



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΙΧΝΗΛΑΤΗΣΗΣ ΣΗΜΕΙΟΥ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ Φ/Β
ΣΥΣΤΟΙΧΙΑΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕ ΤΟ ΜΑΤLAB/SIMULINK**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΩΝ/ΝΟΣ Α. ΜΑΡΜΑΡΙΝΟΣ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ : ΙΩΑΝΝΗΣ ΑΒΑΡΙΤΣΙΩΤΗΣ

ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π

Αθήνα, Φλεβάρης 2011



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΙΧΝΗΛΑΤΗΣΗΣ ΣΗΜΕΙΟΥ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ Φ/Β
ΣΥΣΤΟΙΧΙΑΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕ ΤΟ MATLAB/SIMULINK**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΩΝ/ΝΟΣ Α. ΜΑΡΜΑΡΙΝΟΣ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ : ΙΩΑΝΝΗΣ ΑΒΑΡΙΤΣΙΩΤΗΣ

ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή στις 2 Μαρτίου 2011.

.....
Ι. Αβαριτσιώτης
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Κ. Δέρβος
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Ε. Καγιάφας
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Φλεβάρης 2011

.....
Κων/νος Α. Μαρμαρινός

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

Copyright © Κων/νος Α. Μαρμαρινός, 2011

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη τεχνικών ιχνηλάτησης του σημείου μέγιστης ισχύος (Maximum Power Point Tracking, MPPT) φ/β συστοιχίας και η προσομοίωση της λειτουργίας μιας εξ' αυτών (P&O) για μεταβαλλόμενη ένταση ηλιακής ακτινοβολίας. Η προσομοίωση έγινε με το MATLAB/SIMULINK, μοντελοποιώντας όλα τα υποσυστήματα που ολοκληρώνουν την συγκεκριμένη τεχνική MPPT.

Η ανάπτυξη του θέματος πραγματοποιείται σε τέσσερα κεφάλαια. Στο πρώτο κεφάλαιο παρατίθεται το βασικό θεωρητικό υπόβαθρο της φωτοβολταϊκής (φ/β) τεχνολογίας που περιλαμβάνει το φ/β φαινόμενο, το ηλεκτρικό ισοδύναμο μαζί με την ανάλυση λειτουργίας του φ/β κυττάρου, του φ/β πάνελ και της φ/β συστοιχίας, μια εισαγωγή στη φιλοσοφία του MPPT και, ολοκληρώνοντας, δίνεται ο ορισμός του Συντελεστή Πλήρωσης (Fill Factor, FF) και του Συντελεστή Απόδοσης (Performance Ratio, PR).

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται η παρουσίαση των πιο γνωστών τεχνικών MPPT. Η μελέτη επικεντρώνεται ιδιαίτερα στους αλγορίθμους «Διαταραχή και Παρατήρηση (Perturb and Observe, P&O)» και «Στοιχειώδης Αγωγιμότητα (Incremental Conductance, IncCond)».

Στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται ανάλυση των μετατροπέων DC/DC διακοπτικού (switching) τρόπου λειτουργίας που χρησιμοποιούνται σε συστήματα MPPT και παρουσιάζεται η δομή των ελεγκτών MPPT και PWM. Τέλος, αναφέρονται τα βασικά χαρακτηριστικά των MOSFET που χρησιμοποιούνται ευρέως σαν διακόπτες στους μετατροπείς DC/DC.

Στο τέταρτο κεφάλαιο πραγματοποιείται η μοντελοποίηση ξεχωριστά όλων των υποσυστημάτων του συστήματος MPPT και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του συνολικού συστήματος σε συνθήκες μεταβαλλόμενης έντασης ηλιακής ακτινοβολίας.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Ισοδύναμο φωτοβολταϊκού κυττάρου, Φωτοβολταϊκό πάνελ, Τεχνικές MPPT, Μετατροπείς DC/DC, Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM).

ABSTRACT

The objective of this diploma thesis is the study of Maximum Power Point Tracking (MPPT) techniques for photovoltaic array and the simulation one of them (Perturb and Observe, P&O) for changing level of solar irradiation. Simulation was made with MATLAB/SIMULINK by modeling all the subsystems that are integrated in the P&O MPPT technique.

This thesis consists of four chapters. The first chapter briefly focuses on the basic theoretical knowledge of photovoltaic technology in which the photovoltaic effect, the electrical equivalent coupled with the operating analysis of pv solar cell, pv panel and pv array, an introduction to MPPT philosophy and, finally, the definitions of Fill Factor, (FF) and Performance Ratio, (PR).are included.

In the second chapter, the most well known MPPT techniques are discussed. The study pays extra attention on Perturb and Observe (P&O) and Incremental Conductance (IncCond) algorithms.

In the third chapter, the theory and operating analysis of switch mode MPPT oriented DC/DC converters are discussed as well as the control schemes for MPPT and PWM. In the ending of this chapter, there is a short discussion about the basic characteristics of MOSFET switches that are mainly used in DC/DC converters.

In the fourth chapter the simulation of the whole MPPT system is discussed by modeling all the subsystems which consists of. In the end, the results of the performance of P&O algorithm are shown for changing level of solar irradiance.

KEY WORDS

Solar cell equivalent circuit, Solar panel, MPPT techniques, DC/DC converters, Pulse Width Modulation (PWM).

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμότερες ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα Καθηγητή ΕΜΠ κ. Ιωάννη Αβαριτσιώτη για τις καίριες υποδείξεις του κατά τη διάρκεια εκπόνησης της συγκεκριμένης εργασίας αλλά και για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε στο χειρισμό του θέματος.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες στην κα. Άννα Πρωτονοταρίου, Φυσικό-Υποψήφια Διδάκτορα τομέα Φυσικής Περιβάλλοντος και Μετεωρολογίας του ΕΚΠΑ, για τις πολύτιμες συμβουλές της πάνω σε ζητήματα ηλιακής ακτινοβολίας και θερμοκρασίας περιβάλλοντος όπως και για την ηθική της συμπαράσταση.

Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένειά μου που τόσα χρόνια με στηρίζει στις σπουδές μου με κάθε τρόπο.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο: ΑΝΑΣΚΟΠΗΣΗ ΤΩΝ ΒΑΣΙΚΩΝ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ ΤΗΣ Φ/Β ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ.....	13
1.1 Εισαγωγή.....	13
1.2 Φωτοβολταϊκό φαινόμενο	15
1.3 Μοντελοποίηση φ/β κυττάρου	17
1.4 Μοντελοποίηση φ/β πάνελ και φ/β συστοιχίας.....	24
1.5 Εισαγωγή στο MPPT.....	26
1.6 Συντελεστής Πλήρωσης (Fill Factor, FF) και Βαθμός Απόδοσης.....	28
1.7 Συντελεστής Απόδοσης (Performance Ratio, PR)	30
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο: ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ MPPT	31
2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	31
2.2 Perturb & Observe (Διαταραχή και Παρατήρηση)	32
2.3 Incremental Conductance (Στοιχειώδης Αγωγιμότητα).....	36
2.4 Προσδιορισμός του MPP ως ποσοστό του Voc (Open Voltage, OV)	39
2.5 Προσδιορισμός του MPP ως ποσοστό του Isc (Short Current, SC)	40
2.6 Νευρωνικά Δίκτυα	41
2.7 Έλεγχος με συσχέτιση της κυμάτωσης (Ripple Correlation Control, RCC)	43
2.8 Σάρωση ρεύματος (Current Sweep).....	45
2.9 DC Link Capacitor Droop Control (DC LCDC).....	46
2.10 Μεγιστοποίηση ρεύματος ή τάσης φορτίου.....	48
2.11 dP/dV ή dP/dI Feedback control	48
2.12 Έλεγχος με Ασαφή Λογική (Fuzzy Logic)	49
2.13 Άλλες τεχνικές MPPT	53
2.14 Συμπεράσματα	54

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο: ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC/DC ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΡΟΠΟΥ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΓΙΑ ΜΡΡΤ 56

3.1 Εισαγωγή.....	56
3.2 Αρχή λειτουργίας	57
3.3 Τοπολογίες	58
3.3.1 Μετατροπείς Υποβιβασμού.....	59
3.3.2 Μετατροπείς Ανύψωσης.....	68
3.3.3 Μετατροπείς υποβιβασμού-ανύψωσης (<i>buck-boost</i>).....	74
3.3.4 Μετατροπείς <i>Cúk</i>	76
3.4 Προσαρμογή φορτίου.....	79
3.5 Έλεγχος ΜΡΡΤ και PWM	81
3.6 Μη ιδανικότητες.....	86
3.7 Ιδανικοί και πραγματικοί διακόπτες.....	90

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο: ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΡΡΤ 96

4.1 Εισαγωγή.....	96
4.2 Μοντελοποίηση του φ/β πάνελ	97
4.3 Υπολογισμός και μοντελοποίηση του μετατροπέα DC	104
4.4 Μοντελοποίηση του αλγορίθμου ΜΡΡΤ.....	112
4.5 Μοντελοποίηση του συστήματος PWM	113
4.6 Προσομοίωση του συστήματος.....	115
4.7 Συμπεράσματα	118

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 120

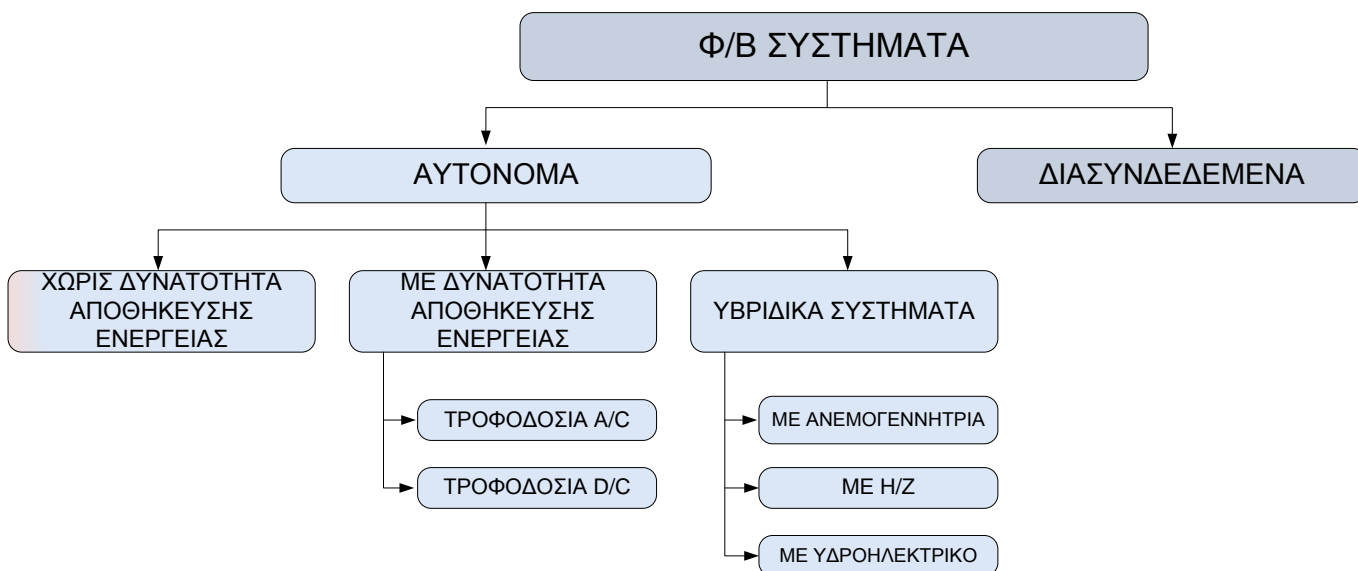
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ..... 122

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α	122
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β	123

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο: ΑΝΑΣΚΟΠΗΣΗ ΤΩΝ ΒΑΣΙΚΩΝ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ ΤΗΣ Φ/Β ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ

1.1 Εισαγωγή

Τα φωτοβολταϊκά συστήματα είναι εκείνες οι διατάξεις μέσω των οποίων η ηλιακή ακτινοβολία μετατρέπεται σε ηλεκτρική τάση, DC ή AC, ανάλογα με τις ενεργειακές απαιτήσεις που κάθε φορά πρέπει να πληρούνται. Διακρίνονται σε αυτόνομα (stand-alone ή off-grid) και διασυνδεδεμένα (grid-connected ή on-grid) συστήματα. Θα μπορούσε να ειπωθεί ότι η βασικότερη διαφορά μεταξύ τους βρίσκεται στο ότι τα μεν πρώτα αποθηκεύουν την παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια σε συσσωρευτές ενώ τα διασυνδεδεμένα τη διοχετεύουν απευθείας στο δίκτυο διανομής ηλεκτρικής ενέργειας. Βάσει αυτής της διάκρισης γίνονται φανερές και οι ενεργειακές απαιτήσεις που καλύπτει το κάθε σύστημα. Στο Σχήμα 1.1 παρουσιάζεται μια πιο εξειδικευμένη κατάταξη των φ/β συστημάτων.



Σχήμα 1.1 (Κατάταξη των φ/β συστημάτων)

Διασυνδεδεμένα συστήματα

Όπως αναφέρθηκε, στα διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα το δημόσιο δίκτυο διανομής είναι ο τελικός αποδέκτης της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας. Στις

περισσότερες περιπτώσεις δεν υπάρχει η δυνατότητα αποθήκευσης κάποιου μέρους της ενέργειας. Τα τελευταία χρόνια λόγω της προσπάθειας που γίνεται παγκοσμίως για την μείωση των εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου, τα διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα, κυρίως λόγω του εύκολου και γρήγορου τρόπου εγκατάστασής τους, είναι οι Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργεια (ΑΠΕ) εκείνες που γνωρίζουν τη γρηγορότερη εξάπλωση. Σε χώρες της Ευρώπης όπως η Ελλάδα, η Ισπανία η Πορτογαλία και η Γερμανία οι κυβερνήσεις έδωσαν μια σειρά σοβαρών κινήτρων, με πιο σημαντικό αυτό της τιμής αγοράς (feed-in tariff) της παραγόμενης «πράσινης» KWh, προκειμένου να γίνουν τέτοιου είδους επενδύσεις. Σημειώνεται επίσης ο στόχος που έχει τεθεί από την Ευρωπαϊκή Ένωση ένα σημαντικό ποσοστό του ενεργειακού μίγματος των χωρών μελών της μέχρι το 2020 να προέρχεται αποκλειστικά από ΑΠΕ. Για τη χώρα μας ο στόχος αυτός είναι 20%.

Η ονομαστική εγκατεστημένη ισχύς τέτοιων συστημάτων συνήθως ξεκινά από 10KWp και μπορεί να φτάσει τα 50MWp. Βασικός περιοριστικός παράγοντας είναι η έκταση που χρειάζεται για να στηθεί μια τέτοια εγκατάσταση. Συνήθως δεσμεύονται μεγάλες εκτάσεις γης, κυρίως σε πεδινές περιοχές ώστε να μην υπάρχει περιμετρική σκίαση από βουνά η λόφους. Στην Ελλάδα, μέχρι σήμερα, η μεγαλύτερη εγκατάσταση έχει ισχύ 4,5MWp.

Ένα διασυνδεδεμένο φ/β σύστημα συνήθως αποτελείται από τα εξής στοιχεία/τμήματα:

- Φ/β πάνελς (modules) κατάλληλα διασυνδεδεμένα σε σειρά η/και παράλληλα
- Αντιστροφείας (inverter)
- Πίνακες διανομής AC και DC
- Σύστημα αντικεραυνικής προστασίας (ΣΑΠ)
- Καλωδιώσεις
- Μετρητής παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας

Αυτόνομα συστήματα

Οι πρώτες ουσιαστικές εφαρμογές των φ/β συστημάτων αφορούσαν στην τροφοδοσία με ρεύμα κυρίως σε απομακρυσμένες και δυσπρόσιτες τοποθεσίες κρίσιμων εγκαταστάσεων, όπως αντλίες νερού στη μέση μιας ερήμου. Οι εξελίξεις στην τεχνολογία των φ/β πάνελ, καθώς και των συσσωρευτών, συνετέλεσαν στην ευρεία αποδοχή αυτού του τρόπου ηλεκτροδότησης κυρίως στις αναπτυσσόμενες χώρες για περιοχές όπου η επέκταση του δημοσίου δικτύου θα ήταν δαπανηρή και χρονοβόρα.

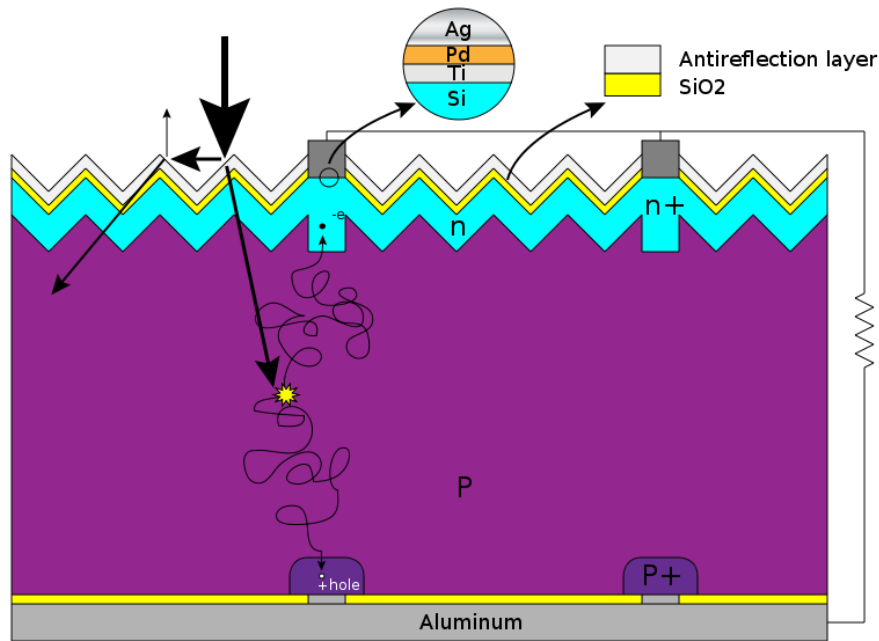
Ένα αυτόνομο σύστημα απαιτεί ένα μέσο αποθήκευσης μέρους της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας. Αυτό συμβαίνει για δύο λόγους: ο πρώτος είναι η διασφάλιση παροχής ηλεκτρικού ρεύματος για την τροφοδοσία των φορτίων κατά τη διάρκεια της νύχτας και ο δεύτερος είναι ότι η στιγμιαία απαιτούμενη ενεργειακή ζήτηση σπάνια ή ποτέ δεν ισοδυναμεί με την στιγμιαία παραγωγή. Γιατί, επομένως, να σπαταληθεί αυτό το πολύτιμο αγαθό; Για τους λόγους αυτούς χρησιμοποιούνται συσσωρευτές ειδικών προδιαγραφών σε συνδυασμό πάντα με ένα σύστημα φόρτισης και ελέγχου. Στα αυτόνομα φ/β συστήματα το πιο σημαντικό δομικό στοιχείο είναι ο ρυθμιστής φόρτισης που βρίσκεται είτε ενσωματωμένος στον inverter ή ως αυτόνομη δομική μονάδα. Όπως παρουσιάζεται και στο Σχήμα 1.1, η έξοδος ενός αυτόνομου φ/β συστήματος δεν είναι πάντα ac 230 Vrms (για την Ευρώπη), αλλά μπορεί να κυμανθεί ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του φορτίου.

Επομένως, σε ένα τυπικό αυτόνομο φ/β σύστημα χρησιμοποιούνται οι παρακάτω διατάξεις εξής στοιχεία:

- Φ/β πάνελς
- Συσσωρευτές ειδικής κατασκευής και προδιαγραφών
- Σύστημα φόρτισης και διαχείρισης των συσσωρευτών
- Μετατροπείς DC/DC
- Σύστημα αντικεραυνικής προστασίας (ΣΑΠ)
- Πίνακες διανομής, καλωδιώσεις
- Αντιστροφέας (inverter)

1.2 Φωτοβολταϊκό φαινόμενο

Ως «φωτοβολταϊκό φαινόμενο» χαρακτηρίζεται η απευθείας μετατροπή της ηλιακής ακτινοβολίας σε ηλεκτρική ενέργεια. Το φαινόμενο αυτό εκδηλώνεται σε ημιαγωγό τύπου pn, συνήθως ισχυρά εμπλουτισμένο. Όταν φωτόνια της ηλιακής ακτινοβολίας με ενέργεια μεγαλύτερη του ενεργειακού χάσματος του ημιαγωγού προσπίπτουν στην αρνητικά εμπλουτισμένη επιφάνειά του, τα ηλεκτρόνια σθένους του υλικού λαμβάνουν όλη την απαραίτητη ενέργεια ώστε να μεταβούν στη ζώνη αγωγιμότητας, αφήνοντας πίσω τους ίσο αριθμό οπών (βλ. Σχήμα 1.2). Τα πεδία που δημιουργούνται με αυτό τον τρόπο στο εσωτερικό της επαφής πολώνουν κατάλληλα το συγκεκριμένο κομμάτι υλικού με αποτέλεσμα τη δημιουργία ροής ηλεκτρικού ρεύματος, το οποίο ονομάζεται «φωτόρευμα» διότι η έντασή του είναι ευθέως ανάλογη της ηλιακής ακτινοβολίας.



Σχήμα 1.2 (Το φωτοβολταϊκό φαινόμενο)

Πρέπει να επισημανθεί ότι η υπέρυθη (IR) περιοχή του ηλιακού φάσματος (που αντιστοιχεί στο 42% του συνόλου) επειδή δεν δύναται να εξαναγκάσει τα ηλεκτρόνια σθένους σε αγωγή, επιβαρύνει με επιπλέον θερμότητα το φ/β κύτταρο, με αποτέλεσμα να αυξάνεται η συνολική θερμοκρασία λειτουργίας του. Άρα, για φ/β κύτταρο που λειτουργεί παράγοντας φωτόρευμα για συγκεκριμένη ένταση προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας και θερμοκρασίας λειτουργίας, μια επιπλέον αύξηση στην ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας δεν θα αυξήσει μόνο το φωτόρευμα αλλά και τη θερμοκρασία του φ/β κυττάρου.

Τα υλικά με τις παραπάνω ιδιότητες αποκαλούνται ηλιακά ή φ/β κύτταρα (solar cells) και είναι ο «δομικός λίθος» των φ/β πάνελς. Κατασκευάζονται από ημιαγώγιμα υλικά όπως :

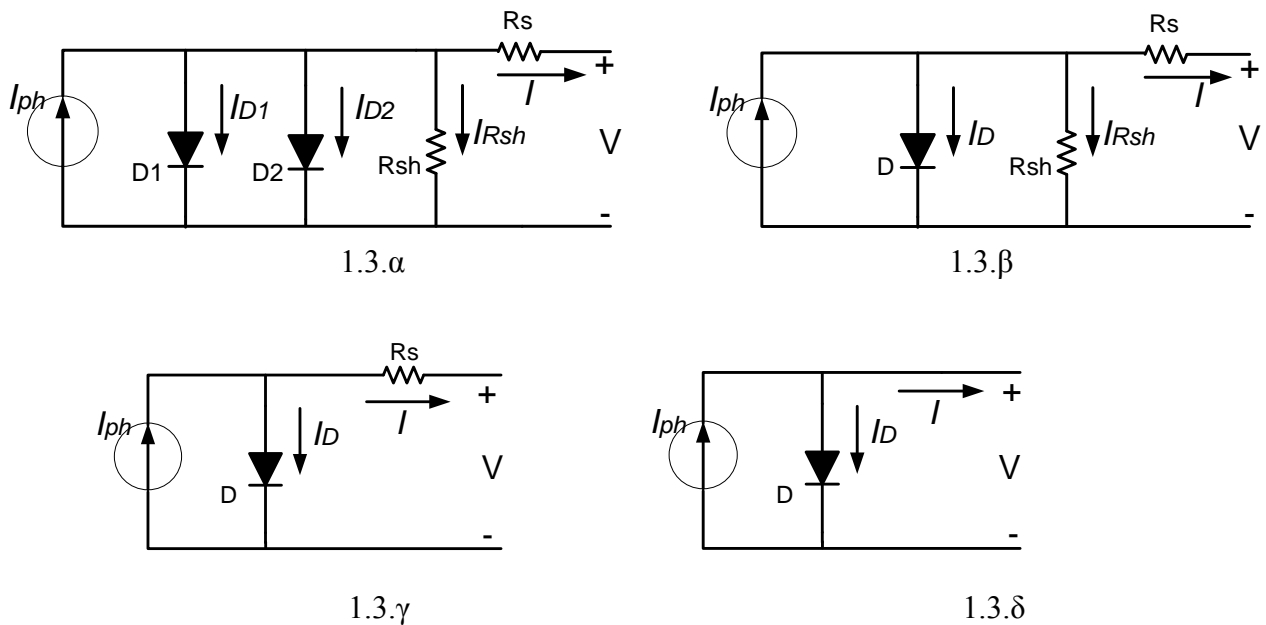
- Μονοκρυσταλλικό, πολυκρυσταλλικό και άμορφο πυρίτιο (m-Si, p-Si, a-Si)
- Αρσενικούχο γάλλιο (GaAs),
- Θειούχο Κάδμιο (CdS)
- Τελουριούχο κάδμιο (CdTe) και
- Χάλκο-δισελινούχο ίνδιο

Το πυρίτιο αποτελεί το κυρίαρχο υλικό κατασκευής των φ/β κυττάρων (ποσοστό 95% περίπου της παγκόσμιας παραγωγής τους το 2006). Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι είναι ένα υλικό του οποίου οι ιδιότητες και τα χαρακτηριστικά της κρυσταλλικής του δομής βρίσκονται υπό συνεχή έρευνα για πάνω από 60 χρόνια, χρησιμοποιείται ευρέως στη

βιομηχανία υπολογιστικών συστημάτων και υπάρχει άφθονο στη φύση. Εντούτοις, και τα υπόλοιπα υλικά έχουν αρχίσει να χρησιμοποιούνται ευρέως στη βιομηχανία των φ/β πάνελς τα τελευταία χρόνια και, παρόλο που οι αποδόσεις τους υπολείπονται αυτών του πυριτίου, έχουν πλεονεκτήματα διαφορετικής φύσεως που τα καθιστούν κατάλληλα για εφαρμογές συγκεκριμένων απαιτήσεων.

1.3 Μοντελοποίηση φ/β κυττάρου

Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, η βασική δομική μονάδα για την κατασκευή φ/β διατάξεων είναι το φ/β κύτταρο. Ουσιαστικά πρόκειται για μια μεγάλη φυσικών διαστάσεων δίοδο pn , η οποία είναι κατασκευασμένη με τέτοιο τρόπο ώστε η n επιφάνειά της, που είναι στραμμένη προς τον ήλιο, να έχει πολύ μεγάλη έκταση. Η ένταση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας (W/m^2) μέσω του φωτοβολταϊκού φαινομένου δημιουργεί ροή ηλεκτρικού ρεύματος (φωτόρευμα). Η ποσοτική μελέτη ενός φ/β κυττάρου μπορεί να γίνει μέσω του ισοδύναμου ηλεκτρικού κυκλώματος. Οι δυνατές τοπολογίες απεικονίζονται στο Σχήμα 1.3.



Σχήμα 1.3 (Ισοδύναμα ηλεκτρικά κυκλώματα φ/β κυττάρου)

Η γενική δομή του ισοδύναμου κυκλώματος ενσωματώνει μια πηγή φωτορεύματος I_{ph} , μία ή δύο διόδους D , μία παράλληλη αντίστασης R_{sh} (κατά κανόνα πολύ μεγάλης τιμής) που εκφράζει το ρεύμα διαρροής ως προς τη γη και μία αντίσταση σε σειρά R_s (της τάξης μερικών $m\Omega$) που εκφράζει την εσωτερική αντίσταση του κυττάρου. Η τοπολογία 1.3.α παρέχει τη μεγαλύτερη ακρίβεια από τις υπόλοιπες διότι έχει 8 παραμέτρους. Ωστόσο, όπως

θα αναφερθεί στη συνέχεια, μεγαλύτερης αποδοχής για μελέτες MPPT απολαμβάνει η τοπολογία 1.3.γ, καθώς οι 5 παράμετροι της διασφαλίζουν ικανοποιητική ακρίβεια και μεγάλη ευελιξία στη μοντελοποίηση των φ/β κυττάρων και, κατ' επέκταση, των φ/β πάνελς.

Εφαρμόζοντας το νόμο του Kirchoff στην τοπολογία 1.3.β, το ρεύμα I θα δίνεται από την εξίσωση $I = I_{ph} - I_D - I_{Rsh}$, όπου αντικαθιστώντας το ρεύμα της διόδου με την εξίσωση του Shockley $I_D = I_s \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{kTcA}} - 1 \right]$ προκύπτει η σχέση 1.1 που αποτελεί τη σχέση ρεύματος-τάσεως του φ/β κυττάρου:

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{kTcA}} - 1 \right] - \frac{(V + IR_s)}{Rsh} \quad (\text{Σχέση 1.1})$$

Όπου:

I_{ph} : το φωτόρευμα

I_s : το ανάστροφο ρεύμα κόρου της διόδου

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C το φορτίο του ηλεκτρονίου

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K η σταθερά του Boltzmann

T_c : η θερμοκρασία λειτουργίας του κυττάρου σε Kelvin

A : ο συντελεστής ποιότητας της διόδου (1,2 για Si-mono, 1,3 για Si-poly)

Το φωτόρευμα μπορεί να θεωρηθεί με μεγάλη ασφάλεια ότι είναι ευθέως ανάλογο της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας, δηλαδή $I_{ph}|_G = \left(\frac{G}{G_0} \right) I_{ph}|_{G_0}$ όπου G_0 είναι η τιμή αναφοράς της έντασης ηλιακής ακτινοβολίας, η οποία είναι ίση με 1 KW/m², και G η δοθείσα ένταση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας σε KW/m². Ωστόσο, έχει επικρατήσει το φωτόρευμα να υπολογίζεται από την πιο γενικευμένη σχέση που λαμβάνει υπόψη τόσο την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας όσο και τη θερμοκρασία λειτουργίας του φ/β κυττάρου:

$$I_{ph}|_G = [I_{sc} + Ki(Tc - Tref)]G \quad (\text{Σχέση 1.2})$$

Όπου:

I_{sc} : το ρεύμα βραχυκύκλωσης του κυττάρου σε συνθήκες STC (δηλαδή σε θερμοκρασία λειτουργίας 298 K ή 25 °C, A.M. 1.5 και ένταση ηλιακής ακτινοβολίας 1KW/m²)

K_i : ο επί τοις 100 θερμοκρασιακός συντελεστής ρεύματος βραχυκύκλωσης του κυττάρου

T_{ref} : η θερμοκρασία αναφοράς λειτουργίας του κυττάρου σε βαθμούς Kelvin.

Να σημειωθεί ότι ως ένταση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας ορίζεται το άθροισμα της άμεσα προσπίπτουσας στο φ/β κύτταρο και της έμμεσα προσπίπτουσας, π.χ. μέσω ανακλάσεων.

Το ανάστροφο ρεύμα κόρου εξαρτάται από τη θερμοκρασία λειτουργίας του κυττάρου σύμφωνα με τη σχέση:

$$I_s = I_{RS} \left(\frac{T_c}{T_{ref}} \right)^{3/A} \cdot e^{\left[\frac{qE_g \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T_c} \right)}{kA} \right]} \quad (\text{Σχέση 1.3})$$

Όπου

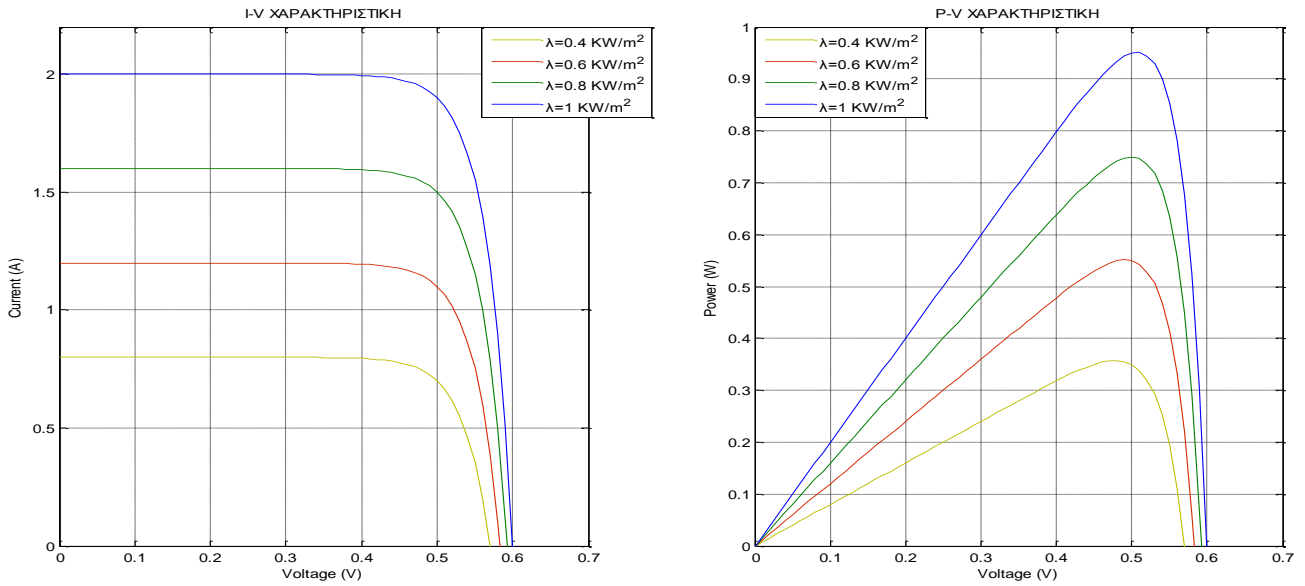
I_{RS} : το ανάστροφο ρεύμα κόρου του κυττάρου σε σταθερή θερμοκρασία αναφοράς και καθορισμένης έντασης ηλιακή ακτινοβολία

E_g : το ενεργειακό χάσμα του ντοπαρισμένου ημιαγωγού από τον οποίο είναι κατασκευασμένο το κύτταρο.

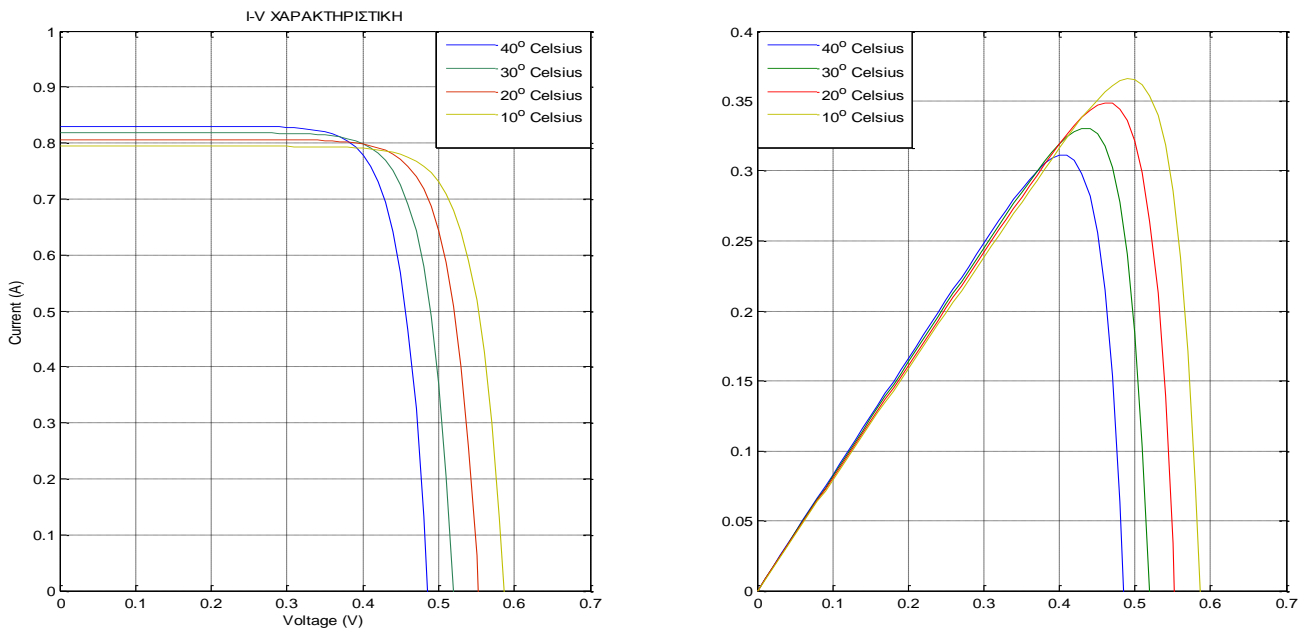
Το I_{RS} δίνεται από τη σχέση:

$$I_{RS} = \frac{I_{sc}}{\left[e^{\left(\frac{qV_{oc}}{kAT_c} \right)} - 1 \right]} \quad (\text{Σχέση 1.4})$$

Όπου V_{oc} η τάση ανοιχτού κυκλώματος του κυττάρου.



Σχήμα 1.4 (Καμπύλες I-V και P-V για φ/β κύτταρο με $V_{oc}:0,6V$, $I_{sc}:2A$ σε STC που βασίζεται στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 1.3.β με σταθερή θερμοκρασία λειτουργίας $25^{\circ}C$ και ένταση ηλιακής ακτινοβολίας μεταβαλλόμενη)



Σχήμα 1.5 (Καμπύλες I-V και P-V για φ/β κύτταρο με $V_{oc}:0,6V$, $I_{sc}:2A$ σε STC που βασίζεται στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 1.3.β με σταθερή ένταση ηλιακής ακτινοβολίας $0,4KW/m^2$ και θερμοκρασία λειτουργίας μεταβαλλόμενη)

Στη σχέση 1.4 σιωπηρά έχει αγνοηθεί η αντίσταση διαρροής, το οποίο όμως δεν βλάπτει το αποτέλεσμα διότι η τιμή της είναι πάρα πολύ μικρή. Στα Σχήματα 1.4 και 1.5 παρουσιάζονται οι μορφές που έχουν οι καμπύλες τάσης-ρεύματος και τάσης-ισχύος για ένα

φ/β κύτταρο, το ισοδύναμο του οποίου είναι αυτό του Σχήματος 1.3.β υπό συνθήκες σταθερής θερμοκρασίας λειτουργίας 25° C και μεταβαλλόμενη ένταση ηλιακής ακτινοβολίας (Σχήμα 1.4) και υπό συνθήκες σταθερής ένταση ηλιακής ακτινοβολίας και θερμοκρασία λειτουργίας μεταβαλλόμενη (Σχήμα 1.5).

Από τις προηγούμενες καμπύλες παρατηρείται ότι όσο αυξάνει η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας τόσο αυξάνει το ρεύμα του φ/β κυττάρου, άρα και η ισχύς του. Επίσης, η αύξηση της θερμοκρασίας λειτουργίας μειώνει τη δυνατότητα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας στο φ/β κύτταρο.

Η τοπολογία του Σχήματος 1.3.α παρέχει, όπως αναφέρθηκε, μεγαλύτερη ακρίβεια γιατί βασίζεται περισσότερο στην πραγματική συμπεριφορά του φ/β κυττάρου. Σε αυτή την περίπτωση, το ρεύμα δίνεται από τη σχέση:

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{kTc1A1}} - 1 \right] - I_{s2} \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{kTc2A2}} - 1 \right] - \frac{(V + IR_s)}{Rsh} \quad (\text{Σχέση 1.5})$$

Η διπλοεκθετική εξίσωση που προκύπτει ενσωματώνει τα χαρακτηριστικά της κάθε διόδου ομότιμα, ωστόσο η εξαγωγή των χαρακτηριστικών γίνεται μόνο μετά από επίπονη μαθηματική επεξεργασία της παραπάνω έκφρασης. Για το λόγο αυτό, σε περιπτώσεις που χρειάζεται ικανοποιητική ακρίβεια με το μικρότερο υπολογιστικό κόστος προτιμάται η τοπολογία 1.3.β.

Στο Σχήμα 1.3.γ παρουσιάζεται μια περισσότερο απλοποιημένη τοπολογία του φ/β κυττάρου. Σε αυτή την περίπτωση, η αντίσταση Rsh , η οποία εκφράζει τη διαρροή ρεύματος ως προς τη γη, έχει θεωρηθεί άπειρη (δηλαδή κύτταρο χωρίς διαρροή ρεύματος). Η έκφραση του ρεύματος θα είναι:

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{kTcA}} - 1 \right] \quad (\text{Σχέση 1.6})$$

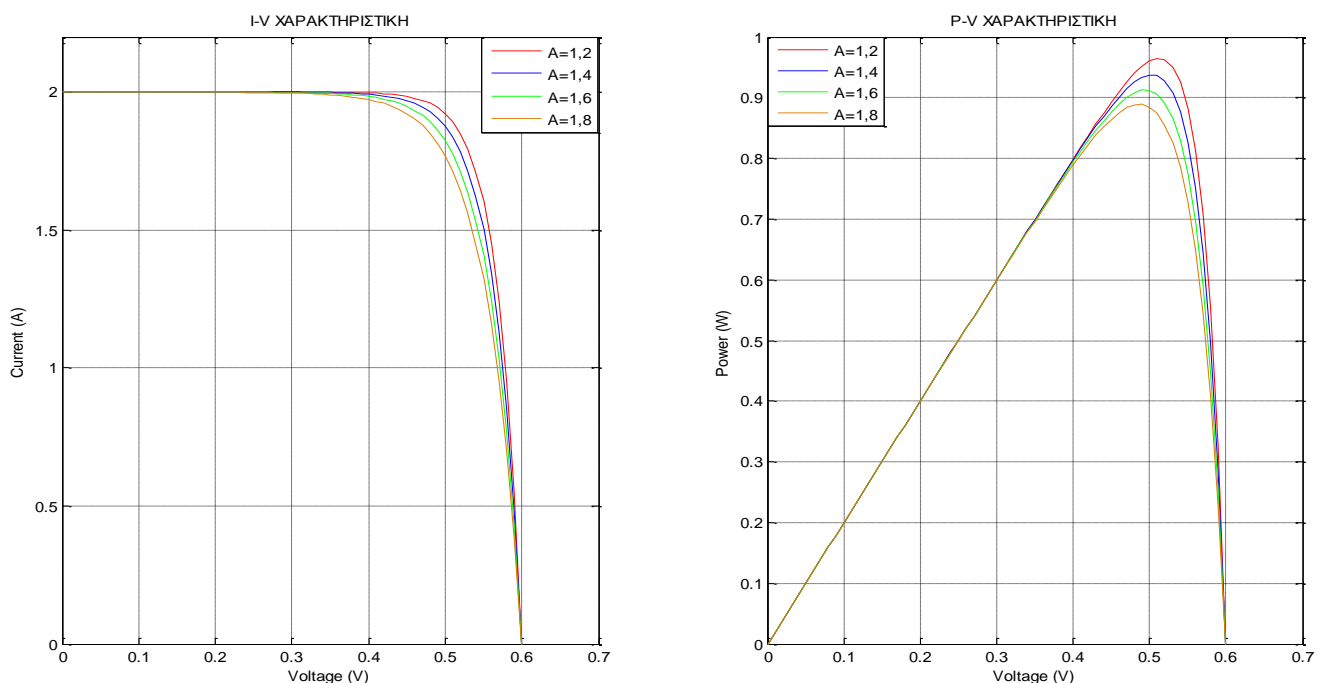
Σε ένα πραγματικό κύτταρο πολύ καλής κατασκευής, η παραπάνω προσέγγιση μπορεί να θεωρηθεί οριακά αποδεκτή. Γενικά, η απόδοση ενός φ/β κυττάρου και, κατ' επέκταση, ενός φ/β πάνελ εξαρτάται αμυδρά από τις μεταβολές στην αντίσταση διαρροής Rsh . Από την άλλη, όμως, ακόμα και η παραμικρή μεταβολή στην τιμή της αντίστασης R_s μπορεί να

επηρεάσει σημαντικά την ισχύ εξόδου του κάθε κυττάρου, προκαλώντας αλλοίωση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών ολόκληρου του φ/β πάνελ.

Τέλος, στο Σχήμα 1.3.δ παρουσιάζεται η τοπολογία του ιδανικού κυττάρου, δηλαδή ενός κυττάρου που δεν παρουσιάζει διαρροή ως προς τη γη ($R_{sh}=\infty$) και αντίσταση σειράς ($R_s=0$). Σε αυτή την περίπτωση, το ρεύμα θα δίνεται από τη σχέση:

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{qV}{kTcA}} - 1 \right] \quad (\text{Σχέση 1.7})$$

Ο συντελεστής ποιότητας A της διόδου του ισοδύναμου κυκλώματος και η αντίσταση σειράς R_s , η οποία εκφράζει της εσωτερική αντίσταση του κυττάρου, είναι δύο μεταβλητές που επηρεάζουν σημαντικά τη μορφή της I-V χαρακτηριστικής. Όπως αναφέρθηκε, ο συντελεστής ποιότητας A για την περίπτωση του πυριτίου παίρνει τιμές από 1 (για την ιδανική περίπτωση) ως 2. Τα τελευταία χρόνια έχουν αναπτυχθεί υβριδικές τεχνολογίες φ/β κυττάρων που βασίζονται στο άμορφο πυρίτιο όπου ο συντελεστής ποιότητας φτάνει μέχρι και το 5 (το άμορφο πυρίτιο, πέραν του χαμηλού κόστους, παρουσιάζει και άλλα πλεονεκτήματα).



Σχήμα 1.6 (Η μεταβολή της I-V και P-V χαρακτηριστικής για διαφορετικό A)

Πίνακας 1.1

Τεχνολογία	A
Si-mono	1,2
Si-poly	1,3
a-Si:H	1,8
a-Si:H tandem	3,3
a-Si:H triple	5
CdTe	1,5
CIS	1,5
AsGa	1,3

Στον Πίνακα 1.1 καταγράφονται οι συντελεστές ποιότητας των πιο γνωστών τεχνολογιών κατασκευής φ/β κυττάρων. Επίσης, στο Σχήμα 1.6 παρουσιάζεται ο τρόπος που επηρεάζει την I-V χαρακτηριστική του κυττάρου του Σχήματος 1.4 η χρήση υλικών με συντελεστή ποιότητας A από 1 ως 2 διατηρώντας σταθερές τη θερμοκρασία (25 °C), την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας (1 KW/m²) και A.M (1,5). Είναι φανερό ότι όσο πιο κοντά στη μονάδα είναι το A τόσο καλύτερη συμπεριφορά παρουσιάζει το φ/β κύτταρο.

