς πειραμάτων.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.3, η χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της πρώτης σειράς πειραμάτων παρουσιάζει τρία τοπικά μέγιστα στα σημεία A, B και C εκ' των οποίων στο σημείο C είναι και το ολικό.

Η πρώτη μέθοδος της «εξαντλητικής αναζήτησης (exhaustive search)» μετά την σάρωση ολόκληρης της χαρακτηριστικής ισχύος – τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων, κατέληξε να συγκλίνει στο σημείο C του Σχήματος 5.3, το οποίο είναι και το ολικό μέγιστο της χαρακτηριστικής. Η σύγκλιση στο σημείο C επήλθε μετά την αλλαγή 50 διαφορετικών τιμών σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM (διαταραχών) και 50 δειγματοληψιών της τάσης και του ρεύματος της εισόδου του μετατροπέα από τον μικροελεγκτή. Στο εξής η διαδικασία μίας αλλαγής της τιμής της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM (διαταραχή) ή της τάσης ελέγχου V_C, της μεθόδου σταθερής Ισχύος της μεθόδου «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου» που υλοποιήθηκε, συνοδευόμενη από την δειγματοληψία της τάσης και του ρεύματος της εισόδου του μετατροπέα από τον μικροελεγκτή, θα ονομάζεται βήμα. Συνεπώς ο αριθμός των βημάτων που χρειάστηκε ο αλγόριθμος της εξαντλητικής αναζήτησης (exhaustive search) για την σύγκλιση στο σημείο C ήταν 50.

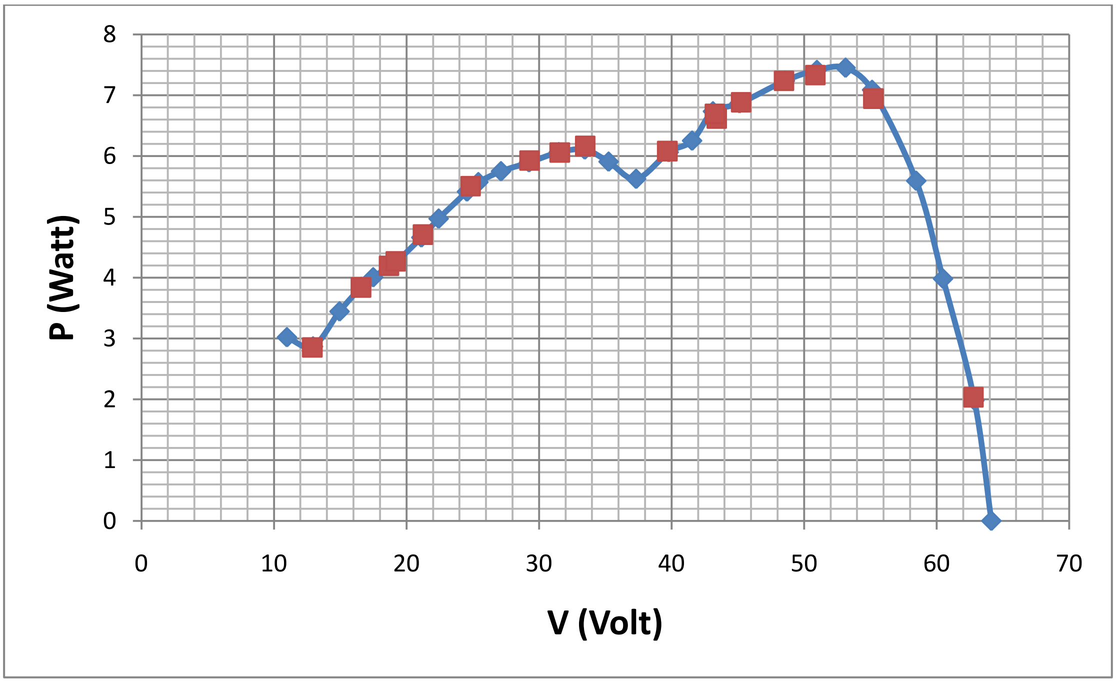
Κατά την εκτέλεση, της μεθόδου της «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου (hill climbing / constant power mode)», ο αλγόριθμος κατά την διάρκεια της λειτουργίας της «ανάβασης λόφου» κινήθηκε με την σειρά που αναφέρονται πάνω στα σημεία Α, Β, Γ, Δ και Ε όπως φαίνονται στο Σχήμα 5.4 και κατέληξε να ταλαντώνεται γύρω από το σημείο Ζ, έως ότου αλλάξει ο τρόπος ελέγχου του μετατροπέα. Το σημείο Ζ είναι αρκετά κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος. Στην επόμενη λειτουργία του αλγορίθμου, εκείνη της σταθερής ισχύος εισόδου ο αλγόριθμος αυξάνοντας σταδιακά την V_C κινήθηκε πάνω στα σημεία Α, Η, Θ, Ι, και Κ. Επειδή με την επόμενη αύξηση της V_C δεν υπάρχει σημείο τομής μεταξύ της θεωρητικής χαρακτηριστικής και της γραμμής ισχύος που προκύπτει για τη νέα V_C το καινούριο σημείο λειτουργίας είναι το Λ, το οποίο δίνει τάση εξόδου της συστοιχίας ίση με την τάση της μπαταρίας. Η σύγκλιση στο σημείο αυτό αποτελεί και τη συνθήκη για την εκ νέου αλλαγή του τρόπου λειτουργίας του μετατροπέα. Πιο συγκεκριμένα, στην συνέχεια ο μικροελεγκτής αρχίζει να αυξάνει σταδιακά τη σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM μέχρι να ανιχνεύσει το σημείο που έδινε τη μέγιστη ισχύ την τελευταία φορά. Έτσι τα καινούρια σημεία λειτουργίας που προκύπτουν είναι τα Μ, Ν, Ξ και Ο, μέχρι το σύστημα να συγκλίνει στο σημείο Π, όπου πλέον ο μετατροπέας αρχίζει να ελέγχεται με αυξομειώσεις της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM. Έτσι το σύστημα καταλήγει σε μια ταλάντωση γύρω από το σημείο Π.



Σχήμα 5.4. Χαρακτηριστική Ισχύος – τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της πρώτης σειράς πειραμάτων όπου φαίνονται τα σημεία λειτουργίας της μεθόδου «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου».

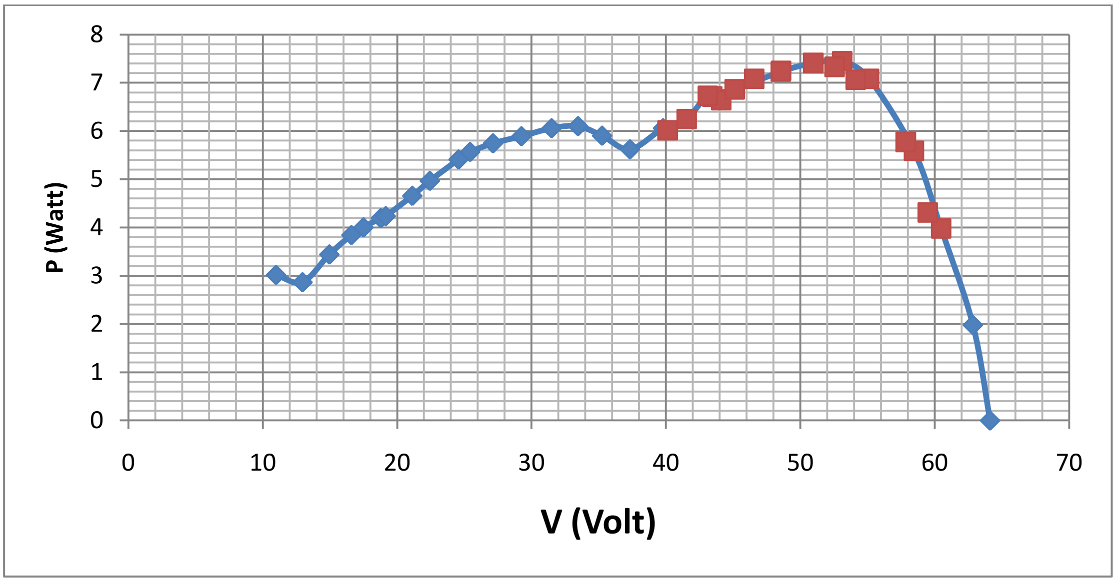
Ο αριθμός των βημάτων που χρειάστηκε η μέθοδος «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου» για να συγκλίνει στο σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος ήταν 18 (τα 16 που φαίνονται στο Σχήμα 5.4 συν την διέλευση για δεύτερη φορά από το σημείο Α κατά την αλλαγή τρόπου λειτουργίας, συν το βήμα κατά το οποίο δεν βρέθηκε σημείο τομής με την χαρακτηριστική ισχύος – τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων).

