

H/y
SOC
AYT



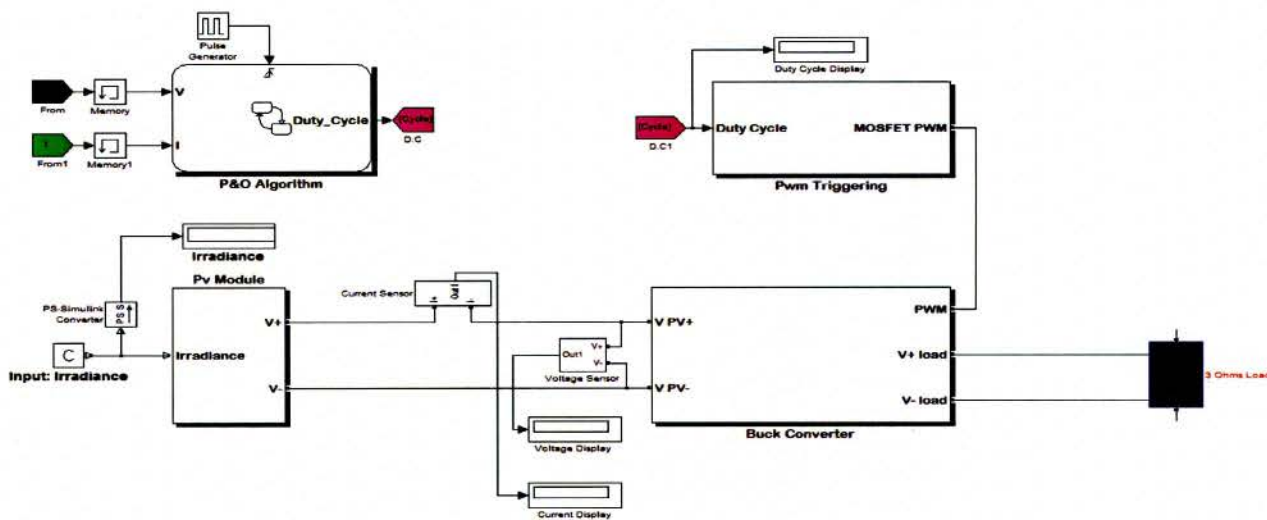
**ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ
ΠΕΙΡΑΙΑ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ Π. ΙΩΑΝΝΟΥ
ΑΡΙΘΜΟΣ ΜΗΤΡΩΟΥ:32252**

ΘΕΜΑ:

**Μοντελοποίηση Φ/Β Συστοιχίας, Ιχνηλάτηση του Σημείου
Μέγιστης Ισχύος και Προσομοίωση με το Matlab/Simulink.**



ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: ΜΙΧΑΗΛΗΣ ΠΑΠΟΥΤΣΙΔΑΚΗΣ

ΑΘΗΝΑ, ΦΕΒΡΟΥΑΡΙΟΣ 2012



Περίληψη

Σκοπός της παρούσας πτυχιακής εργασίας είναι η μοντελοποίηση και η προσομοίωση μίας Φ/Β συστοιχίας και η ιχνηλάτηση του σημείου μέγιστης ισχύος (**Maximum Power Point Tracking, MPPT**) υπό σταθερή και για μεταβαλλόμενη δυναμικά ηλιακή ακτινοβολία χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα λογισμικού Matlab/Simulink.

Η ανάπτυξη του θέματος γίνεται 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 και τέλος την χρήση της Φ/Β συστοιχίας ως ανανεώσιμης πηγής ενέργειας (Α.Π.Ε).

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται η παρουσίαση των πιο γνωστών τεχνικών **MPPT**. Η παρούσα πτυχιακή εργασία επικεντρώνεται ιδιαίτερα στον αλγόριθμο Διαταραχής και Παρατήρησης (**P&O**) καθώς αυτός έχει υλοποιηθεί.

Στο τρίτο κεφάλαιο πραγματοποιείται η παρουσίαση των DC-DC μετατροπέων ως διατάξεις ανίχνευσης μέγιστης ισχύος (**MPPT**) ενώ αναλύεται διεξοδικά ο μετατροπέας υποβιβασμού (**Buck Converter**) καθώς αυτός έχει υλοποιηθεί.