Η αντίσταση σειράς R_s έχει ακόμα μεγαλύτερη επίδραση στη I-V χαρακτηριστική του κυττάρου και ο υπολογισμός της γίνεται από τη δοθείσα I-V χαρακτηριστική με ανάπτυξη της κλίσης της στο V_{oc} . Πιο συγκεκριμένα, το ρεύμα ενός φ/β κυττάρου, το ισodύναμο του οποίου είναι αυτό του Σχήματος 1.3γ, δίνεται από τη σχέση 1.6, η οποία όταν διαφοριστεί γίνεται:

$$dI = 0 - I_s \cdot q \left(\frac{dV + R_s dI}{kTcA} \right) \cdot e^{q \left(\frac{V + IR_s}{kTcA} \right)} \quad (\text{Σχέση 1.8})$$

Αναδιατάσσοντας τη σχέση 1.8 προκύπτει η τιμή της R_s :

$$R_s = - \frac{dI}{dV} - \frac{kTcA/q}{I_s \cdot e^{q \left(\frac{V + IR_s}{kTcA} \right)}} \quad (\text{Σχέση 1.9})$$

Η σχέση 1.9 θα υπολογιστεί στο σημείο της χαρακτηριστικής όπου $V=V_{oc}$ και $I=0$. Τελικά προκύπτει:

$$R_s = -\left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_{oc}} - \frac{kTcA/q}{I_s \cdot e^{q\left(\frac{V_{oc}}{kTcA}\right)}} \quad (\text{Σχέση 1.10})$$

Όπου $\left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_{oc}}$ είναι η κλίση της I-V χαρακτηριστικής στο σημείο V_{oc} .

1.4 Μοντελοποίηση φ/β πάνελ και φ/β συστοιχίας

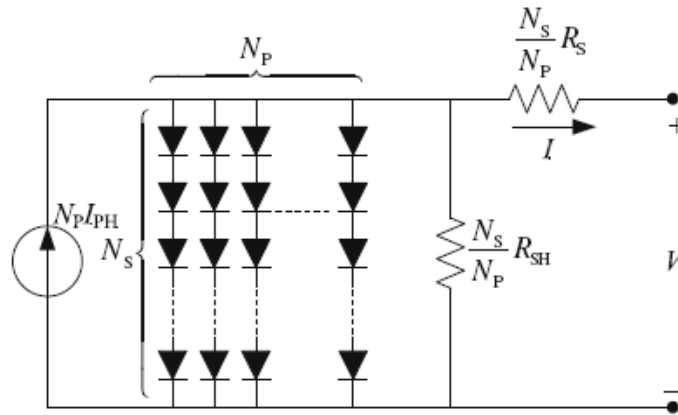
Με βάση τις σημερινές δυνατότητες της βιομηχανίας ημιαγωγών, τα τυπικά ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των φ/β κυττάρων πυριτίου (mono-Si ή poly-Si) είναι 2W στα 0,6V (δηλαδή ρεύμα στο όριο των 3,3 A σε συνθήκες STC). Προκειμένου να κατασκευαστούν διατάξεις με πολλαπλάσιες ηλεκτρικές δυνατότητες, ένας αριθμός κυττάρων πρέπει να συνδεθεί σε σειρά ή/και παράλληλα. Επομένως, ένα φ/β πάνελ αποτελείται από πολλά κύτταρα, με όσο το δυνατόν όμοια ηλεκτρικά χαρακτηριστικά, ενωμένα μεταξύ τους σε σειρά. Μια φ/β συστοιχία ενσωματώνει μια ομάδα φ/β πάνελς συνδεδεμένα σε σειρά ή/και παράλληλα, ανάλογα και τις απαιτήσεις και τις δυνατότητες του inverter ή του ρυθμιστή φόρτισης. Τα περισσότερα φ/β πάνελς που κυκλοφορούν στην αγορά και εστιάζουν στις εφαρμογές αυτόνομων φ/β συστημάτων ενσωματώνουν 36 ή 72 κύτταρα προκειμένου να μπορούν να φορτίσουν συσσωρευτές 12 V ή 24 V αντίστοιχα (πάντα σε συνδυασμό με κάποιο ρυθμιστή φόρτισης). Για τις εφαρμογές διασυνδεδεμένων συστημάτων με το δίκτυο διανομής έχουν επικρατήσει τα φ/β πάνελ με 60 κύτταρα, λόγω των τεχνολογικών ιδιοτήτων που ενσωματώνουν οι grid inverters.

Όταν τα φ/β κύτταρα συνδεθούν σε σειρά, το συνολικό ρεύμα εξόδου θα είναι ίσο με το ρεύμα του ενός κυττάρου, ενώ η συνολική τάση θα είναι το άθροισμα των τάσεων του κάθε κυττάρου ξεχωριστά. Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα για ένα φ/β πάνελ αποτελούμενο από N_p κύτταρα εν παράλληλω και N_s κύτταρα σε σειρά παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.7.

Η εξίσωση του ρεύματος για το φ/β πάνελ θα είναι:

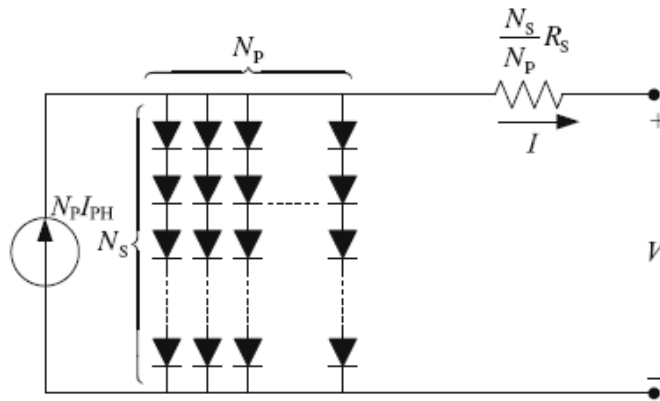
$$I = N_p I_{ph} - N_p I_s \left[e^{\frac{q[(V/N_s) + (I R_s/N_p)]}{kTcA}} - 1 \right] - \frac{(N_p V / N_s + I R_s)}{R_{sh}} \quad (\text{Σχέση 1.11})$$

Το παραπάνω ηλεκτρικό ισοδύναμο του φ/β πάνελ προήλθε από γενίκευση του ισοδυνάμου κυττάρου του Σχήματος 1.3.β.



Σχήμα 1.7 (Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα φ/β πάνελ/συστοιχίας που βασίζεται στο κύκλωμα 1.3.β)

Αν γενικευτεί η απλοποιημένη προσέγγιση του Σχήματος 1.3.γ, προκύπτει το απλοποιημένο μοντέλο για το φ/β πάνελ του σχήματος 1.8.

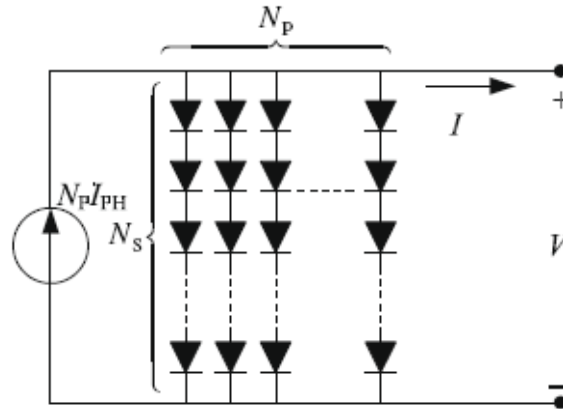


Σχήμα 1.8 (Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα φ/β πάνελ/συστοιχίας που βασίζεται στο κύκλωμα 1.3.γ)

Στη περίπτωση αυτή, το ρεύμα θα είναι:

$$I = NpI_{ph} - NpI_s \left[e^{\frac{q[(V/N_s) + (I R_s / N_p)]}{kTcA}} - 1 \right] \quad (\text{Σχέση 1.12})$$

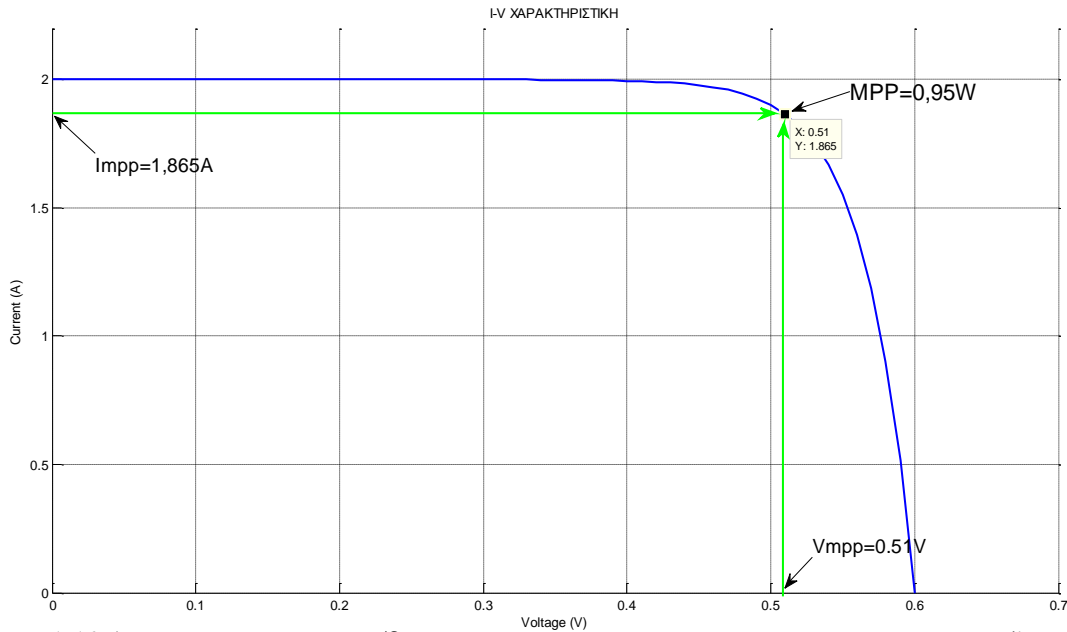
Απλοποιώντας ακόμα περισσότερο την προσέγγιση, γενικεύοντας το κύκλωμα του Σχήματος 1.3.δ προκύπτει το ισοδύναμο του Σχήματος 1.9.



Σχήμα 1.9 (Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα φ/β πάνελ/συστοιχίας που βασίζεται στο κύκλωμα 1.3.δ)

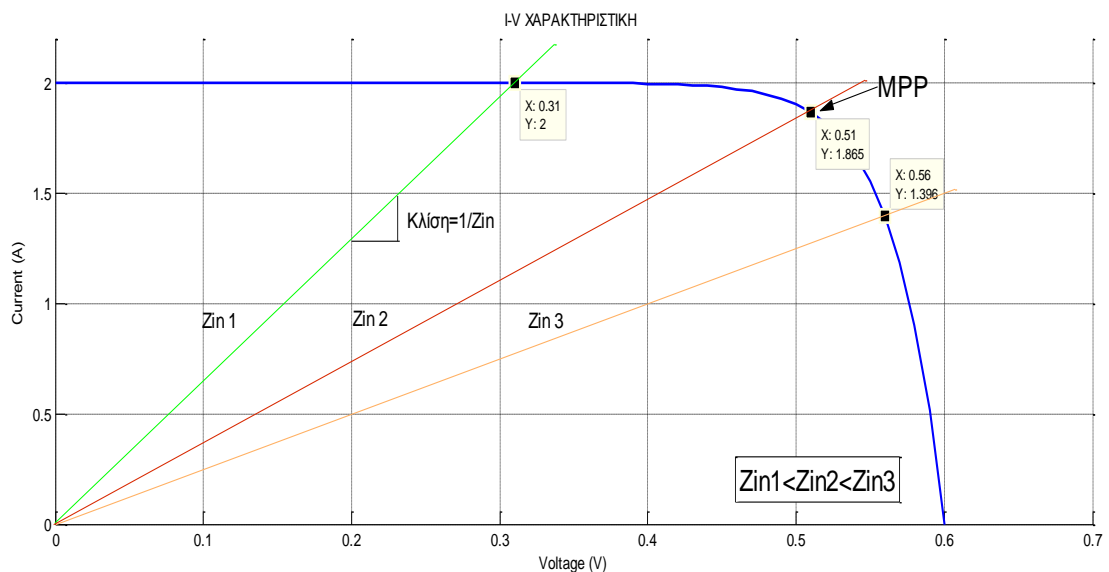
1.5 Εισαγωγή στο MPPT

Από τις P-V χαρακτηριστικές των Σχημάτων 1.5 και 1.6 γίνεται εμφανές ότι ένα φ/β κύτταρο (και κατ' επέκταση ένα φ/β πάνελ) έχει μόνο ένα σημείο στο οποίο η εξαγόμενη ισχύς του είναι μέγιστη. Το σημείο αυτό αντιστοιχεί σε μια συγκεκριμένη τιμή ρεύματος και τάσης και εξαρτάται κάθε φορά από την ένταση της ηλιακή ακτινοβολίας και τη θερμοκρασία. Γιατί όμως είναι σημαντική η γνώση του σημείου αυτού και τί παραπάνω προσφέρει σε ένα φ/β σύστημα; Ένα φ/β κύτταρο μπορεί να λειτουργεί σε οποιοδήποτε σημείο της χαρακτηριστικής του καθώς ο καθοριστικός παράγοντας είναι η αντίσταση εισόδου της επόμενης βαθμίδας. Πρέπει να αναλογιστούμε, όμως, ότι η απόδοση ενός φ/β κυττάρου δεν υπερβαίνει το 17% (mono-Si) στην καλύτερη των περιπτώσεων. Επομένως θα πρέπει να διασφαλιστεί με κάθε τρόπο ότι η εξαγόμενη ισχύς από το φ/β κύτταρο θα είναι πάντα η μέγιστη δυνατή ακόμα και στην περίπτωση που η θερμοκρασία περιβάλλοντος ή/και η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας μεταβάλλονται. Υπάρχει ένα μοναδικό σημείο στην I-V χαρακτηριστική, το οποίο βρίσκεται στο «γόνατο» που κάνει η καμπύλη, στο οποίο η εξαγόμενη ισχύς προς την επόμενη βαθμίδα είναι η μέγιστη δυνατή. Το σημείο αυτό αποκαλείται **Σημείο Μέγιστης Ισχύος (Maximum Power Point, MPP)** και η γνώση του ανά πάσα στιγμή είναι πολύ σημαντική για τα φ/β συστήματα. Τα παραπάνω μπορούν να γενικευτούν για φ/β πάνελ και φ/β συστοιχία. Στο Σχήμα 1.10 απεικονίζεται το σημείο αυτό πάνω στην καμπύλη του φ/β κυττάρου τα χαρακτηριστικά του οποίου παρουσιάζονται στα Σχήματα 1.4 και 1.5 και το ισοδύναμο κύκλωμα του οποίου είναι αυτό του Σχήματος 1.3.β.



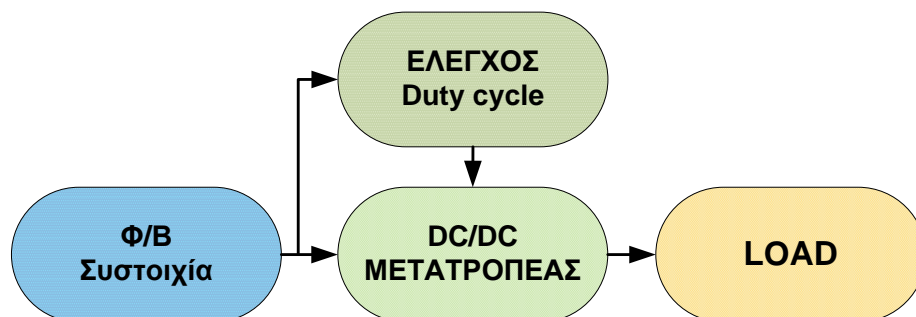
Σχήμα 1.10 (Το σημείο MPP του φ/β κυττάρου τα χαρακτηριστικά του οποίου παρουσιάζονται στα σχήματα 1.4 και 1.5 και το ισοδύναμο κύκλωμα του οποίου είναι αυτό του σχήματος 1.3.β)

Όπως αναφέρθηκε, όταν ένα φ/β κύτταρο, πάνελ ή συστοιχία συνδεθεί απευθείας πάνω σε ένα φορτίο, τότε το σημείο λειτουργίας θα καθοριστεί από την αντίσταση εισόδου Z_{in} του φορτίου. Το σημείο αυτό πάνω στην χαρακτηριστική I-V θα είναι η τομή της ευθείας φορτίου (που έχει κλίση $1/Z_{in}$) με τη χαρακτηριστική I-V της φ/β διάταξης. Στο Σχήμα 1.11 παρουσιάζεται ο τρόπος που προσδιορίζεται το σημείο λειτουργίας του φ/β κυττάρου που εξετάζουμε μέχρι τώρα για τρεις διαφορετικές τιμές φορτίου.



Σχήμα 1.11 (Το σημείο λειτουργίας του φ/β κυττάρου για τρία διαφορετικά φορτία)

Η μέθοδος συνεχούς ιχνηλάτησης του MPP μιας φ/β διάταξης απαιτεί την παρεμβολή μεταξύ της διάταξης και του φορτίου ενός μετατροπέα DC μαζί με το κύκλωμα ελέγχου του, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.12.



Σχήμα 1.12 (Ο τρόπος υλοποίησης της ιχνηλάτησης του MPP)

Ο ρόλος του μετατροπέα είναι να εξάγει από τη φ/β διάταξη τη μέγιστη ισχύ και να την μεταβιβάζει στο φορτίο, δρώντας ουσιαστικά σαν διεπαφή (interface) μεταξύ φ/β διάταξης και φορτίου. Αυτό επιτυγχάνεται χάρη στους ειδικούς αλγορίθμους που ελέγχουν το duty cycle του μετατροπέα γιατί με αυτό τον τρόπο μεταβάλλεται η συνολική αντίσταση που «βλέπει» η φ/β συστοιχία (προσαρμογή φορτίου). Οι αλγόριθμοι αυτοί διασφαλίζουν τη λειτουργία της φ/β συστοιχίας στο MPP για μεταβολές στις συνθήκες περιβάλλοντος αλλά και φορτίου του φ/β συστήματος. Πιο αναλυτική περιγραφή των αλγορίθμων MPPT παρουσιάζεται στο δεύτερο κεφάλαιο της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας, ενώ εκτενής παρουσίαση των μετατροπέων DC DC και την τεχνικής προσαρμογής φορτίου παρατίθεται στο τρίτο κεφάλαιο. Τέλος, πρέπει να τονιστεί ότι η αξία του MPPT είναι πολύ σημαντική σε μια φ/β εφαρμογή διότι με την προσάρτηση μιας ηλεκτρονικής συσκευής (κατά κανόνα όχι πολύ μεγάλου κόστους και με συντελεστή απόδοσης συνήθως κοντά στο 90%) αποφεύγεται η υπερδιαστασιολόγηση της φ/β συστοιχίας, κάτι που κοστίζει σαφώς περισσότερο. Γι' αυτό, ο ιχνηλάτης MPP ενσωματώνεται σε διατάξεις φόρτισης συσσωρευτών για εφαρμογές αυτόνομων φ/β εγκαταστάσεων αλλά και σε διασυνδεδεμένες με το δίκτυο διανομής διατάξεις.

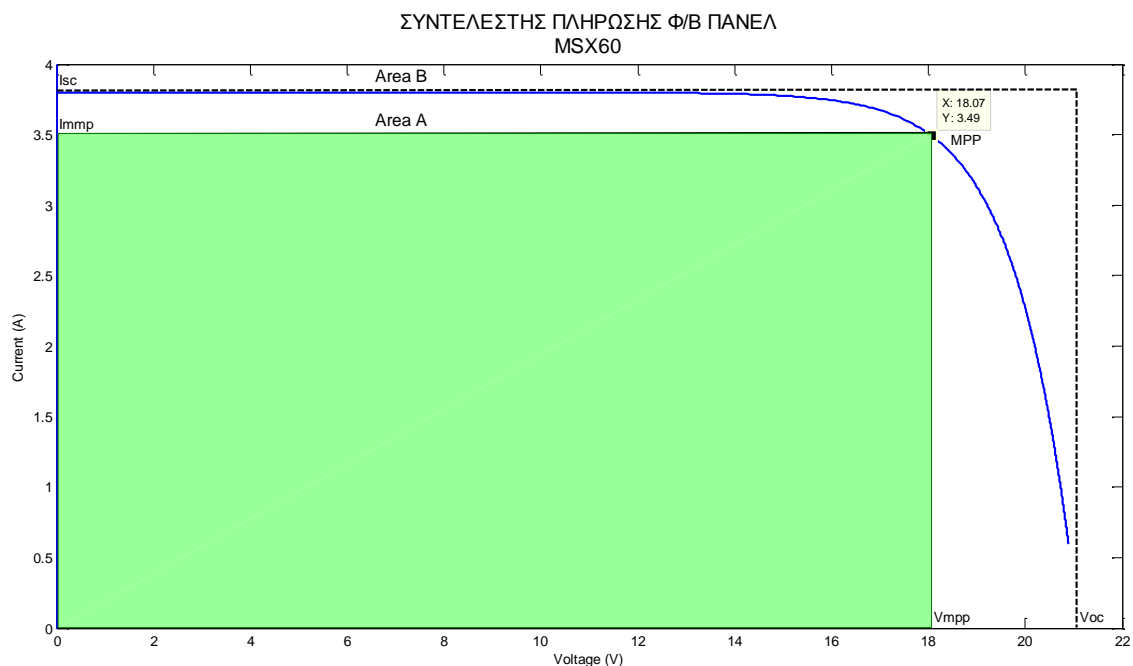
1.6 Συντελεστής Πλήρωσης (Fill Factor, FF) και Βαθμός Απόδοσης

Ο συντελεστής πλήρωσης περιγράφει την ποιότητα των φ/β κυττάρων/πάνελ. Ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος του σημείου MPP προς το γινόμενο της τάσης ανοιχτού κυκλώματος V_{oc} με το ρεύμα βραχυκύκλωσης I_{sc} , δηλαδή:

$$FF = \frac{V_{MPP} \cdot I_{MPP}}{V_{OC} \cdot I_{OC}} \quad (\text{Σχέση 1.13})$$

Για φ/β πάνελς κατασκευασμένα από μονοκρυσταλικά ή πολυκρυσταλικά κύτταρα, ο συντελεστής αυτός κυμαίνεται μεταξύ 0,75 και 0,85, ενώ για τα άμορφα μεταξύ 0,5 και 0,7. Πέρα από τη Σχέση 1.13, ο συντελεστής πλήρωσης μπορεί να υπολογιστεί και γραφικά από τον λόγο των εμβαδών που ορίζουν το ρεύμα και η τάση του MPP, το ρεύμα βραχυκύκλωσης και η τάση ανοιχτού κυκλώματος, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.13 για το πανελ MSX60, δηλαδή:

$$FF = \frac{\text{Area B}}{\text{Area A}} \quad (\text{Σχέση 1.14})$$



Σχήμα 1.13 (Γραφικός τρόπος υπολογισμού του FF)

Ο βαθμός απόδοσης ενός φ/β κυττάρου (και κατ' επέκταση ενός φ/β πάνελ) ισούται με την εξερχόμενη από το φ/β κύτταρο ηλεκτρική ισχύ προς την εισερχόμενη ισχύ της ηλιακής ακτινοβολίας που προσπίπτει στην επιφάνεια του φ/β κυττάρου, δηλαδή:

$$n = \frac{P}{G \cdot S} = \frac{E}{E_t \cdot S} \quad (\text{Σχέση 1.15})$$

όπου:

P : η εξερχόμενη ισχύς (W)

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

E : η αποδιδόμενη ηλεκτρική ενέργεια (KWh)

E_t : η πυκνότητα της ηλιακής ενέργειας (KWh/m^2)

1.7 Συντελεστής Απόδοσης (Performance Ratio, PR)

Ένας πολύ σημαντικός συντελεστής που επιτρέπει τη σύγκριση μεταξύ διαφορετικών φ/β συστημάτων είναι ο συντελεστής απόδοσης, που ορίζεται ως:

$$PR = \frac{Y_f}{Y_r} \cdot 100\% \quad (\text{Σχέση 1.16})$$

όπου:

Y_f : ο λόγος της τελικής ενέργειας που παράγεται από το φ/β σύστημα προς την ονομαστική ισχύ του συστήματος, δηλαδή: $Y_f = E/P_o$ (KWh/KW). Με το δείκτη αυτό κανονικοποιείται η παραγόμενη ενέργεια ως προς ως προς την εγκατεστημένη ισχύ κάνοντας, έτσι, δυνατή τη σύγκριση συστημάτων διαφορετικών μεγεθών.

Y_r : ο λόγος της συνολικής λαμβανόμενης ηλιακής ενέργειας προς την ακτινοβολία αναφοράς, δηλαδή: $Y_r = H/G$ ($KWh/m^2/KW/m^2$). Ο δείκτης αυτός εκφράζει τη διαθέσιμη στο σύστημα ηλιακή ακτινοβολία. Κατά συνέπεια, εξαρτάται από τη θέση εγκατάστασης και τον προσανατολισμό και διαφοροποιείται σημαντικά από μήνα σε μήνα και από έτος σε έτος.

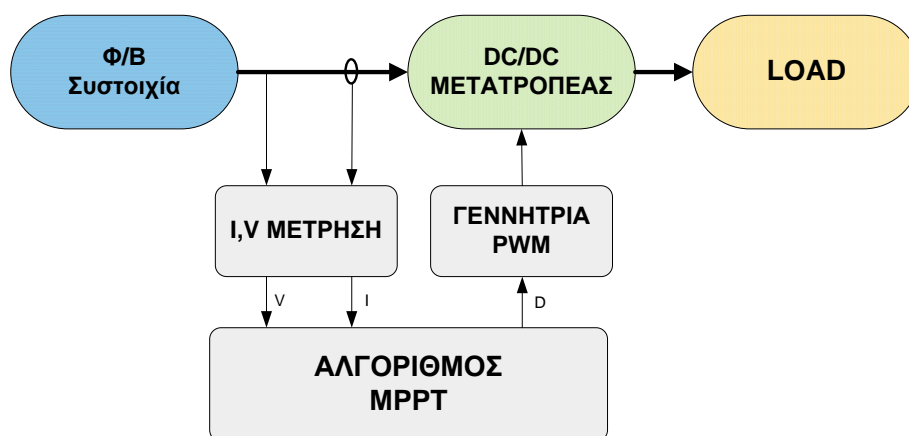
Ο συντελεστής απόδοσης (PR) ποσοτικοποιεί τη συνολική επίδραση των απωλειών στην τελική ενέργεια που λαμβάνεται από ένα φ/β σύστημα. Οι απώλειες αυτές περιλαμβάνουν χαμηλή απόδοση inverter, καλωδίωση, διαφοροποιήσεις φ/β πάνελς, θερμοκρασία λειτουργίας, απώλειες λόγω ανάκλασης στην επιφάνεια των φ/β πάνελς, ρύπανση κ.α. Η τιμή του δίνεται σε μηνιαία ή ετήσια βάση.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο: ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ MPPT

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Όπως εκτενώς αναλύθηκε στο προηγούμενο εισαγωγικό κεφάλαιο, στη μη γραμμική χαρακτηριστική I-V των φ/β πάνελς υπάρχει το σημείο μέγιστης ισχύος MPP (Maximum Power Point) όπου η εξαγόμενη ισχύς από τη φ/β γεννήτρια γίνεται μέγιστη. Το σημείο αυτό, το οποίο δεν είναι σταθερό, εξαρτάται από τις φυσικές ιδιότητες του υλικού που είναι κατασκευασμένο το φ/β πάνελ σε συνδυασμό με τη θερμοκρασία και την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας του περιβάλλοντος χώρου. Δεδομένου ότι οι συνθήκες περιβάλλοντος δεν είναι ελεγχόμενες ή προβλέψιμες, έχουν αναπτυχθεί αλγόριθμοι που ενσωματώνονται σε τεχνικές οι οποίες εστιάζουν στην αδιάλειπτη λειτουργία της φ/β γεννήτριας στο σημείο μέγιστης ισχύος.

Στο Σχήμα 2.1 παρουσιάζεται η συνήθης διάταξη ενός ελεγκτή MPPT. Όταν συνδεθεί μια φ/β συστοιχία απευθείας σε ένα φορτίο είναι μάλλον απίθανη η λειτουργία της συστοιχία στο σημείο MPP. Εισάγοντας ένα μετατροπέα DC με το κατάλληλο σχήμα ελέγχου που να ρυθμίζει το ρεύμα ή/και την τάση ανάμεσα στη φ/β συστοιχία και το φορτίο, τότε είναι σαν να υπάρχει ένα νέο ισοδύναμο «έξυπνο» φορτίο όπου λειτουργεί την συστοιχία μονίμως στο MPP.



Σχήμα 2.1 (Τυπική δομή ενός ελεγκτή MPPT)

Οι περισσότεροι αλγόριθμοι που έχουν αναπτυχθεί για την ιχνηλάτηση του σημείου MPP βασίζονται στη μέτρηση της τάσης και του ρεύματος εξόδου της φ/β συστοιχίας βάση των οποίων προσδιορίζεται το τρέχον σημείο λειτουργίας πάνω στην P-V χαρακτηριστική. Στις περισσότερες περιπτώσεις αλγορίθμων γίνεται έλεγχος αν το τρέχον σημείο λειτουργίας αντιστοιχεί στο MPP (ολικό μέγιστο της P-V χαρακτηριστικής) και, ανάλογα με τον αλγόριθμο, προσαρμόζεται το Duty Cycle του μετατροπέα ώστε να συγκλίνει το σημείο λειτουργίας στο MPP. Πρέπει να σημειωθεί και η δυνατότητα που έχουν αρκετές MPPT τεχνικές ώστε σε περίπτωση σκίασης της συνολικής επιφάνειας της φ/β συστοιχίας και, κατ' επέκταση, της δημιουργίας πολλών τοπικών μεγίστων στη P-V χαρακτηριστική, να προσδιορίζεται πάντα το ολικό μέγιστο. Αυτό συμβαίνει σε περιπτώσεις φ/β εγκαταστάσεων μεγάλης ισχύος όπου η έκταση της φ/β εγκατάστασης είναι σημαντική.

Η ιχνηλάτηση του σημείου μέγιστης ισχύος σε συστοιχία φ/β γεννητριών είναι πολύ σημαντική για τη συνολική παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας της φ/β εγκατάστασης. Για το λόγο αυτό τα τελευταία χρόνια έχουν αναπτυχθεί ευφείς αλγόριθμοι MPPT, οι οποίοι ενσωματώθηκαν σε πολλές τεχνικές. Οι τεχνικές αυτές διαφέρουν μεταξύ τους ως προς την πολυπλοκότητα, τον αριθμό των αισθητήρων που χρειάζονται, τους αλγορίθμους που χρησιμοποιούν, την ταχύτητα ιχνηλάτησης του MPP σημείου, το κόστος του υλικού, το hardware που χρειάζεται για την υλοποίησή τους κ.α.

Στη συνέχεια του δεύτερου κεφαλαίου της διπλωματικής εργασίας θα επιχειρηθεί μια παρουσίαση των κυριότερων τεχνικών MPPT με σκοπό την ανάδειξη των πιο σημαντικών χαρακτηριστικών τους. Πρέπει να σημειωθεί ότι θα αναλυθεί η βασική ιδέα της κάθε τεχνικής και όχι και των βελτιώσεων που έχουν γίνει, για τις οποίες θα γίνει επιγραμματική αναφορά.

2.2 Perturb & Observe (Διαταραχή και Παρατήρηση)

Η Διαταραχή και Παρατήρηση είναι μια από τις πιο διαδεδομένες μεθόδους MPPT, στην οποία χρησιμοποιείται αλγόριθμος τύπου Hill climbing. Εν συντομία, ένας Hill climbing αλγόριθμος είναι μια μαθηματική τεχνική βελτιστοποίησης μέσω της οποίας μπορούν να λυθούν προβλήματα που έχουν πολλές λύσεις, με κάποιες από αυτές να είναι καλύτερες από τις άλλες. Ο αλγόριθμος ξεκινά με μια τυχαία (πιθανή) λύση, για την οποία πραγματοποιούνται πολύ μικρές αλλαγές-δοκιμές επαναληπτικά πάνω σε αυτή, επιχειρώντας τη βελτιστοποίησή της. Όταν ο αλγόριθμος αδυνατεί να

τη βελτιστοποιήσει περαιτέρω, τότε προβάλλει την τελευταία λύση που προέκυψε ως τη βέλτιστη. Ωστόσο, όπως θα φανεί και παρακάτω, δεν είναι απόλυτα σίγουρο ότι η συγκεκριμένη λύση είναι όντως η βέλτιστη δυνατή.

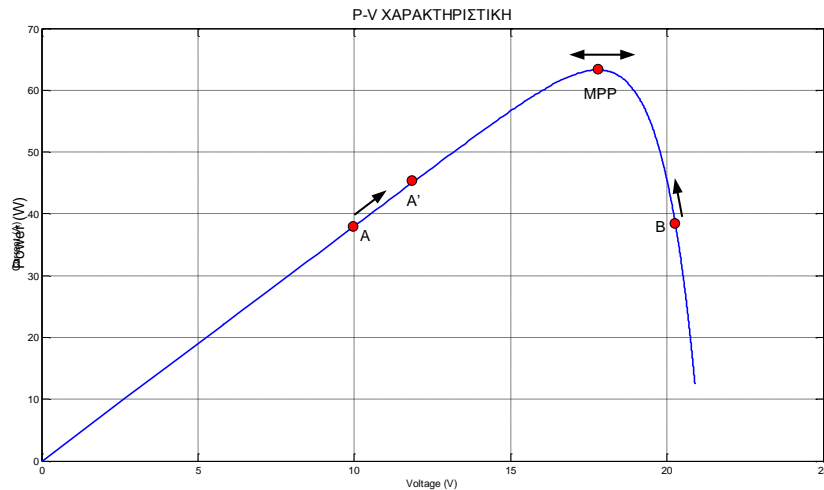
Σε ένα φ/β σύστημα όπως του Σχήματος 2.1, στο οποίο το φ/β πλαίσιο παρουσιάζει την P-V χαρακτηριστική του Σχήματος 2.2, η βασική εκδοχή της P&O μεθόδου λειτουργεί ως εξής: Αρχικά λαμβάνεται σαν αφετηρία ένα τυχαίο σημείο A μέσω της μέτρησης του I και V από την έξοδο του πλαισίου. Αυξάνοντας (διαταράσσοντας) τεχνητά την τάση λειτουργίας του φ/β πλαισίου με μεταβολή του duty ratio του μετατροπέα κατά ΔV , λαμβάνεται ένα νέο ρεύμα I' και, κατά συνέπεια, η φ/β συστοιχία λειτουργεί σε νέο σημείο A' στη χαρακτηριστική P-V. Αν $\Delta P / \Delta V > 0$ τότε η συστοιχία λειτουργεί αριστερά του MPP (βλ. Σχήμα 2.2) και θα πρέπει να αυξηθεί η τάση λειτουργίας του φ/β πλαισίου περαιτέρω κατά ΔV προκειμένου να κινηθεί το σημείο λειτουργίας προς το MPP. Στον επόμενο κύκλο επαναλαμβάνεται η σύγκριση και αν $\Delta P / \Delta V < 0$, δηλαδή το σημείο λειτουργίας βρεθεί δεξιά του MPP, τότε θα πρέπει να μειωθεί η τάση λειτουργίας του φ/β πλαισίου. Η συγκεκριμένη διαδικασία επαναλαμβάνεται διαρκώς με απώτερο σκοπό την προσέγγιση του MPP. Στον Πίνακα 2.1 συνοψίζεται ο τρόπος λειτουργίας του αλγόριθμου και στο Σχήμα 2.3 το διάγραμμα ροής.

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.1

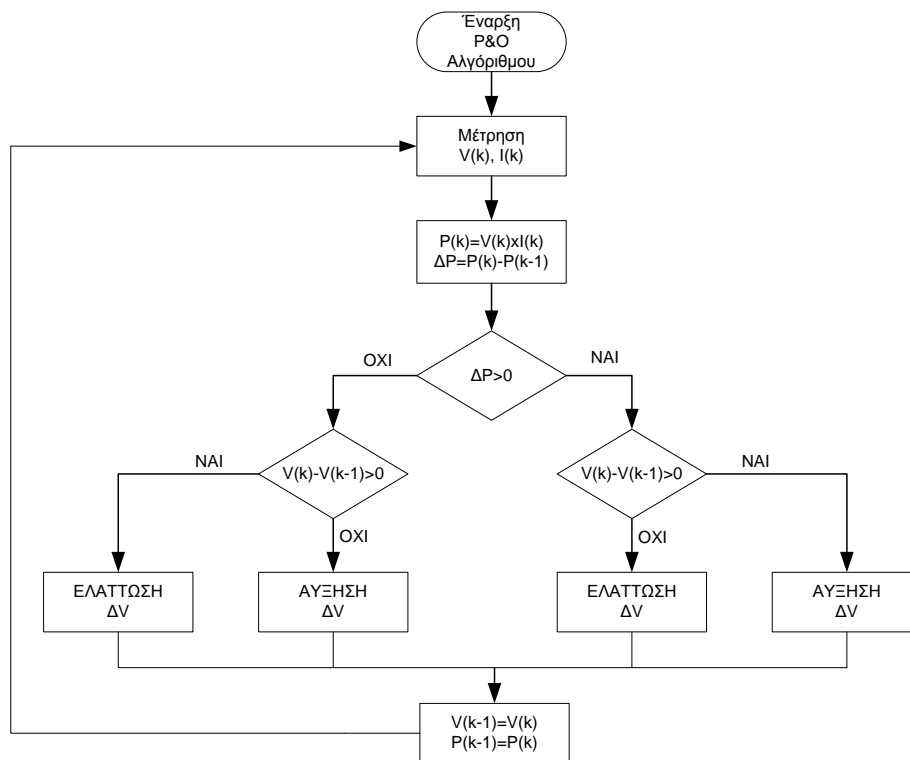
ΔΙΑΤΑΡΑΧΗ ΔV	ΑΛΛΑΓΗ ΣΤΟ ΔP	ΕΠΟΜ. ΔΙΑΤΑΡΑΧΗ ΔV
ΘΕΤΙΚΗ	ΘΕΤΙΚΟ	ΘΕΤΙΚΗ
ΘΕΤΙΚΗ	ΑΡΝΗΤΙΚΟ	ΑΡΝΗΤΙΚΗ
ΑΡΝΗΤΙΚΗ	ΘΕΤΙΚΟ	ΑΡΝΗΤΙΚΗ
ΑΡΝΗΤΙΚΗ	ΑΡΝΗΤΙΚΟ	ΘΕΤΙΚΗ

Ένα πολύ σημαντικό πρόβλημα του συγκεκριμένου αλγορίθμου, που ταυτόχρονα υποβαθμίζει την απόδοση του όλου συστήματος ιχνηλάτησης του MPP, είναι η αδυναμία τερματισμού του όταν προσεγγιστεί η περιοχή του MPP, με αποτέλεσμα τη διαρκή ταλάντωση γύρω από αυτό. Το εύρος της ταλάντωσης έχει να κάνει με το βήμα όπου είναι προγραμματισμένη να μεταβάλλεται η τάση ΔV , σε συνδυασμό πάντα με την ταχύτητα μεταβολής των ατμοσφαιρικών συνθηκών. Μια πρόταση για τη μείωση της ταλάντωσης θα μπορούσε να είναι η μείωση του βήματος

της μεταβολής στην τάση ΔV . Κάτι τέτοιο, όμως, θα καθιστούσε τη συγκεκριμένη τεχνική αργή στην εύρεση του MPP. Τελικά προκύπτει ότι η καλύτερη λύση για το πρόβλημα της ταλάντωσης γύρω από το MPP είναι το βήμα μεταβολής της τάσης ΔV να είναι μεταβλητό και να μειώνεται σταδιακά όσο προσεγγίζεται το MPP.

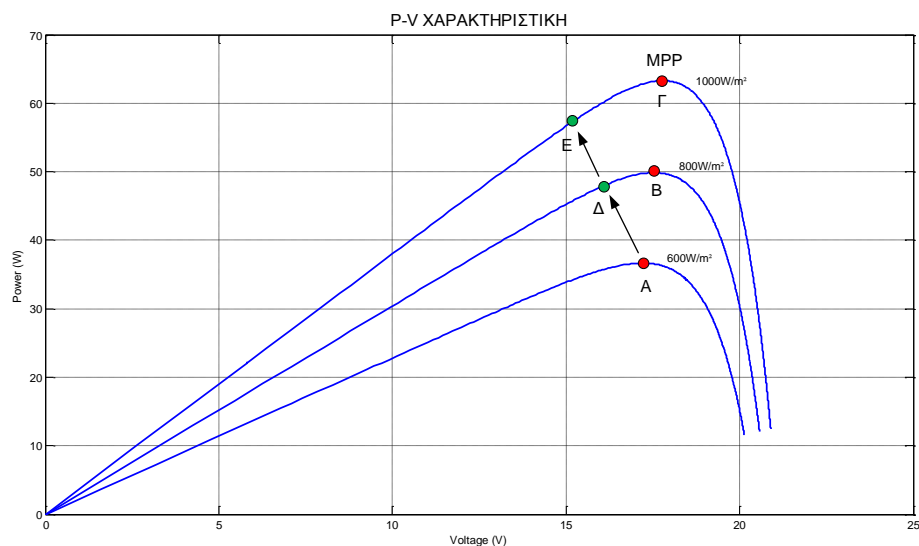


Σχήμα 2.2 (Μετακίνηση του σημείου λειτουργίας πάνω στη P-V χαρακτηριστική φ/β πάνελ MSX60 για STC)



Σχήμα 2.3 (Διάγραμμα ροής βασικού P&O)

Ένα ακόμα πρόβλημα της P&O τεχνικής είναι η πιθανότητα λανθασμένης μετακίνησης του σημείου λειτουργίας της φ/β συστοιχίας σε αντίθετη κατεύθυνση από το MPP, κάτω από ραγδαίες αλλαγές των ατμοσφαιρικών συνθηκών. Αυτό φαίνεται με τη βοήθεια του Σχήματος 2.4.



Σχήμα 2.4 (Η λανθασμένη λειτουργία του αλγόριθμου P&O σε ξαφνικές αλλαγές της ηλιακής ακτινοβολίας)

Ας υποτεθεί ότι ένα φ/β σύστημα, στο οποίο εφαρμόζεται η κλασική P&O τεχνική, κάποια χρονική στιγμή λειτουργεί ταλαντευόμενο στη στενή περιοχή του σημείου A όπου βρίσκεται το MPP για τις παρούσες συνθήκες περιβάλλοντος (βλ. σχήμα 2.4). Αν η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας αυξηθεί ξαφνικά, τότε ο αλγόριθμος P&O θα υπολογίσει $\Delta P > 0$. Αυτό έχει σαν συνέπεια, για την περίπτωση που το ΔV είναι αρνητικό (δηλαδή κίνηση προς τα αριστερά του MPP), το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας να μετακινηθεί στο Δ αντί στο B. Αυτό συμβαίνει διότι η συγκεκριμένη τεχνική MPPT δεν μπορεί να αποφανθεί αν το θετικό ΔP προκύπτει λόγω αύξησης της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας και το ερμηνεύει ως κίνηση του σημείου λειτουργίας εγγύτερα στο MPP. Όμως, επειδή η κίνηση του σημείου λειτουργίας τη στιγμή της ξαφνικής μεταβολής της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας ήταν προς τα αριστερά, ο αλγόριθμος αντιλαμβάνεται ότι το MPP θα βρίσκεται πιο αριστερά του Δ και θα προχωρήσει με αρνητικό ΔV . Αν η αύξηση της ηλιακής ακτινοβολίας συνεχιστεί με ταχύ ρυθμό, το σημείο λειτουργίας θα

μεταφέρεται περαιτέρω προς τα αριστερά (π.χ. στο E), απομακρύνοντας το ακόμα πιο πολύ από το MPP. Κατά συνέπεια, συμπεραίνεται ότι ο αλγόριθμος P&O δεν είναι αξιόπιστος στις περιπτώσεις που οι μεταβολές στην ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας (αλλά και των συνθηκών περιβάλλοντος γενικότερα) λαμβάνουν χώρα με ρυθμό που είναι συγκρίσιμος με την ταχύτητα επεξεργασίας των δεδομένων ρεύματος και τάσης της φ/β συστοιχίας. Ωστόσο, το πρόβλημα αυτό λύνεται σε κάποιες βελτιωμένες εκδοχές του αλγορίθμου με σύγκριση του τρέχοντος σημείου λειτουργίας με τουλάχιστον δύο προηγούμενα. Έτσι, η απόφαση που θα ληφθεί για το πρόσημο του ΔV θα είναι περισσότερο ασφαλής.

Γενικά, ο συγκεκριμένος MPPT αλγόριθμος είναι εξαιρετικά δημοφιλής λόγω της ευκολίας στην υλοποίησή του. Εντούτοις, όπως αναφέρθηκε, για ταχέως μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες η συγκεκριμένη τεχνική δεν είναι η καλύτερη δυνατή. Ωστόσο, έχουν αναπτυχθεί πάρα πολλές τεχνικές που έχουν βελτιώσει τα μειονεκτήματα του βασικού P&O, με τις περισσότερες να εστιάζουν σε τρόπους βελτιστοποίησης της δειγματοληψίας, κι άλλες να χρησιμοποιούν adaptive Hill Climbing αλγόριθμους. Τέλος, πρέπει να επισημανθεί ότι για την ολοκλήρωση της υλοποίησης της τεχνικής P&O χρειάζονται και δύο αισθητήρες για τη μέτρηση της τάσης λειτουργίας και του ρεύματος που εξάγεται από τη φ/β συστοιχία. Έτσι, υπολογίζεται το τρέχον σημείο P και, κατόπιν, το πλάτος (όπου υπάρχει η δυνατότητα μεταβλητού πλάτους) και το πρόσημο του ΔV . Από τα παραπάνω είναι φανερό πως η συγκεκριμένη τεχνική υλοποιείται κυρίως με μY , δεδομένου του τρόπου λειτουργίας του αλγορίθμου.