Στην συνέχεια εκτελέστηκε η μέθοδος της «διαφορικής εξέλιξης». Τα σημεία λειτουργίας του αλγόριθμου τα οποία αντιστοιχούν στις τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής (duty cycles) που περιέχονταν στο διάνυσμα βάσης κατά την πρώτη επανάληψη (γενιά) παρουσιάζονται επάνω στην χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της εξόδου της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της πρώτης σειράς πειραμάτων, με κόκκινο χρώμα στο Σχήμα 5.5.



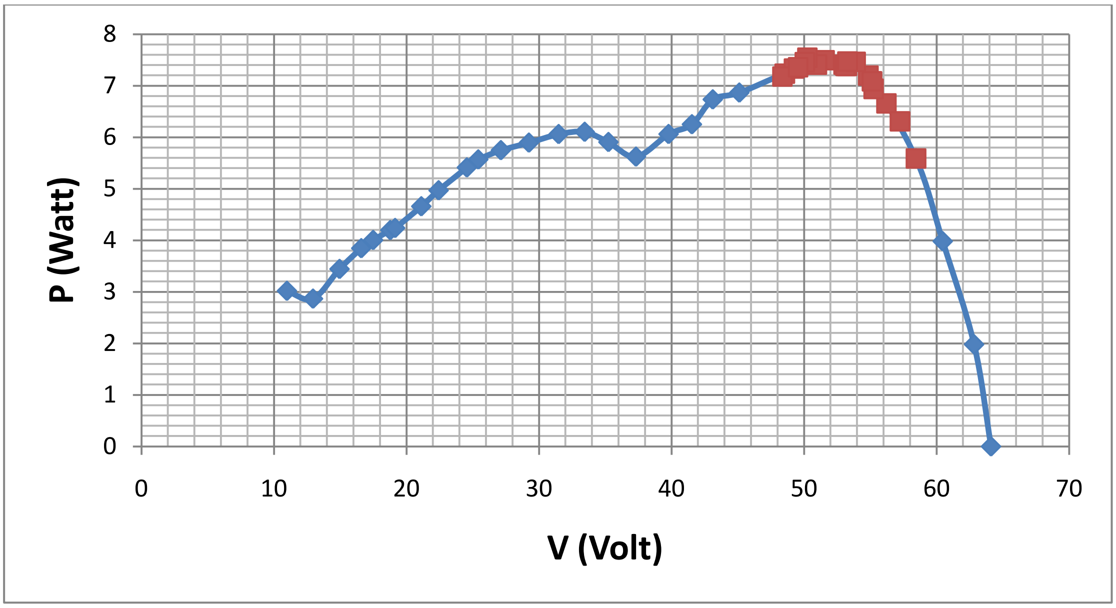
Σχήμα 5.5 Τα σημεία λειτουργίας του αλγόριθμου της «διαφορικής εξέλιξης» κατά την πρώτη επανάληψη (γενιά).

Μετά την εκτέλεση των πρώτων πενήντα επαναλήψεων (γενιών) τα σημεία λειτουργίας του αλγορίθμου, τα οποία αντιστοιχούν στις τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής (duty cycles) που περιέχονταν στο διάνυσμα βάσης κατά την πεντηκοστή επανάληψη (γενιά) παρουσιάζονται επάνω στην χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της πρώτης σειράς πειραμάτων, με κόκκινο χρώμα στο Σχήμα 5.6.



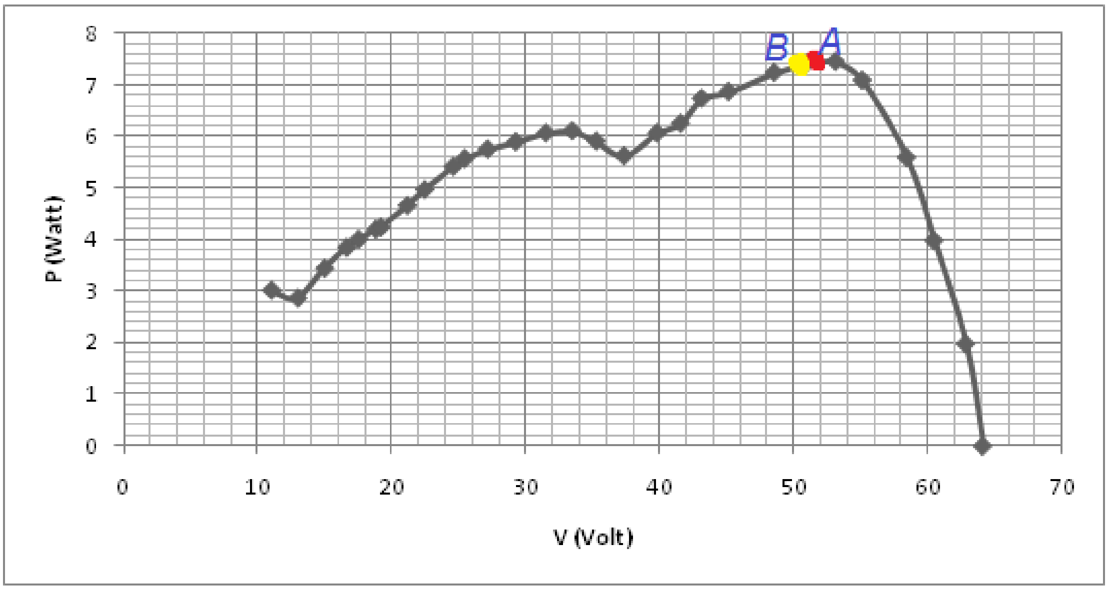
Σχήμα 5.6 Τα σημεία λειτουργίας του αλγόριθμου της «διαφορικής εξέλιξης» κατά την πεντηκοστή επανάληψη (γενιά).

Τέλος με κόκκινο χρώμα στο Σχήμα 5.7 παρουσιάζονται επάνω στην χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της εξόδου της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της πρώτης σειράς πειραμάτων, τα σημεία λειτουργίας του αλγορίθμου, τα οποία αντιστοιχούν στις τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής (duty cycles) που περιέχονταν στο διάνυσμα βάσης μετά την εκτέλεση και των εκατό επαναλήψεων (γενιών) του αλγορίθμου.