Στο τέταρτο και τελευταίο κεφάλαιο πραγματοποιείται η μοντελοποίηση και η προσομοίωση ξεχωριστά κάθε υποσυστήματος, η αναλυτική επεξήγηση αυτών και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της εξομοίωσης σε συνθήκες μεταβαλλόμενης ηλιακής ακτινοβολίας και υπό σταθερό φορτίο.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο :ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ Φ/Β ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ

1.1 Εισαγωγή.....	5
1.2 Φωτοβολταϊκό Φαινόμενο.....	7
1.2.1 Χαρακτηριστικά Ημιαγωγών.....	7
1.2.2 Ημιαγωγοί Πρόσμμιξης.....	8
1.2.3 Η Επίδραση της Ηλιακής Ακτινοβολίας και Δημιουργία Ηλεκτρικού Ρεύματος.....	9
1.3 Ηλεκτρικό Ισοδύναμο Φ/Β Κυττάρου.....	9
1.4 Φωτοβολταϊκό Πλαίσια (Πάνελ).....	14
1.5 Συντελεστής Πλήρωσης (Fill Factor, FF) και βαθμός Απόδοσης..	14

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2ο: ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ (MPP) ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ (Αλγόριθμοι) ΙΧΝΗΛΑΤΗΣΗΣ ΤΟΥ (MPPT)

2.1 Εισαγωγή	16
2.2 Διαταραχή και Παρατήρηση (Perturb and Observe).....	17
2.3 Στοιχειώδης Αγωγιμότητα (Incremental Conductance).....	21
2.4 Προσδιορισμός του MPP ως ποσοστό του Voc (Voltage Open Circuit).....	22
2.5 Προσδιορισμός του MPP ως ποσοστό του Isc (Current Short Circuit).....	23

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο: ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-DC ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΡΟΠΟΥ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ-ΧΡΗΣΗ ΑΥΤΩΝ ΩΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ (MPPT)

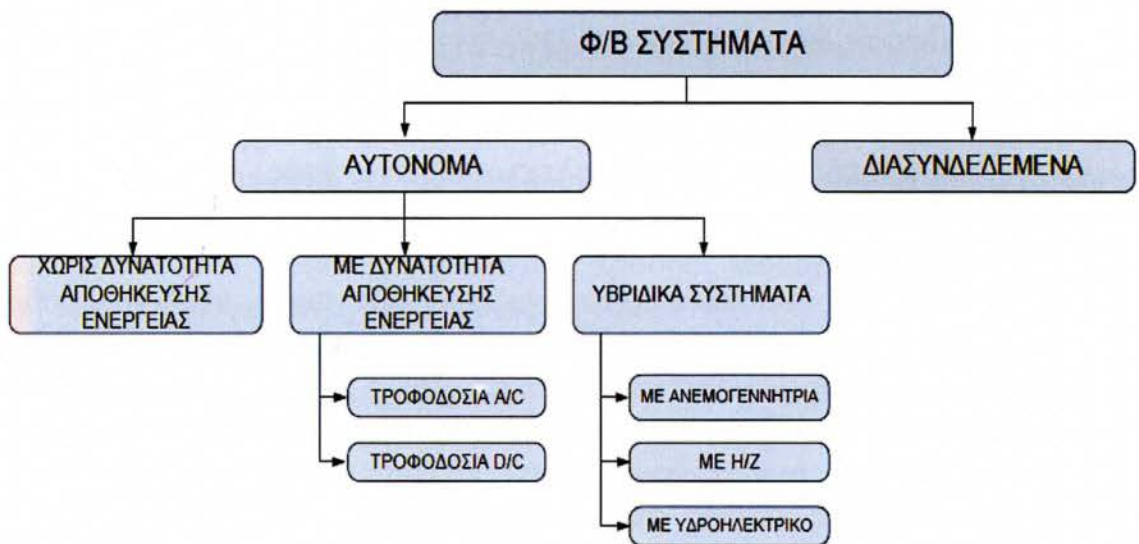
3.1 Εισαγωγή	25
3.2 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse-Width Modulation).....	26
3.3 Τοπολογίες μετατροπέων DC-DC.....	27
3.3.1 Μετατροπέας Υποβιβασμού (Buck Converter).....	28
3.3.1.1 Συνεχής Τρόπος Λειτουργίας (CCM).....	29
3.3.1.2 Ασυνεχής Τρόπος Λειτουργίας (DCM).....	37
3.3.2 Μετατροπέας Ανύψωσης (Boost Converter).....	40