2.3 Incremental Conductance (Στοιχειώδης Αγωγιμότητα)

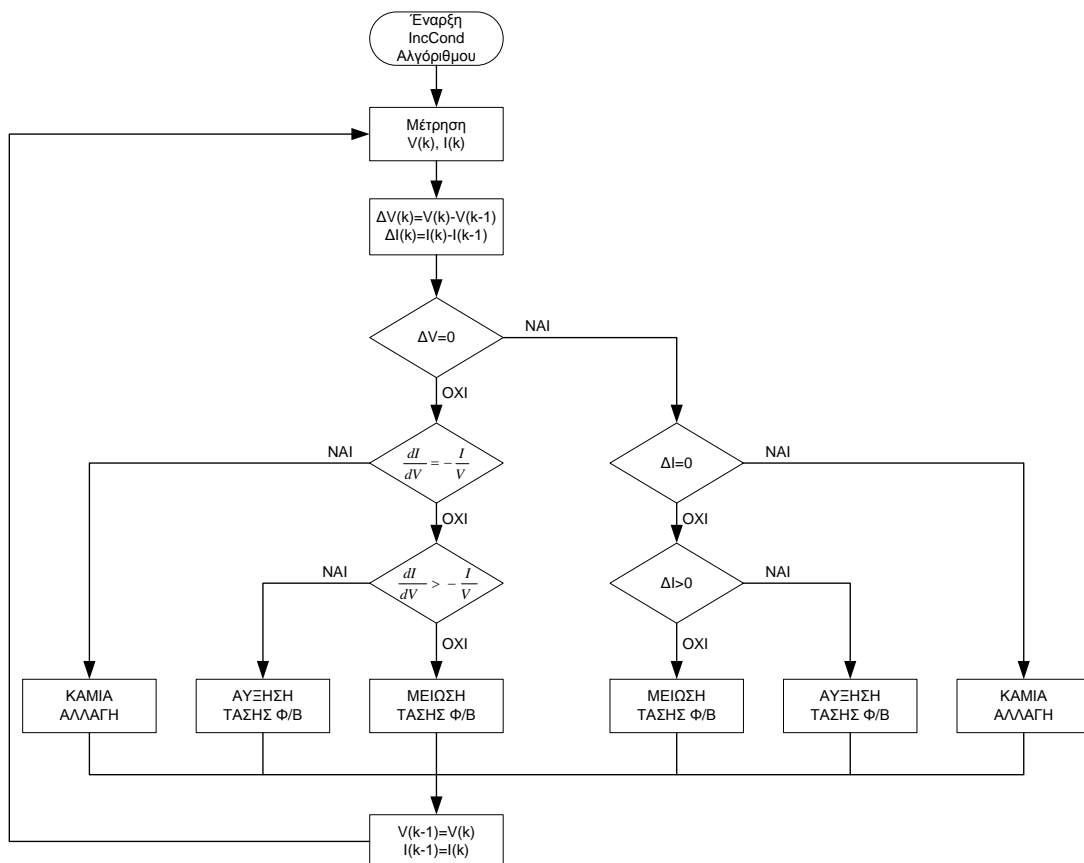
Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος (IncCond εν συντομία) βασίζεται στο γεγονός ότι η κλίση της P-V χαρακτηριστικής στο MPP είναι μηδέν (βλ. Σχήμα 2.2), αριστερά του MPP θετική και δεξιά του MPP αρνητική. Δηλαδή:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dP}{dV} = 0, \text{ στο } _MPP \\ \frac{dP}{dV} > 0, \text{ αριστερα } _ \text{ του } _MPP \\ \frac{dP}{dV} < 0, \text{ δεξια } _ \text{ του } _MPP \end{array} \right. \quad (\text{Σχέση 2.1})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, \text{στο_MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, \text{αριστερα_του_MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, \text{δεξια_του_MPP} \end{array} \right. \quad (\text{Σχέση 2.2})$$

Επομένως, το σημείο MPP προσεγγίζεται συγκρίνοντας διαδοχικά τη στιγμιαία αγωγιμότητα (I/V) με τη στοιχειώδη ($\Delta I/\Delta V$). Στο Σχήμα 2.5 παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής του αλγόριθμου.



Σχήμα 2.5 (Διάγραμμα ροής του αλγόριθμου IncCond)

Όπως και στην περίπτωση του P&O, ο αλγόριθμος IncCond ξεκινά μετρώντας την τρέχουσα τιμή του ρεύματος και της τάσης της φ/β συστοιχίας. Κατόπιν, υπολογίζονται οι στοιχειώδεις μεταβολές dI και dV (χρησιμοποιώντας τις αμέσως

προηγούμενες τιμές ρεύματος και τάσης της φ/β συστοιχίας) προκειμένου να γίνουν οι έλεγχοι της σχέσης 2.2. Βάσει αυτών των ελέγχων θα ληφθεί η απόφαση για το πρόσημο και το πλάτος του βήματος μεταβολής της τάσης της φ/β συστοιχίας. Σχηματικά τα παραπάνω παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.6.

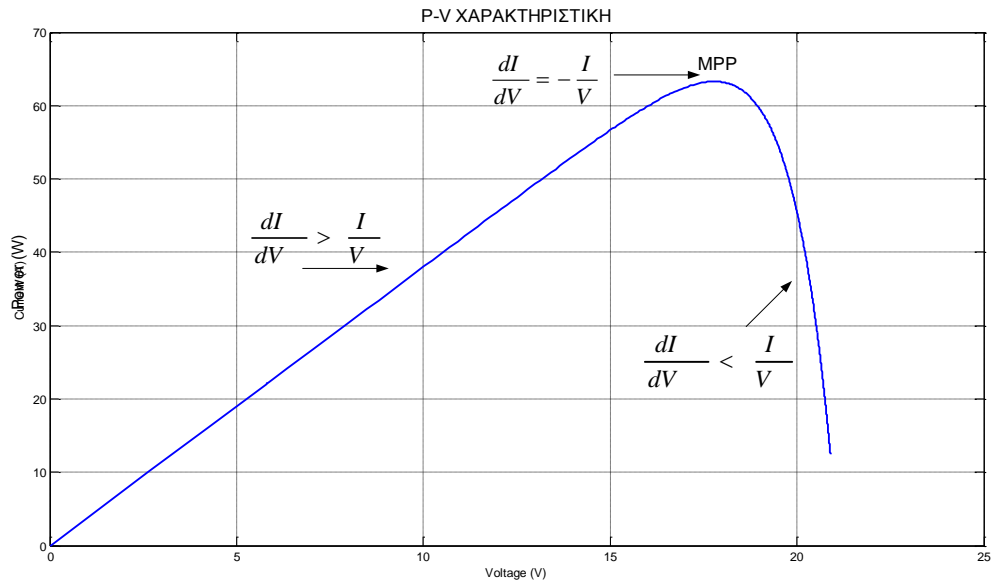
Το μεγάλο πλεονέκτημα που υπεισέρχεται σε αυτόν τον αλγόριθμο είναι ότι όταν προσεγγιστεί το MPP, τότε το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας παραμένει αμετάβλητο δίχως να ταλαντώνεται. Οι μηχανισμοί μεταβολής του σημείου λειτουργίας θα ενεργοποιηθούν ξανά μόλις η διαφορά στιγμιαίας και στοιχειώδους αγωγιμότητας γίνει διάφορη του μηδέν, κάτι που θα συμβεί όταν μεταβληθούν οι συνθήκες του περιβάλλοντος που λειτουργεί η φ/β συστοιχία.

Το βήμα της στοιχειώδους μεταβολής της τάσης καθορίζει και το πόσο γρήγορα ο αλγόριθμος προσδιορίζει το MPP. Ωστόσο, υπερβολική αύξηση του βήματος ενέχει τον κίνδυνο το σημείο MPP να μην μπορεί να προσεγγιστεί επακριβώς, με αποτέλεσμα την ύπαρξη ταλαντώσεων γύρω από αυτό (ότι δηλαδή συμβαίνει και στην περίπτωση του P&O). Όπως και στην περίπτωση του P&O, έτσι και στον IncCond έχουν βρεθεί τρόποι ώστε να αποφεύγεται η ταλάντωση, είτε έχοντας μεταβλητό βήμα ή βελτιώνοντας συγκεκριμένα σημεία του αλγορίθμου ή εντάσσοντας στο βρόχο ελέγχου του συστήματος ένα PI ελεγκτή. Αυτό γίνεται αν θεωρηθεί σαν σήμα σφάλματος η παρακάτω ποσότητα:

$$e = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (\text{Σχέση 2.3})$$

Η σχέση 2.3 τείνει στο μηδέν όσο το σημείο λειτουργίας προσεγγίζει το MPP. Επομένως, εντάσσοντας στο βρόχο ελέγχου έναν PI ελεγκτή, το e προοδευτικά μηδενίζεται και, έτσι, προσεγγίζεται το MPP.

Πρέπει να σημειωθεί ότι η τεχνική IncCond έχει πολύ καλή συμπεριφορά σε γρήγορες μεταβολές των καιρικών συνθηκών. Για να λειτουργήσει χρειάζεται μόνο δύο αισθητήρες, έναν για τη μέτρηση της τάσης και έναν για τη μέτρηση του ρεύματος της φ/β συστοιχίας. Λόγω του αλγορίθμου ελέγχου, η συγκεκριμένη τεχνική υλοποιείται με μY .



Σχήμα 2.6 (Ο τρόπος λειτουργίας του αλγόριθμου IncCond)

2.4 Προσδιορισμός του MPP ως ποσοστό του Voc (Open Voltage, OV)

Η συγκεκριμένη τεχνική αφορά σε έναν απλό τρόπο ιχνηλάτησης του MPP, ο οποίος στηρίζεται στην προσέγγιση ότι το MPP αντιστοιχεί περίπου στο 70-80% της τάσης ανοιχτού κυκλώματος V_{oc} της φ/β συστοιχίας. Ακόμα και στην περίπτωση που μεταβάλλεται η θερμοκρασία περιβάλλοντος και η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας, η παραπάνω προσέγγιση δεν παύει να ισχύει. Ποσοτικά, η συγκεκριμένη τεχνική περιγράφεται ως:

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

Όπου k_1 είναι ο συντελεστής ποσόστωσης, κυμαίνεται μεταξύ 0,7-0,8 και προσδιορίζεται εξ' αρχής, συνήθως για μεταβαλλόμενη θερμοκρασία περιβάλλοντος, καθώς αποτελεί ίδιον της εκάστοτε φ/β συστοιχίας που χρησιμοποιείται. Η τεχνική αυτή λειτουργεί ως εξής: από τη στιγμή που έχει προσδιοριστεί το k_1 , διακόπτοντας τη φ/β συστοιχία περιοδικά (συνήθως κάθε 30 sec) για μερικά ms μετράται το V_{oc} . Έτσι, το MPP υπολογίζεται από την προσεγγιστική σχέση 2.4 και αμέσως δίνεται εντολή στο κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα DC να οδηγήσει το σημείο λειτουργίας της φ/β γεννήτριας στο νέο αυτό σημείο.

Είναι φανερό ότι αυτή η τεχνική έχει ως σοβαρότερο μειονέκτημα την περιοδικά στιγμιαία διακοπή της λειτουργίας της φ/β συστοιχίας για τη μέτρηση του

V_{oc} . Όπως και σε όλες τις τεχνικές προσδιορισμού του MPP, έτσι και σ' αυτή έχουν γίνει προσπάθειες βελτίωσης. Κάποιες από αυτές χρησιμοποιούν ένα κύτταρο της φ/β συστοιχίας (κύτταρο πιλότος) για την μέτρηση του V_{oc} , ενώ σε κάποιες άλλες προσδιορίζεται το V_{oc} (και κατ' επέκταση το MPP) με έμμεσο τρόπο, καθιστώντας αυτές ακόμα περισσότερο επισφαλείς.

Γενικά, η συγκεκριμένη τεχνική δεν εγγυάται την ιχνηλάτηση του MPP με απόλυτη ακρίβεια. Ωστόσο, πρόκειται για μια απλή και αρκετά φτηνή τεχνική (δεν χρειάζεται απαραίτητα μΥ για να υλοποιηθεί), η οποία απευθύνεται σε περιπτώσεις όπου οι συνθήκες περιβάλλοντος είναι σχετικά σταθερές.

2.5 Προσδιορισμός του MPP ως ποσοστό του I_{sc} (Short Current, SC)

Η τεχνική αυτή είναι ανάλογη με την OV. Σε αυτή την περίπτωση προσδιορίζεται το I_{MPP} ως ποσοστό του I_{SC} σύμφωνα με τη θεώρηση ότι κάτω από μεταβαλλόμενες συνθήκες περιβάλλοντος (κυρίως της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας), τα I_{SC} και I_{MPP} μεταβάλλονται σχεδόν γραμμικά. Ποσοτικά, η τεχνική αυτή περιγράφεται ως εξής:

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

Όπως και στην OV τεχνική, υπάρχει ένας συντελεστής ποσοστώσης k_2 , η τιμή του οποίου προσδιορίζεται πειραματικά και κυμαίνεται μεταξύ 0,78 και 0,92.

Η μέτρηση του I_{SC} κατά τη λειτουργία της φ/β συστοιχίας είναι μια σχετικά δύσκολη διαδικασία. Συνήθως, πραγματοποιείται με την τοποθέτηση ενός κυκλώματος βραχυκύκλωσης, με στατικό διακόπτη στην έξοδο της φ/β συστοιχίας που έχει και αισθητήρα μέτρησης ρεύματος. Περιοδικά βραχυκυκλώνεται η φ/β συστοιχία και μετράται έτσι το I_{SC} . Κατόπιν, μέσω της σχέσης 2.5 προσδιορίζεται το MPP, στο οποίο μεταβαίνει η φ/β συστοιχία μέσω του μετατροπέα DC. Εδώ φαίνεται και μια σοβαρή διαφοροποίηση σε σχέση με την OV τεχνική, για την οποία απαιτείται μεγαλύτερος αριθμός κυκλωμάτων, αυξάνοντας, έτσι, το κόστος. Ωστόσο, η πολυπλοκότητά τους δεν είναι σημαντική, με αποτέλεσμα ο αλγόριθμος να υλοποιείται και αναλογικά κυκλώματα.

Οι προσπάθειες βελτίωσης της συγκεκριμένης τεχνικής εστίασαν περισσότερο στο να ενσωματώσουν στον μετατροπέα DC τη δυνατότητα βραχυκύκλωσης ώστε να

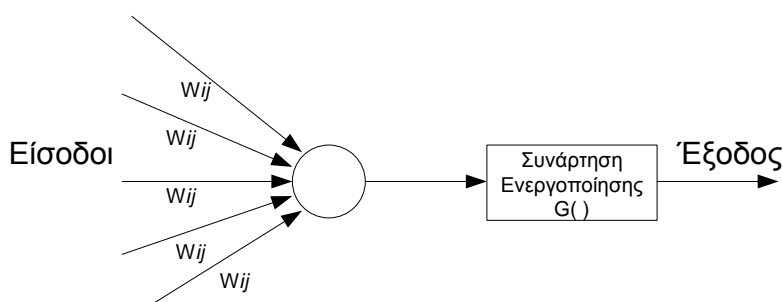
μην διακόπτεται η λειτουργία της φ/β συστοιχίας. Επίσης, άλλες προσπάθειες εστίασαν στη συνεχή βελτιστοποίηση του k_2 , λόγω του ότι το ρεύμα βραχυκύκλωσης μεταβάλλεται με ταχύτερο ρυθμό όταν αλλάζει η ένταση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας (συγκρινόμενο με την τάση ανοιχτού κυκλώματος που προκαλείται από τις μεταβολές της θερμοκρασίας). Αν το k_2 παραμένει σταθερό, τότε το μεγάλο σφάλμα είναι αναπόφευκτο. Τέλος, υπήρξαν και προσπάθειες όπου το σύστημα ιχνηλάτησης του MPP χρησιμοποιούσε ταυτόχρονα στοιχεία των OV και SC.

2.6 Νευρωνικά Δίκτυα

Η ιχνηλάτηση του MPP με διατάξεις τεχνητών νευρωνικών δικτύων (ή απλά νευρωνικών δικτύων) φαίνεται τα τελευταία χρόνια να κερδίζει συνεχώς έδαφος (μαζί με τη fuzzy logic) ανάμεσα στις τεχνικές που συναγωνίζονται τις κλασικές όριμες μεθόδους (P&O, IncCond). Σε αυτό συνετέλεσε η ευρεία διάδοση ικανών μΥ. Γενικά, ως «νευρωνικό δίκτυο» χαρακτηρίζεται ένα μαθηματικό μοντέλο για την επεξεργασία πληροφορίας, το οποίο προσεγγίζει την υπολογιστική και αναπαραστατική δυνατότητα μέσω συνάψεων. Το μοντέλο είναι εμπνευσμένο από τα βιοηλεκτρικά δίκτυα που δημιουργούνται στον εγκέφαλο ανάμεσα στους νευρώνες και τα σημεία επαφής των νευρικών απολήξεων. Σε αυτό υπάρχουν κομβικά σημεία (nodes), στα οποία καταλήγουν συνδέσεις από άλλους κόμβους του δικτύου και στις οποίες συνήθως αποδίδεται κάποιο βάρος w . Δομικός λίθος ενός νευρωνικού δικτύου είναι το «τεχνητό νευρώνιο» (ή απλά «νευρώνιο»), το οποίο εικονίζεται στο Σχήμα 2.7. Υπάρχουν δύο είδη νευρώνων: τα νευρώνια εισόδου και τα υπολογιστικά νευρώνια. Τα νευρώνια εισόδου δεν πραγματοποιούν υπολογισμούς, αλλά απλά μεσολαβούν ανάμεσα στις εισόδους του δικτύου και τα υπολογιστικά νευρώνια. Τα υπολογιστικά νευρώνια πολλαπλασιάζουν τις εισόδους τους με τα συναπτικά βάρη και υπολογίζουν το άθροισμα του γινομένου. Το άθροισμα που προκύπτει είναι το όρισμα της συνάρτησης ενεργοποίησης. Εάν x_{kj} είναι η j -οστή είσοδος του k νευρωνίου, w_{kj} το j -οστό συναπτικό βάρος του k νευρωνίου και $\Phi(\cdot)$ η συνάρτηση ενεργοποίησης του νευρωνικού δικτύου, τότε η έξοδος y_k του k νευρωνίου θα δίνεται από την εξίσωση:

$$y_k = \Phi\left(\sum_{j=0}^N x_{kj} w_{kj}\right) \quad (\text{Σχέση 2.6})$$

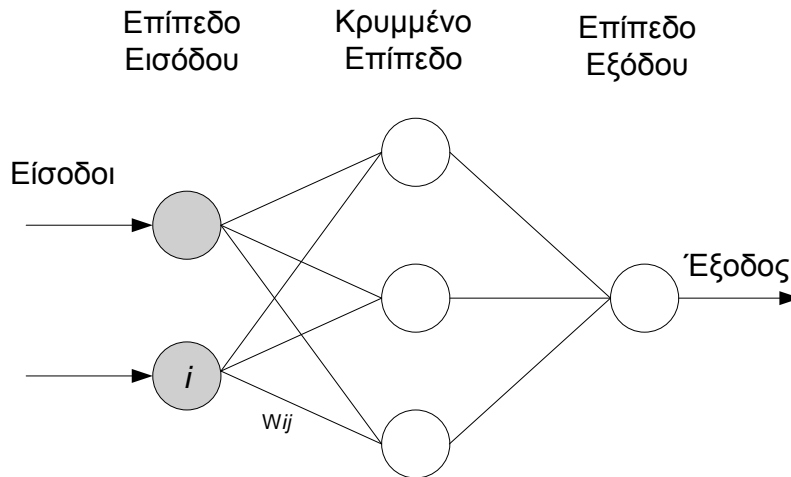
Η συνάρτηση ενεργοποίησης μπορεί να είναι βηματική, γραμμική, μη-γραμμική ή στοχαστική.



Σχήμα 2.7 (Το τεχνητό νευρώνιο)

Μια τυπική διάταξη νευρωνικού δικτύου ευθείας τροφοδότησης αποτελείται από τρία επίπεδα: το επίπεδο εισόδου, το κρυμμένο επίπεδο και το επίπεδο εξόδου (βλ σχήμα 2.8). Ο αριθμός των κόμβων (δηλαδή των νευρώνιων) του κάθε επιπέδου εξαρτάται κάθε φορά από την εφαρμογή. Στην περίπτωση ελέγχου φ/β συστοιχίας, οι εισοδοί του δικτύου θα είναι κάποιος συνδυασμός των παραμέτρων της συστοιχίας, δηλαδή της τάσης ανοιχτού κυκλώματος, του ρεύματος βραχυκύκλωσης, των συνθηκών θερμοκρασίας και της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας. Η έξοδος θα είναι το duty cycle του μετατροπέα έτσι ώστε να επιτευχθεί η ιχνηλάτηση του MPP.

Το κατά πόσο επιτυχώς θα ιχνηλατηθεί το MPP εξαρτάται από τους αλγόριθμους που υλοποιούνται στο κρυμμένο επίπεδο του νευρωνικού δικτύου, καθώς και το κατά πόσο καλά έχει «εκπαιδευτεί». Ο όρος «εκπαίδευση» ενός νευρωνικού δικτύου σημαίνει ότι σε αυτό υφίσταται μια εσωτερική διαδικασία διάρκειας αρκετών μηνών, στο τέλος της οποίας «μαθαίνει» να παράγει τις επιθυμητές εξόδους για συγκεκριμένες εισόδους. Αυτό γίνεται μέσω διαρκούς αναπροσαρμογής των βαρών του δικτύου (με βάση πάντα μια προκαθορισμένη διαδικασία/αλγόριθμο) ώστε οι τελικές τιμές τους να επιφέρουν το επιθυμητό αποτέλεσμα, δηλαδή την επιτυχή ιχνηλάτηση του MPP.



Σχήμα 2.8 (Παράδειγμα νευρωνικού δικτύου)

Από τα παραπάνω γίνεται αντιληπτό το βασικό μειονέκτημα της συγκεκριμένης τεχνικής, δηλαδή η χρονοβόρα διαδικασία της σωστής εκπαίδευσης του νευρωνικού δικτύου. Επίσης, λόγω του ότι τα φ/β πάνελς έχουν συνήθως διαφορετικά χαρακτηριστικά μεταξύ τους, πρέπει η εκπαίδευση του νευρωνικού δικτύου να γίνεται για το κάθε πάνελ ξεχωριστά. Τέλος, σοβαρό μειονέκτημα είναι το ότι λόγω της μεταβολής των χαρακτηριστικών των πάνελς με το χρόνο, θα πρέπει το νευρωνικό δίκτυο να εκπαιδεύεται περιοδικά εκ νέου ώστε να είναι αξιόπιστη η ιχνηλάτηση του MPP.

2.7 Έλεγχος με συσχέτιση της κυμάτωσης (Ripple Correlation Control, RCC)

Όταν μια φ/β συστοιχία συνδέεται με ένα μετατροπέα DC-DC, ο διακοπτικός τρόπος λειτουργίας του έχει σαν αποτέλεσμα τη δημιουργία κυμάτωσης στη DC τάση εξόδου της συστοιχίας και, κατά συνέπεια, της ισχύος. Αυτό θα γίνει επίσης αντιληπτό στο 4^ο κεφαλαίο, στο οποίο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του συστήματος MPPT. Ο έλεγχος με συσχέτιση της κυμάτωσης (RCC) στηρίζεται στην πληροφορία της διαφοράς φάσης της κυμάτωσης προκειμένου να ιχνηλατηθεί το MPP. Πιο συγκεκριμένα, συσχετίζεται η χρονική παράγωγος της (χρονικά μεταβαλλόμενης) ισχύος εξόδου της φ/β συστοιχίας \dot{p} με τη χρονική παράγωγο του (χρονικά μεταβαλλόμενου) ρεύματος εξόδου της φ/β συστοιχίας \dot{i} ή της τάσης \dot{v} , προκειμένου η κλίση της καμπύλης P-V να γίνει μηδέν, δηλαδή να προσεγγιστεί το MPP.

Στο Σχήμα 2.2 εικονίζεται η τυπική μορφή της καμπύλης P-V. Παρατηρούμε ότι αν η τάση v ή το ρεύμα i αυξάνονται, δηλαδή $\dot{v} > 0$ ή $\dot{i} > 0$, και η ισχύς p επίσης αυξάνεται ($\dot{p} > 0$), τότε το σημείο λειτουργίας της φ/β γεννήτριας είναι αριστερά του MPP. Αντίθετα, αν η τάση v ή το ρεύμα i αυξάνονται αλλά η ισχύς μειώνεται, δηλαδή $\dot{p} < 0$, τότε το σημείο λειτουργίας είναι δεξιά του MPP. Επομένως, το γινόμενο $\dot{p}\dot{v}$ ή $\dot{p}\dot{i}$ είναι θετικό στα αριστερά του MPP, αρνητικό στα δεξιά του MPP και μηδέν πάνω στο MPP.

Όταν χρησιμοποιείται μετατροπέας DC-DC ανύψωσης, η αύξηση του duty ratio αυξάνει και το ρεύμα του πηνίου (στην περίπτωση μας του ρεύματος εξόδου της φ/β συστοιχίας) μειώνοντας ταυτόχρονα την τάση. Επομένως, το σήμα ελέγχου του duty ratio θα είναι:

$$d(t) = -k \int \dot{p}\dot{v} dt \quad (\text{Σχέση 2.7})$$

ή

$$d(t) = k \int \dot{p}\dot{i} dt \quad (\text{Σχέση 2.8})$$

όπου k είναι μια θετική σταθερά. Άρα, ελέγχοντας το duty ratio μέσω των παραπάνω σχέσεων, το MPP θα ιχνηλατείται συνεχώς. Μάλιστα, το μέγεθος της σταθεράς k φέρεται να είναι καθοριστικός παράγοντας για την ταχύτητα ιχνηλάτησης του MPP.

Απλοποιώντας περαιτέρω τον τρόπο ελέγχου του duty ratio, έτσι όπως περιγράφεται από τις σχέσεις 2.7 και 2.8, εξάγεται η πληροφορία της φάσης, είτε εισάγοντας τα μεγέθη της τάσης ή ρεύματος και της ισχύος μέσω ac σύζευξης ή χρησιμοποιώντας υπερπερατό φίλτρο. Στο υπερπερατό φίλτρο θα πρέπει να επιλεγθεί η συχνότητα αποκοπής υψηλότερα από τη συχνότητα της κυμάτωσης προκειμένου να εξαχθεί σωστά η πληροφορία της φάσης.

Η παραπάνω μέθοδος ιχνηλάτησης του MPP υλοποιείται σχετικά απλά με αναλογικά κυκλώματα χαμηλού κόστους (πχ φίλτρα). Πρόκειται για τεχνική που συμπεριφέρεται πολύ καλά κάτω από γρήγορα μεταβαλλόμενες συνθήκες περιβάλλοντος, αρκεί η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα DC και το κέρδος k να είναι προσεκτικά επιλεγμένα. Επίσης, είναι τεχνική “plug n’ play”, δηλαδή δεν χρειάζεται εκμάθηση της καμπύλης της φ/β συστοιχίας.

Όπως σε όλες τις τεχνικές MPPT υπάρχουν παραλλαγές, έτσι και στην RCC έχουν εμφανιστεί προτάσεις που εστιάζουν στην εύρεση της πληροφορίας της φάσης

ρεύματος ή τάσης και ισχύος, επηρεάζοντας έτσι τις ποσότητες που ολοκληρώνονται στις εξισώσεις 2.7 ή 2.8. Απώτερος σκοπός είναι η επίτευξη μεγαλύτερης ταχύτητας στην ιχνηλάτηση του MPP.

2.8 Σάρωση ρεύματος (Current Sweep)

Η λογική της συγκεκριμένης τεχνικής είναι η παραγωγή τεχνητά της I-V χαρακτηριστικής μιας φ/β συστοιχίας σε καθορισμένες χρονικές στιγμές. Από τη χαρακτηριστική αυτή υπολογίζεται εύκολα το MPP, το οποίο και προσεγγίζεται μεταβάλλοντας κατάλληλα το duty ratio του μετατροπέα. Ο τεχνητός προσδιορισμός της I-V χαρακτηριστικής γίνεται «σαρώνοντας» από τη φ/β συστοιχία ρεύμα συγκεκριμένης κυματομορφής που χαρακτηρίζεται ως «κυματομορφή σάρωσης». Η συνάρτηση που επιλέγεται για την κυματομορφή σάρωσης πρέπει να είναι απευθείας ανάλογη της χρονικής παραγώγου της, δηλαδή:

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

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

$$p(t) = v(t)i(t) = v(t)f(t) \quad (\text{Σχέση 2.10})$$

Στο MPP θα ισχύει:

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

Αντικαθιστώντας την 2.9 στη 2.11, προκύπτει:

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

Η γενική μορφή της λύσης της διαφορικής εξίσωσης 2.12 είναι:

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

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

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

Δεδομένου ότι η παράγωγος της εξίσωσης 2.14 είναι διάφορη του μηδενός, διαιρώντας και τα δύο μέρη της 2.12 με $df(t)/dt$ και θέτοντας $f(t) = i(t)$ (το ρεύμα, δηλαδή, που σαρώνεται από τη φ/β συστοιχία), προκύπτει:

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

Από τη στιγμή που μέσω της κυματομορφής σάρωσης έχει προσδιοριστεί το MPP (άρα και το V_{MPP}), η σχέση 2.15 χρησιμεύει στο να επιβεβαιωθεί αν πράγματι το υπολογισμένο σημείο είναι σωστό και, αν όχι, να γίνουν οι απαραίτητες διορθώσεις.

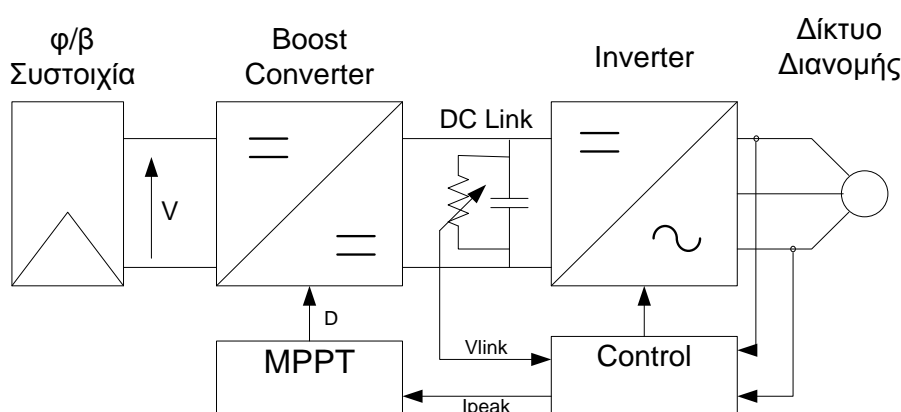
Ο έλεγχος με σάρωση ρεύματος είναι μια τεχνική που υλοποιείται εύκολα με αναλογικά κυκλώματα. Το βασικότερο μειονέκτημά της είναι η απώλεια ισχύος από τη φ/β συστοιχία για όσο χρόνο διαρκεί η σάρωσης ρεύματος και ο υπολογισμός του MPP. Γενικά, η καθυστέρηση στον υπολογισμό του MPP είναι μια πολύ σημαντική παράμετρος που καθιστά τη συγκεκριμένη τεχνική όχι ιδιαίτερα ελκυστική για περιπτώσεις γρήγορων μεταβολών στις συνθήκες περιβάλλοντος.

2.9 DC Link Capacitor Droop Control (DC LCDC)

Η συγκεκριμένη τεχνική MPPT βρίσκει εφαρμογή σε φ/β συστήματα που λειτουργούν εγχέοντας την παραγόμενη ενέργειά του σε ac δίκτυο (on-grid), όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.9. Το duty ratio ενός ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης είναι:

$$D = 1 - \frac{V}{V_{link}} \quad (\text{Σχέση 2.15})$$

όπου V είναι η τάση της φ/β συστοιχίας και V_{link} η τάση στην έξοδο του μετατροπέα DC (βλ Σχήμα 2.9). Αν, διατηρώντας τη V_{link} σταθερή, αυξηθεί το ρεύμα που εισρέει στον inverter, θα αυξηθεί το ρεύμα που εξέρχεται από τον μετατροπέα DC (ανύψωσης στο συγκεκριμένο παράδειγμα) και, κατά συνέπεια, θα αυξηθεί η ισχύς εξόδου της φ/β συστοιχίας. Ενώ το ρεύμα αυξάνει, η V_{link} μπορεί να παραμείνει σταθερή όσο η απαιτούμενη από τον inverter ισχύς δεν χρειαστεί να υπερβεί τη μέγιστη ισχύ που μπορεί να δώσει η φ/β συστοιχία. Αν οι απαιτήσεις του inverter αυξηθούν η V_{link} θα αρχίσει να μειώνεται. Ακριβώς πριν η V_{link} ρίξει την τιμή της, η εντολή ελέγχου ρεύματος I_{peak} του inverter αντιστοιχεί στη μέγιστη τιμή της εισερχόμενης σε αυτόν ισχύος, με συνέπεια η φ/β συστοιχία να λειτουργεί στο MPP. Η ανατροφοδότηση από το βρόχο ελέγχου της εξόδου του inverter προλαβαίνει τη V_{link} από το να μειώσει την τιμή της, μεταβάλλοντας το duty ratio του μετατροπέα DC. Έτσι, με αυτόν τον τρόπο το I_{peak} ανακάτ τη μέγιστη τιμή του και διατηρείται το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας στο MPP (αναλυτικά η λειτουργία των μετατροπέων ανύψωσης παρουσιάζεται στην ενότητα 3.3.2).



Σχήμα 2.9 (Τοπολογία DC LCDC)

Όπως είναι προφανές, η τεχνική DC LCDC δεν χρειάζεται να «χαρτογραφήσει» τη χαρακτηριστική I-V ή P-V, όπως η τεχνική σάρωσης ρεύματος, προκειμένου να ληφθούν οι αποφάσεις για το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας. Λειτουργεί προσπαθώντας συνεχώς να ικανοποιεί τις απαιτήσεις εξόδου του inverter, άρα του φορτίου. Η συγκεκριμένη τεχνική υλοποιείται σχετικά εύκολα με αναλογικά κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών και λογικά κυκλώματα για τη λήψη αποφάσεων.

2.10 Μεγιστοποίηση ρεύματος ή τάσης φορτίου

Ο σκοπός αυτής της τεχνικής είναι η μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου μιας φ/β συστοιχίας. Όταν μια φ/β συστοιχία είναι συνδεδεμένη σε ένα μετατροπέα ισχύος, η μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου της επίσης μεγιστοποιεί την ισχύ εξόδου του μετατροπέα που διοχετεύεται στο φορτίο του. Με την ίδια λογική, μεγιστοποιώντας την ισχύ εξόδου του μετατροπέα θα πρέπει να μεγιστοποιείται και η ισχύς εξόδου της φ/β συστοιχίας (με την προϋπόθεση ότι ο μετατροπέας είναι ιδανικός).

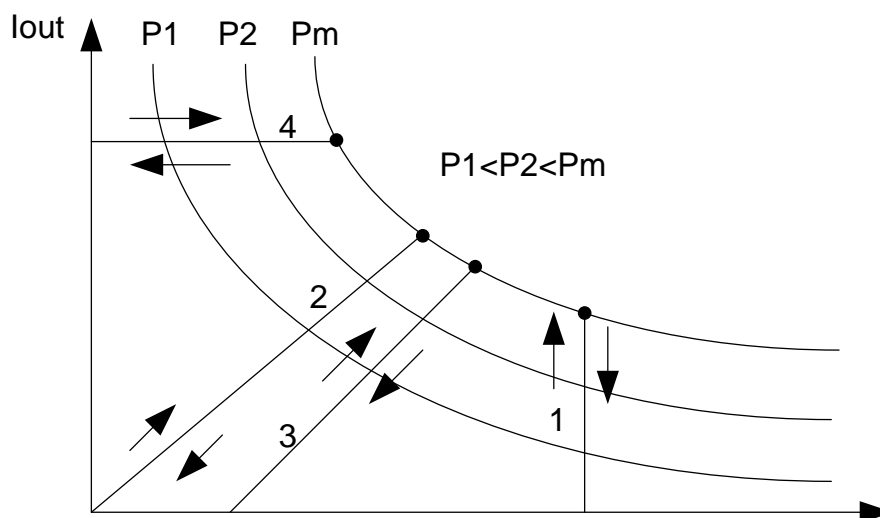
Για να αποδοθούν κυκλωματικές ιδιότητες στα φορτία, είναι δυνατόν να γίνει η παραδοχή ότι τα περισσότερα είναι τύπου πηγής τάσης, πηγής ρεύματος, αντίστασης ή συνδυασμός των παραπάνω (βλ Σχήμα 2.10). Από το σχήμα αυτό γίνεται φανερό ότι για φορτίο τύπου πηγής τάσης, το ρεύμα φορτίου i_{out} θα πρέπει να μεγιστοποιηθεί προκειμένου να επιτευχθεί μέγιστη ισχύς στην έξοδο, P_M . Για φορτίο τύπου πηγής ρεύματος, η τάση φορτίου v_{out} θα πρέπει να μεγιστοποιηθεί. Για τους άλλους τύπους φορτίων, η μεταβολή μπορεί να συμπεριλάβει είτε το v_{out} ή το i_{out} . Τα παραπάνω ισχύουν και για μη γραμμικά φορτία, αρκεί να μην επιδεικνύουν χαρακτηριστικά αρνητικής (σύνθετης) αντίστασης.

Επομένως, για σχεδόν όλα τα φορτία ενδιαφέροντος, είναι αρκετό να επιχειρείται επαύξηση είτε του ρεύματος φορτίου ή της τάσης προκειμένου να αυξηθεί η ισχύς του φορτίου. Για παράδειγμα, στα αυτόνομα φ/β συστήματα γίνεται χρήση συσσωρευτών, στους οποίους το στάδιο της φόρτισης ο συσσωρευτής έχει το ρόλο του φορτίου. Σύμφωνα με τα παραπάνω, ο συσσωρευτής μπορεί να θεωρηθεί ως φορτίο τύπου πηγής τάσης. Στην περίπτωση αυτή, το ρεύμα φορτίου μπορεί να χρησιμεύσει ως μεταβλητή ελέγχου. Με τη χρήση κατάλληλου κυκλώματος ελέγχου κλειστού βρόχου είναι δυνατόν το ρεύμα φορτίου να μεγιστοποιηθεί και, έτσι, το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας να οδηγηθεί κοντά στο MPP. Πρέπει να σημειωθεί ότι με την συγκεκριμένη τεχνική, το MPP είναι σχεδόν αδύνατο να ιχνηλατηθεί με ακρίβεια διότι η τεχνική θεωρεί μετατροπέα χωρίς απώλειες, κάτι όμως που δεν ισχύει πραγματικά.

2.11 dP/dV ή dP/dI Feedback control

Η λογική της συγκεκριμένης τεχνικής είναι η ευρεία χρήση μY, ώστε να γίνεται απευθείας ο υπολογισμός της κλίσης dP/dV ή dP/dI της καμπύλης του Σχήματος 2.2 και η ανατροφοδότηση αυτής της πληροφορίας απευθείας στο duty cycle του

μετατροπέα DC. Σκοπός είναι η κλίση να γίνει μηδέν ώστε να οδηγηθεί η ϕ/β συστοιχία στο MPP.



Σχήμα 2.10 (Διαφορετικοί τύποι φορτίου: 1: πηγή τάσης, 2: αντίσταση, 3: αντίσταση και πηγή τάσης, 4: πηγή ρεύματος)

Ουσιαστικά, πρόκειται για μια τεχνική αμιγώς ψηφιακή που εκμεταλλεύεται την ικανότητα των μY για γρήγορο υπολογισμό πράξεων. Επομένως, ιδιαίτερα σημαντικά είναι η ταχύτητα δειγματοληψίας, η πολυπλοκότητα και η ταχύτητα του αλγορίθμου που χρησιμοποιείται κάθε φορά για τον υπολογισμό. Επίσης, το κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα DC δεν είναι δεδομένο και εξαρτάται από απαιτήσεις, όπως duty ratio σταθερού ή μεταβλητού βήματος κλπ. Γενικά, λόγω της χρήσης αποκλειστικά μY , η συγκεκριμένη τεχνική εγγυάται ταχύτητα και ακρίβεια ιχνηλάτησης του MPP.

2.12 Έλεγχος με Ασαφή Λογική (Fuzzy Logic)

Την τελευταία δεκαετία, λόγω της ευρείας διάδοσης ικανοτήτων μY και των ενσωματωμένων συστημάτων, αναπτύχθηκαν διατάξεις ελεγκτών για MPPT βασισμένες στην ασαφή λογική. Τα σημαντικά πλεονεκτήματα που παρουσιάζει η ασαφής λογική (λειτουργία σε ασαφείς εισόδους, μη απαίτηση για ακριβές μαθηματικό μοντέλο και εύκολος χειρισμός της μη γραμμικότητας), είναι

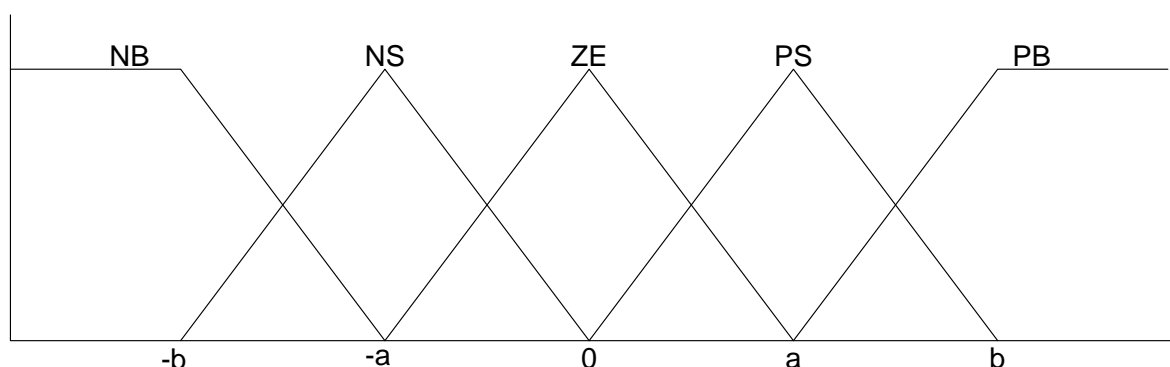
κεφαλαιώδους σημασίας για το MPPT λόγω ακριβώς της μη προβλέψιμης συμπεριφοράς των συνθηκών περιβάλλοντος και, σαν συνέπεια, της φ/β συστοιχίας.

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

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

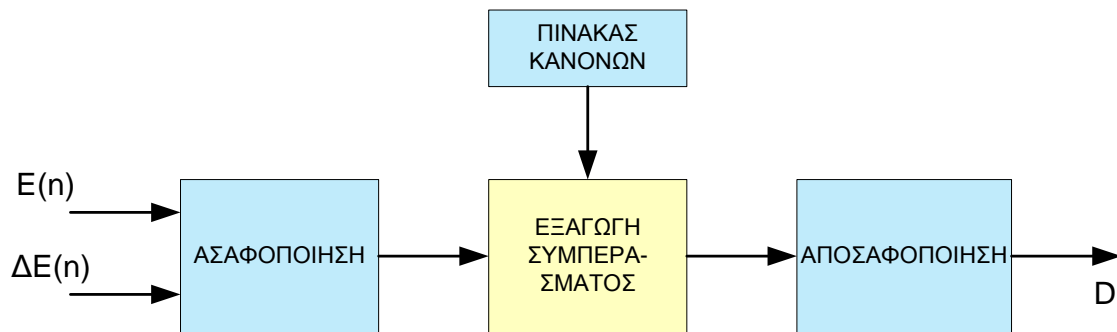
Κατά το στάδιο της ασαφοποίησης, οι αριθμητικές μεταβλητές εισόδου μετατρέπονται σε linguistic μεταβλητές σύμφωνα με μια *συνάρτηση ιδιοτήτων* όπως του Σχήματος 2.11.

Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιούνται πέντε επίπεδα ασαφούς λογικής: NB (Negative Big), NS (Negative Small), ZE (Zero), PS (Positive Small) και PB (Positive Big). Πρέπει να σημειωθεί ότι όσο περισσότερα επίπεδα χρησιμοποιούνται, τόσο μεγαλύτερη ακρίβεια επιτυγχάνεται στα αποτελέσματα. Στη συνάρτηση του Σχήματος 2.10, τα a , b και θ φαίνονται να είναι τοποθετημένα συμμετρικά, ωστόσο η συμμετρία αυτή μπορεί να διαταραχθεί προκειμένου να δοθεί ιδιαίτερη σημασία σε συγκεκριμένα επίπεδα ασαφούς λογικής.



Σχήμα 2.11 (Συνάρτηση ιδιοτήτων για τις μεταβλητές εισόδου-εξόδου)

Η γενική δομή ενός ελεγκτή ασαφούς λογικής για MPPT παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.12.



Σχήμα 2.12 (Γενική δομή ελεγκτή ασαφούς λογικής για MPPT)

Οι είσοδοι είναι συνήθως το *error* E και η *μεταβολή του error* ΔE . Στο MPP, ως γνωστόν, το dP/dV μηδενίζεται, επομένως οι σχέσεις υπολογισμού για τα E και ΔE είναι:

$$E(n) = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (\text{Σχέση 2.16})$$

και

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \quad (\text{Σχέση 2.17})$$

όπου $P(n)$ είναι η στιγμιαία ισχύς της φ/β συστοιχίας την χρονική στιγμή n . Επομένως, η είσοδος $E(n)$ υποδηλώνει αν το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας είναι αριστερά ή δεξιά του MPP τη χρονική στιγμή n , ενώ η είσοδος $\Delta E(n)$ δείχνει την κατεύθυνση που κινείται το τρέχον σημείο λειτουργίας την ίδια χρονική στιγμή. Δεδομένου ότι υπάρχει ευελιξία στον τρόπο υπολογισμού των E και ΔE , θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί κατάλληλο κύκλωμα που να υλοποιεί την σχέση 2.3 ή και κάποια άλλη σχέση.

Από τη στιγμή που τα E και ΔE υπολογιστούν και μετατραπούν σε linguistic μεταβλητές, η έξοδος του ελεγκτή ασαφούς λογικής (που είναι η μεταβολή στο duty ratio D του μετατροπέα DC) θα αναζητείται σε ένα πίνακα κανόνων σαν αυτόν του Πίνακα 2.2.

Πίνακας 2.2

ΔE E	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

Οι linguistic μεταβλητές που επιδρούν στη μεταβολή του duty ratio για τους διάφορους συνδυασμούς των E και ΔE είναι άμεσα συνδεδεμένες με τον τύπου του μετατροπέα DC που χρησιμοποιείται. Ο Πίνακας 2.2 αναφέρεται σε μετατροπέα ανύψωσης. Ο τρόπος λειτουργίας έχει ως εξής: αν για παράδειγμα το σημείο της φ/β συστοιχίας είναι μακριά από το MPP και προς τα αριστερά του, τότε το E είναι PB, το ΔE αναγκαστικά είναι ZE (αφού τώρα ξεκινάει η ιχνηλάτηση) και θα πρέπει να αυξηθεί το duty ratio D . Δεδομένου ότι το MPP είναι μακριά, το D σε αυτό το στάδιο θα πρέπει να είναι όσο πιο μεγάλο γίνεται, δηλαδή PB.