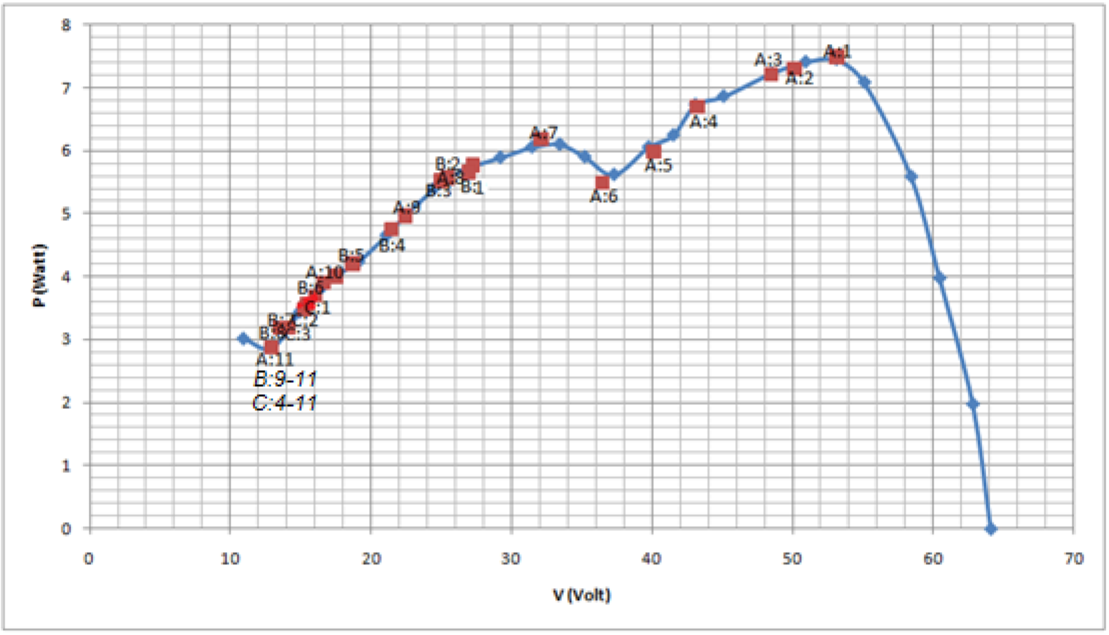
Σχήμα 5.7 Τα σημεία λειτουργίας του αλγόριθμου της «διαφορικής εξέλιξης» μετά την εκατοστή (τελευταία) επανάληψη (γενιά).

Στο Σχήμα 5.8 παρουσιάζεται επάνω στην χαρακτηριστική Ισχύος – τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της πρώτης σειράς πειραμάτων, το σημείο Α που τελικά συνέκλινε ο αλγόριθμος επιλέγοντας το σημείο μέγιστης ισχύος από τα είκοσι σημεία που φαίνονται στο Σχήμα 5.7. Επιπλέον παρουσιάζεται και το σημείο Β που θα συνέκλινε στην περίπτωση κατά την οποία θα εκτελούταν για αριθμό επαναλήψεων (γενιών) ίσο με πενήντα, το οποίο είναι το σημείο μέγιστης ισχύος από τα είκοσι σημεία που φαίνονται στο Σχήμα 5.6. Τα δύο αυτά σημεία είναι παρά πολύ κοντά συνεπώς η εκτέλεση του αλγορίθμου για 50 επαναλήψεις (γενιές) επιφέρει αρκετά ικανοποιητικά αποτελέσματα. Τέλος ο αριθμός των βημάτων που χρειάστηκαν για την ολοκλήρωση της μεθόδου «διαφορικής εξέλιξης» είναι 2020.



Σχήμα 5.8. Τα σημεία λειτουργίας στα οποία συνέκλινε ο αλγόριθμος της «διαφορικής εξέλιξης» μετά το πέρας 100 επαναλήψεων (σημείο A) και μετά το πέρας 50 επαναλήψεων (σημείο B).

Ο τελευταίος αλγόριθμος που εκτελέστηκε ήταν εκείνος της «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων (particle swarm optimization – PSO)». Τα σημεία της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της εξόδου της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών πάνω στα οποία κινήθηκαν οι τρείς πράκτορες του αλγορίθμου παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.9 (πχ. A:1 : το πρώτο σημείο πάνω στο οποίο κινήθηκε ο πρώτος πράκτορας).

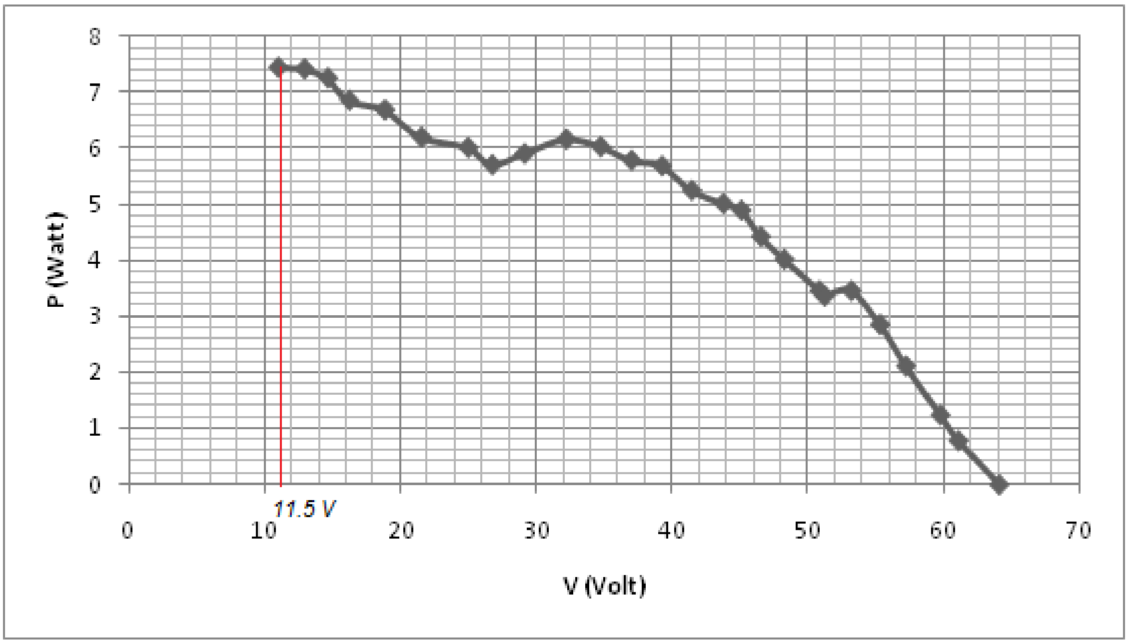


Σχήμα 5.9. Τα σημεία λειτουργίας του αλγορίθμου της «*βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων*».