3.3.3 Μετατροπείς ανύψωσης και υποβιβασμού (Buck-Boost).....	43
3.3.4 Μετατροπείς Cuk.....	45
3.4 Προσαρμογή Φορτίου (Impedance Matching ή Load Matching) ..	46
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο: ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ Φ/Β ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ MPPT	
4.1 Εισαγωγή	47
4.2 Μοντελοποίηση Φ/Β πλαισίου	47
4.3 Μοντελοποίηση Μετατροπέα Υποβιβασμού (Buck-Converter)....	54
4.4 Μοντελοποίηση του αλγορίθμου MPPT	59
4.5 Κύκλωμα Οδήγησης του Mosfet	62
4.6 Προσομοίωση του συνολικού συστήματος	62
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	
A) ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	71

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο: ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ Φ/Β ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ

1.1 Εισαγωγή

Τα φωτοβολταϊκά συστήματα είναι εκείνες οι διατάξεις μέσω των οποίων η ηλιακή ενέργεια μετατρέπεται σε ηλεκτρική τάση (συνεχής ή εναλλασσόμενη), ανάλογα με τις ενεργειακές απαιτήσεις που 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 των δύο αυτών συστημάτων είναι τα μεν πρώτα αποθηκεύουν την παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια σε συσσωρευτές, τα δε διασυνδεδεμένα την διοχετεύουν απευθείας στο δίκτυο διανομής ηλεκτρικής ενέργειας. Στο σχήμα 1.1 παρουσιάζεται μια πιο εξειδικευμένη κατάταξη των φωτοβολταϊκών συστημάτων.



Σχήμα 1.1: Κατάταξη Φ/Β Συστημάτων

Διασυνδεδεμένα Συστήματα

Όπως αναφέρθηκε, στα διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα το δίκτυο διανομής ηλεκτρικής ενέργειας είναι ο τελικός αποδέκτης της παραγόμενης 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 Ενέργειας (ΑΠΕ) εκείνες που γνωρίζουν τη γρηγορότερη εξάπλωση. Σε Ευρωπαϊκές χώρες όπως η Ελλάδα, η Πορτογαλία, η Ισπανία 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 την Ελλάδα ο στόχος αυτός είναι 20%.

Η ονομαστική εγκαταστημένη ισχύς τέτοιων συστημάτων συνήθως ξεκινά από 10KW και μπορεί να φτάσει τα 50MW. 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 ή 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 πάνελ (modules) κατάλληλα διασυνδεδεμένα σε σειρά ή/και παράλληλα
- Αντιστροφέας (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. Επομένως, σε ένα τυπικό αυτόνομο φ/β σύστημα χρησιμοποιούνται οι παρακάτω διατάξεις εξής στοιχεία:

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

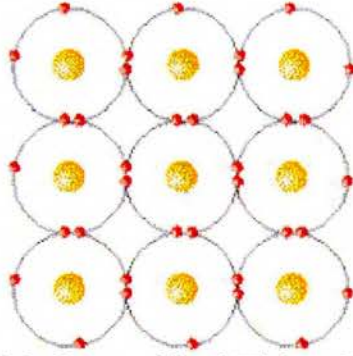
1.2 Φωτοβολταϊκό Φαινόμενο

Το Φωτοβολταϊκό Φαινόμενο και η λειτουργία του φωτοβολταϊκού συστήματος στηρίζεται στις βασικές ιδιότητες των ημιαγωγών υλικών σε ατομικό επίπεδο. Ας πάρουμε όμως τα πράγματα από την αρχή. Ως «Φωτοβολταϊκό Φαινόμενο» χαρακτηρίζεται η απευθείας μετατροπή της ηλιακής ακτινοβολίας σε ηλεκτρική ενέργεια.