Στη φάση της απόσαφοποίησης, οι μεταβλητές της εξόδου του ελεγκτή ασαφούς λογικής μετατρέπονται από linguistic σε αριθμητικές, μέσω της συνάρτησης ιδιοτήτων. Αυτή η πληροφορία μετατρέπεται σε αναλογικό σήμα που ελέγχει το duty ratio του μετατροπέα DC.

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

2.13 Άλλες τεχνικές MPPT

Οι αλγόριθμοι και τεχνικές MPPT που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες ενότητες είναι οι πιο γνωστές, με τους αλγόριθμους P&O και IncCond να χρησιμοποιούνται ευρέως κυρίως σε διασυνδεδεμένα φ/β συστήματα. Πέρα από αυτές, αναπτύχθηκαν και άλλες, για τις πιο σημαντικές εκ των οποίων, αν και δεν μπήκαν ποτέ στο στάδιο της μαζικής παραγωγής, αναφέρονται τα βασικά χαρακτηριστικά.

Μια από αυτές τις μεθόδους MPPT εκμεταλλεύεται τη γραμμικότητα που υπάρχει σε μια φ/β συστοιχία μεταξύ του φωτορεύματος (άρα και του I_{MPP}) και της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας. Το σύστημα ελέγχου παίρνει δεδομένα για την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας από κάποιον αισθητήρα (π.χ. πυρανόμετρο), κατόπιν γίνεται ο υπολογισμός του I_{MPP} και μέσω ενός ελεγκτή PI εξάγεται ρεύμα από τη φ/β συστοιχία ίσο με το I_{MPP} .

Μια άλλη μέθοδος υπολογίζει σε τακτά χρονικά διαστήματα απευθείας τα I_{MPP} και V_{MPP} βάσει κατάλληλων εξισώσεων, οι οποίες έχουν ως μεταβλητές εισόδου την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας και τη θερμοκρασία λειτουργίας της φ/β συστοιχίας. Όταν γίνει ο υπολογισμός των I_{MPP} και V_{MPP} , τροποποιείται ανάλογα το duty ratio του μετατροπέα DC προκειμένου να μεταβεί η φ/β συστοιχία στο σημείο αυτό.

Τέλος, μια ακόμα μέθοδος MPPT που αξίζει να αναφερθεί, κάνει χρήση ενός μετατροπέα DC υποβιβασμού του οποίου η διακοπτική συνάρτηση u ορίζεται σύμφωνα με τη σχέση 2.18:

$$\begin{cases} u = 0, & S \geq 0 \\ u = 1, & S < 0 \end{cases} \quad (\text{Σχέση 2.18})$$

όπου για $u=0$, ο διακόπτης του μετατροπέα είναι ανοικτός και για $u=1$, ο διακόπτης είναι κλειστός, ενώ το S δίνεται από τη σχέση:

$$S = dP/dV = I + dI/dV \quad (\text{Σχέση 2.19})$$

Επομένως, ο ελεγκτής που πραγματοποιεί αυτή τη μέθοδο MPPT χρησιμοποιεί ένα μY που τρέχει τον παραπάνω αλγόριθμο, λαμβάνοντας τις τιμές του ρεύματος και της τάσης της φ/β συστοιχίας από αισθητήρες.

2.14 Συμπεράσματα

Στο δεύτερο κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας παρουσιάστηκαν οι σημαντικότεροι αλγόριθμοι και τεχνικές που χρησιμοποιούνται για την ιχνηλάτηση του MPP. Από την αναδρομή στη βιβλιογραφία, βρέθηκαν 19 διαφορετικοί βασικοί τρόποι ιχνηλάτησης, με μεγάλο αριθμό από αυτούς να έχουν υποστεί τροποποιήσεις βελτιστοποίησης. Στις προηγούμενες ενότητες παρουσιάστηκε η βασική εκδοχή συνολικά 14 διαφορετικών μεθόδων MPPT, με τη μεγαλύτερη έμφαση να δίνεται στους P&O και IncCond καθώς είναι οι κύριοι αλγόριθμοι που ενσωματώνονται στην πλειοψηφία των συστημάτων MPPT. Γενικά, τα κριτήρια επιλογής της κατάλληλης τεχνικής MPPT έχουν να κάνουν με παράγοντες όπως η πολυπλοκότητα υλοποίησης, ο αριθμός των αισθητήρων που χρησιμοποιούν, οι συνθήκες περιβάλλοντος που θα λειτουργήσουν, το κόστος υλοποίησης και η εφαρμογή τους.

Πιο συγκεκριμένα, ο παράγοντας της ευκολίας υλοποίησης μιας τεχνικής MPPT συνδέεται στενά με την τεχνική κατάρτιση των μηχανικών που καλούνται να την υλοποιήσουν. Έτσι, υπάρχουν τεχνικές που υλοποιούνται αποκλειστικά με αναλογικά κυκλώματα όπως π.χ. οι OV, SC και RCC, τεχνικές που υλοποιούνται μόνο με μY όπως π.χ. οι P&O, IncCond, fuzzy logic και τεχνικές που μπορούν να υλοποιηθούν με συνδυασμό των δύο τεχνολογιών. Επίσης, ο αριθμός και το είδος των αισθητήρων που χρησιμοποιούνται είναι επίσης καθοριστικός παράγοντας λόγω του ότι τις περισσότερες φορές είναι πιο εύκολο και αξιόπιστο να γίνεται μέτρηση της τάσης της φ/β συστοιχίας παρά του ρεύματος. Να σημειωθεί ότι οι συνήθεις αισθητήρες ρεύματος (Hall effect, Shunt) είναι αρκετά ακριβοί. Αν συνυπολογιστεί και το γεγονός ότι για τη διάταξη MPPT απαιτείται αισθητήρας μέτρησης της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας (πυρανόμετρο), τότε το κόστος ανεβαίνει ακόμα περισσότερο. Στα περισσότερα συστήματα που ενσωματώνουν διάταξη MPPT, προκειμένου το κόστος να κυμαίνεται σε λογικά επίπεδα, επιλέγεται η χρήση ενός μόνο αισθητήρα τάσης ή ρεύματος της φ/β συστοιχίας με την πρόβλεψη ότι η δεύτερη παράμετρος εισόδου, που χρειάζεται η τεχνική MPPT, θα υπολογιστεί με έμμεσο τρόπο.

Σημαντικός παράγοντας επιλογής της τεχνικής MPPT είναι και η δυνατότητα διάκρισης του MPP από ενδεχόμενα τοπικά μέγιστα που δημιουργούνται στη χαρακτηριστική P-V μιας φ/β συστοιχίας όταν στην περιοχή υπάρχουν σκιάσεις από γειτονικά κτίρια ή δέντρα ή στον ουρανό υπάρχουν σημεία με νέφη. Δεδομένου ότι αυτή η δυνατότητα ενσωματώνεται μόνο σε μικρό αριθμό MPPT τεχνικών, συνήθως υπάρχει μεγάλη ελαστικότητα σε αυτή την παράμετρο. Τέλος, καθοριστικός παράγοντας επιλογής τεχνικής MPPT είναι η εφαρμογή για την οποία θα αναπτυχθεί το σύστημα MPPT σε συνδυασμό, πάντα, με το διαθέσιμο κόστος υλοποίησης. Για παράδειγμα, στους δορυφόρους ή τους διαστημικούς σταθμούς όπου χρειάζεται ένα σύστημα MPPT εξαιρετικά αξιόπιστο και αποδοτικό, το κόστος επιλογής της τεχνικής MPPT δεν είναι καθοριστικός παράγοντας. Στον αντίποδα, ένα φ/β σύστημα δημοτικού φωτισμού, το οποίο φορτίζει συσσωρευτές κατά τη διάρκεια της ημέρας, δεν είναι ανάγκη να ενσωματώνει κάποια ευφυή και ταυτόχρονα ακριβή τεχνική MPPT. Στον Πίνακα 2.3 συνοψίζονται όλα τα βασικά χαρακτηριστικά των τεχνικών MPPT που παρουσιάστηκαν στο παρόν το κεφάλαιο.

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.3

ΤΕΧΝΙΚΗ MPPT	ΕΞΑΡΤΗΣΗ ΑΠΟ Φ/Β ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ	ΑΝΑΛΟΓΙΚΗ/ ΨΗΦΙΑΚΗ	ΠΕΡΙΟΔΙΚΗ ΡΥΘΜΙΣΗ	ΤΕΧΥΤΗΤΑ ΣΥΓΚΛΙΣΗΣ ΣΤΟ MPPT	ΠΟΛΥΠΛΟΚΟΤΗΤΑ	ΑΙΣΘΗΤΗΡΕΣ
P&O	OXI	ΑΝΑΛΟΓ. Ή ΨΗΦΙΑΚΗ	OXI	OXI ΣΤΑΘΕΡΗ	ΧΑΜΗΛΗ	ΤΑΣΗΣ, ΡΕΥΜΑΤΟΣ
IncCond	OXI	ΨΗΦΙΑΚΗ	OXI	OXI ΣΤΑΘΕΡΗ	ΜΕΤΡΙΑ	ΤΑΣΗΣ, ΡΕΥΜΑΤΟΣ
OV	ΝΑΙ	ΑΝΑΛΟΓ. Ή ΨΗΦΙΑΚΗ	ΝΑΙ	ΜΕΤΡΙΑ	ΧΑΜΗΛΗ	ΤΑΣΗΣ
SC	ΝΑΙ	ΑΝΑΛΟΓ. Ή ΨΗΦΙΑΚΗ	ΝΑΙ	ΜΕΤΡΙΑ	ΜΕΤΡΙΑ	ΡΕΥΜΑΤΟΣ
ΝΕΥΡΩΝΙΚΑ ΔΙΚΤΥΑ	ΝΑΙ	ΨΗΦΙΑΚΗ	ΝΑΙ	ΓΡΗΓΟΡΗ	ΥΨΗΛΗ	ΤΑΣΗΣ Ή ΡΕΥΜΑΤΟΣ
RCC	OXI	ΑΝΑΛΟΓΙΚΗ	OXI	ΓΡΗΓΟΡΗ	ΧΑΜΗΛΗ	ΤΑΣΗΣ, ΡΕΥΜΑΤΟΣ
ΣΑΡΩΣΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	ΝΑΙ	ΨΗΦΙΑΚΗ	ΝΑΙ	ΑΡΓΗ	ΥΨΗΛΗ	ΤΑΣΗΣ, ΡΕΥΜΑΤΟΣ
DC LCDC	OXI	ΑΝΑΛΟΓ. Ή ΨΗΦΙΑΚΗ	OXI	ΜΕΤΡΙΑ	ΧΑΜΗΛΗ	ΤΑΣΗΣ
ΜΕΓΙΣΤΟΠ. ΡΕΥΜΑΤΟΣ Ή ΤΑΣΗΣ ΦΟΡΤΙΟΥ	OXI	ΑΝΑΛΟΓΙΚΗ	OXI	ΓΡΗΓΟΡΗ	ΧΑΜΗΛΗ	ΤΑΣΗΣ, ΡΕΥΜΑΤΟΣ
dP/dV Ή dP/dI	OXI	ΨΗΦΙΑΚΗ	OXI	ΓΡΗΓΟΡΗ	ΜΕΤΡΙΑ	ΤΑΣΗΣ, ΡΕΥΜΑΤΟΣ
ΑΣΑΦΗΣ ΛΟΓΙΚΗ	ΝΑΙ	ΨΗΦΙΑΚΗ	ΝΑΙ	ΓΡΗΓΟΡΗ	ΥΨΗΛΗ	ΤΑΣΗΣ Ή ΡΕΥΜΑΤΟΣ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο: ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC/DC

ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΡΟΠΟΥ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

ΓΙΑ MPPT

3.1 Εισαγωγή

Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναδείχθηκε η σημασία του μετατροπέα DC/DC στη λειτουργία του μηχανισμού της ιχνηλάτησης του MPP, δηλαδή του σημείου λειτουργίας της φ/β συστοιχίας που πραγματοποιείται η μέγιστη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας. Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιαστούν οι DC μετατροπείς διακοπτικού τρόπου λειτουργίας (switch mode) που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές MPPT, θα γίνει η κατηγοριοποίησή τους, θα δοθεί η αρχή λειτουργίας τους, θα παρουσιαστούν οι σημαντικότερες τοπολογίες και, τέλος, θα εξαχθούν οι σχέσεις μεταξύ duty ratio και τάσης ή ρεύματος. Επίσης, θα παρουσιαστεί η τεχνική της προσαρμογής φορτίου με μετατροπέα DC και θα αναλυθεί η δομή των ελεγκτών MPPT και PWM. Έχει δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στον μετατροπέα υποβιβασμού, καθώς σε αυτόν επενεργεί ο αλγόριθμος MPPT στο προσομοιωμένο σύστημα (βλ. επόμενο κεφάλαιο).

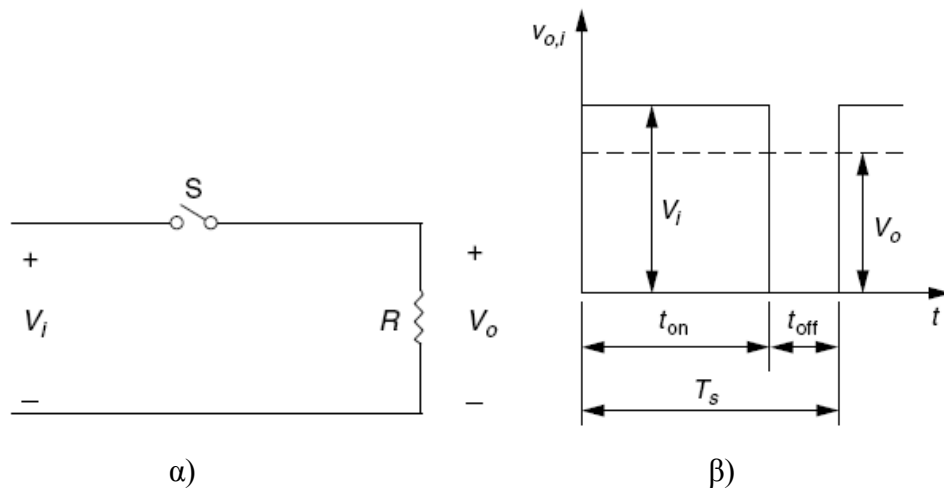
Γενικά, ο ρόλος ενός μετατροπέα DC είναι η παροχή μιας σταθεροποιημένης DC τάσης και ρεύματος εξόδου (συγκεκριμένης τιμής και πολικότητας) σε ένα φορτίο πολλές φορές μεταβαλλόμενο, έχοντας σαν είσοδο μια επίσης DC τάση, η οποία δεν είναι πάντα σταθερή. Η τάση εξόδου μπορεί να είναι μικρότερης ή μεγαλύτερης τιμής από την τάση εισόδου, να έχει αντίστροφη πολικότητα ή να είναι γαλβανικά απομονωμένη. Τα κυκλώματά των μετατροπέων διακοπτικού τρόπου λειτουργίας αποτελούνται κυρίως από πυκνωτές, πηνία και διακόπτες. Όλα αυτά τα στοιχεία, ιδανικά, δεν καταναλώνουν ενέργεια, στην πραγματικότητα όμως καταναλώνουν ένα πολύ μικρό ποσοστό, γεγονός που συμβάλει στην υψηλή τους απόδοση.

Οι μετατροπείς DC διακοπτικού τρόπου λειτουργίας παρουσιάζουν σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τους γραμμικούς, με κυριότερα (πέραν της υψηλότερης απόδοσης) τον μικρότερο όγκο και τη δυνατότητα ανύψωσης της τάσης εισόδου. Η

ευρεία χρήση τους με τεχνικές ελέγχου PWM, οι οποίες υλοποιούνται με προγραμματιζόμενους μικροελεγκτές, τους κάνουν ιδιαίτερα αξιόπιστους για την ενσωμάτωσή τους σε κρίσιμες εφαρμογές.

3.2 Αρχή λειτουργίας

Η αρχή λειτουργίας του μετατροπέα DC διακοπτικού τρόπου λειτουργίας μπορεί να εξηγηθεί με βάση το απλό κύκλωμα που εικονίζεται στο Σχήμα 3.1. Η τάση εξόδου ελέγχεται προσαρμόζοντας το χρόνο που είναι κλειστός ο διακόπτης (t_{on}), ρυθμίζοντας με αυτό τον τρόπο το εύρος του παλμού εξόδου και κατ' επέκταση τη μέση τιμή της τάσης εξόδου. Δηλαδή, η ρύθμιση της (μέσης) τιμής της τάσης εξόδου είναι συνάρτηση του χρόνου που ο διακόπτης παραμένει κλειστός (on time), του εύρους του παλμού ανά περίοδο (PWM) και της περιόδου T_s (βλ Σχήμα 3.1 β).



Σχήμα 3.1 (Αρχή λειτουργίας μετατροπέα DC υποβιβασμού)

Τις περισσότερες φορές ο χρόνος T_s ή, αλλιώς, η διακοπτική συχνότητα f_s ($f_s = 1/T_s$), είναι αμετάβλητη παράμετρος του συστήματος. Επομένως, ρυθμιστικός παράγοντας της τάσης εξόδου θα είναι τότε ο χρόνος αγωγής του διακόπτη t_{on} . Ορίζουμε ως Duty Ratio τη σχέση:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (\text{Σχέση 3.1})$$

Η σχέση του Duty Ratio με την τάση και το ρεύμα εξόδου θα φανεί ποσοτικά κατά την παρουσίαση της κάθε τοπολογίας.

Στις πραγματικές εφαρμογές, ο διακόπτης είναι ελεγχόμενος ημιαγωγός ισχύος, όπως SCR, MOSFET, IGBT κ.λ.π., ανάλογα με τις απαιτήσεις ισχύος και διακοπτικής συχνότητας για τις οποίες έχει διαστασιολογηθεί ο μετατροπέας DC. Η διακοπτική συχνότητα συνήθως επιλέγεται να είναι μεγαλύτερη των 20KHz έτσι ώστε ο διακοπτικός θόρυβος να είναι εκτός του ακουστικού φάσματος. Οι χρονικές στιγμές που ο διακόπτης θα άγει, ρυθμίζονται από κύκλωμα ελέγχου, το οποίο, με δεδομένη την περίοδο T_s , επανακαθορίζει συνεχώς το D ώστε η έξοδος να παραμένει σταθερή, ανεξαρτήτως των διακυμάνσεων της εισόδου. Το κύκλωμα ελέγχου που καθορίζει το Duty Cycle του PWM στην εφαρμογή MPPT της συγκεκριμένης διπλωματικής παρουσιάζεται αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο.

3.3 Τοπολογίες

Λόγω των ιδιαίτερων απαιτήσεων που θα πρέπει να πληρούν οι μετατροπείς DC σε ένα σύστημα, έχουν αναπτυχθεί πολλές διαφορετικές τοπολογίες. Γενικά, είναι δυνατόν να κατηγοριοποιηθούν σε: γαλβανικά απομονωμένες και μη-γαλβανικά απομονωμένες τοπολογίες.

Στις γαλβανικά απομονωμένες τοπολογίες χρησιμοποιείται μετασχηματιστής υψηλής συχνότητας. Με κατάλληλη κάθε φορά επιλογή του λόγου πρωτεύοντος-δευτερεύοντος, εκτός της γαλβανικής απομόνωσης εισόδου-εξόδου, καθορίζεται και η ανύψωση ή μη της τάσης εξόδου. Οι πιο διαδεδομένες τοπολογίες αυτής της κατηγορίας είναι η flyback, ημιγέφυρας ή πλήρους γέφυρας.

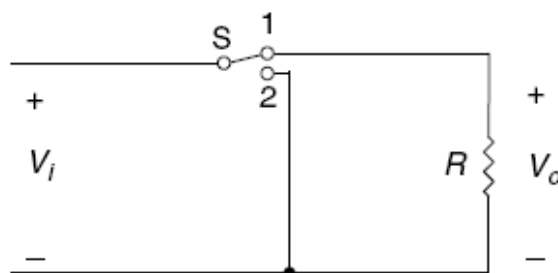
Στις μη-γαλβανικά απομονωμένες τοπολογίες λείπει, φυσικά, ο μετασχηματιστής γαλβανικής απομόνωσης, καθιστώντας τις, έτσι, λιγότερο ογκώδεις. Ο τύπος αυτός χρησιμοποιείται ευρύτατα στις αυτόνομες φ/β εγκαταστάσεις, στις οποίες συνδέονται με DC κινητήρα άντλησης νερού ή/και φορτιστή συσσωρευτών. Οι σημαντικότερες τοπολογίες της κατηγορίας αυτής είναι:

- Μετατροπείς υποβιβασμού (Step Down ή Buck Converters)
- Μετατροπείς ανύψωσης (Boost Converters)
- Μετατροπείς ανύψωσης και υποβιβασμού (Buck-Boost)
- Μετατροπείς C_{uk} ή SEPIC

Όπως φανερώνει και το όνομά τους, οι μετατροπείς ανύψωσης ανυψώνουν την DC τάση εισόδου (θεωρητικά ως 7 φορές), έχοντας ως ελάχιστη τιμή τάσης εξόδου την τάση εισόδου. Αντίθετα, οι μετατροπείς υποβιβασμού υποβιβάζουν την τάση εισόδου ακόμα και σε μηδενικά επίπεδα. Στις δύο τελευταίες τοπολογίες υπάρχει η δυνατότητα ανύψωσης και υποβιβασμού ταυτόχρονα της τάσης εισόδου. Στις επόμενες ενότητες θα γίνει η ανάλυση του τρόπου λειτουργίας πρώτου τεταρτημορίου των παραπάνω τοπολογιών (δίνοντας μεγαλύτερη έμφαση στον μετατροπέα υποβιβασμού), δεδομένου ότι όλες μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε σύστημα MPPT.

3.3.1 Μετατροπείς Υποβιβασμού

Με τους μετατροπείς υποβιβασμού ρυθμίζεται η μέση τιμή της τάσης εξόδου σε επίπεδο μικρότερο ή ίσο από αυτό της εισόδου. Το κύκλωμα του ιδανικού μετατροπέα υποβιβασμού, που αποτελείται από έναν ιδανικό διακόπτη και ωμικό φορτίο στην έξοδο, εικονίζεται στο Σχήμα 3.2.



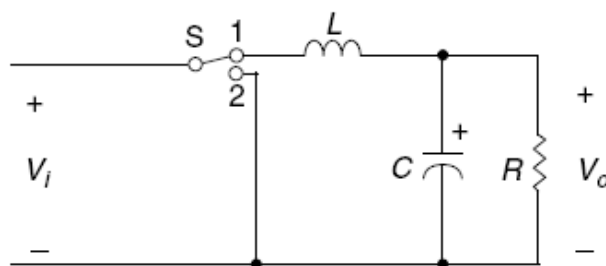
Σχήμα 3.2 (Το κύκλωμα του ιδανικού μετατροπέα υποβιβασμού)

Όταν ο διακόπτης S βρίσκεται στη θέση 1, η τάση εξόδου ισούται με την τάση εισόδου, ενώ όταν βρίσκεται στη θέση 2, η τάση εξόδου είναι μηδέν. Ανάλογα με το πόσο χρόνο μέσα σε μια περίοδο T_s παραμένει σε κάθε θέση ο διακόπτης, η τάση εξόδου θα έχει τη μορφή τετραγωνικής κυματομορφής όπως εκείνη που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.1β, με τη μέση τιμή της να εξαρτάται από τον χρόνο t_{on} , δηλαδή το χρόνο που ο διακόπτης βρίσκεται στη θέση 1. Επομένως, η μέση τιμή της τάσης εξόδου σαν σχέση του Duty Ratio και της τάσης εισόδου θα είναι:

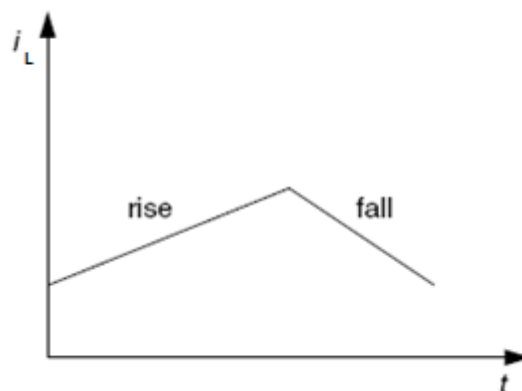
$$\overline{V_o} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_{in} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_{in} = D \cdot V_{in} \quad (\text{Σχέση 3.2})$$

Από την προηγούμενη σχέση γίνεται φανερός ο τρόπος ελέγχου της μέσης τιμής της τάσης εξόδου μέσω του duty ratio του διακόπτη.

Το κύκλωμα του Σχήματος 3.2 δεν δύναται να παρουσιάζει πρακτικό ενδιαφέρον. Γι' αυτό το λόγο, προστίθεται σε σειρά μια αυτεπαγωγή L, ώστε να επιτευχθεί μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας από την είσοδο προς την έξοδο του μετατροπέα, καθώς και παράλληλα μια χωρητικότητα C ώστε να μειωθεί η κυμάτωση (βλ Σχήμα 3.3). Το αποτέλεσμα της εισαγωγής αυτού του LC φίλτρου εικονίζεται στο Σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.3 (Το κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού με φίλτρο LC)

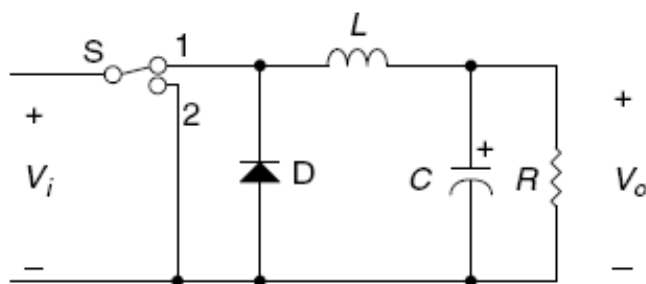


Σχήμα 3.4 (Η εξομαλυσμένη μορφή του ρεύματος του πηνίου μετά την εισαγωγή του LC φίλτρου)

Για όσο χρόνο ο διακόπτης S βρίσκεται στη θέση 1, το ρεύμα που ρέει προς την αντίσταση φορτίου (μέσω της αυτεπαγωγής) αυξάνει προοδευτικά και όχι απότομα, αυξάνοντας και την αποθηκευμένη ενέργεια ($E = \frac{1}{2} Li_L^2$) στο πηνίο. Ο ρυθμός αύξησης του ρεύματος εξαρτάται από την τιμή της αυτεπαγωγής και είναι $\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L}$.

Όταν ο διακόπτης μεταβεί στη θέση 2, η αποθηκευμένη στην αυτεπαγωγή ενέργεια μειώνεται, επίσης προοδευτικά, μειώνοντας και το ρεύμα στο φορτίο. Η αύξηση και η μείωση του ρεύματος στο φορτίο είναι γραμμική αν η σταθερά χρόνου που ορίζεται από το μέγεθος των στοιχείων LR είναι σχετικά μεγάλη συγκρινόμενη με τους χρόνους t_{on} και t_{off} του διακόπτη S (βλ. Σχήμα 3.4). Ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής που τοποθετείται παράλληλα στο φορτίο συμβάλλει στην περαιτέρω μείωση της κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Άρα, το LC φίλτρο εξομαλύνει δραστικά την κυματομορφή της τάση και του ρεύματος εξόδου.

Στο Σχήμα 3.5 απεικονίζεται μια πιο ρεαλιστική προσέγγιση του μετατροπέα υποβιβασμού, στην οποία υπάρχει τοποθετημένη και μια δίοδος ελεύθερης διέλευσης.



Σχήμα 3.5 (Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού με δίοδο ελεύθερης διέλευσης)

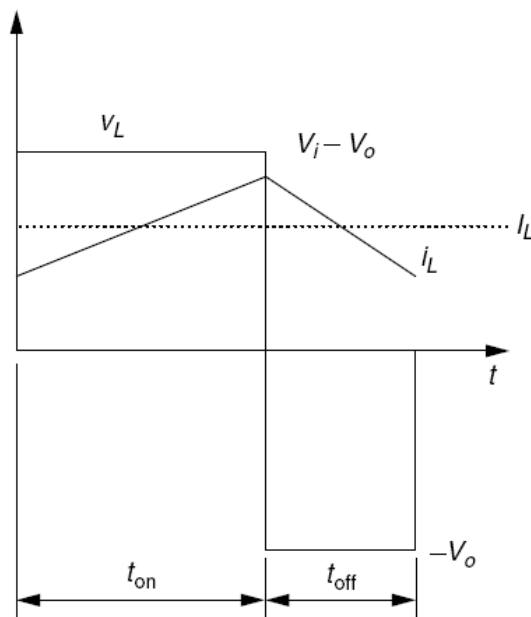
Στο κύκλωμα αυτό η φόρτιση και εκφόρτιση του πηνίου ελέγχεται πλήρως από δύο διακόπτες (S και δίοδο ελεύθερης διέλευσης D). Ο ρόλος της δίοδου ελεύθερης διέλευσης είναι, όταν ο διακόπτης βρίσκεται στη θέση 2, να δημιουργείται βρόχος ρεύματος προκειμένου να εκφορτιστεί η αποθηκευμένη ενέργεια του πηνίου στο φορτίο (μέρος fall, Σχήμα 3.4). Όταν ο διακόπτης μεταβεί ξανά στη θέση 1, τότε η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη και το ρεύμα περνάει μέσα από το πηνίο, φορτίζοντάς το.

Ανάλογα με το αν μέσα σε μια περίοδο T_s η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου είναι συνεχής ή όχι (δηλαδή αν βρεθεί στο μηδέν), διακρίνεται ο συνεχούς

αγωγής και ο ασυνεχούς αγωγής τρόπος λειτουργίας των μετατροπέων υποβιβασμού. Παρακάτω αναλύονται αυτοί οι δύο τρόποι λειτουργίας.

Τρόπος λειτουργίας συνεχούς αγωγής

Σύμφωνα με το συγκεκριμένο τρόπο λειτουργίας, το ρεύμα του πηνίου είναι συνεχές, δηλαδή δεν θα βρεθεί ποτέ στο μηδέν κατά τη διάρκεια μιας περιόδου T_s . Η μέση τιμή της τάση εξόδου θα είναι αυτή που προκύπτει από τη σχέση 3.2. Στο Σχήμα 3.6 παρουσιάζεται η μορφή που λαμβάνει το ρεύμα και η τάση στο πηνίο.



Σχήμα 3.6 (Η τάση και το ρεύμα του πηνίου στο συνεχή τρόπο λειτουργίας)

Κατά το χρονικό διάστημα που ο διακόπτης S είναι κλειστός, η τάση του πηνίου V_L θα ισούται με $V_i - V_o$, ενώ όταν είναι ανοικτός θα ισούται με $-V_o$. Επομένως, η αύξηση του ρεύματος για το χρόνο t_{on} θα είναι:

$$\Delta I_{L(ON)} = \int_0^{t_{ON}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_i - V_o)}{L} t_{ON} \quad (\text{Σχέση 3.3})$$

ενώ η μείωση του ρεύματος για το χρόνο t_{off} θα είναι:

$$\Delta I_{L(OFF)} = \int_0^{t_{OFF}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{-V_o}{L} t_{OFF} \quad (\text{Σχέση 3.4})$$

Η DC συνάρτηση μεταφοράς του μετατροπέα θα προκύψει σύμφωνα με την παραδοχή ότι στη μόνιμη κατάσταση η ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο στο τέλος της περιόδου T_s θα ισούται με την ενέργεια στην αρχή του επόμενου κύκλου διάρκειας T_s . Αυτή η ενέργεια για ένα κύκλο είναι όμως μηδέν, κάτι που σημαίνει ότι το ολοκλήρωμα (άρα το συνολικό εμβαδό) της κυματομορφής της τάσης του πηνίου σε μια περίοδο είναι μηδέν. Από το Σχήμα 3.6 και με τη βοήθεια της σχέσης 3.1 προκύπτει:

$$V_L \cdot t_{on} - V_O \cdot t_{off} = 0 \Rightarrow (V_I - V_O)DT_s - V_O(T_s - t_{on}) = 0 \Rightarrow \dots \Rightarrow$$

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{I_L}{I_O} = D \quad (\text{Σχέση 3.5})$$

Από την παραπάνω σχέση γίνεται εμφανές ότι η είσοδος με την έξοδο του μετατροπέα έχουν γραμμική σχέση, καθώς και το ότι η έξοδος δεν μπορεί να υπερβεί την είσοδο ($0 \leq D \leq 1$).

Τρόπος λειτουργίας ασυνεχούς αγωγής

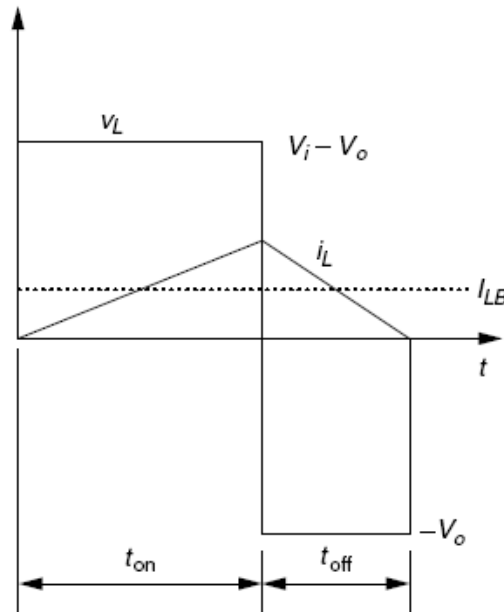
Κατά τον συγκεκριμένο τρόπο λειτουργίας, το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο μετά από κάποιο σημείο της περιόδου T_s παίρνει τιμή ίση με μηδέν. Πιθανές αιτίες που μπορεί να οδηγήσουν σε αυτό τον τρόπο λειτουργίας είναι η χαμηλή διακοπτική συχνότητα f_s , σε συνάρτηση με χαμηλές ενεργειακές απαιτήσεις του φορτίου. Υποθέτοντας ότι η άνοδος και η πτώση του ρεύματος του πηνίου είναι γραμμική, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.7, το σημείο που καθορίζει το όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής είναι η χρονική στιγμή κατά την οποία η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου I_{LB} γίνει το μισό της peak τιμής του i_L .

Η οριακή τιμή της μέσης τιμής του ρεύματος I_{LB} είναι:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L(peak)} = \frac{DT_s}{2L} (V_i - V_o) \quad (\text{Σχέση 3.6})$$

Ανάλογα με την εφαρμογή, θα λαμβάνεται σταθερή η τάση εισόδου ή εξόδου. Αν ληφθεί σταθερή η τιμή της τάσης εισόδου, τότε η μέση τιμή του ρεύματος i_{LB}

υπολογίζεται αντικαθιστώντας την τιμή της τάσης εξόδου στην εξίσωση 3.6 με την αντίστοιχη από την εξίσωση 3.5, οπότε προκύπτει:



Σχήμα 3.7 (Το ρεύμα του πηνίου στο όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής)

$$I_{LB} = \frac{DT_s}{2L} (V_i)(1 - D) \quad (\text{Σχέση 3.7})$$

Ο λόγος των τάσεων εξόδου προς την τάση εισόδου θα είναι τότε:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{I_o}{I_{LB(\max)}} \right)} \quad (\text{Σχέση 3.8})$$

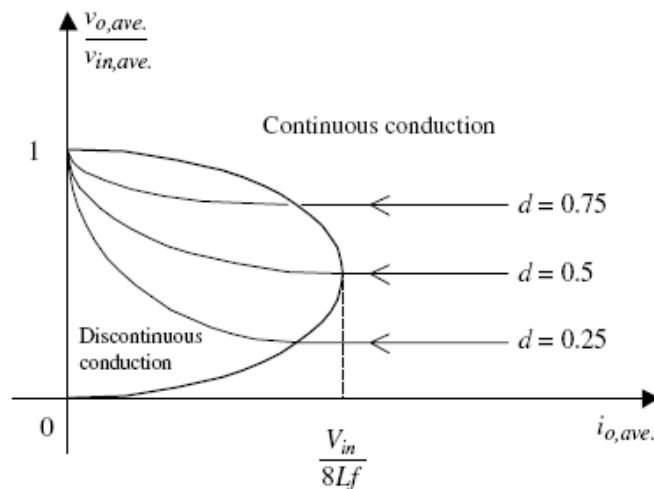
όπου I_{LB} είναι max όταν $D=1/2$. Αν η τιμή της τάσης εξόδου ληφθεί σταθερή (κάτι που είναι και το πιο σύνηθες), η μέση τιμή του ρεύματος i_{LB} υπολογίζεται αντικαθιστώντας, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, την τιμή της τάσης εισόδου στην εξίσωση 3.6 με αυτή της εξίσωση 3.5, οπότε προκύπτει:

$$I_{LB} = \frac{T_s}{2L} (V_o)(1 - D) \quad (\text{Σχέση 3.9})$$

Το duty ratio του μετατροπέα για τον ασυνεχή τρόπο λειτουργίας θα προσδιοριστεί από την εξίσωση 3.8:

$$D = \frac{V_o}{V_i} \left(\frac{I_o / I_{LB(\max)}}{1 - \left(\frac{V_o}{V_i} \right)} \right)^{1/2} \quad (\text{Σχέση 3.10})$$

Από τις σχέσεις 3.8 και 3.10 διαπιστώνεται ότι ο υπολογισμός της τάσης εξόδου ενός μετατροπέα υποβιβασμού κατά τον ασυνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας είναι πολύ πιο περίπλοκος σε σχέση με τον συνεχούς αγωγής διότι αποτελεί μη γραμμική συνάρτηση της αυτεπαγωγής L , της περιόδου T_s , του ρεύματος εξόδου I_o και, φυσικά, των D και V_i . Στο Σχήμα 3.8 εικονίζεται το διάγραμμα της κανονικοποιημένης τάσης V_o/V_{in} και του ρεύματος i_o , στο οποίο φαίνεται η μη γραμμικότητα στην οριοθετημένη περιοχή της ασυνεχούς αγωγής.



Σχήμα 3.8 (Διάγραμμα V_o/V_i προς i_o)

Κομάντωση τάσης εξόδου

Όπως προκύπτει από την προηγούμενη ανάλυση, οι δύο διαφορετικοί τρόποι λειτουργίας εξυπηρετούν διαφορετικούς σκοπούς, οι οποίοι συνδέονται με τη φύση και τις ενεργειακές ανάγκες του φορτίου, το ποσοστό χρησιμοποίησης των

ημιαγωγών κ.λ.π. Η τιμή της αυτεπαγωγής που ορίζει το όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής τρόπου λειτουργίας είναι:

$$L_b = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (\text{Σχέση 3.11})$$

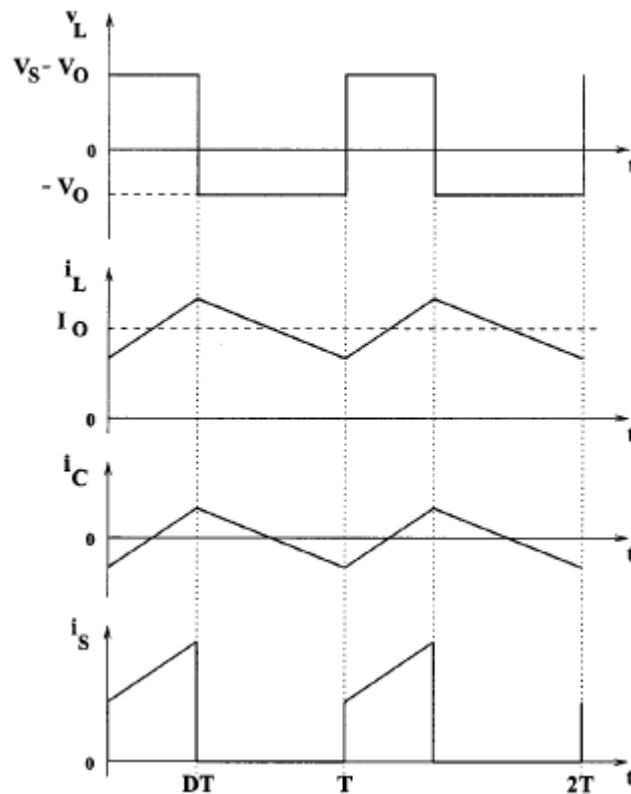
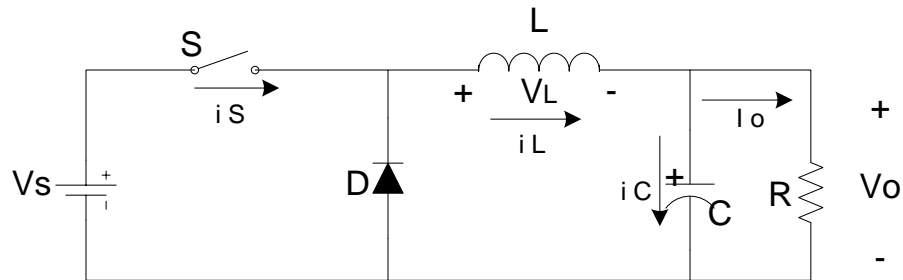
Για τιμή αυτεπαγωγής $L > L_b$, ο μετατροπέας λειτουργεί σε συνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας.

Το ρεύμα του πηνίου i_L κατά τον τρόπο λειτουργίας συνεχούς αγωγής συνίσταται από μια dc συνιστώσα I_o και από μια ac συνιστώσα i_c τριγωνικής μορφής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.9. Ο σκοπός του μετατροπέα είναι η dc συνιστώσα του ρεύματος που διαρρέει το φορτίο να είναι όσο γίνεται περισσότερο σταθεροποιημένη. Για να γίνει αυτό πρέπει όλη η τριγωνική ac συνιστώσα να απορροφηθεί από τον κλάδο του πυκνωτή C. Επομένως, η επιλογή της σωστής χωρητικότητας του πυκνωτή είναι ιδιαίτερης σημασίας για την εφαρμογή. Προκειμένου η peak-to-peak τιμή της τάσης κυμάτωσης να μπορεί να περιοριστεί κάτω από μια οριακή τιμή ΔV_o , η ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή θα πρέπει να είναι:

$$C_{\min} = \frac{(1-D)V_o}{8\Delta V_o L f^2} \quad (\text{Σχέση 3.12})$$

Στους μετατροπείς DC, η κυμάτωση της τάσης εξόδου αποτελεί μια σχεδιαστική παράμετρο που πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη σημασία. Η peak-to-peak κυμάτωση της τάσης του μετατροπέα υποβιβασμού του Σχήματος 3.9, για συνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας και για συγκεκριμένη τιμή του πυκνωτή εξομάλυνσης, υπολογίζεται βάσει του πρόσθετου φορτίου που αποθηκεύει στον πυκνωτή το θετικό μέρος της κυμάτωσης. Βάσει της συγκεκριμένης προσέγγισης, όλο το «κυματικό» ρεύμα (βλ Σχήμα 3.10) ρέει διαμέσου του πυκνωτή εξομάλυνσης, ενώ το ρεύμα που έχει να κάνει με τη μέση τιμή του (δηλαδή το ρεύμα του πηνίου) ρέει στην αντίσταση φορτίου. Η τιμή της peak-to-peak κυμάτωσης της τάσης υπολογίζεται λαμβάνοντας την περιοχή μεταξύ του I_o και του κυματικού μέρους του i_L που βρίσκεται πάνω από το I_o (το μέρος, δηλαδή, που συσσωρεύεται φορτίο στον πυκνωτή). Έτσι προκύπτει:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L T_s}{2} = \frac{T_s^2 V_o}{8C L} (1-D) \quad (\text{Σχέση 3.13})$$



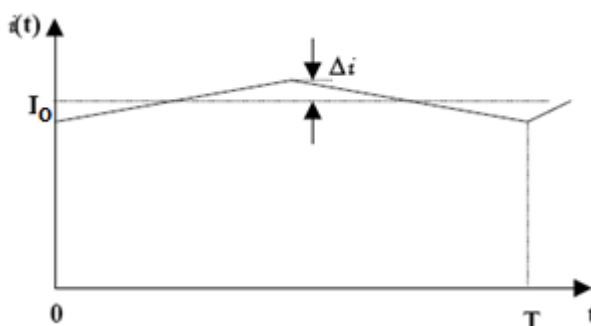
Σχήμα 3.9 (Κύκλωμα και κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού λειτουργίας συνεχούς αγωγής)

Συνήθως, η κυμάτωση αναφέρεται ως ποσοστό της μέσης τιμής της τάσης εξόδου, δηλαδή:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2 \quad (\text{Σχέση 3.14})$$

Όπου f_s είναι η διακοπτική συχνότητα και f_c είναι η συχνότητα αποκοπής του βαθυπερατού LC φίλτρου εξόδου. Από την παραπάνω σχέση συνάγεται ότι **ο κυματισμός της τάσης εξόδου μειώνεται όσο μικρότερη είναι η συχνότητα αποκοπής του LC φίλτρου σε σχέση με τη διακοπτική συχνότητα.**

Στο Σχήμα 3.10 εικονίζεται η τελική μορφή που έχει το ρεύμα i_o στο φορτίο. Όπως αναφέρθηκε, όσο προσεκτικά και αν επιλεγθεί η χωρητικότητα του πυκνωτή εξομάλυνσης, θα υφίσταται πάντα ένα ποσοστό κυμάτωσης.



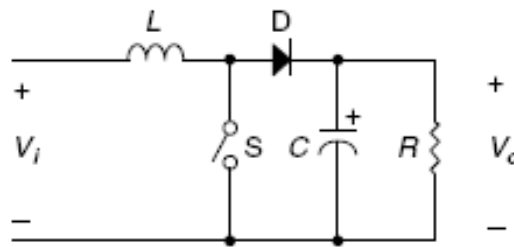
Σχήμα 3.10 (Το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα υποβιβασμού του σχήματος 3.9)

3.3.2 Μετατροπείς Ανύψωσης

Ο μετατροπέας ανύψωσης (boost ή step up converter) ρυθμίζει τη μέση τιμή της τάσης εξόδου σε ένα επίπεδο υψηλότερο από αυτό της τάσης εισόδου. Η DC πηγή εισόδου βρίσκεται πάντα συνδεδεμένη σε σειρά με ένα πηνίο, κατά κανόνα μεγάλης τιμής αυτεπαγωγής. Το πηνίο αυτό παίζει το ρόλο πηγής ρεύματος, η οποία θα ενεργοποιείται περιοδικά μέσω του διακόπτη S. Η περιοδική απελευθέρωση της αποθηκευμένης ενέργειας του μαγνητικού πεδίου του πηνίου, σε συνδυασμό με την εφαρμογή της τάσης εισόδου, συμβάλουν στην ανύψωση της DC τιμής της τάσης εξόδου.