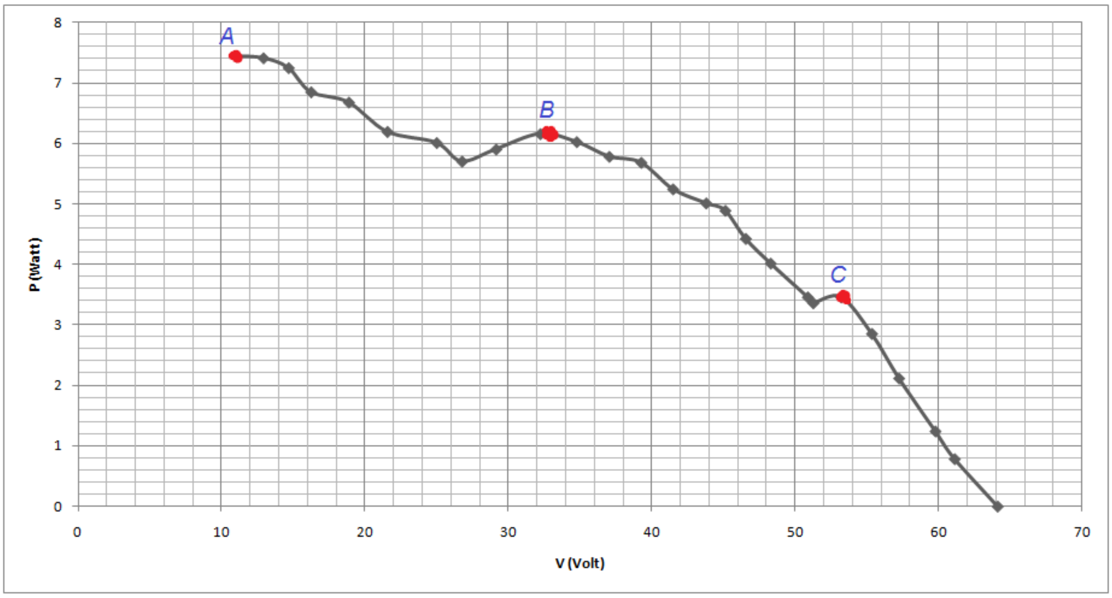
Για την ολοκλήρωση του αλγορίθμου της «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων», εξαιτίας των τιμών που καθορίστηκαν για τις παραμέτρους που ρυθμίζουν τα βήματα των πρακτόρων στην συγκεκριμένη υλοποίηση της μεθόδου, ο πρώτος πράκτορας που είχε αρχικοποιηθεί στην τιμή που αντιστοιχεί σε 20% σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM, μεταφέρθηκε σε 11 θέσεις έως ότου ολοκληρώσει την έρευνα του (υπερβεί το 98%). Σε κάθε θέση συνέβαιναν τρείς διαταραχές και δειγματοληψίες των τιμών της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο του μετατροπέα DC/DC οι οποίες προκαλούνταν από τους τρείς πράκτορες. Συνεπώς ο αριθμός των βημάτων που χρειάζονται για να ολοκληρωθεί η διαδικασία της μεθόδου «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων» είναι 33 βήματα. Ο αριθμός αυτών των βημάτων μπορεί είτε να μειωθεί ρυθμίζοντας κατάλληλα τις τιμές των παραμέτρων που ρυθμίζουν τα βήματα των πρακτόρων οδηγώντας όμως σε μείωση της απόδοσης της μεθόδου, είτε να αυξηθεί αυξάνοντας αντίστοιχα την απόδοση της μεθόδου.

5.2 Αποτελέσματα δεύτερης σειράς πειραμάτων

Η χαρακτηριστική ισχύος-τάσης της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών του συστήματος η οποία προέκυψε κατά την δεύτερη σειρά πειραμάτων είναι εκείνη που παρουσιάζεται παρακάτω στο Σχήμα 5.10, όπου το ολικό μέγιστο εμφανίζεται αριστερότερα από τα δύο τοπικά μέγιστα. Η εμφάνιση σημείων που αντιστοιχούν μόνο σε τάσεις υψηλότερες της τάσης των 11.5V οφείλεται στην ύπαρξη της μπαταρίας του συστήματος, ονομαστικής τάσης 12V στην έξοδο του μετατροπέα DC/DC.



Σχήμα 5.10. Χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της δεύτερης σειράς πειραμάτων.

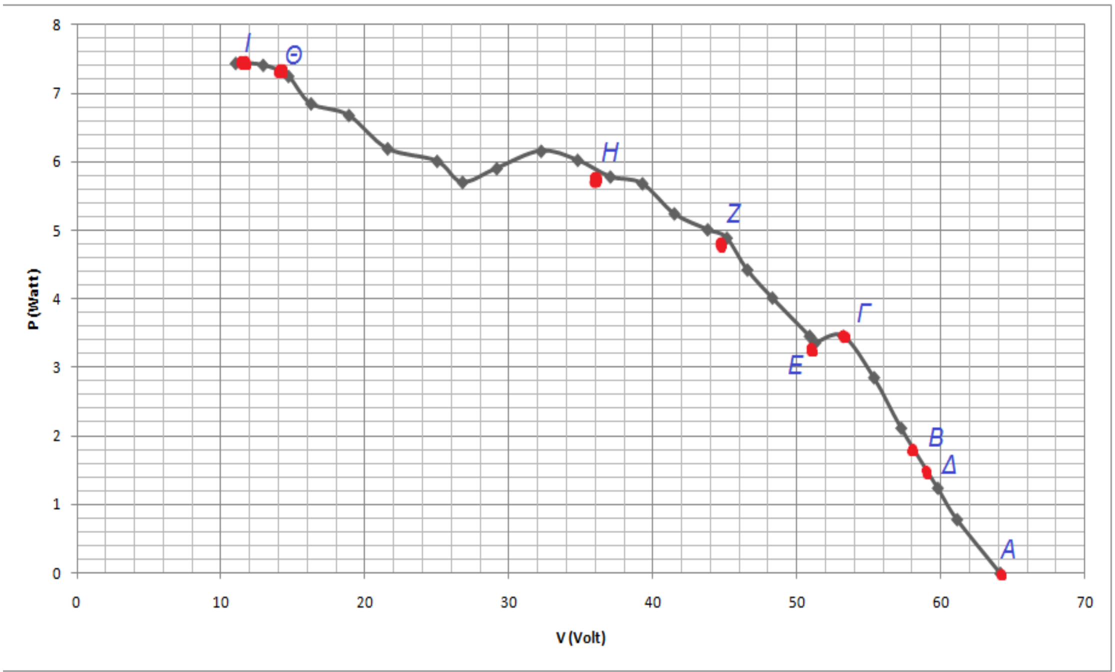


Σχήμα 5.11. Τα τοπικά μέγιστα της χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της δεύτερης σειράς πειραμάτων.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.11, η χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της δεύτερης σειράς πειραμάτων παρουσιάζει τρία τοπικά μέγιστα στα σημεία A, B και C, εκ των οποίων το σημείο A είναι και το ολικό μέγιστο.

Η πρώτη μέθοδος της «εξαντλητικής αναζήτησης (exhaustive search)» μετά την σάρωση ολόκληρης της χαρακτηριστικής ισχύος – τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων κατέληξε να συγκλίνει στο σημείο A του Σχήματος 5.3, το οποίο είναι και το ολικό μέγιστο της χαρακτηριστικής. Η σύγκλιση στο σημείο A επήλθε μετά την αλλαγή 50 διαφορετικών τιμών σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM (αναταράξεων) και 50 δειγματοληψιών της τάσης και του ρεύματος της εισόδου του μετατροπέα από τον μικροελεγκτή. Συνεπώς ο αριθμός των βημάτων που χρειάστηκε ο αλγόριθμος της εξαντλητικής αναζήτησης (exhaustive search) για την σύγκλιση στο σημείο A ήταν 50.

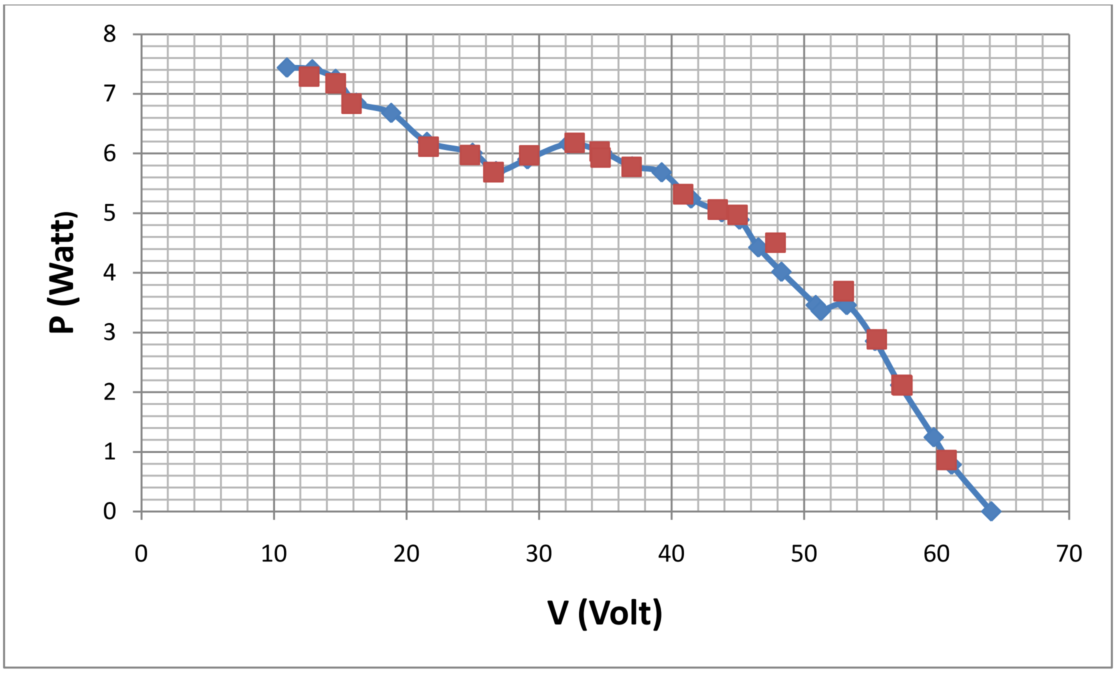
Κατά την εκτέλεση της μεθόδου της «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου (hill climbing / constant power mode)», ο αλγόριθμος κατά την διάρκεια της λειτουργίας της φάσης «ανάβασης λόφου» κινήθηκε διαδοχικά στα σημεία A, B, και Γ που φαίνονται στο Σχήμα 5.12, και κατέληξε να ταλαντώνεται γύρω από το σημείο Γ έως ότου αλλάξει ο τρόπος ελέγχου του μετατροπέα DC/DC. Το σημείο είναι πολύ κοντά στο πρώτο τοπικό μέγιστο της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης του Σχήματος 5.12. Στην επόμενη φάση λειτουργίας του αλγορίθμου, («σταθερής ισχύος εισόδου»), ο αλγόριθμος αυξάνοντας σταδιακά την V_C κινήθηκε διαδοχικά στα σημεία Α, Δ, Ε, Ζ, Η και Θ. Επειδή με την επόμενη αύξηση της V_C δεν υπάρχει σημείο τομής μεταξύ της θεωρητικής χαρακτηριστικής και της γραμμής ισχύος που προκύπτει για τη νέα $V_{C,}$ το καινούριο σημείο λειτουργίας είναι το Ι το οποίο δίνει τάση εξόδου της συστοιχίας ίση με την τάση της μπαταρίας. Η σύγκλιση στο σημείο αυτό αποτελεί και τη συνθήκη για την εκ νέου αλλαγή του τρόπου λειτουργίας του μετατροπέα. Πιο συγκεκριμένα, στην συνέχεια ο μικροελεγκτής αρχίζει να αυξάνει σταδιακά τη σχετική διάρκεια αγωγής του σήματος PWM μέχρι να ανιχνεύσει το σημείο που έδινε τη μέγιστη ισχύ την τελευταία φορά. Επειδή όμως το σημείο Ι είναι το σημείο στο οποίο το σύστημα παράγει την μεγαλύτερη ισχύ ο μετατροπέας αρχίζει να ελέγχεται με αυξομειώσεις της σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM. Έτσι το σύστημα καταλήγει σε μια ταλάντωση γύρω από το σημείο Ι.



Σχήμα 5.12. Χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της δεύτερης σειράς πειραμάτων όπου φαίνονται τα σημεία λειτουργίας της μεθόδου «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου».

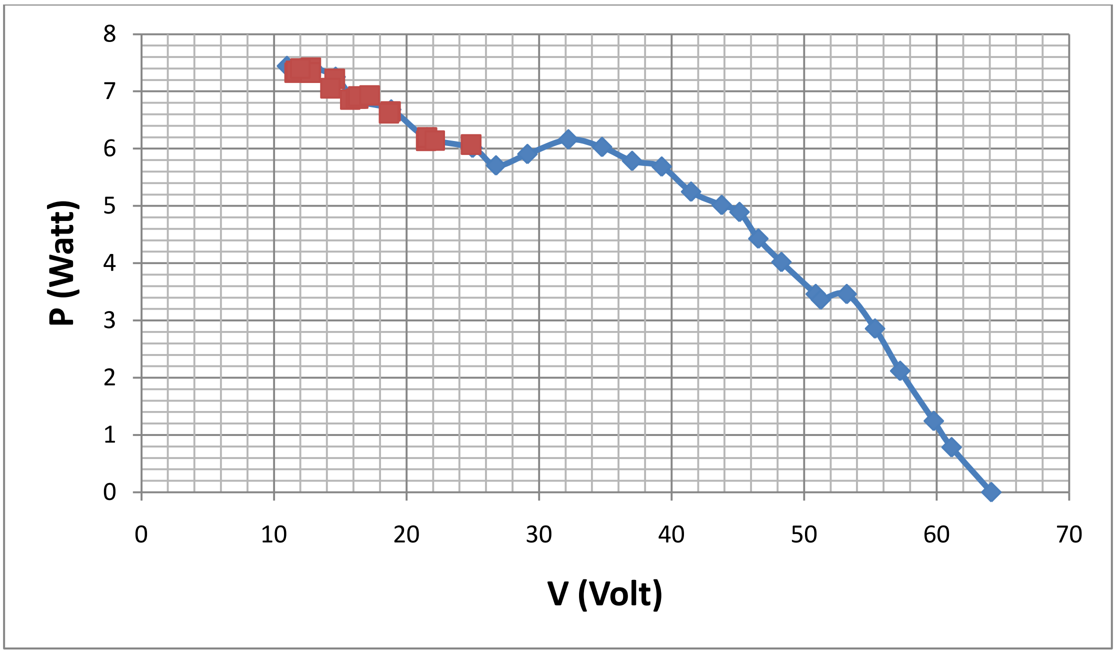
Ο αριθμός των βημάτων που χρειάστηκε η μέθοδος «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου» για να συγκλίνει στο σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος ήταν 11 (τα 9 που φαίνονται στο σχήμα 5.4 συν την διέλευση για δεύτερη φορά από το σημείο Α κατά την αλλαγή τρόπου λειτουργίας, συν το βήμα κατά το οποίο δεν βρέθηκε σημείο τομής με την χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων).

Στην συνέχεια εκτελέστηκε η μέθοδος της «διαφορικής εξέλιξης». Τα σημεία λειτουργίας του αλγόριθμου τα οποία αντιστοιχούν στις τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής (duty cycles) που περιέχονταν στο διάνυσμα βάσης κατά την πρώτη επανάληψη (γενιά) παρουσιάζονται επάνω στην χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της δεύτερης σειράς πειραμάτων, με κόκκινο χρώμα στο Σχήμα 5.13.