Στο Σχήμα 3.11 εικονίζεται το κύκλωμα του ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης. Κατά το χρονικό διάστημα που ο διακόπτης S είναι κλειστός, το ρεύμα της πηγής V_i θα ρέει προς το πηνίο, φορτίζοντάς το. Η διάδος στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας θα είναι αρνητικά πολωμένη, με αποτέλεσμα να εμποδίζεται η ροή ρεύματος προς το φορτίο. Όταν ο διακόπτης S ανοίξει, θα υπάρξει ροή ρεύματος προς το φορτίο από την πηγή V_i , η οποία θα είναι ενισχυμένη και από το ρεύμα του πηνίου που δημιουργήθηκε από την ενέργεια που συσώρευσε όταν ο διακόπτης ήταν κλειστός. Έτσι, για όσο χρόνο ο διακόπτης S είναι ανοικτός, η τάση στο φορτίο θα είναι

μεγαλύτερη της τάσης εισόδου λόγω της πρόσθετης ενέργειας που συνεισφέρει το πηνίο (φαινόμενο boost). Το φορτίο αποτελείται από μια αντίσταση και ένα πυκνωτή εν παραλλήλω. Η τάση του πυκνωτή θα είναι μεγαλύτερη από αυτή της εισόδου. Ο ρόλος του είναι η παροχή μιας σταθεροποιημένης τάσης εξόδου, η οποία να έχει μεγαλύτερη τιμή από αυτήν της τάσης εισόδου.



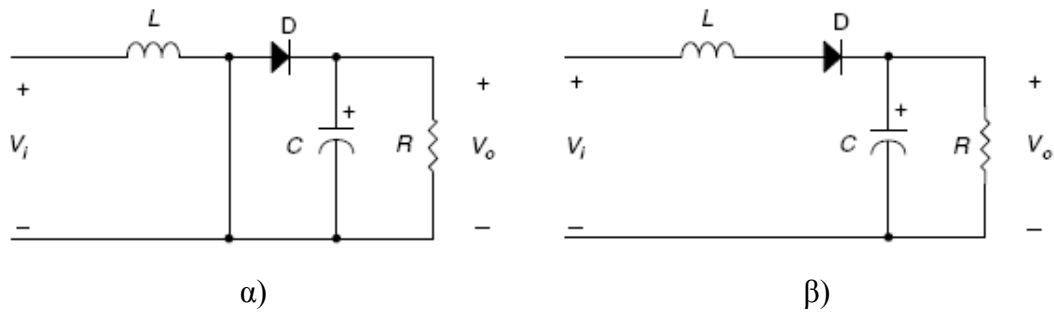
Σχήμα 3.11 (Το κύκλωμα του ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης)

Όπως και στην περίπτωση του μετατροπέα υποβιβασμού, έτσι και ο μετατροπέας ανύψωσης μπορεί να βρεθεί σε τρόπο λειτουργίας συνεχούς ή ασυνεχούς αγωγής. Στη συνέχεια, περιγράφονται εν συντομία τα βασικά χαρακτηριστικά της εκάστοτε λειτουργίας.

Τρόπος λειτουργίας συνεχούς αγωγής

Σύμφωνα με τον τρόπο λειτουργίας συνεχούς αγωγής, το ρεύμα που διέρχεται από το πηνίο είναι πάντα συνεχές και μεγαλύτερο του μηδενός. Στη μόνιμη κατάσταση, αυτός ο τρόπος λειτουργίας αποτελείται από δύο μέρη: το πρώτο, όπου ο διακόπτης S είναι κλειστός και ρεύμα από την πηγή φορτίζει το πηνίο (Σχήμα 3.12 α), και το δεύτερο, κατά το οποίο ο διακόπτης S ανοίγει εκφορτίζοντας την ενέργεια του πηνίου στο φορτίο ταυτόχρονα με την εφαρμογή της τάσης εισόδου (Σχήμα 3.12 β). Αυτό συμβάλει στην εμφάνιση στα άκρα του πυκνωτή C τάσης μεγαλύτερης τιμής από αυτής της εισόδου. Η τάση εξόδου παραμένει σταθερή αν η σταθερά χρόνου RC είναι πολύ μεγαλύτερη από το χρόνο που ο διακόπτης είναι κλειστός (on time).

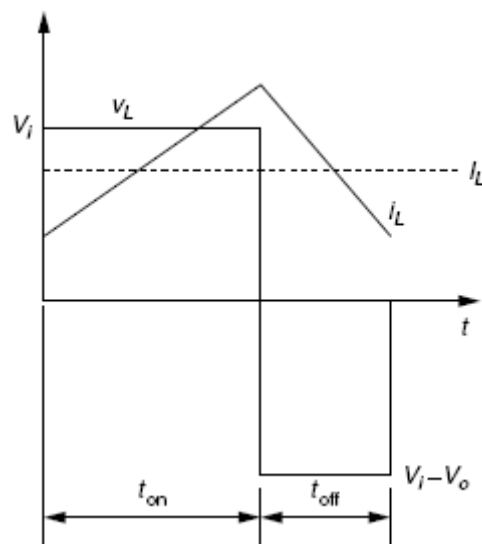
Στο Σχήμα 3.13 παρουσιάζεται η μορφή που θα έχουν το ρεύμα και η τάση στο πηνίο κατά τον τρόπο λειτουργίας συνεχούς αγωγής.



Σχήμα 3.12 (Το κύκλωμα του ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης όταν α) ο διακόπτης S είναι κλειστός και β) ο διακόπτης S είναι ανοικτός)

Όπως και στην περίπτωση του μετατροπέα υποβιβασμού, η DC συνάρτηση μεταφοράς θα προκύψει από την παραδοχή ότι στη μόνιμη κατάσταση η ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο στο τέλος της περιόδου T_s θα ισούται με την ενέργεια στην αρχή του επόμενου κύκλου διάρκειας T_s . Δηλαδή, θέτοντας το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου (βλ. Σχήμα 3.13) σε μια περίοδο ίσο με μηδέν προκύπτει:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} = \frac{1}{(1-D)} \quad (\text{Σχέση 3.15})$$

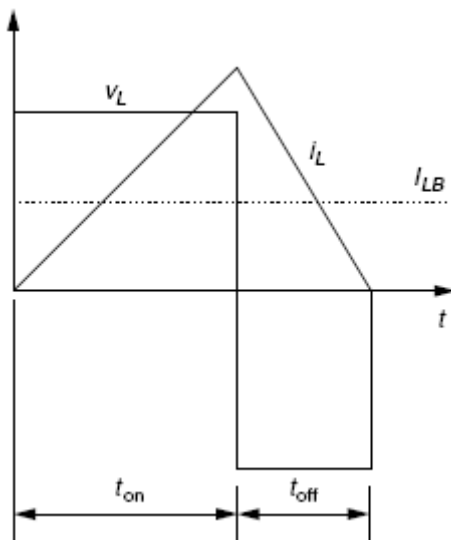


Σχήμα 3.13 (Η μορφή του ρεύματος και της τάσης του πηνίου για μετατροπέα ανύψωσης σε τρόπο λειτουργίας συνεχούς αγωγής)

Τρόπος λειτουργίας ασυνεχούς αγωγής

Στον τρόπο λειτουργίας ασυνεχούς αγωγής, το ρεύμα στο πηνίο κατά τη διάρκεια μιας περιόδου T_s παίρνει μηδενική τιμή. Το οριακό σημείο μεταξύ συνεχούς

και ασυνεχούς αγωγής προκύπτει από την παραδοχή ότι η μέση τιμή του ρεύματος πηνίου I_{LB} σε μια περίοδο T_s είναι το μισό της τιμής κορυφής του, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.14.



Σχήμα 3.14 (Το ρεύμα πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης στο οριακό σημείο μεταξύ συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής)

Σύμφωνα με την παραδοχή αυτή, το ρεύμα στο σημείο αυτό θα είναι:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L(peak)} = \frac{V_o T_s}{2L} D(1-D) \quad (\text{Σχέση 3.16})$$

Το ρεύμα εξόδου στο σημείο αυτό υπολογίζεται από τις εξισώσεις 3.15 και 3.16 και είναι:

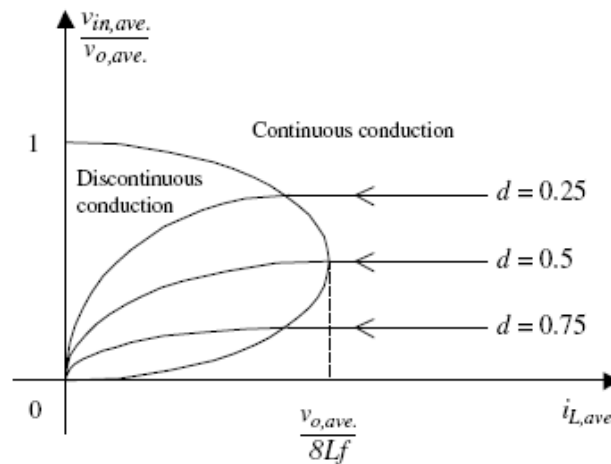
$$I_{OB} = \frac{V_o T_s}{2L} D(1-D)^2 \quad (\text{Σχέση 3.17})$$

Για το μετατροπέα ανύψωσης σε λειτουργία ασυνεχούς αγωγής, η τάση εξόδου V_o διατηρείται συνήθως σταθερή. Αυτό σημαίνει ότι το Duty Ratio θα μεταβάλλεται, προκειμένου ο μετατροπέας να ακολουθήσει τις όποιες αλλαγές στην τιμή της τάσης εισόδου. Το Duty Ratio ορίζεται ως συνάρτηση του ρεύματος εξόδου και του λόγου τάσεων εισόδου-εξόδου, σύμφωνα με τη Σχέση 3.18.

$$D = \left[\frac{4}{27} \frac{V_o}{V_i} \left(\frac{V_o}{V_i} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oB(\max)}} \right]^{1/2} \quad (\text{Σχέση 3.18})$$

όπου $I_{oB(\max)}$ το ρεύμα εξόδου όταν $D=0.5$.

Στο Σχήμα 3.15 εικονίζεται το διάγραμμα της κανονικοποιημένης τάσης V_{in}/V_o και του ρεύματος i_L όπου, όπως και στην περίπτωση του μετατροπέα υποβιβασμού, η μη γραμμικότητα φαίνεται στην οριοθετημένη περιοχή της ασυνεχούς αγωγής.



Σχήμα 3.15 (Διάγραμμα V_{in}/V_o προς i_L)

Κομμάτωση της τάσης εξόδου

Προκειμένου ο μετατροπέας ανύψωσης να λειτουργεί στο συνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας, θα πρέπει η τιμή της αυτεπαγωγής να είναι μεγαλύτερη μιας οριακής τιμής L_b που ορίζεται ως:

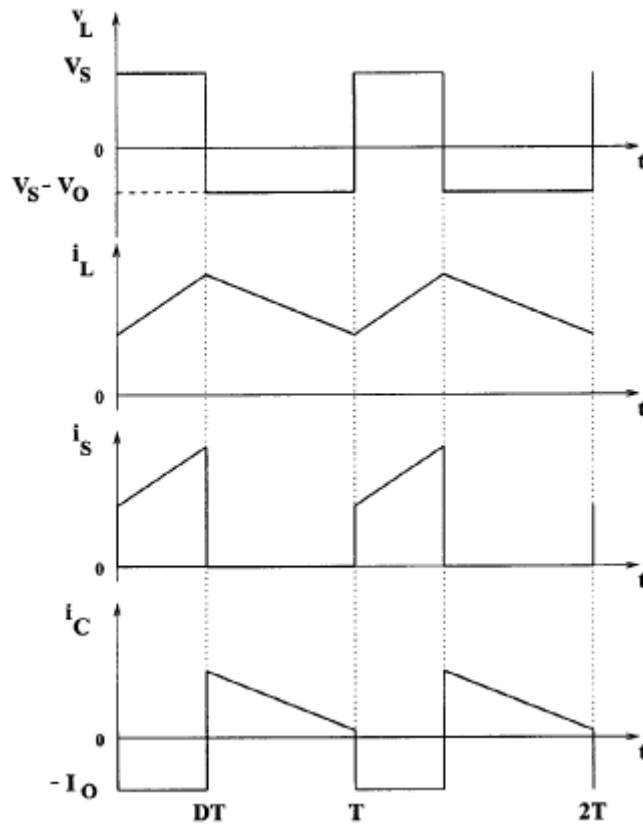
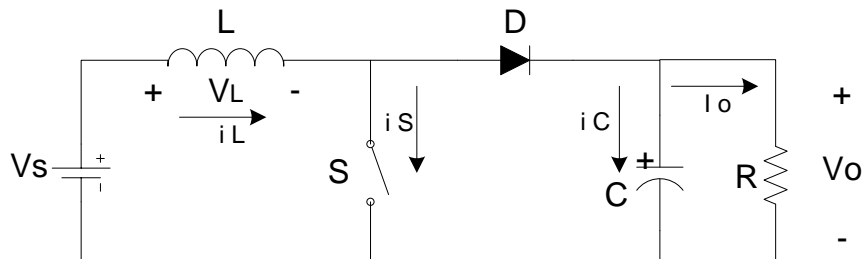
$$L_b = \frac{(1-D)^2 DR}{2f} \quad (\text{Σχέση 3.19})$$

Στο Σχήμα 3.16 εικονίζεται το κύκλωμα του μετατροπέα ανύψωσης, ενώ παράλληλα παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος, από τις οποίες διαπιστώνεται ότι το ρεύμα που διαρρέει τον πυκνωτή εξομάλυνσης δεν είναι συνεχές. Επομένως, η τιμή της χωρητικότητας θα πρέπει να είναι σχετικά υψηλότερη σε σχέση με το μετατροπέα υποβιβασμού, προκειμένου να κατασταλεί η κομμάτωση.

Επίσης, ο πυκνωτής θα πρέπει να είναι σε θέση να παρέχει ρεύμα στο φορτίο όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός και η πολωμένα ανάστροφα δίοδος αποκόπτει την είσοδο από το φορτίο. Η ελάχιστη τιμή χωρητικότητας για την οποία η κυμάτωση δεν υπερβαίνει μια οριακή peak-to-peak τιμή ΔV_o (πάντα αναφορικά ως προς τον συνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας) θα υπολογίζεται μέσω της σχέσης 3.18:

$$C_{\min} = \frac{DV_o}{\Delta V_o Rf} \quad (\text{Σχέση 3.20})$$

όπου f είναι η διακοπτική συχνότητα.



Σχήμα 3.16 (Κύκλωμα και κυματομορφές μετατροπέα ανύψωσης κατά τη λειτουργία του σε τρόπο συνεχούς αγωγής)

Η peak-to-peak τιμή ΔV_o , όπως και στην περίπτωση του μετατροπέα υποβιβασμού, υπολογίζεται από το πρόσθετο φορτίο ΔQ που αποθηκεύει το θετικό μέρος της κυμάτωσης στον πυκνωτή και θα είναι:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} = \frac{V_o DT_s}{RC} \quad (\text{Σχέση 3.21})$$

Το ποσοστό της κυμάτωσης της τάσης εξόδου θα δίνεται από τη σχέση 3.22.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau} \quad (\text{Σχέση 3.22})$$

όπου $\tau=RC$ η σταθερά χρόνου του φίλτρου εξόδου. Είναι προφανές ότι η κυμάτωση της τάσης εξόδου μειώνεται όσο αυξάνει η σταθερά χρόνου τ .

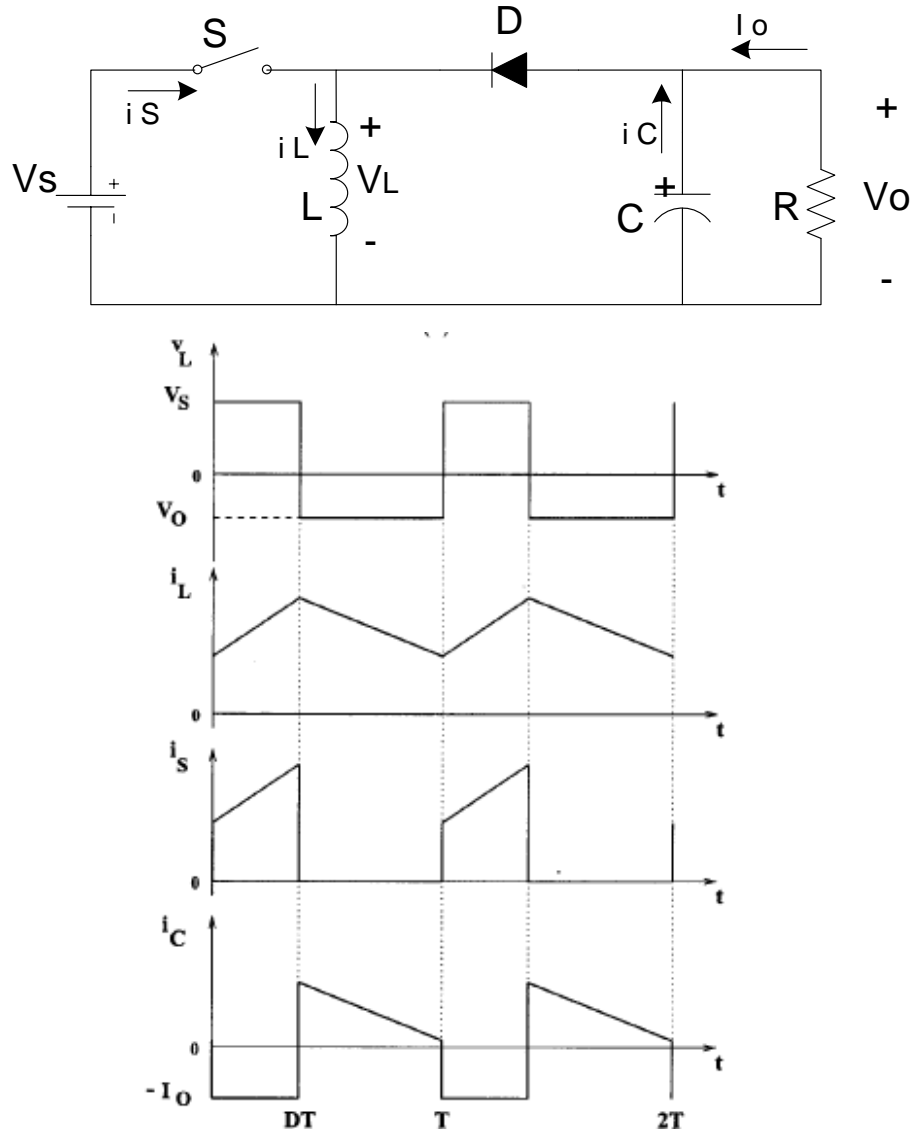
3.3.3 Μετατροπείς υποβιβασμού-ανύψωσης (buck-boost)

Στο Σχήμα 3.17 παρουσιάζεται η απλούστερη μορφή ενός μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης. Όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις μετατροπέων, τα δομικά υλικά είναι τα ίδια (ελεγχόμενος διακόπτης S, πηνίο, πυκνωτής, διάδος και αντίσταση φορτίου R), αλλά η τοπολογία τους διαφέρει. Ο τρόπος λειτουργίας είναι ο εξής: όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός, το ρεύμα του πηνίου αυξάνει γραμμικά με τη διάοδο D να παραμένει αρνητικά πολωμένη. Όταν ανοίξει ο διακόπτης S, λόγω του νόμου του Lenz, το πηνίο L αντιστρέφει την πολικότητά του, πολώνοντας, έτσι, ορθά τη διάοδο. Η ορθά πολωμένη διάodos παρέχει δρόμο ροής για το ρεύμα του πηνίου. Πρέπει να σημειωθεί ότι η πολικότητα της διόδου (αντίθετη σε σχέση με την περίπτωση των άλλων δύο μετατροπέων που παρουσιάστηκαν) καθορίζει και την φορά του ρεύματος εξόδου.

Στο Σχήμα 3.17 παρουσιάζονται και οι κυματομορφές του μετατροπέα buck-boost. Η DC συνάρτηση μεταφοράς θα προκύψει με αφετηρία την ίδια παραδοχή που χρησιμοποιήθηκε και στις δύο προηγούμενες περιπτώσεις. Επομένως, θα ισχύει:

$$V_s DT = -V_o (1 - D)T \Rightarrow \dots \Rightarrow \frac{V_o}{V_s} = -\frac{D}{1 - D} \quad (\text{Σχέση 3.23})$$

Παρατηρείται ότι η πολικότητα της τάσης εξόδου είναι αντίθετη σε σχέση με αυτή της τάσης εισόδου. Ωστόσο, ανάλογα με την επιλογή του duty ratio D , το μέτρο της μπορεί να είναι μεγαλύτερο, μικρότερο ή ίσο με το αντίστοιχο της τάσης εισόδου (για $D=0,5$). Έτσι πήρε και το όνομά του ο μετατροπέας αυτός.



Σχήμα 3.17 (Το βασικό κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης και οι κυματομορφές του)

Ο συγκεκριμένος μετατροπέας μπορεί να βρεθεί σε τρόπο λειτουργίας συνεχούς ή ασυνεχούς αγωγής. Οι σχέσεις της ελάχιστης τιμής της αυτεπαγωγής, προκειμένου ο μετατροπέας να λειτουργεί σε τρόπο λειτουργίας συνεχούς αγωγής, και της χωρητικότητας ώστε η έξοδος να παρουσιάζει κυμάτωση ΔV_o έχουν ως εξής:

$$L_b = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \quad (\text{Σχέση 3.24})$$

και

$$C_{\min} = \frac{DV_o}{\Delta V_o Rf} \quad (\text{Σχέση 3.25})$$

όπου f η διακοπτική συχνότητα. Πρέπει να σημειωθεί ότι η σχέση για την ελάχιστη τιμή χωρητικότητας είναι ίδια με αυτή του μετατροπέα ανύψωσης. Αυτό συμβαίνει διότι το μέρος της εξόδου των δύο αυτών μετατροπέων είναι πανομοιότυπο.

3.3.4 Μετατροπείς Cùk

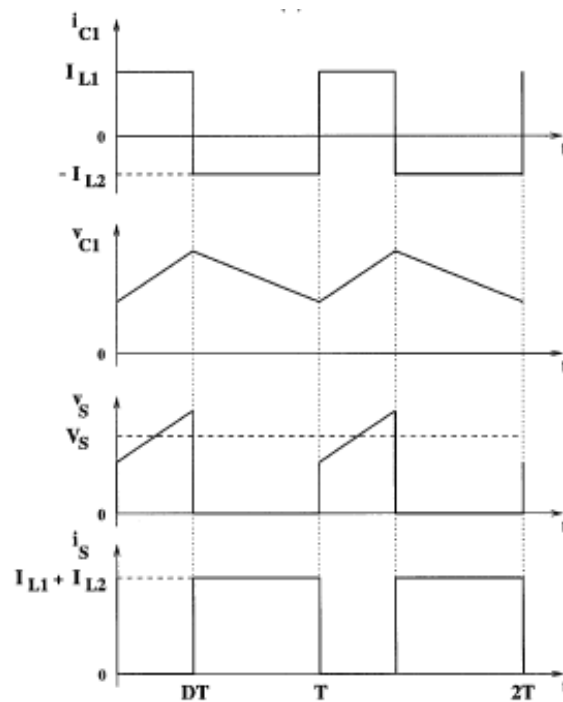
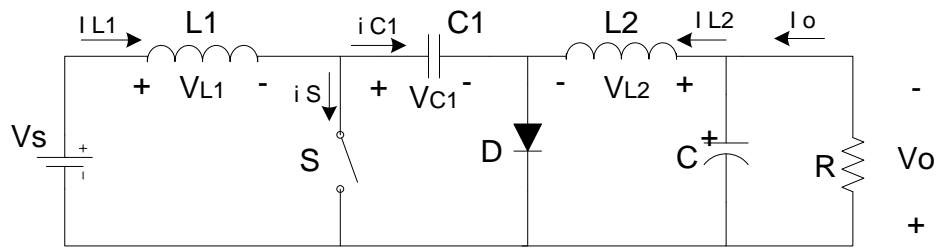
Ο μετατροπέας αυτός πήρε το όνομά του από τον εμπνευστή του Dr. Slobodan Cùk και παρέχει τη δυνατότητα ανύψωσης ή υποβιβασμού της τάσης εισόδου ανάλογα με το duty ratio του διακόπτη. Στο Σχήμα 3.18 παρουσιάζεται το βασικό κύκλωμα του μετατροπέα με τις βασικές κυματομορφές του.

Ο τρόπος λειτουργίας του είναι ο εξής: Ο πυκνωτής C1 αποθηκεύει και μεταφέρει την ενέργεια από την είσοδο στην έξοδο. Όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός, η διόδος είναι ανάστροφα πολωμένη και ο πυκνωτής C1 εκφορτίζεται από το ρεύμα του πηνίου L2. Όταν ανοίξει ο διακόπτης, η διόδος είναι ορθά πολωμένη και μέσω αυτής ρέει το ρεύμα των πηνίων L1 και L2, ενώ, ταυτόχρονα, ο πυκνωτής C1 φορτίζεται από το ρεύμα του πηνίου L1.

Ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα που παρουσιάζει η συγκεκριμένη τοπολογία είναι η μορφή του ρεύματος εισόδου και εξόδου που είναι συνεχής. Ωστόσο, σοβαρό μειονέκτημα αποτελεί ο αριθμός των στοιχείων αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας (πηνία L1 και L2), που έχει σαν συνέπεια τη σοβαρή καταπόνηση της διόδου D, του διακόπτη S και του πυκνωτή C1.

Η εξαγωγή της DC συνάρτησης μεταφοράς του μετατροπέα Cùk θα γίνει μέσω της παραδοχής ότι για μια περίοδο T_s , στη μόνιμη κατάσταση, η μέση τιμή του ρεύματος του πυκνωτή C1 είναι μηδέν. Επίσης, γίνεται η παραδοχή ότι οι τιμές της αυτεπαγωγής των πηνίων L1 και L2 είναι αρκετά μεγάλες και, κατά συνέπεια, το ρεύμα κυμάτωσης μπορεί να μη ληφθεί υπόψη. Επομένως:

$$I_{L2}DTs = I_{L1}(1-D)Ts \quad (\text{Σχέση 3.26})$$



Σχήμα 3.18 (Το βασικό κύκλωμα του μετατροπέα Cùk και οι κυματομορφές που εξάγονται)

Για ιδανικό μετατροπέα (χωρίς απώλειες) θα ισχύει:

$$P_s = V_s I_{L1} = -V_o I_{L2} = P_o \quad (\text{Σχέση 3.27})$$

Αντικαθιστώντας τα ρεύματα των πηνίων στη σχέση 3.27 από τη σχέση 3.25, προκύπτει η DC συνάρτηση μεταφοράς του μετατροπέα:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{I_s}{I_o} = \frac{D}{1-D} \quad (\text{Σχέση 3.28})$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του μετατροπέα Cùk είναι ίδια με αυτή του μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης (με ανάστροφη πολικότητα), το οποίο είναι, όμως, αναμενόμενο δεδομένου ότι ο μετατροπέας Cùk αποτελείται από δύο μετατροπείς υποβιβασμού-ανύψωσης.

Η οριοθέτηση του τρόπου λειτουργίας μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής καθορίζεται από την τιμή της αυτεπαγωγής των πηνίων L1 και L2. Έτσι, για τιμή αυτεπαγωγής μεγαλύτερη της:

$$L_{b1} = \frac{(1-D)R}{2Df} \quad (\text{Σχέση 3.29})$$

για το πηνίο L1 και

$$L_{b2} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (\text{Σχέση 3.30})$$

για το πηνίο L2 ($f = 1/T_s$), ο μετατροπέας λειτουργεί σε συνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας. Η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή καταστολής της κυμάτωσης C θα είναι όμοια με του μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης, δηλαδή:

$$C_{\min} = \frac{(1-D)V_o}{8\Delta V_o L_2 f^2} \quad (\text{Σχέση 3.31})$$

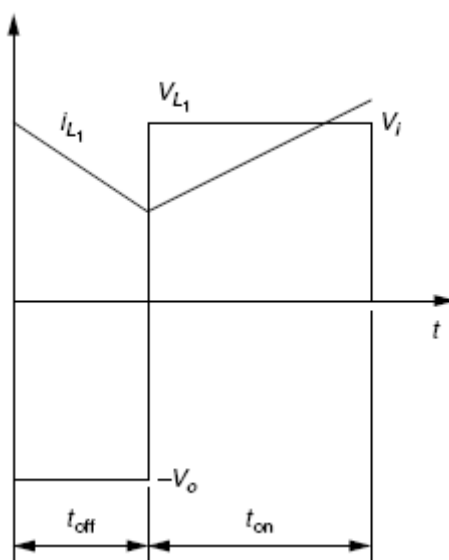
όπου ΔV_o είναι η μέγιστη επιτρεπόμενη κυμάτωση. Η peak-to-peak τιμή τάσης κυμάτωσης στον πυκνωτή C1 υπολογίζεται ως εξής:

$$\Delta V_I = \frac{DV_o}{C1Rf} \quad (\text{Σχέση 3.32})$$

Στο Σχήμα 3.19 απεικονίζεται η μορφή του ρεύματος (DC συνιστώσα και κυμάτωση) και της τάσης του πηνίου L1 για τον μετατροπέα του Σχήματος 3.18.

3.4 Προσαρμογή φορτίου

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, ο ρόλος ενός μετατροπέα dc σε ένα φ/β σύστημα είναι να αποτελεί μια έξυπνη διάταξη που παρεμβάλλεται μεταξύ φ/β συστοιχίας και φορτίου (βλ Σχήμα 3.20) ώστε η φ/β συστοιχία να λειτουργεί πάντα στο MPP. Η τεχνική αυτή, που χαρακτηρίζεται ως προσαρμογή φορτίου (load matching), πραγματοποιείται μεταβάλλοντας το duty ratio του μετατροπέα μέσω κατάλληλου κυκλώματος ελεγκτή, στον οποίο τρέχει ο αλγόριθμος MPPT. Ο τρόπος με τον οποίο το duty ratio συμβάλλει στην προσαρμογή του φορτίου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας παρουσιάζεται στη συνέχεια με βάση έναν C_{uk} μετατροπέα.



Σχήμα 3.19 (Η κυματομορφή του ρεύματος και της τάσης του πηνίου L1 του μετατροπέα του Σχήματος 3.18)

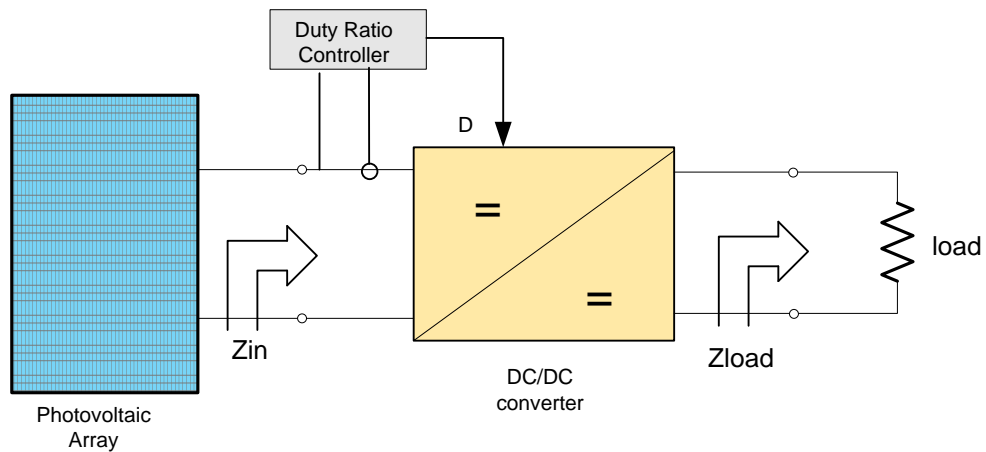
Σύμφωνα με το κύκλωμα του Σχήματος 3.20, η σύνθετη αντίσταση του φορτίου θα είναι:

$$Z_{load} = \frac{V_o}{I_o} \quad (\text{Σχέση 3.33})$$

όπου V_o και I_o είναι η τάση εξόδου και ρεύμα εξόδου αντίστοιχα. Όταν η φωτοβολταϊκή συστοιχία λειτουργεί στο MPP, η σύνθετη αντίσταση του φορτίου θα είναι:

$$Z_{opt} = \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}} \quad (\text{Σχέση 3.34})$$

όπου V_{mpp} και I_{mpp} είναι αντίστοιχα η τάση και το ρεύμα στο σημείο μέγιστης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Ο απώτερος σκοπός είναι οι τιμές της σύνθετης αντίστασης φορτίου, όπως περιγράφονται από τις σχέσεις 3.33 και 3.34, να ταυτιστούν. Αυτό διασφαλίζεται μέσω της παρεμβολής του μετατροπέα dc μεταξύ του φορτίου και της φ/β συστοιχίας.



Σχήμα 3.20 (Προσαρμογή φορτίου μέσω μετατροπέα DC)

Για την περίπτωση μετατροπέα Cùk, από τη σχέση 3.28 προκύπτει:

$$V_s = \frac{1-D}{D} V_o \quad (\text{Σχέση 3.35})$$

και

$$I_s = \frac{D}{1-D} I_o \quad (\text{Σχέση 3.36})$$

Άρα, από τις σχέσεις 3.35 και 3.36 προκύπτει:

$$Z_{in} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{(1-D)^2}{D^2} \cdot \frac{V_o}{I_o} = \frac{(1-D)^2}{D^2} Z_{load} \quad (\text{Σχέση 3.37})$$

Με ανάλογο τρόπο προκύπτει και η σχέση για τους υπόλοιπους μετατροπείς (π.χ. για τον μετατροπέα υποβιβασμού είναι $Z_{in} = Z_{load} / D^2$). Η σχέση 3.37 είναι πολύ σημαντική γιατί δείχνει την εξάρτηση που έχει η σύνθετη αντίσταση εισόδου του μετατροπέα Cùk με τη σύνθετη αντίσταση φορτίου και το duty ratio. Επομένως, με κατάλληλη κάθε φορά επιλογή του duty ratio (με γνωστή τη Z_{load}) είναι δυνατή η προσαρμογή της αντίστασης Z_{in} στην τιμή της Z_{opt} και, άρα, τη λειτουργία της φωτοβολταϊκής συστοιχίας στο MPP.

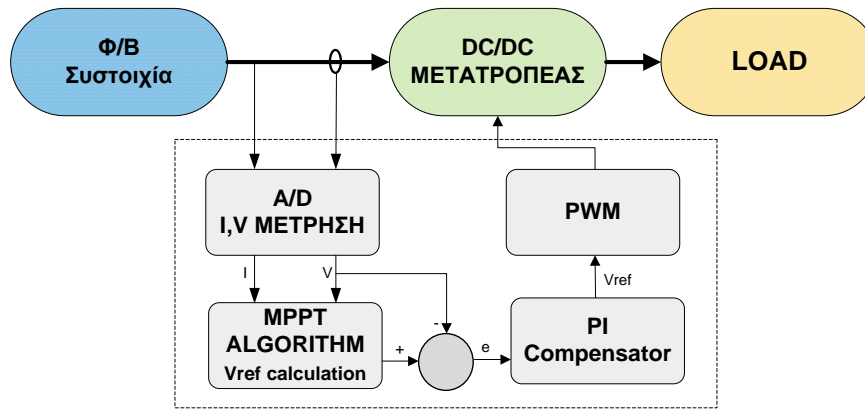
3.5 Έλεγχος MPPT και PWM

Το κλειδί για την επιτυχή ιχνηλάτηση του MPP είναι η εφαρμογή του κατάλληλου αλγόριθμου στο κατάλληλο σχήμα ελέγχου, προκειμένου να αναπροσαρμόζεται το Duty ratio του μετατροπέα DC. Όπως αναφέρθηκε στο δεύτερο κεφάλαιο, οι περισσότεροι αλγόριθμοι είναι προτιμότερο να υλοποιούνται με μΥ λόγω των πολλών πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν έναντι των αναλογικών μεθόδων υλοποίησης. Άλλωστε, πολλές σύγχρονες τεχνικές MPPT ενσωματώνουν αλγόριθμους, των οποίων η υλοποίηση αποκλειστικά με μΥ είναι μονόδρομος. Στην παρούσα ενότητα γίνεται αναφορά στα επικρατέστερα σχήματα ελέγχου MPPT και τις πιο διαδεδομένες τεχνικές PWM που ενσωματώνονται μέσα στα σχήματα αυτά. Τα σχήματα αυτά είναι γενικά και μπορούν να υλοποιηθούν με μΥ, καθώς και με αναλογικά κυκλώματα, αν παραληφθεί η μονάδα A/D.

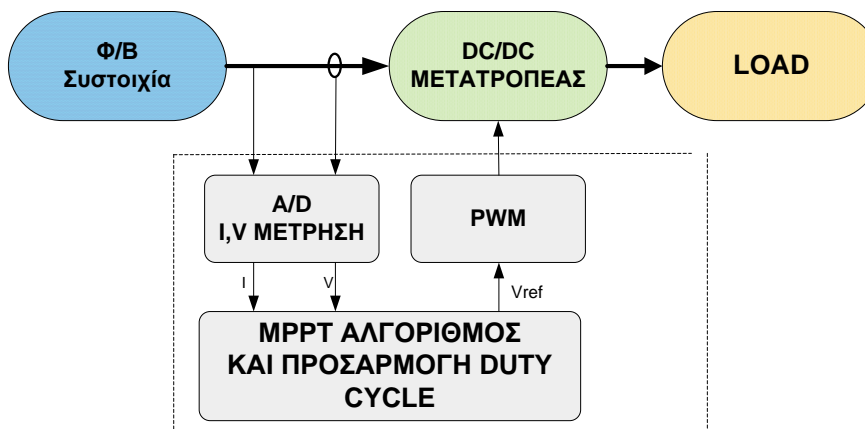
Η φιλοσοφία ενός αλγόριθμου MPPT είναι η συνεχής παρακολούθηση του σημείου λειτουργίας μιας φ/β συστοιχίας και η μετακίνησή του στο επιθυμητό, κάθε φορά, σημείο. Δύο ελεγκτές που μπορούν να πραγματοποιήσουν την παραπάνω λειτουργία παρουσιάζονται στα Σχήματα 3.21α και β.

Στον ελεγκτή του Σχήματος 3.21α αρχικά πραγματοποιείται μέτρηση της τάσης και του ρεύματος της φ/β συστοιχίας. Κατόπιν, ο αλγόριθμος MPPT που χρησιμοποιείται επεξεργάζεται τις τιμές αυτές και υπολογίζει την τάση αναφοράς (V_{ref}), δηλαδή τη νέα τάση στην οποία θα πρέπει να μετακινηθεί το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας. Ο υπολογισμός της V_{ref} έχει να κάνει αποκλειστικά με τον αλγόριθμο MPPT. Στη συνέχεια, η τάση σφάλματος που παράγεται οδηγείται

σε ένα PI ελεγκτή, του οποίου σκοπός είναι η ελαχιστοποίηση του σφάλματος μεταξύ της V_{ref} και τάσης της φ/β συστοιχίας, κάτι που γίνεται με αναπροσαρμογή στο duty ratio του μετατροπέα. Ο ελεγκτής PI πρέπει να είναι ταχύτερος από τη διάταξη εφαρμογής του αλγορίθμου MPPT και ευσταθής.



α)

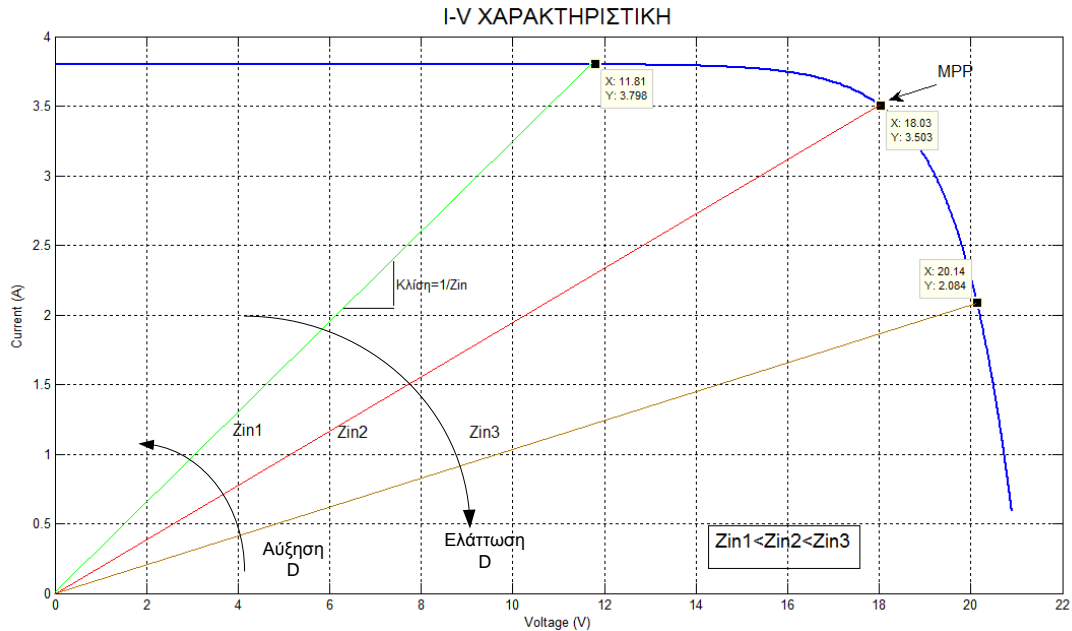


β)

Σχήμα 3.21 (Διαγράμματα ελεγκτών MPPT: α) με PI και β) με απευθείας έλεγχο)

Στο Σχήμα 3.21β παρουσιάζεται ένας άλλος ελεγκτής, ο οποίος είναι σημαντικά πιο απλός από αυτόν του Σχήματος 3.21α καθώς χρησιμοποιεί μόνο ένα βρόχο ελέγχου. Όπως παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.4, η ρύθμιση του duty ratio βασίζεται πάνω στη θεωρία της προσαρμογής φορτίου. Έτσι, η φ/β συστοιχία στην έξοδό της θα βλέπει την αντίσταση εισόδου του μετατροπέα, που είναι εξαρτώμενη από το duty ratio D (η περίπτωση ενός μετατροπέα $C_{\mu k}$ περιγράφεται από τη σχέση 3.37). Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.22, αύξηση του D θα επιφέρει μείωση στην αντίσταση εισόδου Z_{in} , άρα μετακίνηση του σημείου λειτουργίας της φ/β συστοιχίας προς τα αριστερά,

ενώ μείωση του D επιφέρει τα αντίθετα αποτελέσματα. Η απόφαση για τη μετακίνηση του σημείου λειτουργίας λαμβάνεται από τον αλγόριθμο MPPT που χρησιμοποιείται.



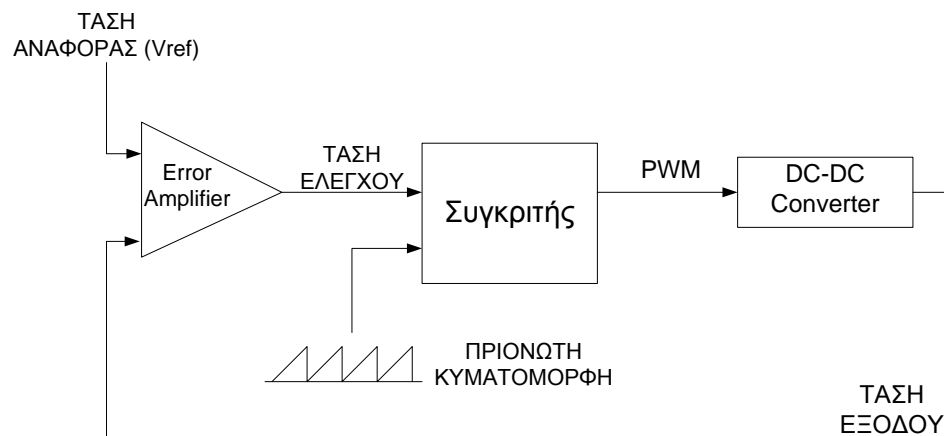
Σχήμα 3.22 (Η σχέση μεταξύ αντίστασης εισόδου και D)

Είναι προφανές ότι ο συγκεκριμένος ελεγκτής είναι σημαντικά πιο αργός σε σχέση με τον ελεγκτή που ενσωματώνει PI ρυθμιστή, κάτι που σημαίνει ότι δεν ενδείκνυται για εφαρμογές MPPT όπου σημειώνονται γρήγορες μεταβολές στο φορτίο ή στις συνθήκες περιβάλλοντος. Στη συνέχεια, θα παρουσιαστούν δύο βασικά σχήματα ελέγχου PWM γενικής χρήσεως, που βρίσκουν εφαρμογή ως υποσυστήματα σε ελεγκτές MPPT.

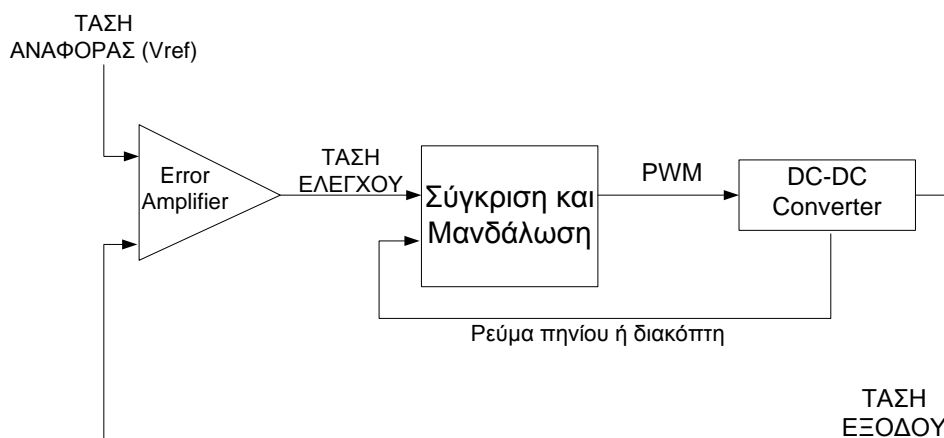
Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή του κεφαλαίου, ένας μετατροπέας DC πρέπει να παρέχει πάντα μια τάση εξόδου πλήρως καθορισμένη και σταθεροποιημένη, ανεξάρτητα από ενδεχόμενες αλλαγές στο φορτίο και την τάση εισόδου. Επίσης, ο μετατροπέας θα πρέπει να είναι αναίσθητος και στις όποιες αλλαγές των τιμών των στοιχείων από τα οποία αποτελείται, κάτι που συμβαίνει συχνά λόγω της γήρανσης, της ποιότητας των υλικών, της θερμοκρασίας λειτουργίας, της θερμοκρασίας περιβάλλοντος κ.λ.π. Επομένως, το σχήμα PWM που θα επιλεγεί, προκειμένου να απορροφήσει τις παραπάνω μεταβολές, θα πρέπει να είναι κλειστού βρόχου με αρνητική ανάδραση. Από τη σχετική βιβλιογραφία, φαίνεται πως έχουν επικρατήσει

δύο τεχνικές ελέγχου κλειστού βρόχου για PWM: η τεχνική με έλεγχο τάσης (Σχήμα 3.23 α) και με έλεγχο ρεύματος (Σχήμα 3.23 β).