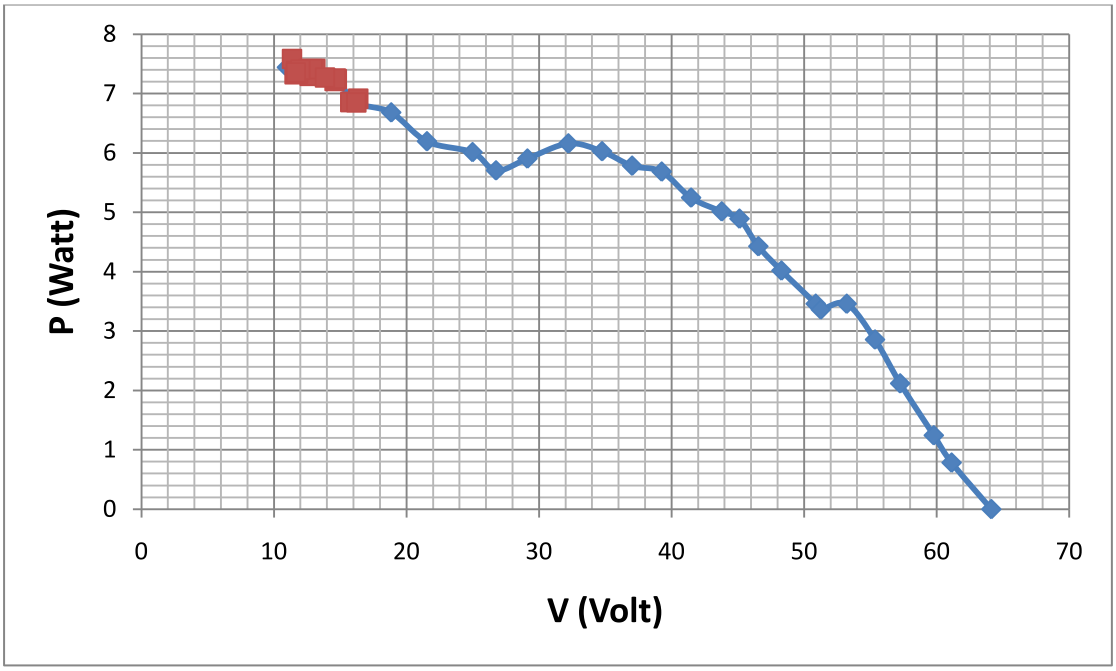
Σχήμα 5.13 Τα σημεία λειτουργίας του αλγόριθμου της «διαφορικής εξέλιξης» κατά την πρώτη επανάληψη (γενιά).

Τα σημεία λειτουργίας του αλγορίθμου μετά την εκτέλεση των πρώτων πενήντα επαναλήψεων (γενιών) του αλγορίθμου τα οποία αντιστοιχούν στις τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής που περιέχονταν στο διάνυσμα βάσης κατά την πεντηκοστή επανάληψη (γενιά) παρουσιάζονται επάνω στην χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της δεύτερης σειράς πειραμάτων, με κόκκινο χρώμα στο Σχήμα 5.14.



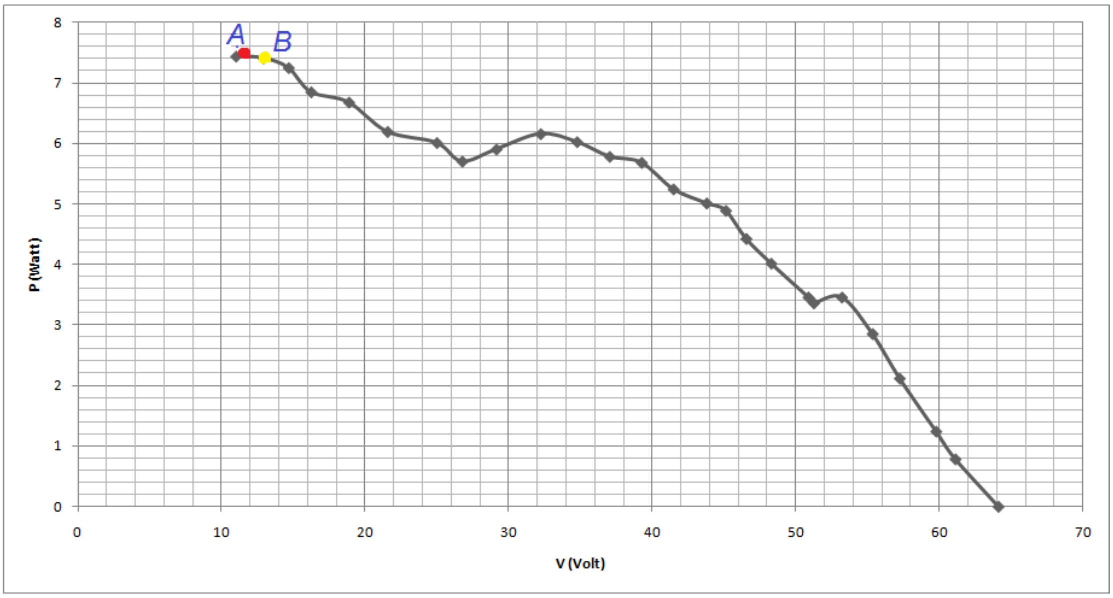
Σχήμα 5.14 Τα σημεία λειτουργίας του αλγόριθμου της «διαφορικής εξέλιξης» κατά την πεντηκοστή επανάληψη (γενιά).

Τέλος, με κόκκινο χρώμα στο Σχήμα 5.15 παρουσιάζονται τα σημεία λειτουργίας του αλγορίθμου τα οποία αντιστοιχούν στις τιμές της σχετικής διάρκειας αγωγής που περιέχονταν στο διάνυσμα βάσης μετά την εκτέλεση και των εκατό επαναλήψεων (γενιών) επάνω στην χαρακτηριστική ισχύος–τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της δεύτερης σειράς πειραμάτων.



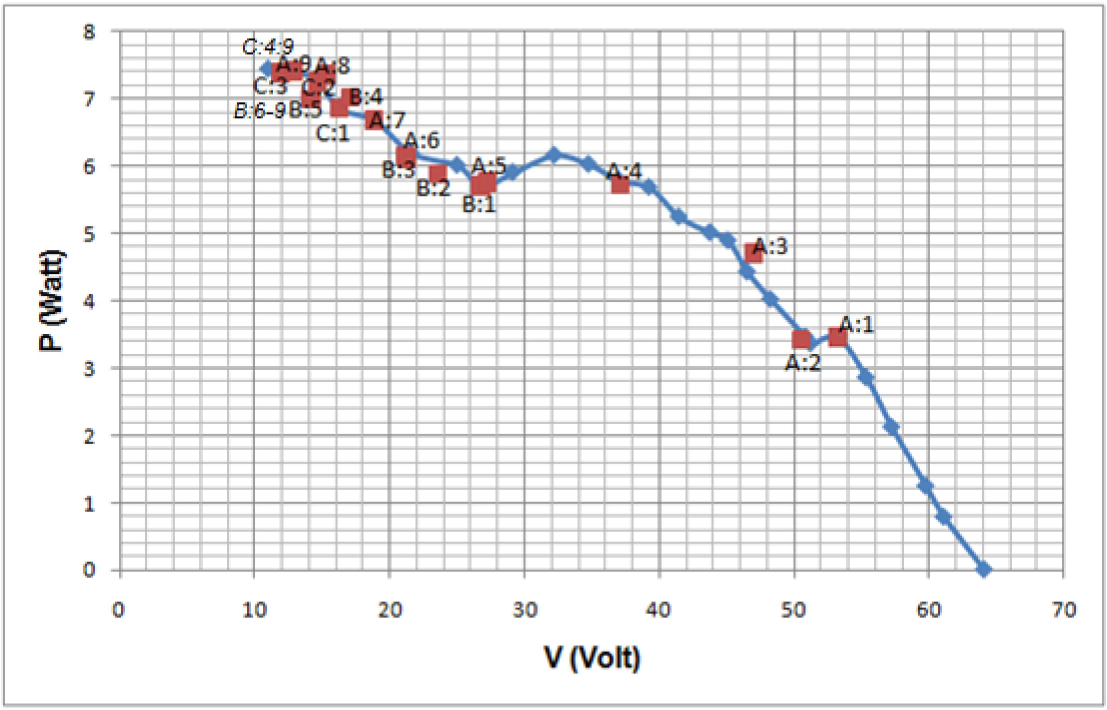
Σχήμα 5.15 Τα σημεία λειτουργίας του αλγόριθμου της «διαφορικής εξέλιξης» μετά την εκατοστή (τελευταία) επανάληψη (γενιά).