Κατά την τεχνική PWM με έλεγχο τάσης, δείγμα της τάσης εξόδου του μετατροπέα οδηγείται σε ένα ενισχυτή σφάλματος όπου αφαιρείται από μια τάση αναφοράς. Η έξοδος του ενισχυτή θα είναι ένα σήμα τάσης ελέγχου (control voltage), το οποίο, συγκρινόμενο με μια πριονωτή κυματομορφή σταθερού πλάτους και συχνότητας, θα παράξει το σήμα PWM που τροφοδοτεί τις πύλες των διακοπών του μετατροπέα. Όπως προκύπτει από την έξοδο του ενισχυτή σφάλματος, το duty ratio του PWM σήματος εξαρτάται από την τιμή που θα έχει το σήμα τάσης ελέγχου. Η διακοπτική συχνότητα του σήματος PWM είναι ίδια με αυτή της πριονωτής κυματομορφής.



α)



β)

Σχήμα 3.23 (Τεχνικές ελέγχου για PWM α) με έλεγχο τάσης και β) με έλεγχο ρεύματος)

Από τον τρόπο λειτουργίας της τεχνική PWM με έλεγχο τάσης, γίνεται εμφανής η απλότητα στη σχεδίαση και υλοποίησή του ελεγκτή. Επίσης, το γεγονός ότι η τάση αναφοράς στην είσοδο του ενισχυτή σφάλματος όπως και τα χαρακτηριστικά της πριονωτής κυματομορφής (πλάτος, συχνότητα) μπορούν να ρυθμιστούν εξωτερικά, προσδίδει στον ελεγκτή μεγάλη ευελιξία (συνεργάζεται πολύ καλά με τις τεχνικές ελέγχου MPPT των Σχημάτων 3.21α και β). Επειδή ο ενισχυτής σφάλματος αντιδρά ταχύτατα στις αλλαγές της τάσης εξόδου του μετατροπέα, το συγκεκριμένο σχήμα ελέγχου παρουσιάζει εξαιρετικές ικανότητες στη διατήρηση σταθερής τιμής τάσης εξόδου για ενδεχόμενες μεταβολές στο φορτίο. Αντίθετα, το συγκεκριμένο σχήμα ελέγχου δεν ανταποκρίνεται γρήγορα στις αλλαγές της τάσης εισόδου διότι πρέπει πρώτα, οι όποιες αλλαγές, να απορροφηθούν από το σύστημα του μετατροπέα και να μεταβληθεί η τιμή της τάσης εξόδου. Μόνο τότε το σχήμα ελέγχου θα ενεργήσει προκειμένου να αντισταθμίσει αυτή τη μεταβολή. Ωστόσο, έχουν αναπτυχθεί τεχνικές που θεραπεύουν αυτή την αδυναμία του συγκεκριμένου σχήματος ελέγχου με πολύ εξαιρετική επιτυχία.

Στο σχήμα με έλεγχο ρεύματος, που εικονίζεται στο Σχήμα 3.23β, υπάρχει ένας πρόσθετος εσωτερικός βρόχος. Ο ρόλος του είναι να ανατροφοδοτεί το ρεύμα πηνίου του μετατροπέα σε ένα κύκλωμα συγκριτή. Εκεί, αφού πρώτα μετασχηματιστεί σε σήμα τάσης αναλόγου μεγέθους, συγκρίνεται με το σήμα ελέγχου από τον ενισχυτή σφάλματος. Η έξοδος του συγκριτή θα είναι και το σήμα PWM για τις πύλες των διακοπών του μετατροπέα. Αυτή η προσέγγιση αντικαθιστά τη γεννήτρια σήματος ράμπας που υπάρχει στο προηγούμενο σχήμα ελέγχου που αναφέρθηκε. Έτσι, το συγκεκριμένο σχήμα γίνεται περισσότερο δυναμικό, προσδίδοντας στο μετατροπέα ιδιότητες που θυμίζουν αυτές της σταθερής πηγής ρεύματος. Πρέπει να σημειωθεί ότι το ρεύμα εξόδου ενός μετατροπέα dc είναι είτε ίσο με τη μέση τιμή του ρεύματος εξόδου του πηνίου (μετατροπείς υποβιβασμού και Cúk) ή ίσο με το γινόμενο της μέσης τιμής του ρεύματος του πηνίου και μιας συνάρτησης του duty ratio. Συνεπώς, χρειάζεται ιδιαίτερη προσοχή στο κύκλωμα που βρίσκεται στον συγκριτή που θα μετασχηματίσει το ρεύμα σε σήμα τάσης.

Κατά την εφαρμογή του σχήματος ελέγχου με έλεγχο ρεύματος, είναι πιο εύκολο να ανιχνευτεί η peak τιμή του ρεύματος του πηνίου παρά η μέση τιμή του. Η peak τιμή του ρεύματος του πηνίου είναι όμως ίδια με την peak τιμή του ρεύματος του διακόπτη του μετατροπέα. Επομένως, στο βρόχο ρεύματος μπορεί να χρησιμοποιηθεί η peak τιμή του ρεύματος του διακόπτη, μια προσέγγιση που

απλοποιεί αρκετά το κύκλωμα του αισθητήρα ρεύματος, δεδομένου ότι η peak τιμή του ρεύματος είναι ευθέως ανάλογη της τάσης εισόδου.

Λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών που προσδίδει το σχήμα με έλεγχο ρεύματος στη λειτουργία του μετατροπέα dc, έχει βελτιωθεί με πολλούς διαφορετικούς τρόπους. Στις περισσότερες περιπτώσεις έχει επικρατήσει να προσδίδεται η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα από κάποιο κύκλωμα ταλαντωτή. Κάτι τέτοιο, όμως, προσδίδει ακόμα περισσότερη πολυπλοκότητα σε ένα ήδη πολύπλοκο συνολικό κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα. Αυτό αποτελεί και το σοβαρότερο μειονέκτημα του συγκεκριμένου σχήματος.

Όπως αναφέρθηκε στην αρχή αυτής της ενότητας, για τους μετατροπείς dc έχουν αναπτυχθεί αρκετά σχήματα ελέγχου. Ένα από τα εναλλακτικά και εύκολα υλοποιήσιμα σχήματα είναι ο έλεγχος με υστέρηση (ή bang-bang). Στην περίπτωση αυτή, η διακοπτική συχνότητα δεν μπορεί να είναι καθορισμένη, κάτι που σημαίνει πως υπάρχει κίνδυνος εκπομπής ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής.

3.6 Μη ιδανικότητες

Η παρουσίαση, μέχρι αυτό το σημείο, των μετατροπέων DC έγινε με γνώμονα τη λειτουργία τους στη μόνιμη κατάσταση και την παραδοχή ότι όλα τα στοιχεία από τα οποία αποτελούνται είναι ιδανικά. Στην πραγματικότητα, οι μη ιδανικότητες των στοιχείων μπορεί να επηρεάσουν σημαντικά τη λειτουργία των μετατροπέων, ειδικά όταν η διακοπτική συχνότητα είναι αρκετά μεγάλη. Παρακάτω θα επιχειρηθεί μια γενική αναφορά στον τρόπο που επηρεάζονται η κυμάτωση της τάσης εξόδου, η απόδοση και η DC συνάρτηση μεταφοράς ενός μετατροπέα από τις μη ιδανικότητες των στοιχείων.

Το ρεαλιστικό μοντέλο ενός πυκνωτή αποτελείται από μια χωρητικότητα C σε σειρά με μια αντίσταση r_c . Αυτή καλείται “ισοδύναμη εν σειρά αντίσταση του πυκνωτή” και οφείλεται στις απώλειες του διηλεκτρικού του πυκνωτή, καθώς και στις ωμικές απώλειες που εισάγουν οι ακροδέκτες του. Η ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας που πρέπει να έχει το φίλτρο εξομάλυνσης σε ένα μετατροπέα υποβιβασμού, ώστε να περιοριστεί η peak-to-peak τιμή του κυματισμού της τάσης εξόδου σε ΔV_o (ή V_r), δίνεται από τη σχέση 3.12. Η εξαγωγή της συγκεκριμένης σχέσης έχει γίνει με την παραδοχή ότι όλο το τριγωνικό μέρος του ρεύματος του πηνίου (στο Σχήμα 3.9 το ρεύμα i_c) διέρχεται μέσω του πυκνωτή C . Αν ληφθεί υπόψη

το ρεαλιστικό μοντέλο του πυκνωτή, το τριγωνικό μέρος του ρεύματος του πηνίου θα διέρχεται από ένα κύκλωμα R-C εν σειρά. Αν τηρείται η συνθήκη της σχέσης 3.38, τότε η peak-to-peak τιμή του κυματισμού της τάσης εξόδου V_r θα εξαρτάται μόνο από την τιμή της r_c , σύμφωνα με τη σχέση 3.39.

$$C \geq C_{\min} = \max \left\{ \frac{1 - D_{\min}}{2r_c f}, \frac{D_{\max}}{2r_c f} \right\} \quad (\text{Σχέση 3.38})$$

$$V_r = r_c \Delta i_{L(\max)} = \frac{r_c V_o (1 - D_{\min})}{fL} \quad (\text{Σχέση 3.39})$$

Στο Σχήμα 3.24 απεικονίζονται οι κυματομορφές των τάσεων V_{rc} κατά μήκος της αντίστασης r_c , V_c κατά μήκος της χωρητικότητας C και εκείνης της ολικής τάσης κυμάτωσης V_r σε μια περίοδο T_s για τιμές χωρητικότητας 33μF, 65μF και 100μF αντίστοιχα. Στο επάνω γράφημα, η peak-to-peak τιμή της ολικής τάσης κυμάτωσης V_r είναι ελαφρώς μεγαλύτερη από την peak-to-peak τιμή της τάσης V_{rc} κατά μήκος της αντίστασης r_c επειδή $C < C_{\min}$. Στα υπόλοιπα δύο γραφήματα παρουσιάζονται οι κυματομορφές για $C = C_{\min}$ και $C > C_{\min}$, αντίστοιχα, όπου γίνεται εμφανής η επίδραση της τιμής της r_c στη peak-to-peak τιμή της V_r . Πρέπει να σημειωθεί ότι και για την περίπτωση που ισχύει η σχέση 3.38, η τιμή της αυτεπαγωγής L υπολογίζεται είτε από τη σχέση 3.11 ή από τη σχέση 3.39.

Στους μετατροπείς ανύψωσης και υποβιβασμού-ανύψωσης, η peak-to-peak τιμή του ρεύματος που διέρχεται από τον πυκνωτή I_{cp-p} είναι όμοια με την peak-to-peak τιμή του ρεύματος που διέρχεται από τη δίοδο, δηλαδή:

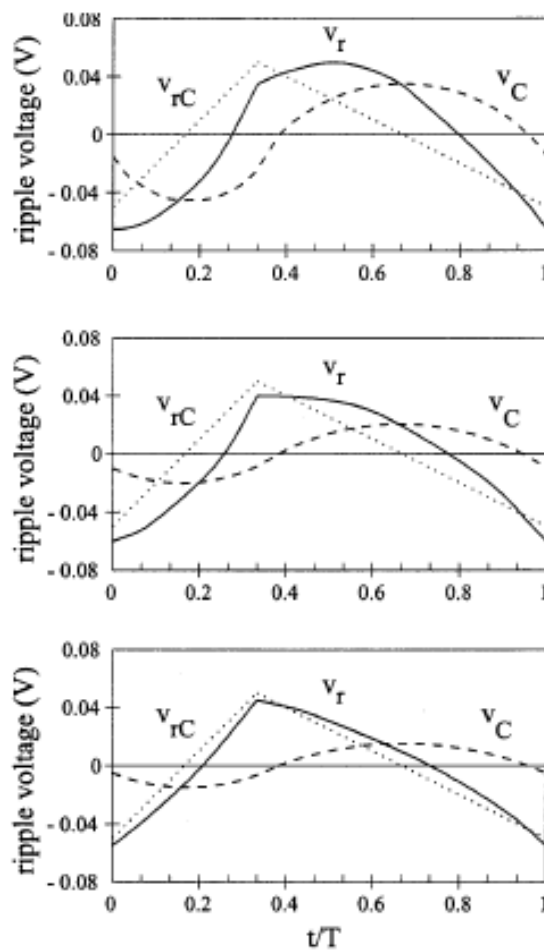
$$I_{Cp-p} = \frac{I_o}{1 - D} \quad (\text{Σχέση 3.40})$$

Η σχέση 3.40 ισχύει με την προϋπόθεση ότι η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου είναι πολύ μικρότερη από τη μέση τιμή του. Τότε, η peak-to-peak τιμή της τάσης κατά μήκος της r_c θα είναι:

$$V_{rc} = r_c I_{Cp-p} = \frac{r_c I_o}{1-D} \quad (\text{Σχέση 3.41})$$

Αν υποθεθεί ότι η συνολική κυμάτωση της τάσης V_r είναι ίση με το άθροισμα της τάσης κυμάτωσης κατά μήκος της αντίστασης r_c και της χωρητικότητας C , τότε η μέγιστη peak-to-peak τιμή της τάσης κατά μήκος του πυκνωτή θα είναι:

$$V_{C(\max)} \approx V_r - V_{rc} \quad (\text{Σχέση 3.42})$$



Σχήμα 3.24 (Οι κυματομορφές της τάσης V_{rc} κατά μήκος της αντίστασης R_c , της τάσης V_c κατά μήκος της χωρητικότητας C και της τάσης ολικής τάσης κυμάτωση V_r σε μετατροπέα υποβιβασμού όπου $V=12V$, $f=100KHz$, $L=40\mu H$, $R_c=0.05\Omega$ και τιμές χωρητικότητας $33\mu F$, $65\mu F$ και $100\mu F$, αντίστοιχα)

Εν κατακλείδι, όταν λαμβάνεται υπόψη η “ισοδύναμη εν σειρά αντίσταση του πυκνωτή” r_c σε μετατροπείς ανύψωσης και υποβιβασμού-ανύψωσης, η ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας του φίλτρου εξομάλυνσης θα πρέπει να είναι:

$$C_{\min} = \frac{DV_o}{V_{C(\max)} Rf} \quad (\text{Σχέση 3.43})$$

Οι μη ιδανικότητες των στοιχείων επηρεάζουν και την απόδοση των μετατροπέων dc. Γενικά, η απόδοση n ορίζεται ως λόγος επί τοις εκατό της ισχύος εξόδου προς την ισχύ εισόδου:

$$n \equiv \frac{P_o}{P_I} \cdot 100\% = \frac{V_o I_o}{V_s I_s} \cdot 100\% \quad (\text{Σχέση 3.44})$$

Στην περίπτωση του μετατροπέα ανύψωσης του Σχήματος 3.16, λαμβάνοντας υπόψη τις μη ιδανικότητες που οφείλονται στις παρασιτικές αντιστάσεις και χωρητικότητες των στοιχείων του, η απόδοσή του ισούται με:

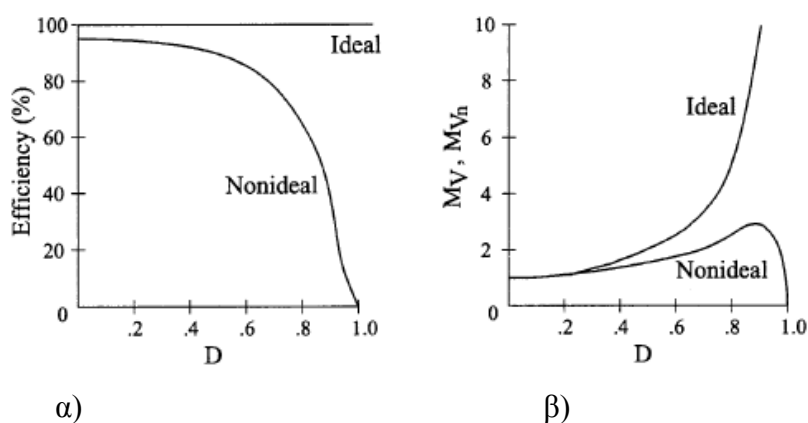
$$n = \frac{R(1-D)^2}{R(1-D)^2 \left(1 + \frac{V_D}{V_o} + fC_o R\right) + r_L + Dr_s + (1-D)r_D + D(1-D)r_c} \cdot 100\% \quad (\text{Σχέση 3.45})$$

όπου V_D είναι η πτώση τάσης ορθής πόλωσης της διόδου, C_o η χωρητικότητα εξόδου του διακόπτη, r_L η ισοδύναμη εν σειρά αντίσταση του πηνίου και r_D η αντίσταση ορθής πόλωσης της διόδου. Ο όρος $fC_o R$ εκφράζει τις διακοπτικές απώλειες στον μετατροπέα. Στο Σχήμα 3.25α παρουσιάζεται η γραφική παράσταση της μεταβολής της απόδοσης (σχέση 3.45) ως προς το duty ratio ενός ιδανικού και ενός μη-ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης.

Οι μη ιδανικότητες επιδρούν και στη dc συνάρτηση μεταφοράς τάσης ενός μετατροπέα. Έτσι, η συνάρτηση μεταφοράς M_{v_n} ενός μη-ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης που έχει απόδοση n θα είναι:

$$M_{v_n} = nM_v \quad (\text{Σχέση 3.46})$$

όπου M_V η dc συνάρτηση μεταφορά τάσης του ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης. Στο Σχήμα 3.25β παρουσιάζονται οι γραφικές παραστάσεις της ιδανικής και μη-ιδανικής dc συνάρτησης μεταφοράς τάσης για μετατροπέα ανύψωσης.



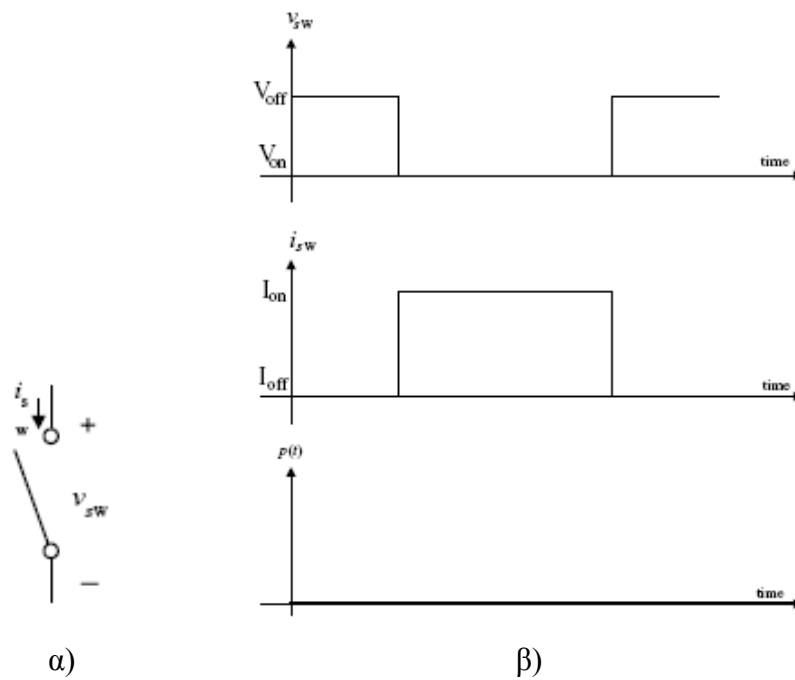
Σχήμα 3.25 (Γραφικές παραστάσεις απόδοσης και dc μεταφοράς τάσης για ιδανικό και μη-ιδανικό μετατροπέα ανύψωσης)

3.7 Ιδανικοί και πραγματικοί διακόπτες

Κατά την ανάλυση των κυκλωμάτων των μετατροπέων στις προηγούμενες ενότητες του παρόντος κεφαλαίου, ως διακόπτης θεωρήθηκε ο ιδανικός διακόπτης ισχύος. Οι παραδοχές που συνοδεύουν σιωπηρά ένα τέτοιο διακόπτη, του προσδίδουν τις παρακάτω δυνατότητες:

1. Ροή άπειρου ρεύματος (ευθύ ή ανάστροφο) διαμέσου αυτού όταν είναι κλειστός (κατάσταση on).
2. Εφαρμογή άπειρης τάσης (ευθεία ή ανάστροφη) στα άκρα του όταν είναι ανοικτός (κατάσταση off).
3. Μηδενική πτώση τάσης κατά μήκος του στην κατάσταση on.
4. Άπειρη τιμή αντίστασης (μηδενική τιμή ρεύματος διαρροής) στην κατάσταση off.
5. Μηδενικό χρόνο ανόδου και καθόδου (rise time, fall time).

Οι παραπάνω παραδοχές συνοψίζονται στο Σχήμα 3.26, όπου i_{sw} και v_{sw} είναι το ρεύμα και η τάση του διακόπτη.

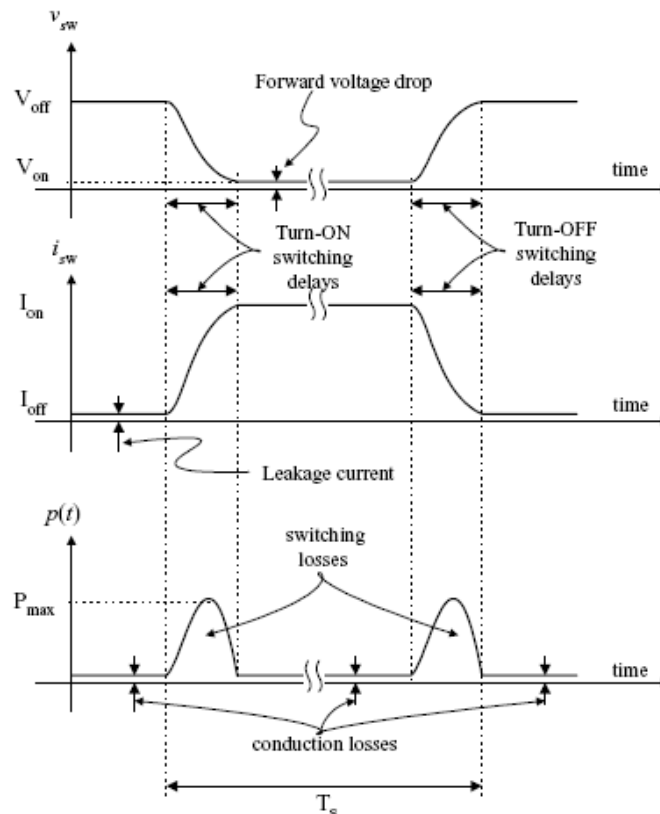


Σχήμα 3.26 (α) Κυκλωματικό σύμβολο ιδανικού διακόπτη ισχύος και β) οι διακοπτικές κυματομορφές που προκύπτουν)

Από το σχήμα εξάγεται ότι οι διακοπτικές απώλειες $p(t)$ του ιδανικού διακόπτη είναι μηδέν, κάτι που σημαίνει απόδοση 100%. Επίσης, ο ιδανικός διακόπτης είναι ικανός να διαχειριστεί άπειρη τιμή ρεύματος και τάσης σε άπειρη διακοπτική συχνότητα.

Είναι, βέβαια, προφανές ότι οι παραπάνω δυνατότητες είναι αδύνατο να επιτευχθούν στην πράξη. Ωστόσο, οι ημιαγωγικοί διακόπτες (SCR, MOSFET, IGBT κ.α.) είναι δυνατό να παρουσιάσουν τα παραπάνω χαρακτηριστικά με κάποιους περιορισμούς, εν αντιθέσει με τους ηλεκτρομηχανικούς διακόπτες (ρελέ ισχύος) γι' αυτό και χρησιμοποιούνται ευρέως στις τοπολογίες των μετατροπέων DC και όχι μόνο (ο πιο ευρέως χρησιμοποιούμενος διακόπτης για μετατροπείς DC είναι το MOSFET ισχύος). Οι περιορισμοί που παρουσιάζουν, γενικά, αφορούν στην τιμή του ρεύματος διέλευσης (κατάσταση on), στην τιμή της εφαρμοζόμενης τάσης στα άκρα του διακόπτη (κατάσταση off), στους χρόνους ανόδου και καθόδου και, κατά συνέπεια, στη διακοπτική συχνότητα. Επίσης, η αντίσταση του διακόπτη δεν είναι άπειρη στην κατάσταση off (είναι της τάξης των MΩ) κάτι που σημαίνει την ύπαρξη μικρού ρεύματος διαρροής, αλλά ούτε μηδέν στην κατάσταση on (είναι μερικά mΩ) κάτι που σημαίνει μια μικρή πτώση τάσης. Συνέπεια όλων αυτών των περιορισμών είναι η εμφάνιση απωλειών κατά τη λειτουργία στις καταστάσεις on και off, καθώς

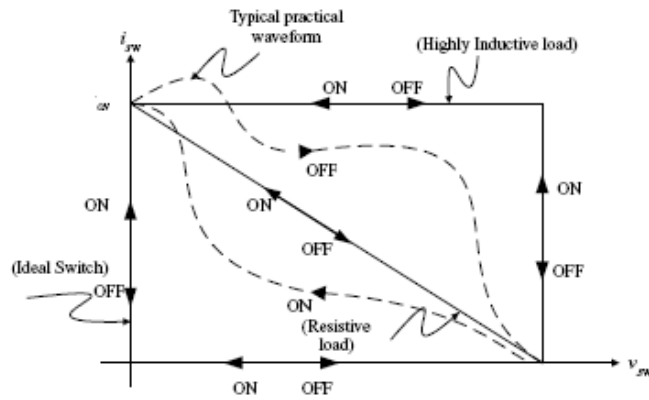
και κατά τη διάρκεια της μετάβασης από τη μια κατάσταση στην άλλη. Στο Σχήμα 3.27 παρουσιάζεται η γενική μορφή που έχει η διακοπτική συμπεριφορά του ρεύματος, της τάσης και των διακοπτικών απωλειών των περισσότερων ημιαγωγικών διακοπών.



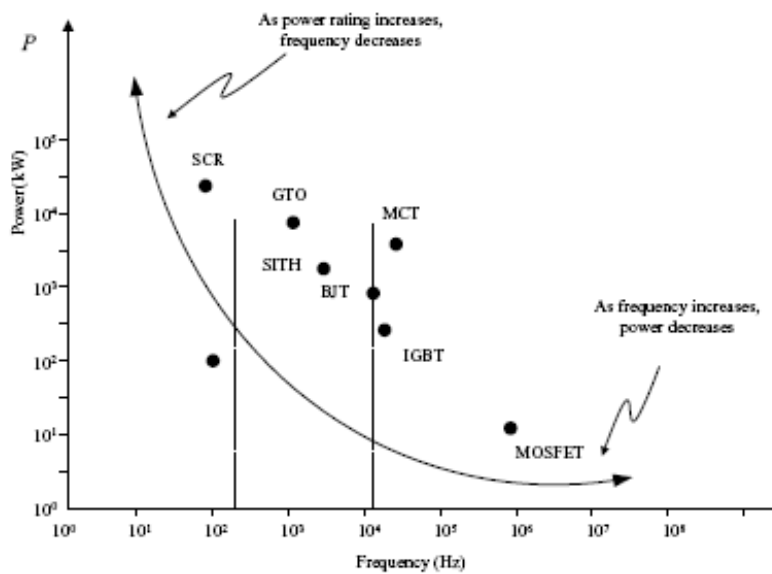
Σχήμα 3.27 (Η διακοπτική συμπεριφορά των ημιαγωγικών διακοπών)

Πρέπει να σημειωθεί ότι λόγω της φύσης αυτών των διακοπών, η διακοπτική συμπεριφορά τους είναι σε μεγάλο βαθμό εξαρτώμενη από τις μεταβολές στη θερμοκρασία. Τέλος, στο Σχήμα 3.28 παρουσιάζεται η «διακοπτική τροχιά» των ιδανικών και των πραγματικών διακοπών. Στο συγκεκριμένο σχήμα, οι τροχιές που απεικονίζονται με διακεκομμένη γραμμή αναφέρονται στις περιπτώσεις όπου ο πραγματικός διακόπτης μεταβαίνει στην αποκοπή με τη βοήθεια κυκλώματος snubber.

Όπως αναφέρθηκε, το MOSFET ισχύος είναι ο πιο διαδεδομένος διακόπτης σε μετατροπείς DC λόγω του ότι μπορεί να λειτουργήσει σε πολύ μεγάλες διακοπτικές συχνότητες. Στο Σχήμα 3.29 παρουσιάζονται οι διακοπτικές ικανότητες ως προς την ισχύ των σημαντικότερων ημιαγωγικών διακοπών, με το MOSFET να είναι το μόνο που μπορεί να λειτουργήσει σε διακοπτικές συχνότητες μέχρι 1 MHz

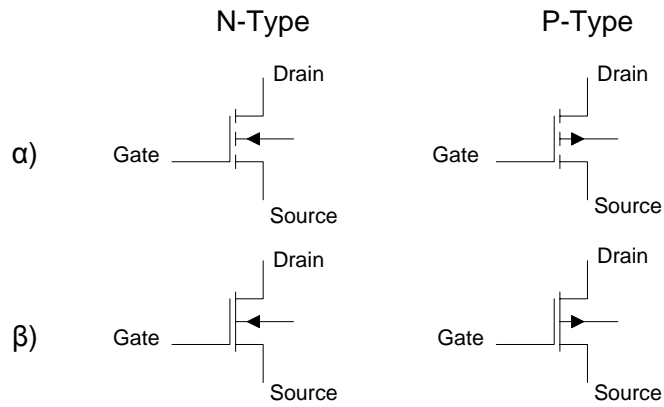


Σχήμα 3.28 (Η διακοπτική τροχιά των ιδανικών και των πραγματικών διακοπών)



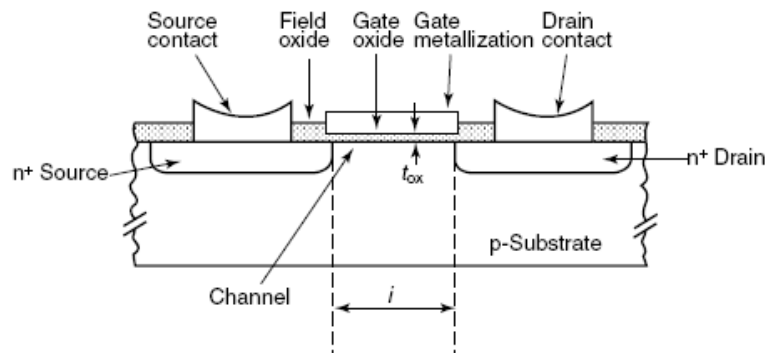
Σχήμα 3.29 (Κατηγοριοποίηση των κυριότερων ημιαγωγικών διακοπών)

Το MOSFET είναι μια διάταξη με τρεις ακροδέκτες: την Πύλη (Gate, G), την Πηγή (Source, S) και την Υποδοχή (Drain, D). Ο πιο διαδεδομένος τύπος MOSFET είναι ο τύπος πύκνωσης. Το κυκλωματικό του σύμβολο παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.30. Η φιλοσοφία λειτουργίας του βασίζεται στη δυνατότητα ελέγχου του διερχόμενου ρεύματος μεταξύ Πηγής και Υποδοχής, μέσω της εφαρμοζόμενης τάσης στην Πύλη.

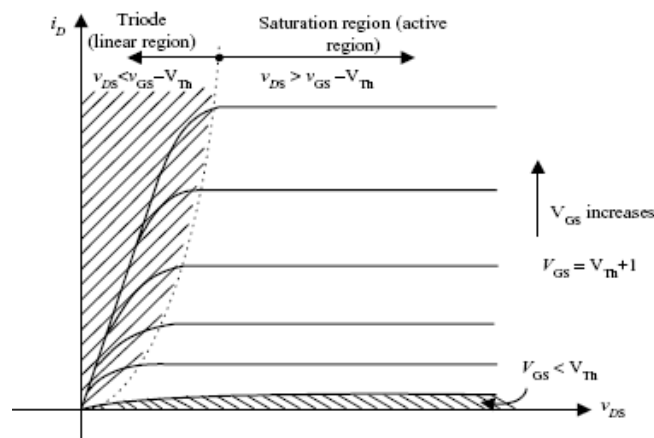


Σχήμα 3.30 (Το MOSFET ισχύος τύπου: α) πύκνωσης, β) απογύμνωσης)

Η φυσική δομή ενός MOSFET N-τύπου (ή N καναλιού) σε τομή παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.31, ενώ στο Σχήμα 3.32 παρουσιάζεται η χαρακτηριστική $i_D - v_{DS}$ για μεταβαλλόμενη τάση Πύλης.



Σχήμα 3.31 (Η φυσική δομή του MOSFET N καναλιού σε τομή)



Σχήμα 3.32 (Η χαρακτηριστική $i_D - v_{DS}$ του MOSFET N καναλιού για μεταβαλλόμενη τάση Πύλης)

Από το Σχήμα 3.32 γίνεται εμφανές ότι για να λειτουργεί το MOSFET στην κατάσταση αγωγής (διακόπτης κλειστός), η τάση της Πύλης πρέπει να υπερβαίνει μια οριακή τιμή V_{Th} , ενώ για να λειτουργήσει στην κατάσταση αποκοπής (διακόπτης ανοιχτός) η τάση της Πύλης θα πρέπει να είναι μικρότερη της V_{Th} , δηλαδή:

$$\begin{array}{ll} V_{GS} > V_{Th} & \text{και } v_{DS} > V_{GS} - V_{Th} \text{ κατάσταση } on \\ V_{GS} < V_{Th} & \text{κατάσταση } off \end{array}$$

Όταν το MOSFET βρίσκεται στην κατάσταση on, το κανάλι που έχει σχηματιστεί (το οποίο εξαρτάται από την τιμή της V_{GS}) συμπεριφέρεται σαν να υπάρχει μια σταθερή αντίσταση $R_{DS(on)}$, γραμμικά εξαρτώμενη από τις μεταβολές του v_{DS} και i_{DS} σύμφωνα με τη σχέση:

$$R_{DS(on)} = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_{DS}} \right|_{V_{GS}=\text{σταθερή}} \quad (\text{Σχέση 3.47})$$

Επομένως, οι διακοπτικές απώλειες θα είναι:

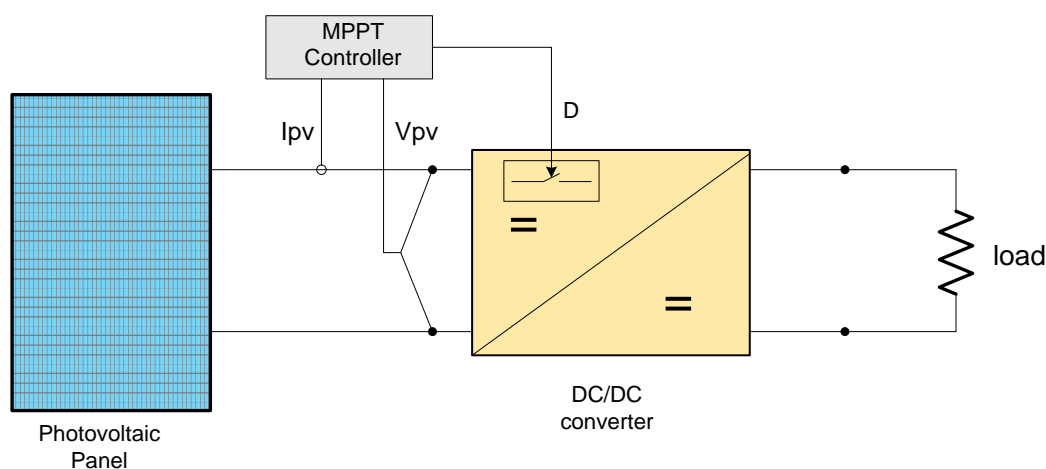
$$P_{diss(on)} = I_D^2 R_{DS(on)} \quad (\text{Σχέση 3.48})$$

Η τιμή της $R_{DS(on)}$ κυμαίνεται μεταξύ μερικών mΩ και λίγων Ω για MOSFET χαμηλής και υψηλής τάσης λειτουργίας, αντίστοιχα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο: ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ MPPT

4.1 Εισαγωγή

Εκτός από την παρουσίαση της φιλοσοφίας και των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών του κάθε αλγόριθμου MPPT, που αναφέρθηκαν στο δεύτερο κεφάλαιο, σκοπός της παρούσας διπλωματικής είναι και η προσομοίωση της λειτουργίας τους σε σενάρια που προσεγγίζουν τις πραγματικές συνθήκες λειτουργίας ενός φ/β συστήματος, όπως η αλλαγή στην ένταση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας ή/και η μεταβολή της θερμοκρασίας περιβάλλοντος. Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται αναλυτικά η μοντελοποίηση και προσομοίωση του απλού φ/β συστήματος που παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.1



Σχήμα 4.1 (Το προς μοντελοποίηση σύστημα)

Για μοντελοποίηση των διατάξεων του φ/β συστήματος βασιστήκαμε στη θεωρία που παρατέθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια της διπλωματικής. Το λογισμικό που χρησιμοποιείται είναι το MATLAB/SIMULINK (έκδοση R2010α). Τα toolboxes του Simulink με τα οποία πραγματοποιήθηκε το μεγαλύτερο τμήμα της μοντελοποίησης των βαθμίδων είναι τα Simscape και SimPowerSystems.

Πιο συγκεκριμένα, οι διατάξεις που θα μοντελοποιηθούν είναι ένα φ/β πάνελ ισχύος 60Wp, ο μετατροπέας DC υποβιβασμού και το σύστημα ελέγχου MPPT που

επενεργεί στο duty ratio του μετατροπέα. Για το σύστημα ελέγχου θα μοντελοποιηθεί κ κλασική εκδοχή του πιο δημοφιλούς αλγόριθμου MPPT, του **Perturb & Observe**.

4.2 Μοντελοποίηση του φ/β πάνελ

Για το προς προσομοίωση σύστημα επιλέγεται να μοντελοποιηθεί το φ/β πάνελ **MSX60** της εταιρείας **Solarex**. Το συγκεκριμένο πάνελ αποτελείται από 36 πολυκρυσταλλικά κύτταρα πυριτίου και τα βασικότερα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.1.

Πίνακας 4.1

Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά Solarex MSX60 (σε STC)

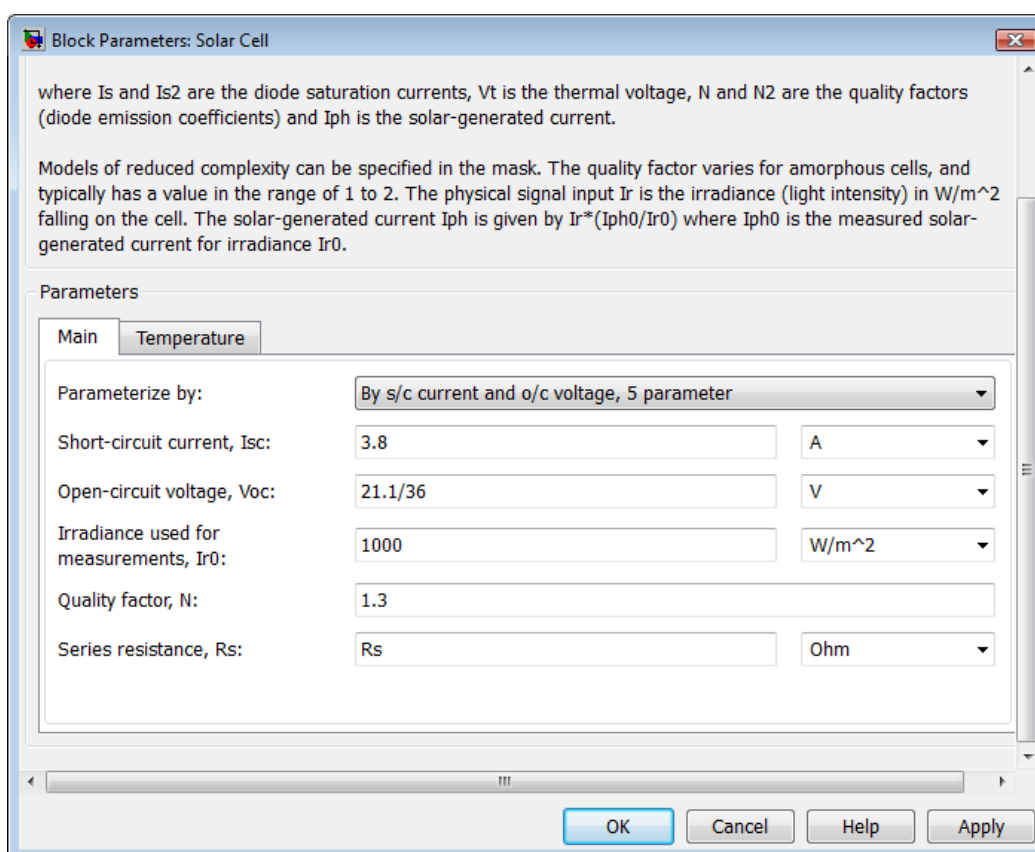
Μέγιστη Ισχύς (Pmax)	60W
Τάση στο Pmax (Vmpp)	17,1V
Ένταση στο Pmax (Impp)	3,5A
Ρεύμα βραχυκύκλωσης (Isc)	3,8A
Τάση ανοιχτού κυκλώματος (Voc)	21,1V
Ονομαστική τάση	12V
Συντελεστής θερμότητας Isc	(0,065±0.015)% / °C
Συντελεστής θερμότητας Voc	-(80±10)mV / °C
Συντελεστής θερμότητας Pmax	-(0,5±0.05)% / °C
NOCT	47±2 °C

Όπως αναφέρθηκε στο πρώτο κεφάλαιο, το φ/β κύτταρο είναι η θεμελιώδης δομική μονάδα για την κατασκευή μεγαλύτερων φ/β διατάξεων. Ως γνωστόν, η ένταση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας και η θερμοκρασία του κυττάρου επηρεάζουν έντονα τη μορφή των χαρακτηριστικών I-V και P-V αντίστοιχα. Τα ισοδύναμα μοντέλα του Σχήματος 1.3 περιγράφουν με επιτυχία (και με κλιμακούμενη ακρίβεια) τις χαρακτηριστικές I-V και P-V του φ/β κυττάρου ως συνάρτηση της έντασης ηλιακής ακτινοβολίας, της θερμοκρασίας λειτουργίας και της τάσης εξόδου.

Η μοντελοποίηση του MSX60 θα γίνει βάσει των χαρακτηριστικών του Πίνακα 4.1. Στις πηγές του SimElectronics (που ανήκει στο toolbox Simscape) στην έκδοση R2010a υπάρχει το μπλοκ του φ/β κυττάρου. Χρησιμοποιώντας το ως δομική μονάδα, κατασκευάζεται το φ/β πάνελ για την προσομοίωση. Σε παλαιότερες εκδόσεις όπου

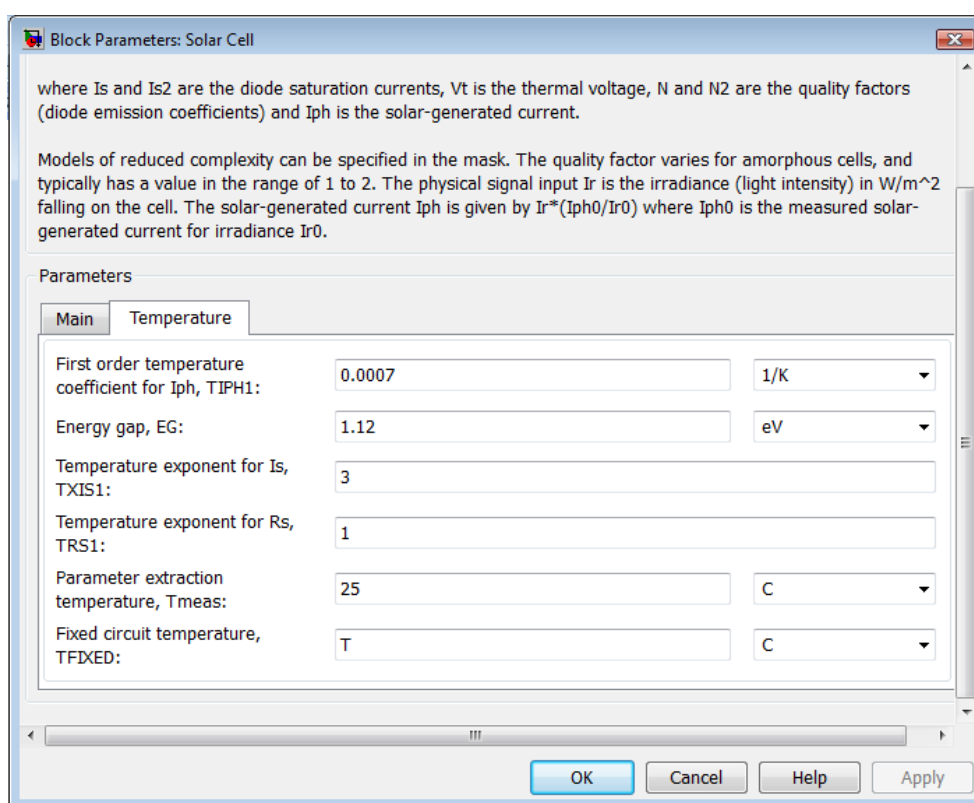
δεν υπάρχει έτοιμο το μπλοκ του φ/β κυττάρου, η μοντελοποίηση πραγματοποιείται βάσει των εξισώσεων των ισοδύναμων φ/β κυττάρων και διατάξεων που παρουσιάστηκαν στις ενότητες 1.3 και 1.4.

Το πρώτο βήμα για τη μοντελοποίηση του φ/β πάνελ είναι ο καθορισμός των παραμέτρων του μπλοκ του φ/β κυττάρου. Το συγκεκριμένο μπλοκ μπορεί να παραμετροποιηθεί με βάση τα ισοδύναμα των Σχημάτων 1.3α (8 παράμετροι) και 1.3γ (5 παράμετροι). Για λόγους απλότητας και χωρίς να χαθεί σημαντική πληροφορία, θα επιλεγθεί η παραμετροποίηση με βάση το ισοδύναμο του Σχήματος 1.3γ. Δεδομένου ότι στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας πραγματοποιείται μοντελοποίηση ενός πραγματικού φ/β πάνελ σύμφωνα με το φυλλάδιο των τεχνικών προδιαγραφών του, επιλέγεται ο περαιτέρω καθορισμός του μπλοκ μέσω του ρεύματος βραχυκυκλώματος και της τάσης ανοιχτού κυκλώματος.