Στο Σχήμα 5.16 παρουσιάζεται επάνω στην χαρακτηριστική Ισχύος – τάσης της συστοιχίας των Φ/Β στοιχείων της δεύτερης σειράς πειραμάτων, το σημείο Α που τελικά συνέκλινε ο αλγόριθμος επιλέγοντας το σημείο μέγιστης ισχύος από τα είκοσι σημεία που φαίνονται στο Σχήμα 5.15. Επιπλέον παρουσιάζεται και το σημείο Β που θα συνέκλινε στην περίπτωση κατά την οποία θα εκτελούταν για αριθμό επαναλήψεων (γενιών) ίσο με πενήντα, το οποίο είναι το σημείο μέγιστης ισχύος από τα είκοσι σημεία που φαίνονται παραπάνω στο Σχήμα 5.14. Τα δύο αυτά σημεία είναι παρά πολύ κοντά συνεπώς η εκτέλεση του αλγορίθμου για 50 επαναλήψεις (γενιές) επιφέρει αρκετά ικανοποιητικά αποτελέσματα. Τέλος ο αριθμός των βημάτων που χρειάστηκαν για την ολοκλήρωση της μεθόδου «διαφορικής εξέλιξης» είναι 2020.



Σχήμα 5.16. Τα σημεία λειτουργίας στα οποία συνέκλινε ο αλγόριθμος της «διαφορικής εξέλιξης» μετά το πέρας 100 επαναλήψεων (σημείο Α) και μετά το πέρας 50 επαναλήψεων (σημείο Β).

Ο τελευταίος αλγόριθμος που εκτελέστηκε ήταν εκείνος της «*βελτιστοποίησης* σμηνών σωματιδίων (Particle swarm optimization – PSO)». Τα σημεία της χαρακτηριστικής ισχύος-τάσης της εξόδου της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών πάνω στα οποία κινήθηκαν οι τρείς πράκτορες του αλγορίθμου παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.9 (πχ. Α:1 : το πρώτο σημείο πάνω στο οποίο κινήθηκε ο πρώτος πράκτορας).



Σχήμα 5.17. Τα σημεία λειτουργίας του αλγορίθμου της «*βελτιστοποίησης* σμηνών σωματιδίων».

Για την ολοκλήρωση του αλγορίθμου της «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων», εξαιτίας των τιμών που καθορίστηκαν για τις παραμέτρους που ρυθμίζουν τα βήματα των πρακτόρων στην συγκεκριμένη υλοποίηση της μεθόδου, παρατηρήθηκε ότι το πράκτορας που είχε αρχικοποιηθεί στην τιμή που αντιστοιχεί σε 20% σχετικής διάρκειας αγωγής του σήματος PWM μεταφέρθηκε σε 9 θέσεις έως ότου ολοκληρώσει την έρευνα του (υπερβεί το 98%). Σε κάθε θέση συνέβαιναν τρείς διαταραχές και δειγματοληψίες των τιμών της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο του μετατροπέα DC/DC, οι οποίες προκαλούνταν από τους τρείς πράκτορες. Συνεπώς ο αριθμός των βημάτων που χρειάζονται για να ολοκληρωθεί η διαδικασία της μεθόδου «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων» είναι 27 βήματα. Ο αριθμός αυτών των βημάτων μπορεί είτε να μειωθεί ρυθμίζοντας κατάλληλα τις τιμές των παραμέτρων που ρυθμίζουν τα βήματα των πρακτόρων, οδηγώντας όμως σε μείωση της απόδοσης της μεθόδου είτε να αυξηθεί αυξάνοντας αντίστοιχα την απόδοση της μεθόδου.

6. Συμπεράσματα

Παρά την γρήγορη ανάπτυξη των φωτοβολταϊκών συστημάτων, ένας συνήθης περιορισμός της χαμηλής απόδοσης ενός φωτοβολταϊκού συστήματος, είναι η ύπαρξη κατεστραμμένων στοιχείων στο φωτοβολταϊκό πλαίσιο ή η λειτουργία του πλαισίου υπό συνθήκες μερικής σκίασης που έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της ισχύος που μπορεί να παράγει μία φωτοβολταϊκή συστοιχία. Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας υλοποιήθηκε ένα σύστημα εύρεσης του σημείου λειτουργίας μίας φωτοβολταϊκής συστοιχίας κατά το οποίο παράγεται η μέγιστη ισχύς. Με την χρήση του συστήματος αυτού υλοποιήθηκαν τέσσερις μέθοδοι οι οποίες και συγκρίθηκαν ως προς την απόδοση τους.

Όλες οι μέθοδοι που υλοποιήθηκαν στην παρούσα διπλωματική εργασία πέτυχαν ικανοποιητική σύγκλιση στο σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος της χαρακτηριστικής ισχύος–τάσης της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στοιχείων που λειτουργούσε σε συνθήκες μερικής σκίασης. Η ικανοποιητική σύγκλιση επετεύχθη σε δύο διαφορετικές σειρές πειραμάτων, όπου το ολικό μέγιστο εμφανιζόταν σε μικρότερη ή μεγαλύτερη τάση από εκείνη των τοπικών μεγίστων. Για την αξιολόγηση των μεθόδων που υλοποιήθηκαν κάθε μέθοδος συσχετίζεται με των αριθμό των βημάτων έως την σύγκλιση της στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP) λόγω του ότι οι διαδοχικές διαταραχές της τάσης εξόδου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας κατά την διάρκεια κάθε βήματος προκαλούν απώλειες στην παραγόμενη ενέργεια του φωτοβολταϊκού συστήματος σε σχέση με την μέγιστη δυνατή τιμή της.

Η πιο αποδοτική μέθοδος όπως προκύπτει από τον αριθμό των βημάτων για την επίτευξη σύγκλισης στο σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος (MPP), είναι η μέθοδος «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου» η οποία πέτυχε την ταχύτερη σύγκλιση στο σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος (MPP). Αμέσως επόμενη είναι η μέθοδος της «βελτιστοποίησης σμηνών σωματιδίων (PSO)» στην οποία ο αριθμός τον βημάτων έως την επίτευξη της σύγκλισης μπορεί να ρυθμιστεί μέσω της κατάλληλης επιλογής κάποιων παραμέτρων του αλγόριθμου της (αρχικές θέσεις διαταραχής, βήμα διαταραχής). Η κατάλληλη ρύθμιση όμως αυτών των παραμέτρων για την επίτευξη σύγκλισης στο σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος με περίπου ίσο αριθμό βημάτων με εκείνο της μεθόδου «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου» οδηγεί σε σημαντική απόκλιση ανάμεσα στο σημείο σύγκλισης της μεθόδου και το πραγματικό σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος (MPP). Στην παρούσα υλοποίηση της, οι παράμετροι αυτοί προσαρμόστηκαν κατάλληλα ώστε τα χαρακτηριστικά λειτουργίας της μεθόδου (π.χ βήμα μεταβολής σχετικής διάρκειας αγωγής) να είναι αντίστοιχα με εκείνα των άλλων μεθόδων ώστε τα αποτελέσματα να είναι συγκρίσιμα. Η επόμενη μέθοδος από άποψη ταχύτητας σύγκλισης είναι εκείνη της «εξαντλητικής αναζήτησης». Τέλος, η μέθοδος της «διαφορικής εξέλιξης» παρά την επιτυχή σύγκλιση στο σημείο παραγωγής μέγιστης ισχύος είναι εξαιρετικά αργή καθώς απαιτεί αριθμό βημάτων 40 φορές μεγαλύτερο από εκείνο των υπολοίπων μεθόδων. Ακόμα και σε μια εναλλακτική υλοποίηση της με τον μισό αριθμό επαναλήψεων (γενιών) σε σχέση με την παρούσα υλοποίηση, ο αριθμός των βημάτων έως ότου επιτευχθεί η σύγκλιση παραμένει 20 φορές μεγαλύτερος από εκείνους των τριών άλλων μεθόδων. Η υλοποίηση της με ένα συνολικό αριθμό βημάτων της τάξης των υπολοίπων μεθόδων θα αποτύγχανε στην εύρεση του σημείου μέγιστης παραγωγής ισχύος (MPP).

Όλες οι μέθοδοι είναι ανεξάρτητες των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών της συστοιχίας των φωτοβολταϊκών στοιχειών, επομένως μπορούν να εφαρμοστούν σε οποιοδήποτε φωτοβολταϊκό σύστημα. Μελλοντική πιθανή επέκταση του συστήματος που υλοποιήθηκε χρησιμοποιώντας την μέθοδο «ανάβασης λόφου / σταθερής ισχύος εισόδου», είναι η εφαρμογή του σε ένα φωτοβολταϊκό σύστημα που συνδέεται στο ηλεκτρικό δίκτυο μέσω μετατροπέα DC/AC.

7. Βιβλιογραφία

7.1 Δημοσιευμένα Papers

[1] Trishan Esram, Patrick L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 22, No. 2 pp. 439-449, June 2007.

[2] Eftichios Koutroulis, Kostas Kalaitzakis and Nicholas Voulgaris, "Development of a Microcontroller-Based, Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control System", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No.1 pp. 46-54, January 2001.

[3] G. W. Hart, H. M. Branz and C. H. Cox, "Experimental tests of open-loop maximum-power-point tracking techniques", Solar Cells, Vol. 13, No.2 pp. 185-195, December 1984.

[4] M. Veerachary, T. Senjyu and K. Uezato, "Neural-network-based maximum-power-point tracking of coupled-inductor interleaved-boost-converter-supplied PV system using fuzzy controller", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, No.4 pp. 749-758, August. 2003.

[5] T. Hiyama, S. Kouzuma and T. Imakubo, "Identification of optimal operating point of PV modules using neural network for real time maximum power tracking control", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, No.2 pp. 360-367, June 1995.

[6] K. Ro and S. Rahman, "Two-loop controller for maximizing performance of a grid-connected photovoltaic-fuel cell hybrid power plant", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 13, No 3 pp. 276-281, September 1998.

[7] A. Hussein, K. Hirasawa, J. Hu and J. Murata, "The dynamic performance of photovoltaic supplied dc motor fed from DC-DC converter and controlled by neural networks", Neural Networks, 2002. IJCNN '02. Proceedings of the 2002 International Joint Conference, Vol. 1, pp. 607-612, 2002.

[8] X. Sun, W. Wu, X. Li and Q. Zhao, "A research on photovoltaic energy controlling system with maximum power point tracking", Proc. Power Conversion Conference, Vol. 2, pp. 822-826, 2002.

[9] L. Zhang, Y. Bai, and A. Al-Amoudi, "GA-RBF neural network based maximum power point tracking for grid-connected photovoltaic systems", International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, pp. 18-23, June 2002.

[10] M. Bodur and M. Ermis, "Maximum power point tracking for low power photovoltaic solar panels", Proc. 7th Mediterranean Electrotechnical Conference, Vol. 2, pp. 758-761, April 1994.

[11] J. H. R. Enslin and D. B. Snyman, "Simplified feed-forward control of the maximum power point in PV installations", Proc.1992 International Conference. on Industrial Electronics, Control., Instrumentation, and Automattion, Vol.1, pp. 548-553, November 1992.

[12] H. J. Beukes and J. H. R. Enslin, "Analysis of a new compound converter as MPPT, battery regulator and bus regulator for satellite power systems", 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 846-852, June 1993.

[13] C. R. Sullivan and M. J. Powers, "A high-efficiency maximum power point tracker for photovoltaic arrays in a solar-powered race vehicle" 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference., pp. 574-580, June 1993.

[14] A. S. Kislovski and R. Redl, "Maximum-power-tracking using positive feedback", 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference., pp. 1065-1068, Vol. 2, August 1994.

[15] J. Arias, F. F. Linera, J. Martin-Ramos, A. M. Pernia, and J. Cambronero, "A modular PV regulator based on microcontroller with maximum power point tracking", Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, Vol. 2, pp. 1178-1184, October 2004.

[16] R. Bhide and S. R. Bhat, "Modular power conditioning unit for photovoltaic applications" 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, pp. 708-713, July 1992.

[17] H. Sugimoto and H. Dong, "A new scheme for maximum photovoltaic power tracking control", Proceedings of the Power Conversion Conference, Vol. 2, pp. 691-696, August 1997.

[18] S. J. Chiang, K. T. Chang, and C. Y. Yen, "Residential photovoltaic energy storage system" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 3 pp. 385-394, June 1998.

[19] J. A. M. Bleijs and A. Gow, "Fast maximum power point control of current-fed DC-DC converter for photovoltaic arrays", Electronics Letters., Vol. 37, No. 1 pp. 5-6, January 2001.

[20] C.-L. Hou, J. Wu, M. Zhang, J.-M. Yang and J.-P. Li, "Application of adaptive algorithm of solar cell battery charger", Proceedings of the 2004 IEEE International Conference. on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technoogies, Vol. 2, pp. 810-813, April 2004.

[21] Taheri H., Salam Z., Ishaque K., "A Novel Maximum Power Point Tracking Control of Photovoltaic System Under Partial and Rapidly Fluctuating Shadow Conditions Using Differential Evolution", Industrial Electronics & Applications (ISIEA) 2010 IEEE Symposium on, pp. 82–87, October 2010.

[22] Miyatake M., Veerachary M., Toriumi F., Fujii N,. Ko H., "Maximum Power Point Tracking of Multiple Photovoltaic Arrays: A PSO Approach", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 47, No.1 pp 367–380, January 2011.

[23] Bo H. Cho, Jae R. Lee and Fred C. Y. Lee, "Large-Signal analysis of Spacecraft Power Processing Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No. 1 pp 110-116, January 1990.

[24] Λούκας Νίκος, "Μεγιστοποίηση της ενέργειας που παράγεται από φωτοβολταϊκά στοιχεία που λειτουργούν υπό συνθήκες μερικής σκίασης", Ιούλιος 2006.

7.2 Βιβλία

[25] Ned Mohan, Tore A. Underland and William P. Robins. "Ηλεκτρονικά Ισχύος", 1995, Β' έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα.

7.3 Τεχνικά κείμενα

[26] ATMega8535 Full Data Sheet. Atmel Corporation, Rev 2502G 04/05, Available online at www.atmel.com.