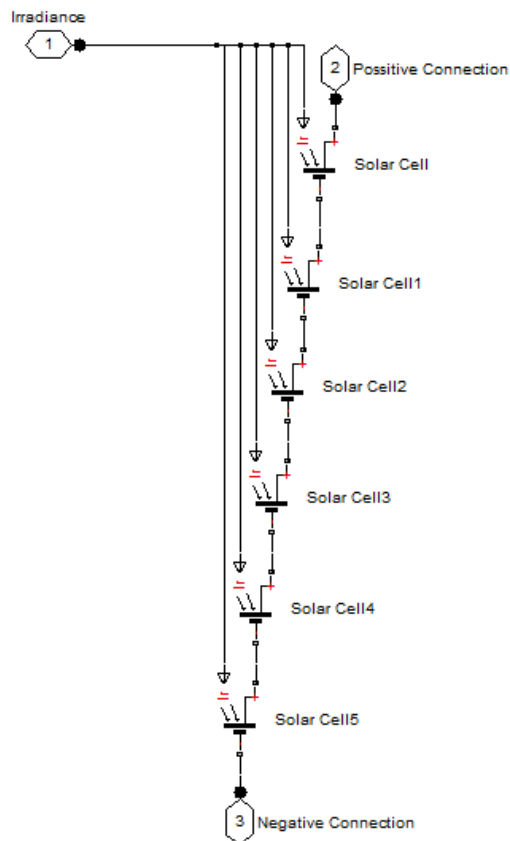
Σχήμα 4.2 (Συμπλήρωση των πεδίων των παραμέτρων του Solar Cell #1)

Έτσι, τα αντίστοιχα πεδία του μπλοκ συμπληρώνονται με βάση τα δεδομένα του Πίνακα 4.1, ώστε να προκύψουν οι τιμές που εικονίζονται στα Σχήματα 4.2 και 4.3. Το πεδίο της αντίστασης σειράς R_s και της θερμοκρασίας λειτουργίας T θα καθορίζονται κάθε φορά από το workspace του MATLAB. Με βάση το «δομικό» μπλοκ, σχηματίζεται η πιο γενικευμένη διάταξη του Σχήματος 4.4 που αποτελείται από 6 όμοια μπλοκς συνδεδεμένα σε σειρά. Η συγκεκριμένη διάταξη μετασχηματίζεται σε υποσύστημα (subsystem). Τελικά, το ισοδύναμο πάνελ MSX60 θα σχηματιστεί με τη σειριακή σύνδεση 6 τέτοιων υποσυστημάτων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.5, ώστε να σχηματιστεί ισοδύναμη διάταξη ϕ/β πάνελ με 36 κύτταρα.

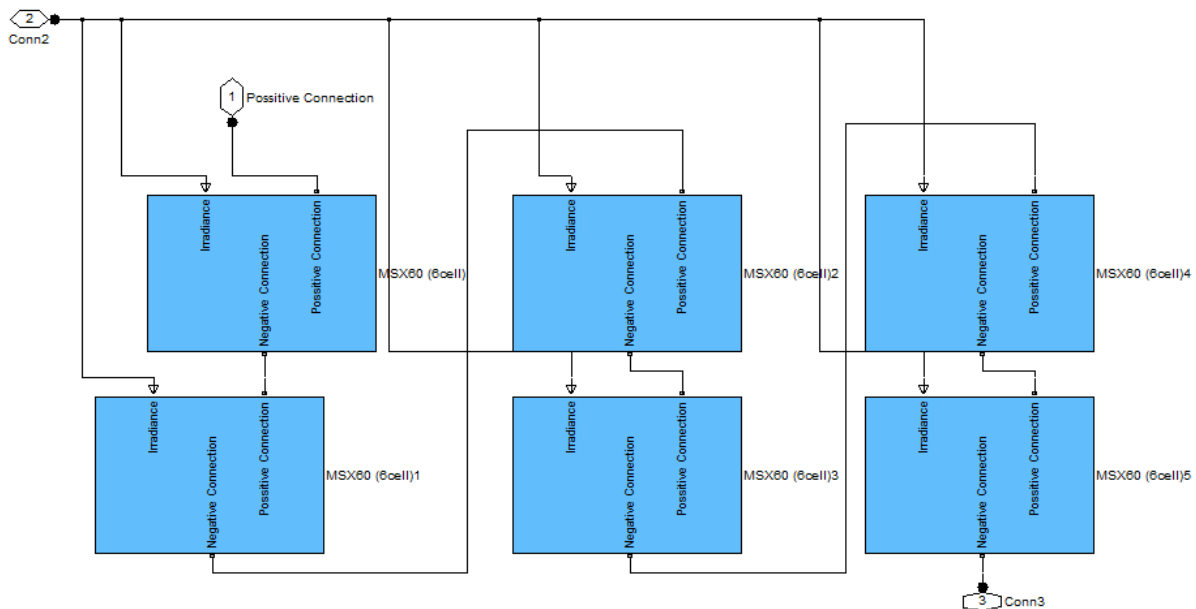


Σχήμα 4.3 (Συμπλήρωση των πεδίων των παραμέτρων του Solar Cell #2)

Για να ελεγχθεί η ορθότητα του μοντέλου του MSX60 που σχηματίστηκε, θα πρέπει να ληφθεί η I-V χαρακτηριστική του μοντέλου με μεταβαλλόμενη τη θερμοκρασία λειτουργίας, η οποία θα συγκριθεί με τη χαρακτηριστική που εικονίζεται στο datasheet. Το κύκλωμα με το οποίο θα ληφθεί η I-V χαρακτηριστική εικονίζεται στο Σχήμα 4.6.



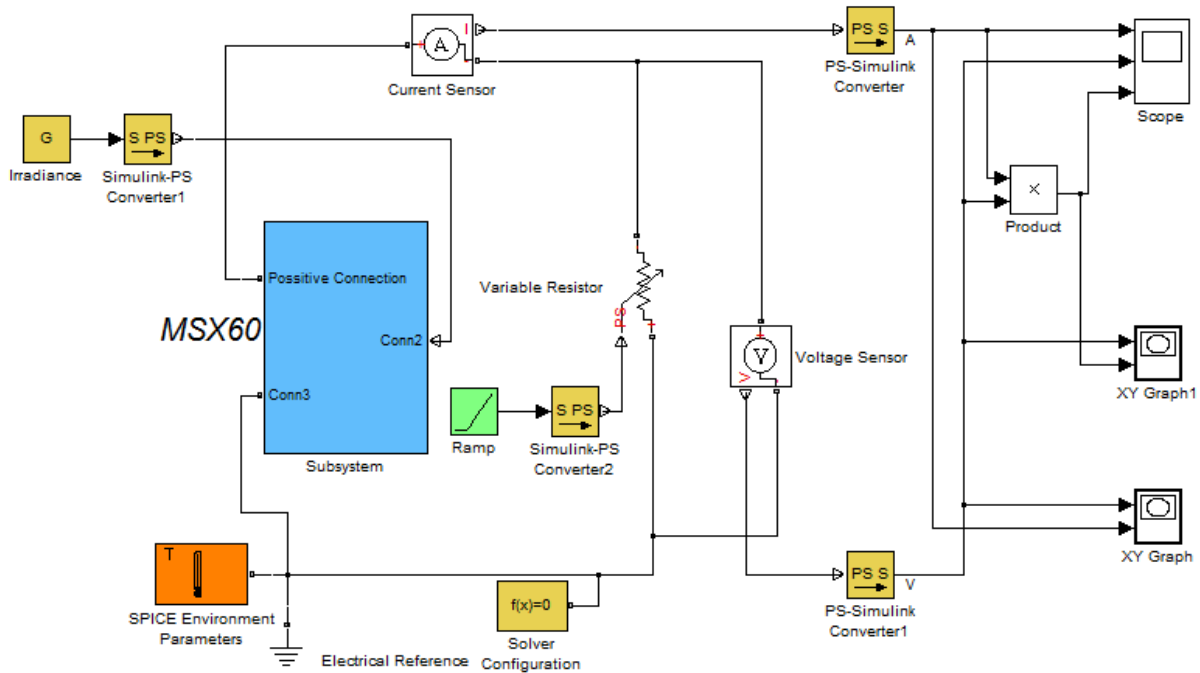
Σχήμα 4.4 (Σχηματισμός διάταξης αποτελούμενη από 6 παραμετροποιημένα φ/β κύτταρα)



Σχήμα 4.5 (Ισοδύναμη διάταξη φ/β πάνελ με 36 κύτταρα)

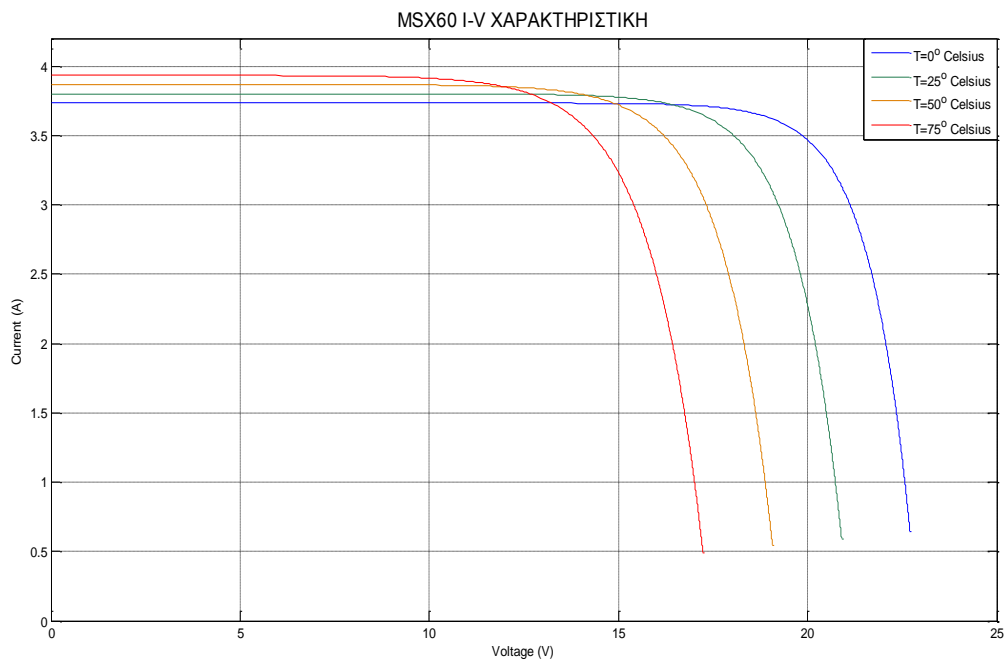
Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί στον solver που θα χρησιμοποιηθεί, καθώς στο περιβάλλον του SimElectronics πρέπει να είναι κάποιος stiff. Η βασική ιδέα είναι η χρήση στο φ/β πάνελ ως φορτίο μιας γραμμικά μεταβλητής αντίστασης με μηδενική

αρχική τιμή. Έτσι, για σταθερή τιμή έντασης ηλιακής ακτινοβολίας και θερμοκρασίας, το ρεύμα εξόδου του φ/β πάνελ θα λάβει όλο το εύρος τιμών, από μηδέν μέχρι I_{sc} . Καταγράφοντας τις παραπάνω σαρώσεις για μεταβαλλόμενη τιμή θερμοκρασίας λειτουργίας, χαράσσονται οι χαρακτηριστικές του Σχήματος 4.6. Η προσομοίωση πραγματοποιείται για σταθερή ένταση ηλιακής ακτινοβολίας $1KW/m^2$ και με τη θερμοκρασία να μεταβάλλεται διαδοχικά από $0^\circ C$ ως $75^\circ C$, ανά 25° .

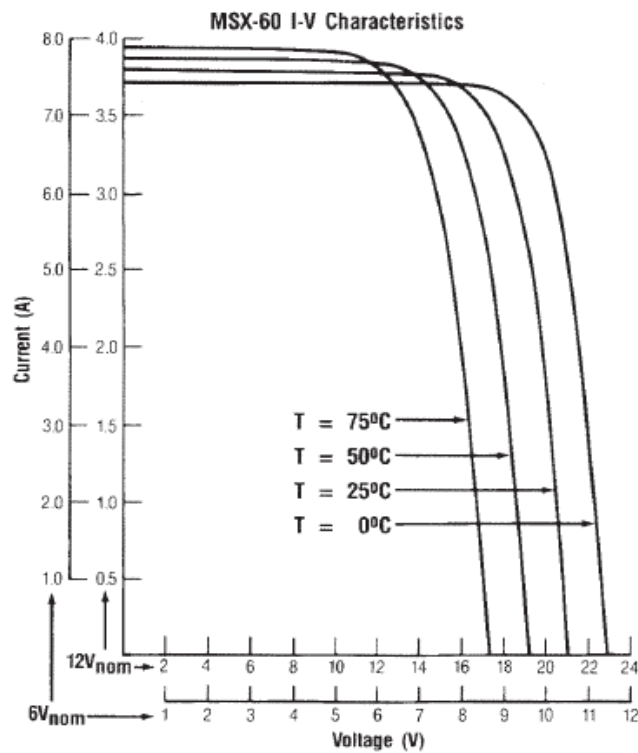


Σχήμα 4.6 (Το κύκλωμα με το οποίο θα ληφθεί η I-V χαρακτηριστική)

Από τη σύγκριση των χαρακτηριστικών των Σχημάτων 4.7 και 4.8 για $12V_{nom}$ προκύπτει ότι το ισοδύναμο μοντέλο του MSX60 που κατασκευάστηκε είναι ορθό. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η επιρροή της μεταβολής της αντίστασης σειράς R_s στη χαρακτηριστική του φ/β πλαισίου. Στην ενότητα 1.3 παρουσιάστηκε η σχέση 1.10, σύμφωνα με την οποία υπολογίζεται η αντίσταση R_s από την κλίση της χαρακτηριστικής I-V στο V_{oc} . Από το datasheet του MSX60, η τιμή της R_s υπολογίζεται σε $5.1m\Omega$.

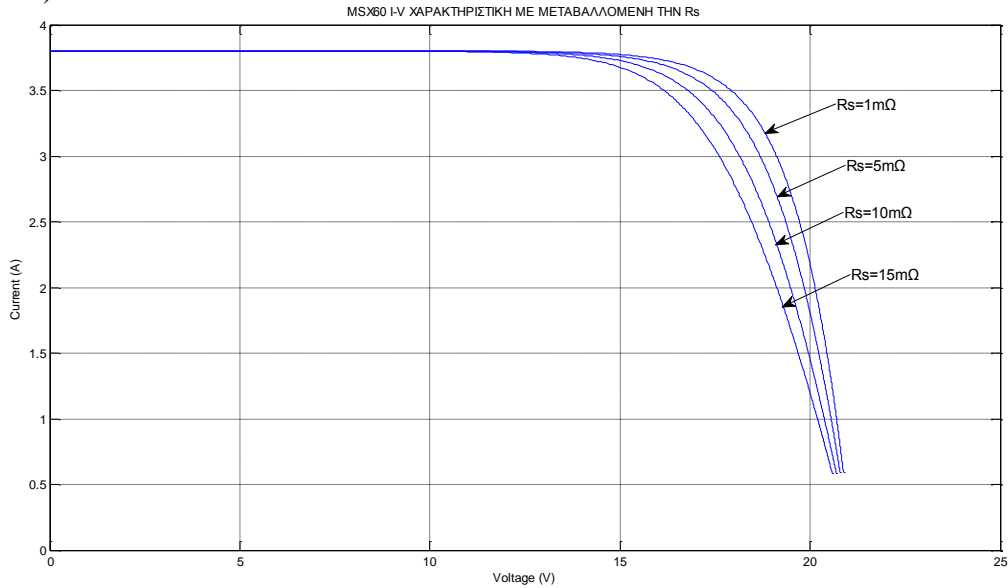


Σχήμα 4.7 (Το σμήνος των I-V χαρακτηριστικών του μοντελοποιημένου MSX60)

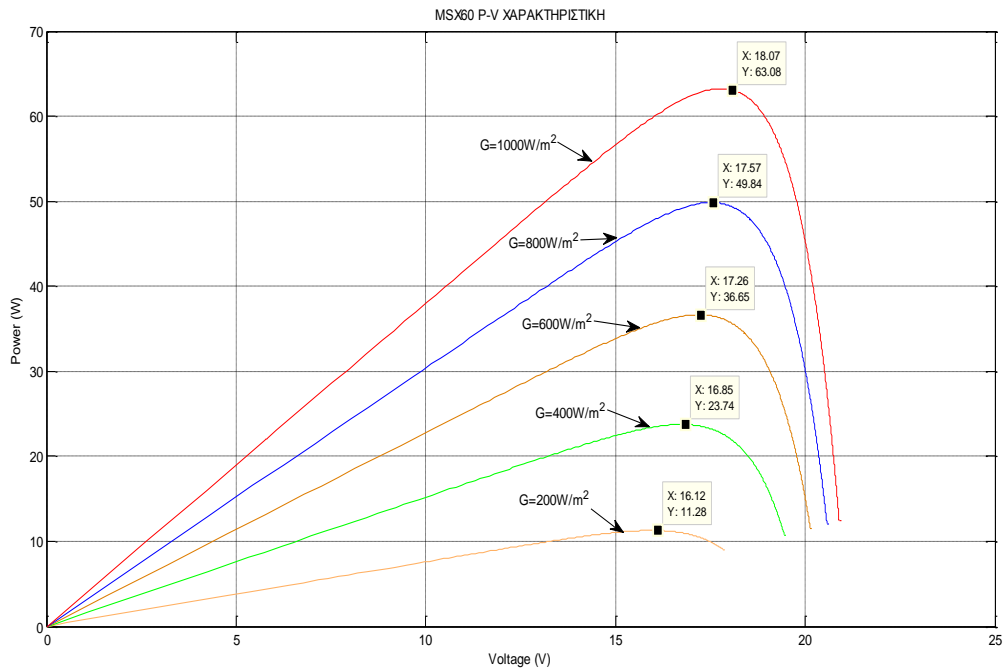


Σχήμα 4.8 (Οι χαρακτηριστικές I-V του MSX60 έτσι όπως υπάρχουν στο datasheet)

Στο Σχήμα 4.9 παρουσιάζεται η μεταβολή της χαρακτηριστικής I-V του MSX60 για μεταβολή της τιμής της R_s από $1\text{m}\Omega$ ως $15\text{m}\Omega$, με σταθερές την ένταση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας ($1\text{KW}/\text{m}^2$) και τη θερμοκρασία λειτουργίας (25°C).

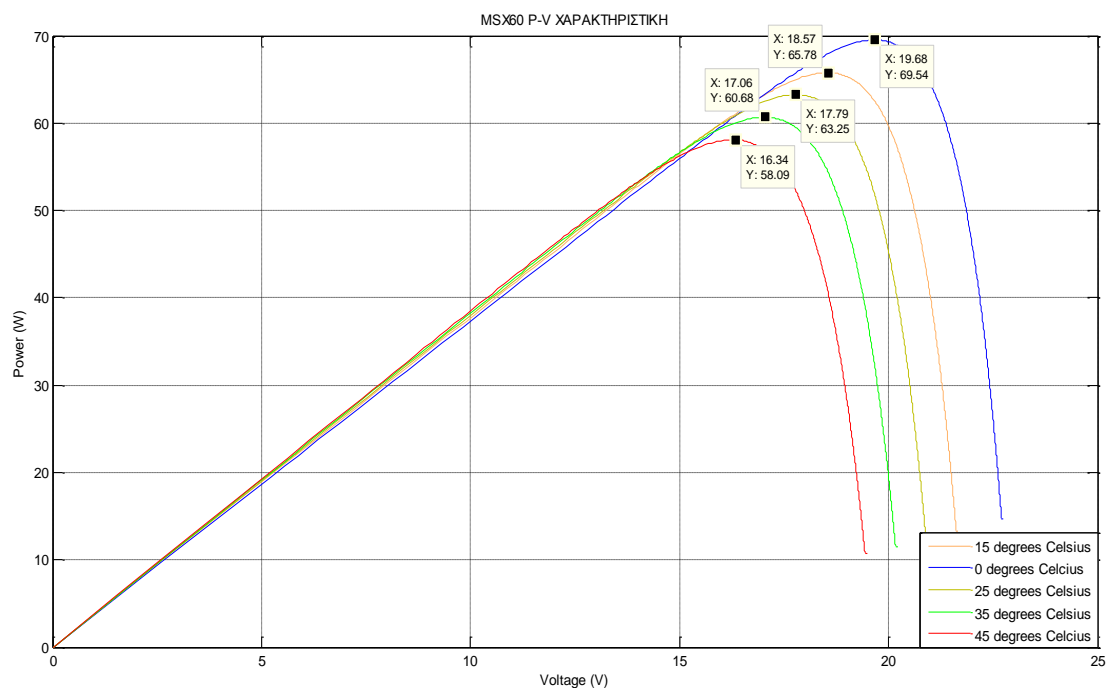


Σχήμα 4.9 (Η μεταβολή της τιμής της R_s από $1\text{m}\Omega$ ως $15\text{m}\Omega$)



Σχήμα 4.10 (Η μετακίνηση του σημείου MPP ως προς την μεταβολή της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας)

Στα Σχήματα 4.10 και 4.11 παρουσιάζεται η μετακίνηση του σημείου MPP ως προς τη μεταβολή της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας, αντίστοιχα. Γενικά, η τάση V_{mpp} του πάνελ MSX60 μεταβάλλεται μεταξύ 15V και 20V, ενώ η τάση ανοιχτού κυκλώματος V_{oc} μεταξύ 18V και 23V. Τα δεδομένα αυτά θα χρησιμεύσουν στη συνέχεια κατά τον υπολογισμό του μετατροπέα DC.



Σχήμα 4.11 (Η μετακίνηση του σημείου MPP ως προς την μεταβολή της θερμοκρασίας λειτουργίας)

Δεδομένου ότι στις προηγούμενες εκδόσεις του MATLAB/SIMULINK δεν υπάρχει έτοιμο το μπλοκ του φ/β κυττάρου, στο παράρτημα Α παρατίθεται η μοντελοποίηση ενός φ/β πάνελ έτσι όπως παρουσιάζεται στην εργασία των Tsai et al. (2008, 2010), βασίζεται στο ισοδύναμο του Σχήματος 1.3.β και υλοποιείται με απλά μπλοκ συναρτήσεων. Μια δεύτερη εναλλακτική πρόταση είναι η απευθείας περιγραφή της λειτουργίας του φ/β πάνελ με κώδικα MATLAB και μετατροπή του σε μπλοκ συνάρτησης, όπως παρουσιάζεται στο παράρτημα Β.

4.3 Υπολογισμός και μοντελοποίηση του μετατροπέα DC

Όπως παρουσιάστηκε στις προηγούμενες ενότητες, η βαθμίδα που είναι επιφορτισμένη με την επιβολή του σημείου MPP στη φ/β συστοιχία είναι ο

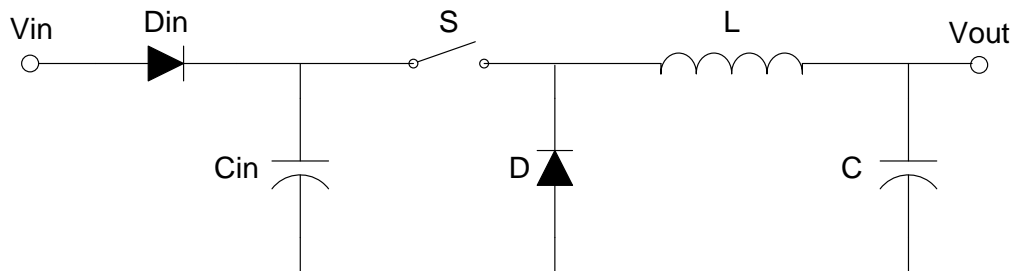
μετατροπέας DC διακοπτικού τρόπου λειτουργίας. Στο τρίτο κεφάλαιο πραγματοποιήθηκε εκτενής παρουσίαση του θεωρητικού υποβάθρου, βάσει του οποίου θα γίνει η σχεδίαση του μετατροπέα του συστήματος.

Γενικά, στις φωτοβολταϊκές διατάξεις βρίσκουν εφαρμογή και τα τρία είδη των μετατροπέων διακοπτικού τρόπου λειτουργίας πρώτου τεταρτημορίου. Οι μετατροπείς υποβιβασμού, χρησιμοποιούνται συνήθως σε εφαρμογές αυτόνομου χαρακτήρα, όπως η φόρτιση συσσωρευτών ή η οδήγηση dc κινητήρων διατάξεων άντλησης νερού, λόγω του ότι η υποβίβαση της τάσης διασφαλίζει μεγαλύτερο εύρος ρεύματος στο φορτίο. Οι μετατροπείς ανύψωσης χρησιμοποιούνται ως βαθμίδα ρύθμισης τάσης ή/και ρεύματος σε inverters, προκειμένου να ανυψώσουν τη dc τάση της φ/β συστοιχίας στο επιθυμητό επίπεδο που χρειάζονται οι συγκεκριμένοι inverters στην είσοδό τους. Οι μετατροπείς ανύψωσης-υποβιβασμού, λόγω των σημαντικών πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν, βρίσκουν εφαρμογή σε ειδικές περιπτώσεις όπου επιβάλλεται δυνατότητα ανύψωσης ή/και υποβιβασμού. Μια τέτοια περίπτωση είναι όταν χρησιμοποιείται μετατροπέας υποβιβασμού για φόρτιση συσσωρευτών και η μεταβολή της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας ή της θερμοκρασίας οδηγήσει το σημείο MPP της φ/β συστοιχίας κάτω από την τάση φόρτισης των συσσωρευτών. Τότε, προκειμένου να μην μείνουν αφόρτιστοι οι συσσωρευτές, επιβάλλεται η δυνατότητα ανύψωσης της τάσης.

Για την επίδειξη και την αξιολόγηση των αλγορίθμων MPPT στη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία, επιλέγεται η προσάρτηση στο σύστημα μετατροπέα υποβιβασμού. Η απλούστερη διάταξη που μπορεί να χρησιμοποιηθεί είναι αυτή του Σχήματος 3.9. Όπως αναλύθηκε στην ενότητα 3.3.1, η συγκεκριμένη τοπολογία παρουσιάζει σοβαρά μειονεκτήματα τα οποία, στις πραγματικές εφαρμογές, ενδεχομένως να έχουν συνέπειες στη λειτουργία του συνολικού συστήματος. Το πιο σοβαρό από αυτά είναι η διακοπτόμενη μορφή του ρεύματος εισόδου I_s λόγω της θέσης του διακόπτη S στην είσοδο του μετατροπέα, κάτι που κάνει επιβεβλημένη την τοποθέτηση μιας διάταξης σταθεροποίησης του ρεύματος εισόδου. Για το λόγο αυτό τοποθετήθηκε η δίοδος D_{in} και ο πυκνωτής C_{in} .

Ο υπολογισμός των στοιχείων του μετατροπέα υποβιβασμού γίνεται βάσει της θεωρίας που παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.3.1 για τον τρόπο λειτουργίας συνεχούς αγωγής. Οι προδιαγραφές που θα πρέπει να πληροί ο μετατροπέας συνοψίζονται στον Πίνακα 4.2. Ως φορτίο του μετατροπέα επιλέγεται ένα σταθερό ωμικό φορτίο της

τάξης των 10Ω , καθώς στη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία εξετάζεται αποκλειστικά ο μηχανισμός ιχνηλάτησης του MPP.



Σχήμα 4.12 (Το κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού)

Πίνακας 4.2

ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ

Εύρος τάσης εισόδου (Vs)	0-25V DC
Εύρος ρεύματος εισόδου (Is)	0-4A (<5% κυμάτωση)
Κυμάτωση τάσης εξόδου (ΔV_o)	<400mVp-p
Κυμάτωση ρεύματος πηνίου (ΔI_o)	ΧΩΡΙΣ ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟ
Μέγιστη ισχύς εξόδου (Pmax)	60W
Διακοπτική συχνότητα	100KHz

Ο υπολογισμός της αυτεπαγωγής L είναι, ίσως, ο πιο κρίσιμος υπολογισμός στο κύκλωμα του μετατροπέα. Από τη σχέση 3.11, η ελάχιστη τιμή για την αυτεπαγωγή L για $D=0,5$ είναι:

$$L \geq \frac{(1-D)R}{2f} = \frac{(1-0,5)10}{2 \cdot 100000} = 25\mu H$$

Η τιμή των $25\mu H$ είναι η ελάχιστη επιτρεπτή προκειμένου ο μετατροπέας να βρίσκεται σε συνεχή τρόπο λειτουργίας. Ωστόσο, δεδομένου ότι η παραπάνω τιμή είναι οριακή και τα στοιχεία του κυκλώματος δεν είναι ιδανικά, για την προσομοίωση η τιμή της αυτεπαγωγής θα επιλεγεί στα $30\mu H$.

Καθοριστικό ρόλο παίζει η μέγιστη επιτρεπτή κυμάτωση της τάσης εξόδου. Εδώ πρέπει να επισημανθεί και η γραμμική σχέση που υπάρχει μεταξύ της μέγιστης

επιτρεπτής κυμάτωσης και του χρόνου απόκρισης της τάσης εξόδου (για ωμικό φορτίο). Πιο συγκεκριμένα: *όσο μεγαλύτερο είναι το επιτρεπτό ποσοστό κυμάτωσης στην έξοδο του μετατροπέα, τόσο μεγαλύτερη θα είναι η κυμάτωση του ρεύματος στο πηνίο και τόσο μικρότερη θα είναι η τιμή του πυκνωτή εξόδου, αντίστοιχα. Άρα τόσο ταχύτερη θα γίνεται η απόκριση του μετατροπέα.* Η ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή καταστολής της κυμάτωσης C υπολογίζεται με βάση τη σχέση 3.12 για $D=0,5$ και V_o ίση με το MPP του φ/β πάνελ MSX60 για STC (βλ. Σχήμα 4.7 και 4.8):

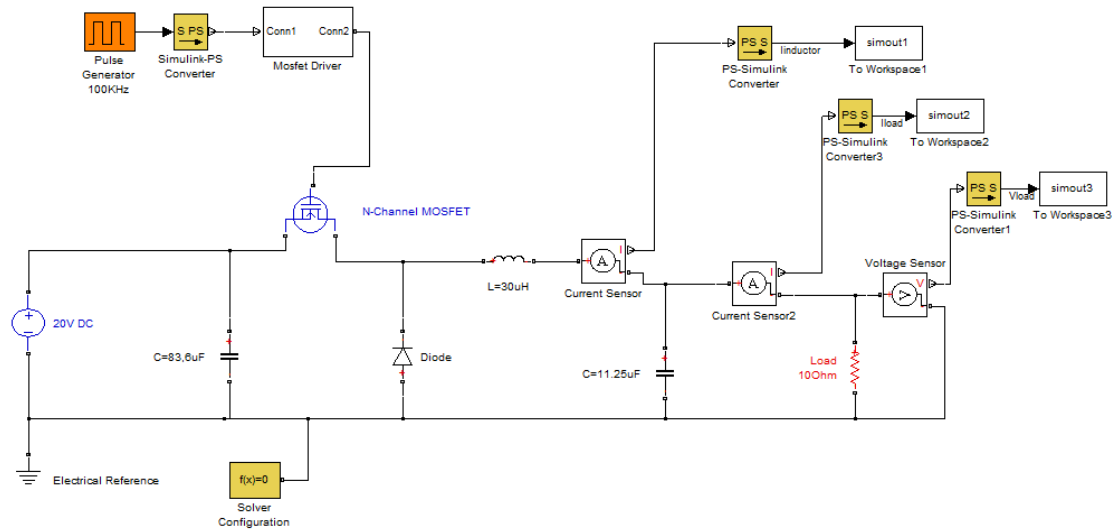
$$C_{\min} = \frac{(1-D)V_o}{8\Delta V_o L f^2} = \frac{(1-0,5)18}{8 \cdot 0,4 \cdot 25 \cdot 10^{-6} \cdot (100000)^2} = 11,25 \mu F$$

Η επιλογή της τιμής του πυκνωτή εισόδου C_{in} , σύμφωνα με την [10], γίνεται με γνώμονα το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να αποδώσει η βαθμίδα που είναι συνδεδεμένη στην είσοδο του μετατροπέα. Πιο συγκεκριμένα, *για κάθε Ampere αρκούν 10 μF ως 22 μF* . Επομένως, λόγω του ότι το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να αποδώσει το φ/β πάνελ MSX60 είναι 3,8 A (το ρεύμα βραχυκύκλωσης σε STC), η χωρητικότητα του C_{in} προκύπτει:

$$C_{in} = 3,8 \cdot 22 \mu F = 83,6 \mu F$$

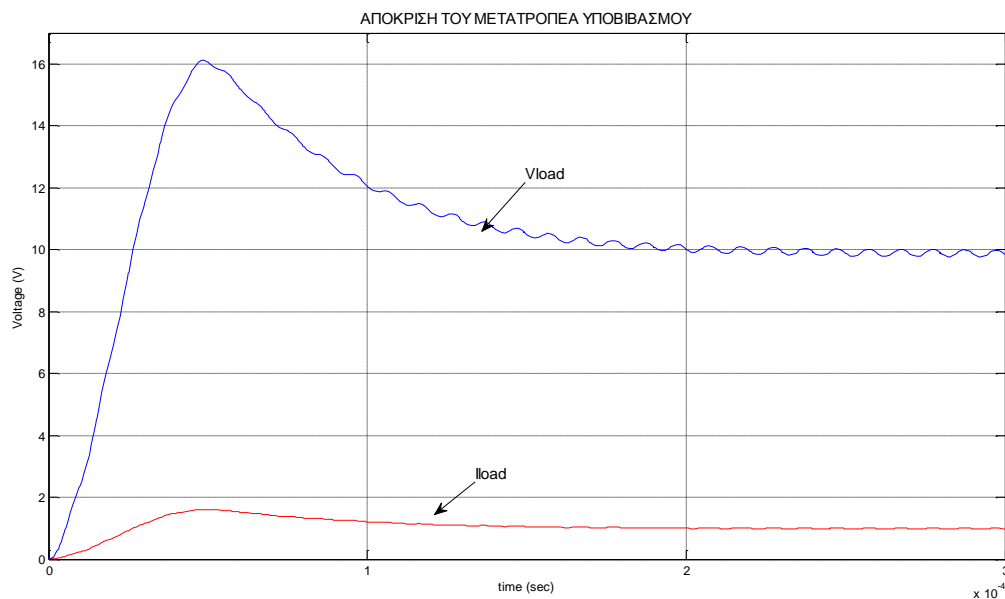
Ως διακόπτης θα χρησιμοποιηθεί το μπλοκ του MOSFET πύκνωσης N-καναλιού από τη βιβλιοθήκη semiconductor devices του toolbox simscape. Σε αυτό το στάδιο δεν θα κατασκευαστεί κάποιο ειδικό κύκλωμα ελέγχου της Πύλης του MOSFET, αλλά θα χρησιμοποιηθεί μια γεννήτρια συνεχόμενων παλμών ρυθμιζόμενου πλάτους, duty ratio και περιόδου, σε συνδυασμό με έναν optocoupler. Μεγάλη σημασία πρέπει να αποδοθεί στην τιμή της αντίστασης $R_{DS(on)}$ του μπλοκ του MOSFET, καθώς πρέπει να κρατηθεί αρκετά χαμηλή ώστε να αποτραπούν μεγάλες διακοπτικές απώλειες. Η δεδομένη τιμή του μπλοκ είναι 25 m Ω , η οποία και χρησιμοποιήθηκε.

Με βάση όλα τα στοιχεία που προέκυψαν από την παραπάνω ανάλυση, σχηματίστηκε στο MATLAB/SIMULINK το κύκλωμα του Σχήματος 4.13 :

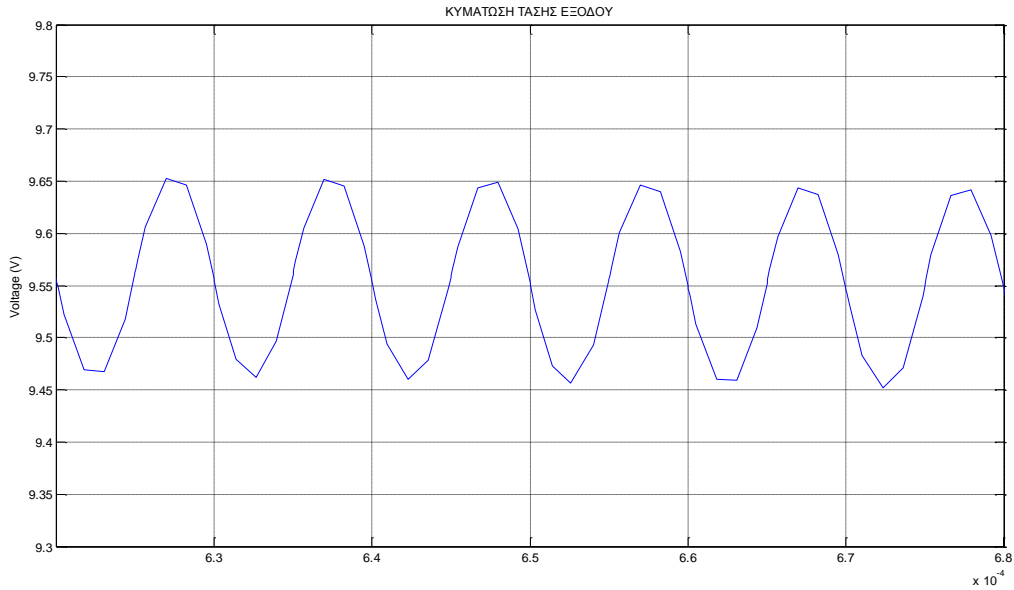


Σχήμα 4.13 (Το κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού)

Για να επιβεβαιωθεί η ορθή λειτουργία του μετατροπέα, συνδέθηκε στην είσοδο μια πηγή τάσης 20 V DC και ρυθμίστηκε η γεννήτρια ώστε να παρέχει παλμούς πλάτους 12 V, συχνότητας 100 KHz και duty ratio 50% στο κύκλωμα οδήγησης της Πύλης του MOSFET. Βάσει της σχέσης 3.15, η τάση στο φορτίο θα πρέπει να είναι 10V DC. Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.14, ενώ στο Σχήμα 4.15 παρουσιάζεται η κυμάτωση της τάσης εξόδου μεγεθυμένη.

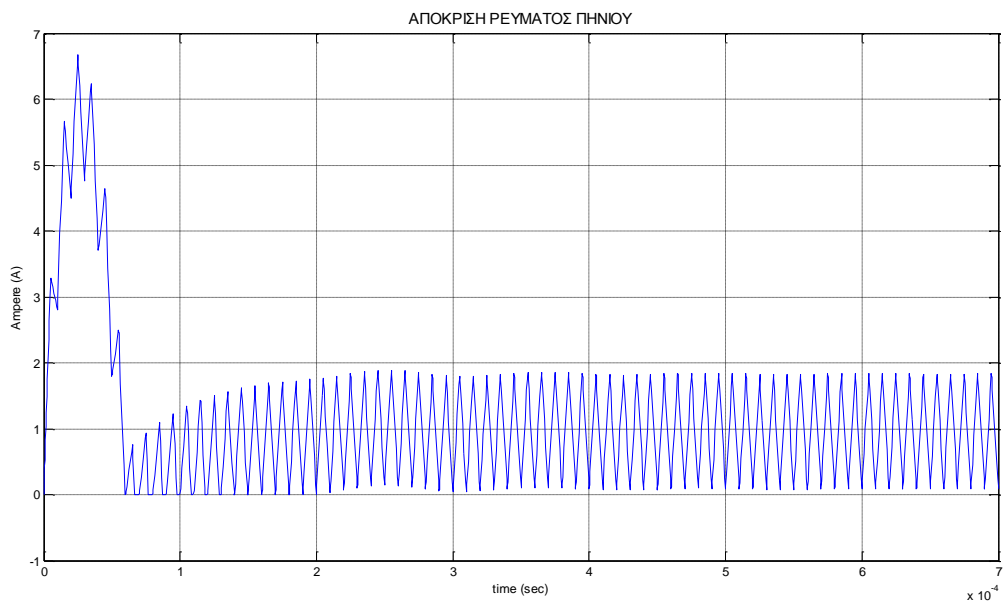


Σχήμα 4.14 (Η απόκριση του μετατροπέα υποβιβασμού για παλμούς στο διακόπτη πλάτους 12V, συχνότητας 100KHz και duty ratio 50%)

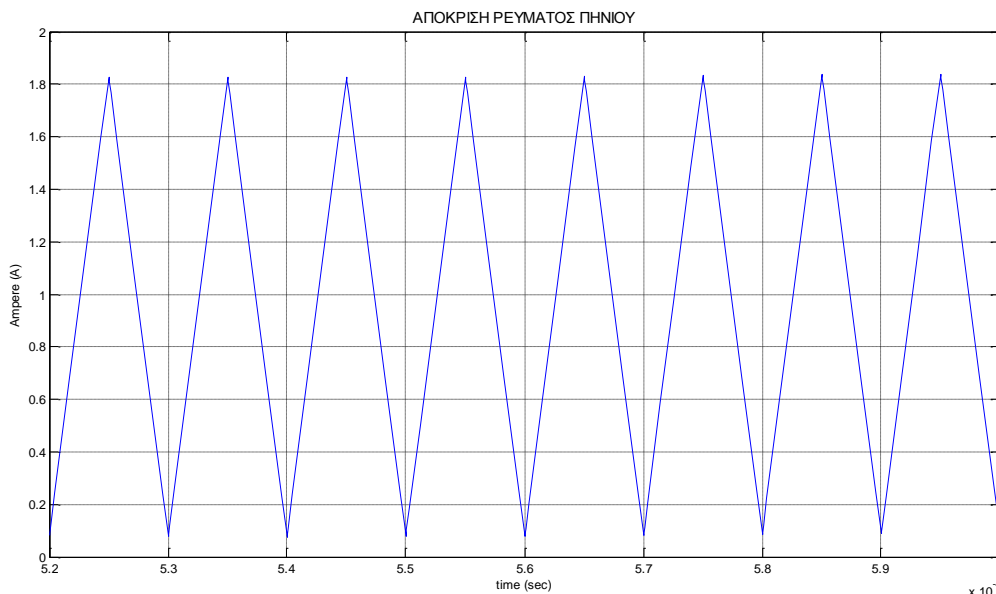


Σχήμα 4.15 (Η κυμάτωση της τάσης εξόδου μεγεθυμένη)

Παρατηρείται ότι η κυμάτωση της τάσης εξόδου πληροί την αντίστοιχη προδιαγραφή του Πίνακα 4.2. Στο Σχήμα 4.16 παρουσιάζεται η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου και στο Σχήμα 4.17 μια μεγέθυνση του ρεύματος αυτού στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.



Σχήμα 4.16 (Η κυματομορφή του ρεύματος πηνίου)

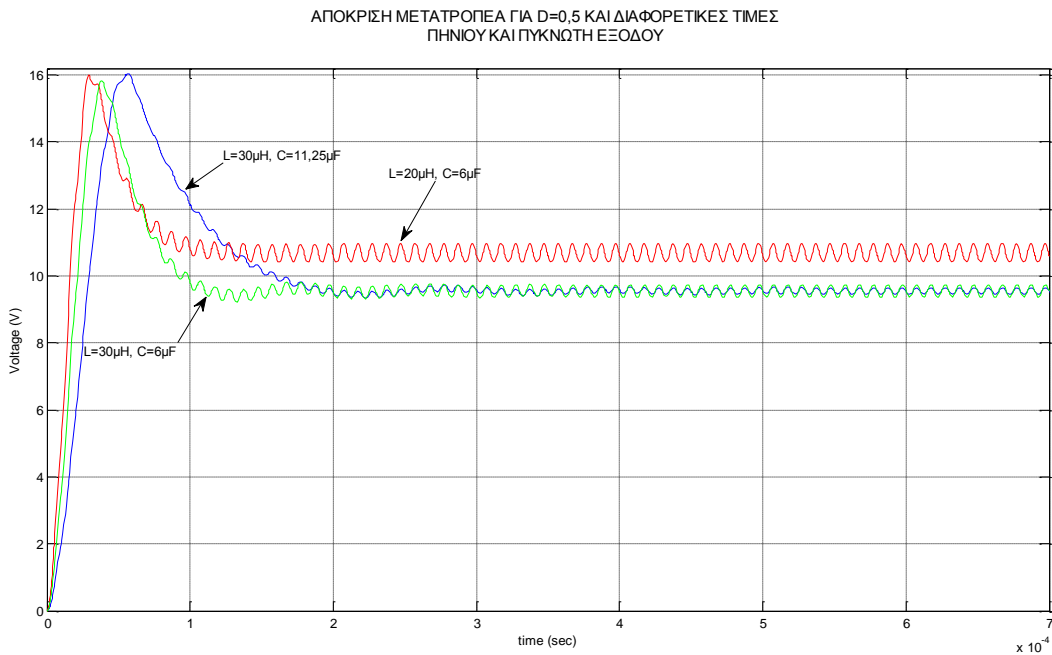


Σχήμα 4.17 (Η κυματομορφή του ρεύματος πηνίου στη μόνιμη κατάσταση μεγεθυμένη)

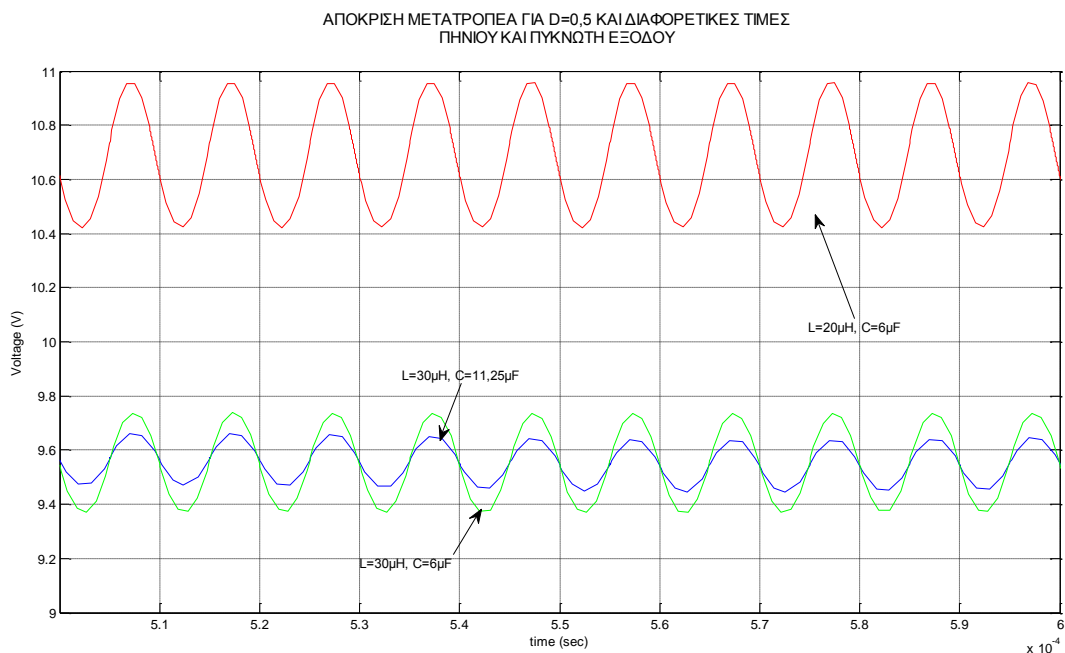
Από το Σχήμα 4.17 γίνεται προφανές ότι το duty ratio του μετατροπέα είναι 0,5 (λόγω της συμμετρικής μορφής του ρεύματος) και ότι το πηνίο είναι σε κατάσταση συνεχούς αγωγής (επειδή η τιμή του δεν γίνεται ποτέ μηδενική).

Όπως αναφέρθηκε στην αρχή της ενότητας, οι τιμές του πηνίου και του πυκνωτή εξόδου σχετίζονται άμεσα με την απόκριση του κυκλώματος. Στο Σχήμα 4.18, η κάθε μια από τις αποκρίσεις αντιστοιχεί σε διαφορετικό συνδυασμό τιμών του πηνίου και του πυκνωτή. Παρατηρείται ότι όσο οι τιμές υπολείπονται αυτών που υπολογίστηκαν προηγουμένως βάσει της θεωρίας του 3^{ου} κεφαλαίου (κόκκινη καμπύλη), ο μετατροπέας γίνεται μεν ταχύτερος, λόγω λειτουργίας σε κατάσταση ασυνεχούς αγωγής, όμως η τάση εξόδου και η κυμάτωση βγαίνουν εκτός της προδιαγραφής του Πίνακα 4.2. Επίσης, αν χρησιμοποιηθεί η σωστή τιμή για το πηνίο, αλλά μικρότερη τιμή για τον πυκνωτή καταστολής κυμάτωσης (πράσινη καμπύλη), το σύστημα είναι μεν ταχύτερο και αποδίδει τη σωστή τιμή της τάσης εξόδου, ωστόσο η κυμάτωση έχει βγει εκτός της προδιαγραφής. Στο Σχήμα 4.19 παρουσιάζεται μεγεθυμένη η μόνιμη κατάσταση των αποκρίσεων του Σχήματος 4.18.

Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε για τον υπολογισμό των στοιχείων ενός μετατροπέα DC έλαβε υπόψη τις βασικές προδιαγραφές που πρέπει να πληροί ένας μετατροπέας υποβιβασμού. Γενικά, ο συνήθης τρόπος σχεδίασης ενός πραγματικού μετατροπέα υποβιβασμού (και όχι ενός μοντέλου) περιλαμβάνει επιπλέον περιορισμούς για το πηνίο και τον πυκνωτή καταστολής κυμάτωσης.



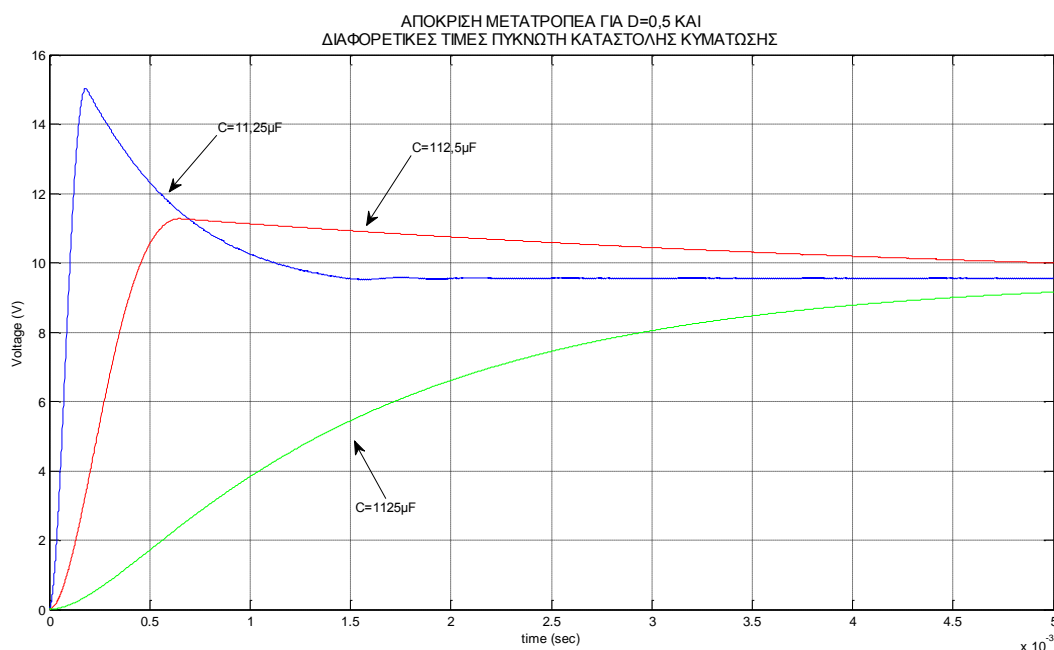
Σχήμα 4.18 (Η απόκριση του μετατροπέα για 3 συνδυασμούς τιμών πηνίου και πυκνωτή καταστολής κυμάτωσης)



Σχήμα 4.19 (Η μόνιμη κατάσταση των αποκρίσεων του Σχήματος 4.18 μεγεθυμένη)

Πιο συγκεκριμένα η μέγιστη τιμή που παίρνει το ρεύμα του πηνίου είναι καθοριστικός παράγοντας για την επιλογή της διατομής των αγωγών του πηνίου, αλλά και της επιλογής του MOSFET και της διόδου. Επίσης, η επιλογή του πυκνωτή καταστολής της κυμάτωσης, εκτός από τη διασφάλιση της καθορισμένης

προδιαγραφής, συνεισφέρει και στη ρύθμιση του overshoot της εξόδου. Πράγματι, όταν η τιμή της χωρητικότητας είναι η ελάχιστη δυνατή, η απόκριση του κυκλώματος αν και είναι ταχύτερη, το overshoot είναι αρκετά μεγάλο (βλ. Σχήμα 4.18). Αυξάνοντας την τιμή της χωρητικότητας καταστέλλεται το overshoot, αυξάνεται, όμως, ο χρόνος αποκατάστασης της μόνιμης κατάστασης όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.20.



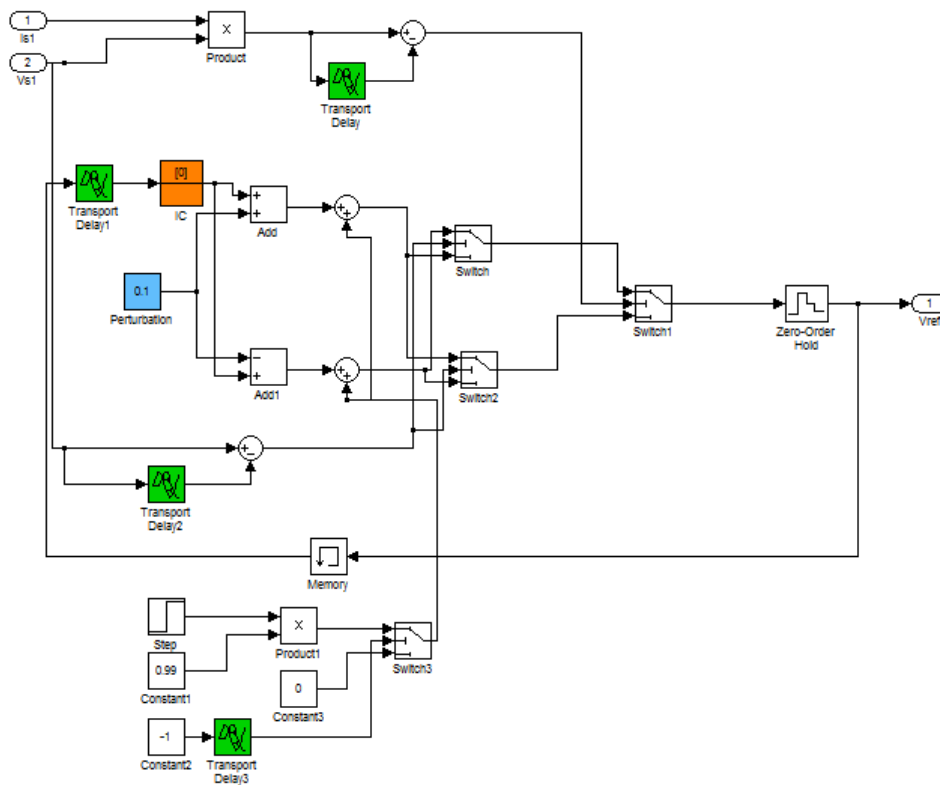
Σχήμα 4.20 (Η μείωση που επιφέρουν στο overshoot οι διαφορετικές τιμές πυκνωτή καταστολής κυμάτων)

4.4 Μοντελοποίηση του αλγορίθμου MPPT

Όπως αναφέρθηκε στο δεύτερο κεφάλαιο, ο P&O είναι ο αλγόριθμος MPPT που χρησιμοποιείται ευρέως καθώς, ακόμα και στη βασική εκδοχή του, δίνει πολύ καλά αποτελέσματα και υλοποιείται σχετικά εύκολα. Στην ενότητα 2.2 υπάρχει εκτενής ανάλυση της λειτουργίας του συγκεκριμένου αλγορίθμου. Στην παρούσα ενότητα θα μοντελοποιηθεί το σχήμα ελέγχου MPPT με βάση το διάγραμμα ροής που παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.3. Πιο αναλυτικά, το σχήμα ελέγχου, αρχικά, θα διαβάσει την τρέχουσα τιμή του ρεύματος και της τάσης της φ/β συστοιχίας και θα υπολογίσει την τρέχουσα τιμή της ισχύος. Τις τιμές αυτές θα τις αποθηκεύσει σαν τις k -οστές τιμές. Με τον ίδιο τρόπο, στον επόμενο κύκλο θα πάρει τις $(k+1)$ -οστές τιμές τάσης και ισχύος, τις οποίες θα αφαιρέσει από τις αντίστοιχες αποθηκευμένες k -οστές τιμές.

Κατόπιν, ανάλογα με το πρόσημο που προκύπτει από τις αφαιρέσεις και με βάση τον Πίνακα 2.1, θα μεταβληθεί ανάλογα η τιμή της τάση αναφοράς V_{ref} , η οποία συνδέεται με κύκλωμα PWM.

Ο παραπάνω αλγόριθμος υλοποιείται στο MATLAB/SIMULINK με το κύκλωμα του Σχήματος 4.21.



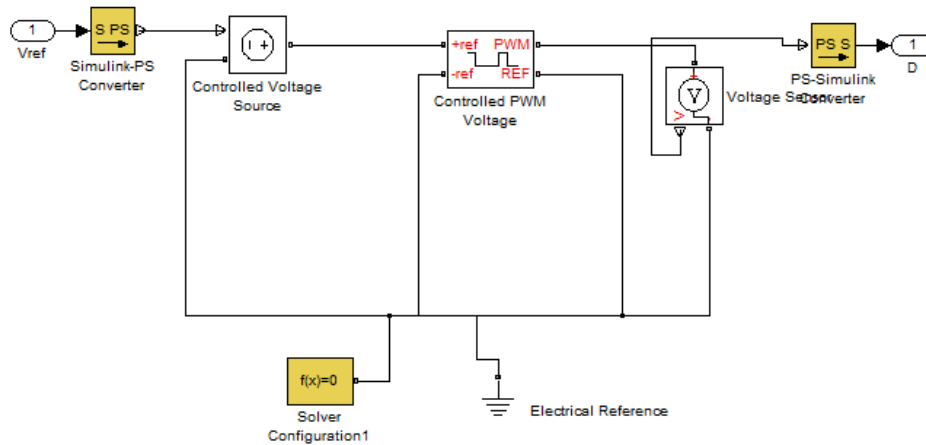
Σχήμα 4.21 (Η υλοποίηση του αλγορίθμου P&O)

Στο παραπάνω σχήμα, με πορτοκαλί χρώμα είναι το μπλοκ που διασφαλίζει την αρχική τιμή της V_{ref} (στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι 0 V) και με μπλε χρώμα το μπλοκ που ορίζει το βήμα ΔV (στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι 0,1 V). Το μπλοκ του Zero-Order Hold καθορίζει τη συχνότητα των συγκρίσεων των δειγμάτων ρεύματος και τάσης του φ/β πάνελ. Μεγάλη προσοχή πρέπει να δοθεί στις τιμές του time delay των μπλοκ Transportation Delay (πράσινο χρώμα) και Step οι οποίες πρέπει να είναι αντίστοιχες του Zero-Order Hold.

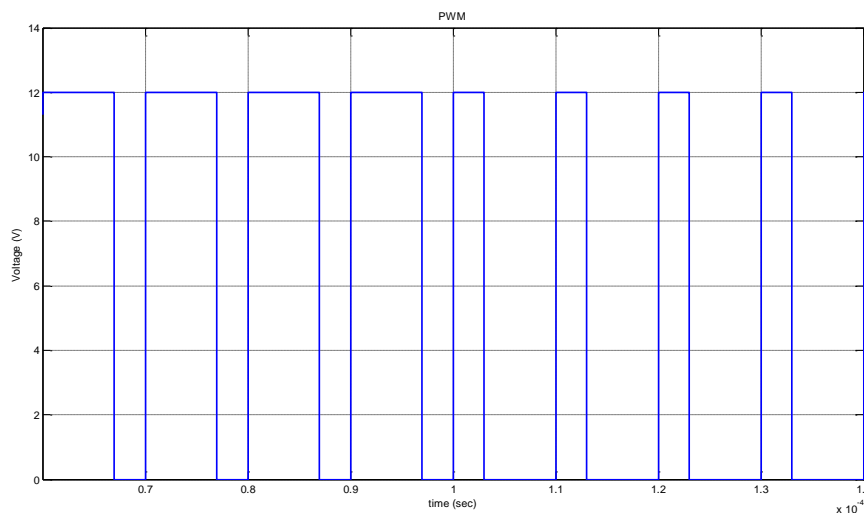
4.5 Μοντελοποίηση του συστήματος PWM

Η έξοδος του μπλοκ που υλοποιεί τον αλγόριθμο MPPT είναι η τάση αναφοράς V_{ref} , βάσει της οποίας θα προσαρμόζεται το duty ratio D του συστήματος PWM. Στο

Σχήμα 4.22 παρουσιάζεται η υλοποίηση ενός συστήματος PWM που λειτουργεί με την παραπάνω λογική στο MATLAB/SIMULINK.



Σχήμα 4.22 (Το κύκλωμα του PWM)



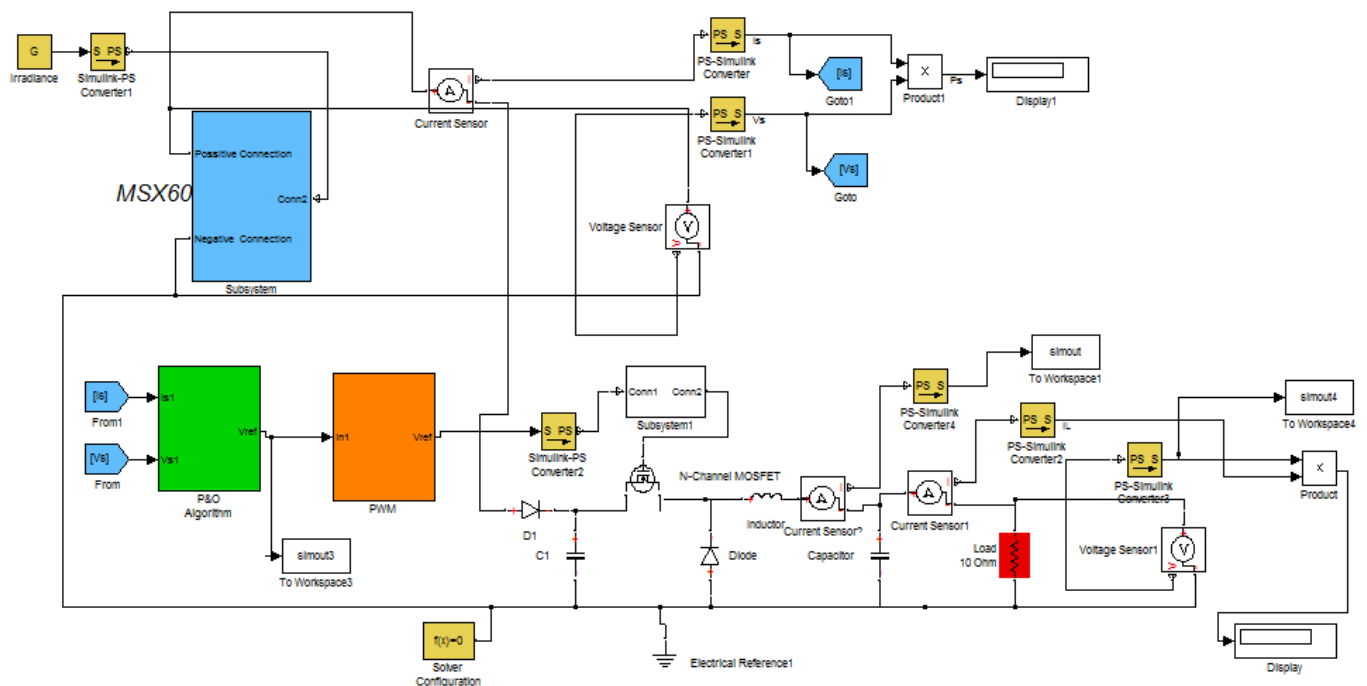
Σχήμα 4.23 (Η μεταβολή που επιφέρει στο duty ratio του μπλοκ PWM η αλλαγή της V_{ref} από 7V σε 3V κατά τη χρονική στιγμή 0,0001sec)

Βασικό στοιχείο του παραπάνω κυκλώματος είναι το μπλοκ του ελεγχόμενου από τάση PWM, το οποίο βρίσκεται στο toolbox simscape. Χρησιμοποιώντας αυτό το μπλοκ, καθορίζεται η συχνότητα και το πλάτος των παλμών PWM, καθώς και το εύρος της τάσης V_{ref} όπου θα μεταβάλλεται το duty ratio του PWM. Για το προς προσομοίωση σύστημα επιλέχθηκε εύρος V_{ref} μεταξύ 0V και 10V, πλάτος παλμών

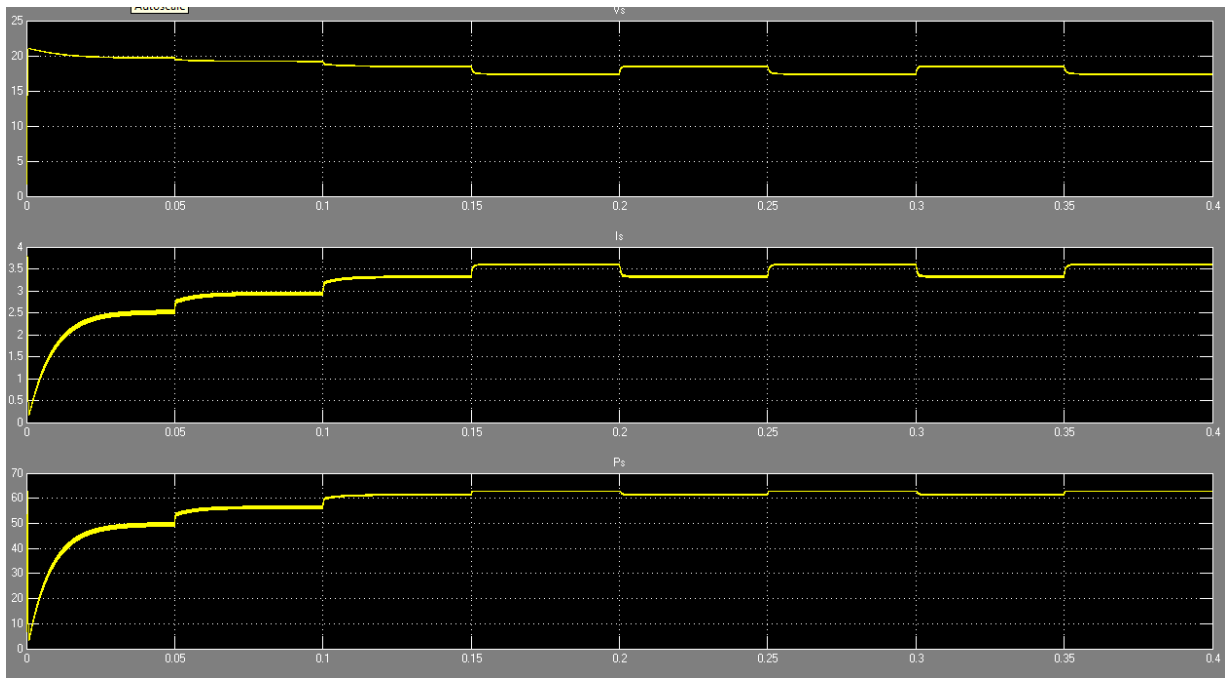
12V και συχνότητα 100KHz. Στο σχήμα 4.23 παρουσιάζεται η μεταβολή στο duty ratio του PWM που επιφέρει στιγμιαία μεταβολή της V_{ref} από 7V σε 3V.

4.6 Προσομοίωση του συστήματος

Με βάση τα υποσυστήματα που μοντελοποιήθηκαν στις προηγούμενες ενότητες, σχηματίζεται το συνολικό σύστημα MPPT που θα προσομοιωθεί για μεταβαλλόμενη τιμή της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας. Στο Σχήμα 4.24 παρουσιάζεται το συνολικό σύστημα του MPPT που ενσωματώνει αλγόριθμο P&O. Πριν γίνει η προσομοίωση της λειτουργίας για μεταβαλλόμενη ένταση ηλιακής ακτινοβολίας, στο Σχήμα 4.25 παρουσιάζεται η μορφή που παίρνει η τάση, το ρεύμα και η ισχύς του φ/β πάνελ MSX60 για λειτουργία με P&O σε STC. Στη συγκεκριμένη προσομοίωση έχει επιλεγεί το ΔV 0,5 V και συχνότητα σύγκρισης κάθε 0.05 sec (τιμές καθόλου ρεαλιστικές για τις πραγματικές εφαρμογές) έτσι ώστε να επισημαίνεται εύκολα η ταλάντωση γύρω από το MPP. Στο Σχήμα 4.26 απεικονίζεται η έξοδος V_{ref} του υποσυστήματος P&O algorithm που είναι αυτή που οδηγεί κατάλληλα τη βαθμίδα PWM όπου για τη συγκεκριμένη προσομοίωση ρυθμίστηκε να ξεκινά από τα 5,5 V ώστε να ιχνηλατηθεί ταχύτερα το MPP.

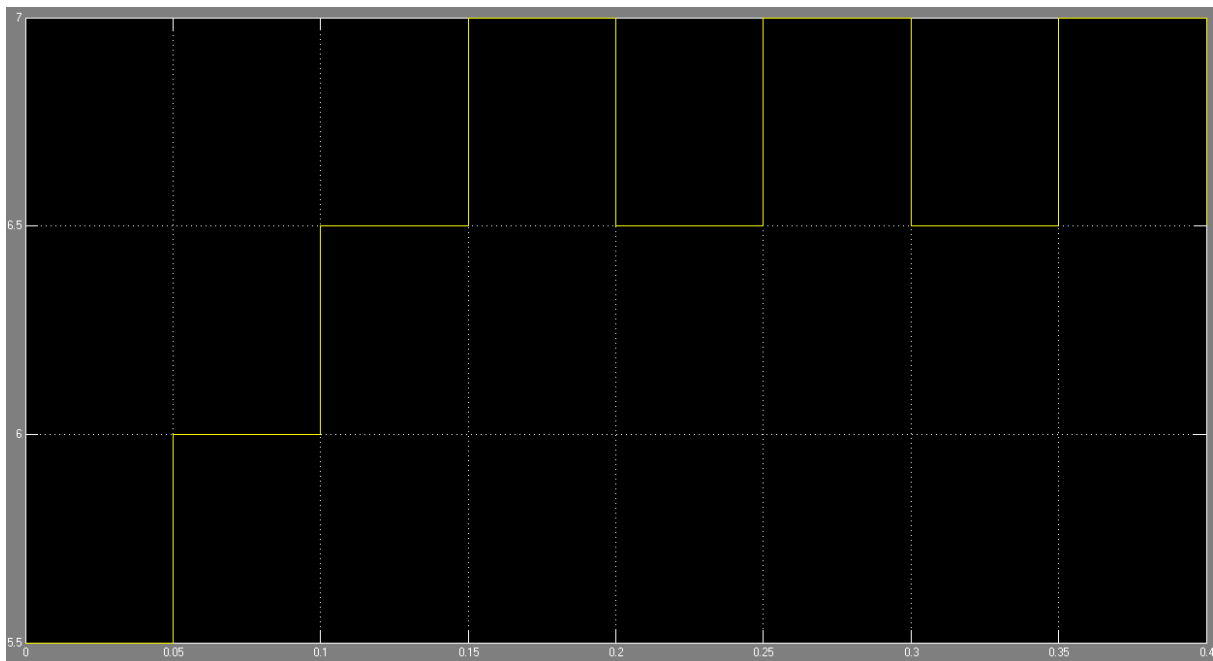


Σχήμα 4.24 (Το συνολικό σύστημα MPPT)

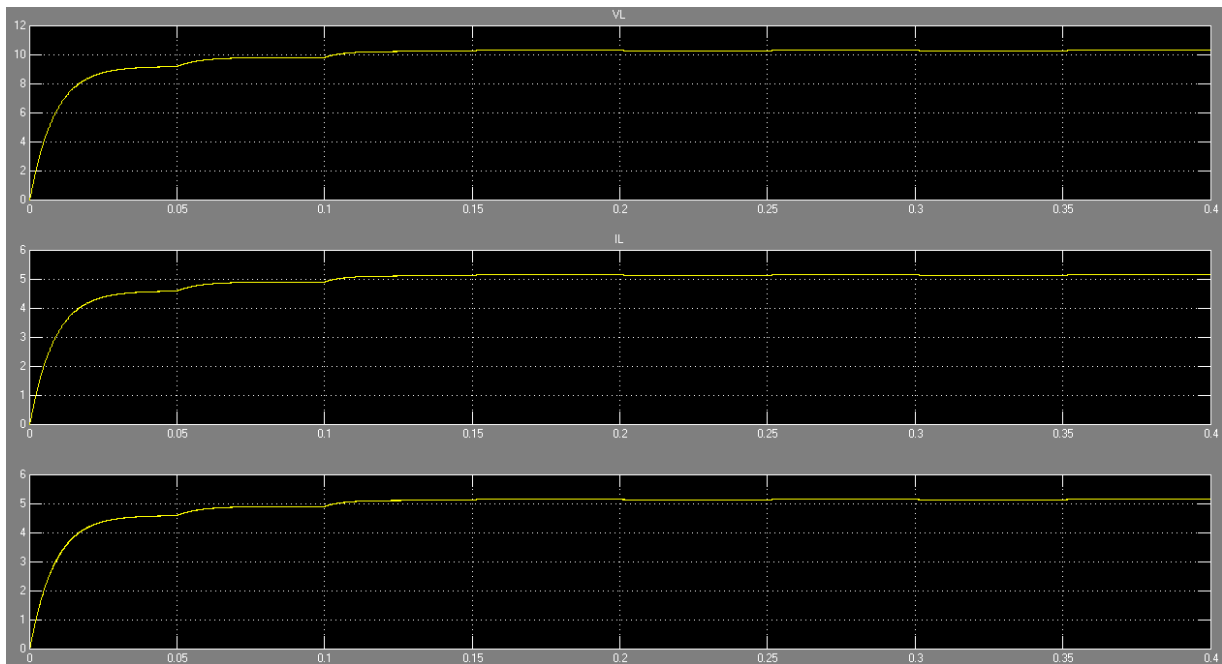


Σχήμα 4.25 (Η μορφή που έχει η τάση, το ρεύμα και η ισχύς του φ/β πάνελ MSX60 για λειτουργία υπό MPPT P&O, σε STC)

Στο Σχήμα 4.27 παρουσιάζεται η τάση και το ρεύμα στο ωμικό φορτίο των 10Ω. Γίνεται προφανές ότι υπάρχουν απώλειες στο σύστημα κάτι που είναι απόλυτα φυσιολογικό λόγω της μη ιδανικότητας των στοιχείων που απαρτίζουν τα υποσυστήματα του MPPT.

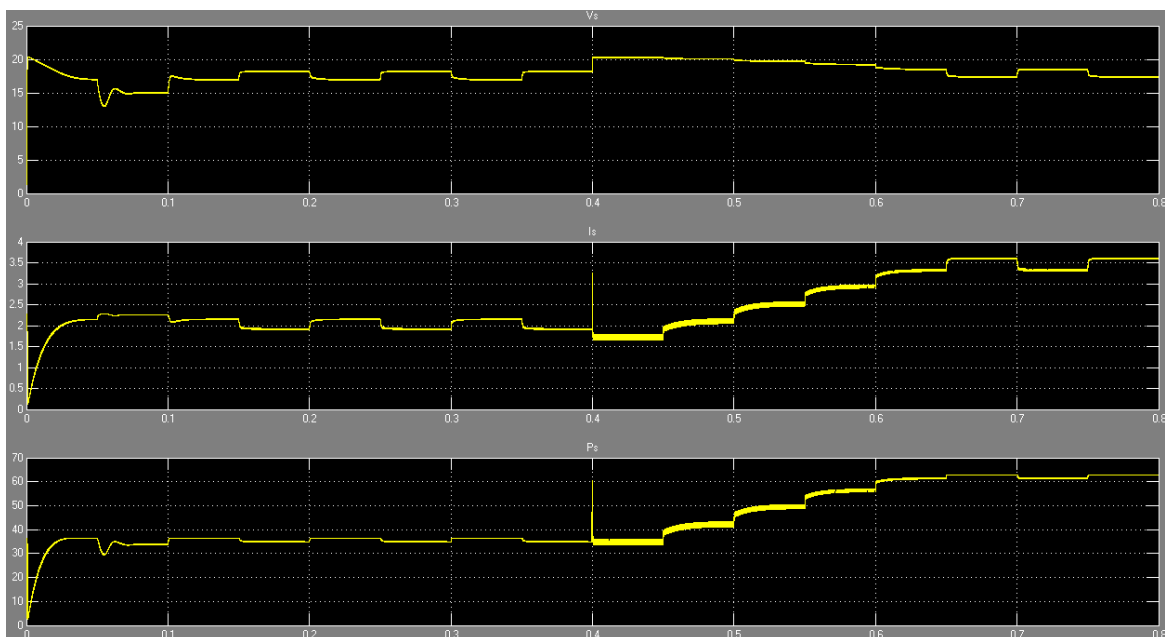


Σχήμα 4.26 (Η έξοδος V_{ref} του υποσυστήματος P&O algorithm)

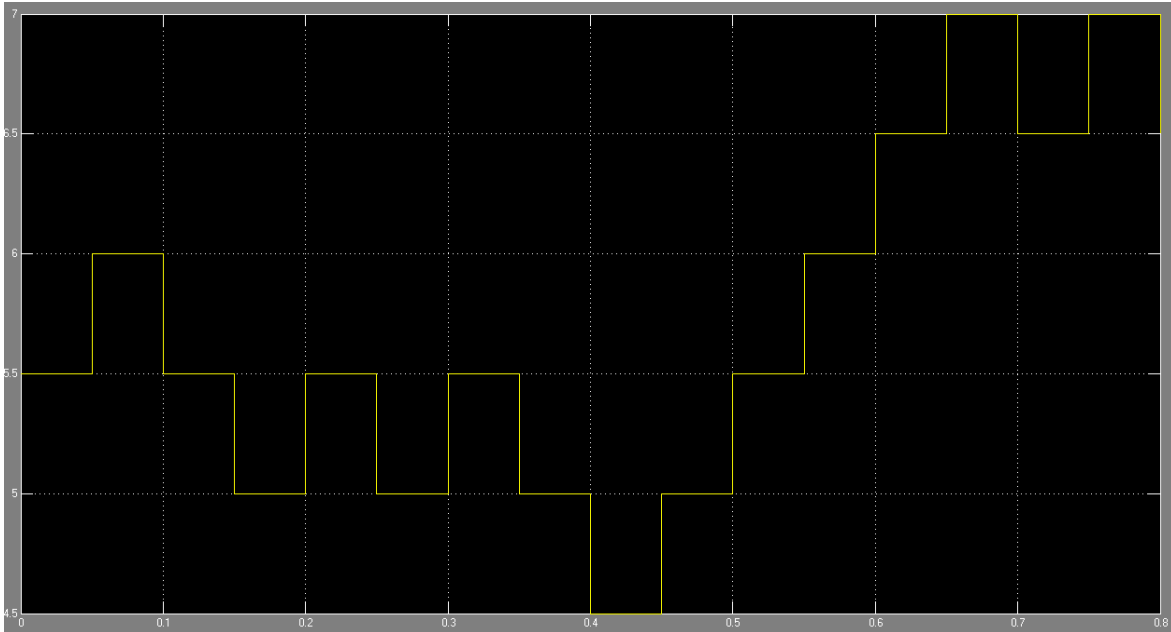


Σχήμα 4.27 (Η τάση και το ρεύμα στο φορτίο)

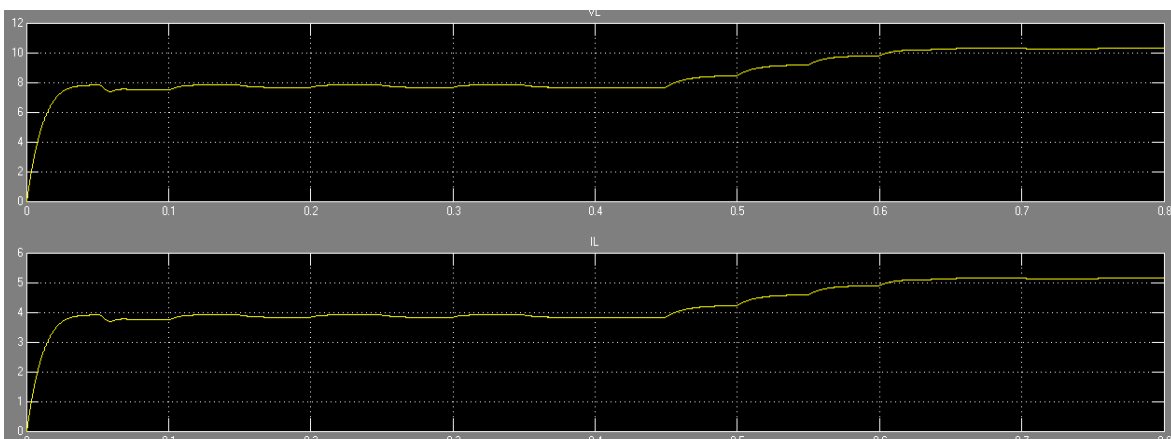
Η λειτουργία του αλγόριθμου P&O με μεταβαλλόμενη την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας απεικονίζεται στο Σχήμα 4.28. Το σενάριο της προσομοίωσης θέλει αρχικά την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας να είναι $600\text{W}/\text{m}^2$ και μετά από 0,4 sec να αυξάνεται ξαφνικά στα $1000\text{W}/\text{m}^2$. Η θερμοκρασία παραμένει σταθερή στους 25°C .



Σχήμα 4.28 (Η τάση, το ρεύμα και η ισχύς του φ/β πάνελ για μεταβολή της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας από $600\text{W}/\text{m}^2$ σε $1000\text{W}/\text{m}^2$ σε χρόνο 0,4 sec)



Σχήμα 4.29 (Η μεταβολή της V_{ref})



Σχήμα 4.30 (Η μεταβολή της τάσης και του ρεύματος στο φορτίο για τη μεταβολή της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας)

4.7 Συμπεράσματα

Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του συστήματος MPPT, για μεταβαλλόμενη ένταση προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας (Σχήματα 4.28, 4.29 και 4.30), έγινε σαφής ο τρόπος λειτουργίας του μηχανισμού ιχνηλάτησης P&O. Στα ίδια αποτελέσματα καταλήγουμε και στην περίπτωση που η παράμετρος που μεταβάλλεται είναι η θερμοκρασία λειτουργίας του ϕ/β πλαισίου ή το φορτίο εξόδου ή συνδυασμός όλων των παραπάνω. Δηλαδή, η φιλοσοφία του αλγορίθμου P&O, όπως και των περισσότερων τεχνικών MPPT, εστιάζει στην απορρόφηση του συνόλου της διαθέσιμης ισχύος από τη ϕ/β συστοιχία, κάτι που επιτυγχάνεται με τη

μεταβολή της αντίστασης εισόδου της συνολικής βαθμίδας που συνδέεται στην έξοδο της φ/β συστοιχίας. Η αντίσταση αυτή, όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.4, εξαρτάται άμεσα από το duty ratio του μετατροπέα DC.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Η βιβλιογραφία παρουσιάζεται σε αλφαβητική σειρά κατά το αγγλοσαξονικό αλφάβητο.

[1]Ait Cheikh, M.S., Larbes, C., Tchoketch Kebir G.F. and Zerguerras, A. 2007. Maximum power point tracking using a fuzzy logic control scheme *Revue des Energies Renouvelables*, 10 (3), 387-395.

[2]Δέρβος, Κ.Θ. 2007. Εισαγωγή στα ημιαγώγιμα υλικά και φωτοβολταϊκές διατάξεις. Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών.

[3]Esram, T. and Chapman. P.L. 2007. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques, *IEEE Trans. Energy Conversion* 22 (2), 439.

[4]Faranda, R., Leva, S. 2008. Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems. *WSEAS TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS*, 3(6), 446-455

[5]International Solar Energy, German section. 2008. Planning and Installing Photovoltaic Systems: A Guide for Installers, Architects and Engineers. Earthscan Publications Ltd, ISBN-10: 1844074420

[6]Μάνιας, Σ. 2007. Ηλεκτρονικά Ισχύος. Εκδόσεις Συμεών.

[7]Οι Α.. 2005. Design and simulation of photovoltaic water pumping system, Thesis, Faculty of California Polytechnic State University Dan Luis Obispo.

[8]Pires, V.F.; Silva, J.F.A. 2002. Teaching nonlinear modeling, simulation, and control of electronic power converters using MATLAB/SIMULINK. *IEEE Transactions on Education*, 45 (3), 253 – 261.

[9]Rashid, M. 2007. Power Electronics Handbook (Academic Press Series in Engineering). Elsevier

[10]Schelle, D. and Castorena, J. 2006. Buck-Converter Design Demystified. Power Electronic Technology.

[11]Skvarenina, T. L. 2002. The Power Electronics Handbook (Industrial Electronics). CRC Press LLC.

[12]Tsai, H.L. 2010. Insolation-oriented model of photovoltaic module using Matlab/Simulink, *Solar Energy*, 4 (7), 1318-1326, ISSN 0038-092X, DOI: 10.1016/j.solener.2010.04.012.

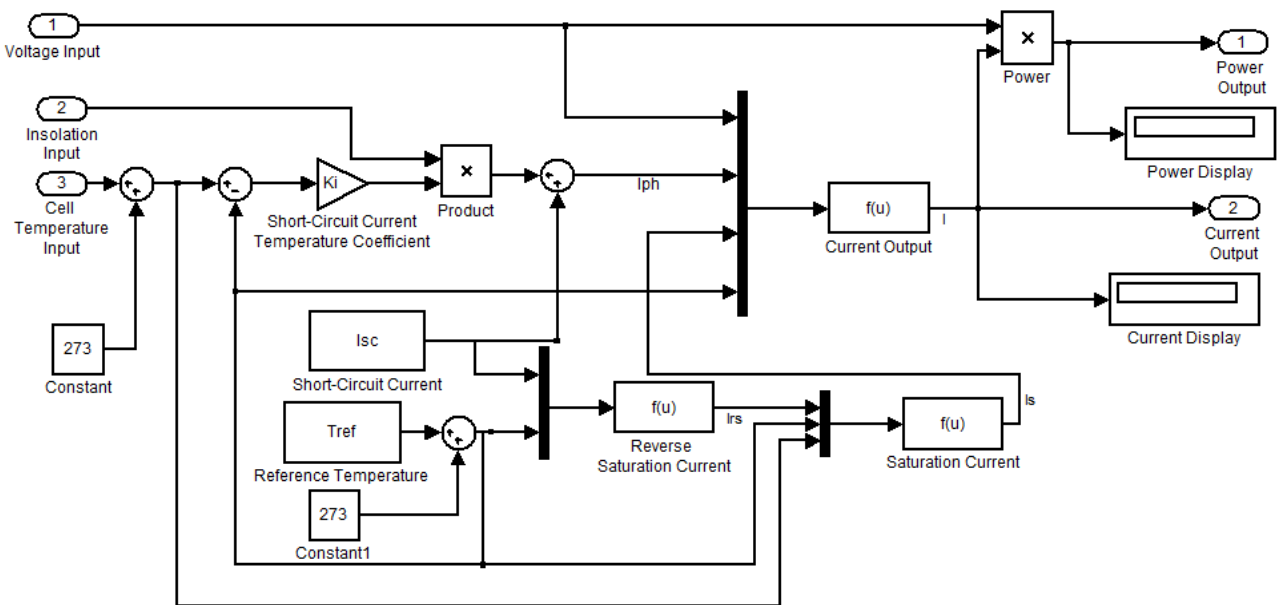
[13]Tsai, H.L., Tu, C.S. and Su, Y.J. 2008. Development of Generalized Photovoltaic Model Using MATLAB/SIMULINK. Proceedings of the World Congress of Engineering and Computer Science, San Francisco, USA, 846-851.

[14] www.mathworks.com

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

Μια εναλλακτική λύση για τη μοντελοποίηση φ/β πάνελ με εκδόσεις του MATLAB/SIMULINK παλαιότερες από αυτή που χρησιμοποιείται στη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία (και δεν υπάρχει έτοιμο το φ/β κύτταρο), είναι αυτή του Huan-Liang Tsai του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών του πανεπιστημίου Da-Yeh της Ταϊβάν που παρατίθεται στο παρακάτω Σχήμα Α1.



Σχήμα Α.1

Η λογική της συγκεκριμένης μοντελοποίησης είναι η απευθείας υλοποίηση των εξισώσεων του ισοδύναμου του σχήματος 1.3β μέσω μπλοκς απλών functions του MATLAB/SIMULINK. Το σημαντικότερο πλεονέκτημα της συγκεκριμένης προσέγγισης είναι ότι περιλαμβάνεται και η εξάρτηση της θερμοκρασίας λειτουργίας με τη μεταβολή της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας λόγω της υπέρυθρης ακτινοβολίας, όπως αναφέρεται στην παράγραφο 1.2.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

Παρακάτω, παρατίθεται η συνάρτησης σε MATLAB σύμφωνα με την οποία προσδιορίζεται το ρεύμα εξόδου του φ/β πάνελ Solarex MSX-60 με παραμέτρους την τάση λειτουργίας του φ/β πάνελ, την ένταση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας και τη θερμοκρασία λειτουργίας.

```
function Ia=solarex_msx60(Va, G, TaC)
% Η συνάρτηση solarex_msx60 υπολογίζει το ρεύμα που παράγεται
% από το αντίστοιχο φ/β πάνελ έχοντας σαν παραμέτρους εισόδου
% την τάση του πάνελ, την ένταση της προσπίπτουσας
% ηλιακής ακτινοβολίας και τη θερμοκρασία λειτουργίας.
% Βασίζεται στη θεωρία που παρατίθεται στην παράγραφο 1.3
% για το ηλεκτρικό ισοδύναμο του Σχ. 1.3β.
% Out: Ia=Ρεύμα εξόδου φ/β πάνελ (A), vector or scalar
% In: Va=Τάση λειτουργίας φ/β πάνελ (V), vector or scalar
% G=Ένταση προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας (1G=1000W/m^2), scalar
% TaC=Θερμοκρασία λειτουργίας φ/β πάνελ σε βαθμούς C, scalar
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
/////

% Ορισμός σταθερών
k=1.381e-23;           % Σταθερά Boltzmann
q=1.602e-19;         % Φορτίο του ηλεκτρονίου
n=1.3;               % Συντελεστής ποιότητας διόδου πολυκρυσταλ.
Si
Eg=1.12;             % Ενεργειακό διάκενο Si
Ns=36;               % Αριθμός φ/β κυττάρων
TrK=298;             % Θερμοκρασία αναφοράς σε Kelvin για 25
βαμούς C
Voc_TrK=21.1/Ns;     % Voc/cell
Isc_TrK=3.8;         % Isc/cell
a=0.65e-3;           % Θερμοκρασιακός συντελεστής Isc/C

% Ορισμός μεταβλητών
TaK = 273+TaC;       % Η θερμοκρασία λειτουργίας σε Kelvin
Vc=Va/Ns;           % Η τάση λειτουργίας του φ/β κυττάρου

% Υπολογισμός Isc για TaK
Isc=Isc_TrK*(1+(a*(TaK-TrK)));

% Υπολογισμός φωτορεύματος
Iph=G*Isc;

% Ορισμός θερμικής τάσης Vt για TaK
Vt_TrK=n*k*TrK/q;

% Ορισμός βοηθητικής παραμέτρου b
b=Eg*q/(n*k);

% Υπολογισμός ανάστροφου ρεύματος κόρου για δοσμένη θερμοκρασία
Ir_TrK=Isc_TrK/(exp(Voc_TrK/Vt_TrK)-1);
Ir=Ir_TrK*(TaK/TrK)^(3/n)*exp(-b*(1/TaK-1/TrK));

% Υπολογισμός Rs
dVdI_Voc=-1.0/Ns;
Xv=Ir_TrK/Vt_TrK*exp(Voc_TrK/Vt_TrK);
Rs=-dVdI_Voc-1/Xv;
```

```

% Ορισμός θερμικής τάσης Vt για Ta
Vt_Ta=n*k*TaK/q;

% Υπολογισμός ρεύματος Ia φ/β πάνελ με την επανλ. μέθοδο Newton
Ia=zeros(size(Vc));
for j=1:5;
    Ia=Ia-(Iph-Ia-Ir.*(exp((Vc+Ia.*Rs)./Vt_Ta)-1)).*...
        ./(-1-Ir*(Rs./Vt_Ta).*exp((Vc+Ia.*Rs)./Vt_Ta));
    hold on
end

```

Ένας τρόπος για να χαραχθούν οι χαρακτηριστικές I-V και P-V με βάση την παραπάνω συνάρτηση είναι το παρακάτω MATLAB script.

```

clear;
G=1;
figure
for TaC=25
    Va=linspace(0,48-TaC/8,200);
    Ia=solarex_msx60(Va,G,TaC);
    P=Ia.*Va;
    subplot(1,2,1),plot(Va,Ia), grid
    hold on
    subplot(1,2,2),plot(Va,P), grid
    hold on
end
title('I-V ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ')
xlabel('Voltage (V)')
ylabel('Current (A)')
axis([0 23 0 60])

```

Η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας G (kW/m^2) όπως και η θερμοκρασία λειτουργίας TaC ($^{\circ}\text{C}$) θα είναι οι παράμετροι εισόδου.