Όταν το φως προσπίπτει σε μια επιφάνεια είτε ανακλάται, είτε την διαπερνά (διαπερατότητα) είτε απορροφάται από το υλικό της επιφάνειας. Η απορρόφηση του φωτός ουσιαστικά σημαίνει την μετατροπή του σε μια άλλη μορφή ενέργειας (σύμφωνα με την αρχή διατήρησης της ενέργειας) η οποία συνήθως είναι η θερμότητα. Παρόλα αυτά όμως υπάρχουν κάποια υλικά τα οποία έχουν την ιδιότητα να μετατρέπουν την ενέργεια των προσπιπτόντων φωτονίων σε ηλεκτρική ενέργεια. Αυτά τα υλικά ονομάζονται ημιαγωγοί και σε αυτά οφείλεται η τεράστια τεχνολογική πρόοδος που έχει συντελεστεί στον τομέα της πληροφορικής, των ηλεκτρονικών και των τηλεπικοινωνιών. Γενικότερα τα υλικά στη φύση σε σχέση με τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά τους εμπίπτουν σε τρεις κατηγορίες, τους αγωγούς του ηλεκτρισμού, τους μονωτές και τους ημιαγωγούς.

1.2.1 Χαρακτηριστικά Ημιαγωγών

Το χαρακτηριστικό στοιχείο ενός ημιαγωγού που το διαφοροποιεί από τα υπόλοιπα υλικά είναι ο αριθμός των ηλεκτρονίων ενός ατόμου που βρίσκεται στην εξωτερική στοιβάδα (στοιβάδα σθένους). Ο περισσότερο γνωστός ημιαγωγός είναι το πυρίτιο (Si) για αυτό θα επικεντρωθούμε σε αυτόν. Το πυρίτιο έχει ατομικό αριθμό 14 και έχει στην εξωτερική του στοιβάδα 4 ηλεκτρόνια. Όλα τα άτομα που έχουν λιγότερα ή περισσότερα ηλεκτρόνια στην εξωτερική τους στοιβάδα (θεωρείται συμπληρωμένη έχοντας 8 ηλεκτρόνια) ψάχνουν άλλα άτομα με τα οποία μπορούν να ανταλλάξουν ή να μοιραστούν κάποια με σκοπό τελικά να αποκτήσουν συμπληρωμένη εξωτερική στοιβάδα σθένους. Για να συμπληρώσει τη στοιβάδα σθένους του, κάθε άτομο πυριτίου συνεργάζεται με άλλα 4 άτομα, που το περιβάλλουν στο χώρο και συνεισφέρουν ανά δύο από ένα ηλεκτρόνιο. Έτσι σχηματίζεται το κρυσταλλικό πλέγμα του πυριτίου (Σχήμα 1.2).

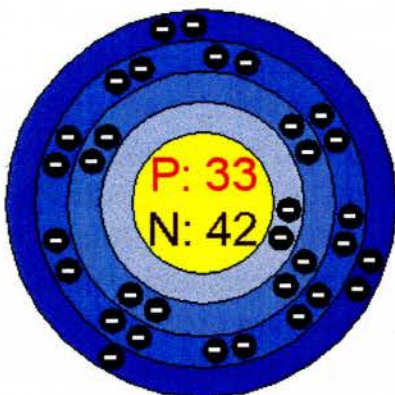


Σχήμα 1.2: Κρυσταλλικό Πλέγμα Πυριτίου

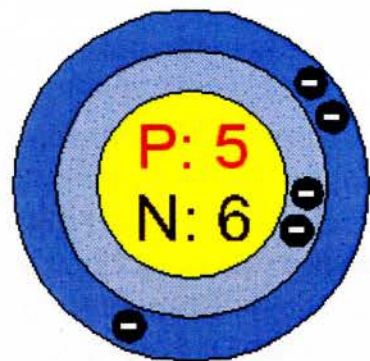
Στην κρυσταλλική του μορφή όμως το πυρίτιο είναι σταθερό. Δεν έχει ανάγκη ούτε να προσθέσει ούτε να διώξει ηλεκτρόνια κάτι που ουσιαστικά το κατατάσσει στην κατηγορία των μονωτών αφού δεν υπάρχουν ελεύθερα ηλεκτρόνια για την δημιουργία ηλεκτρικού ρεύματος στο εσωτερικό του. Τις ημιαγωγικές του ιδιότητες το πυρίτιο τις αποκτά με τεχνητό τρόπο.

1.2.2 Ημιαγωγοί Πρόσμιξης

Αυτό πρακτικά γίνεται με την πρόσμιξη με άλλα στοιχεία τα οποία είτε έχουν ένα ηλεκτρόνιο περισσότερο είτε ένα λιγότερο στην στοιβάδα σθένους των. Αυτή η πρόσμιξη τελικά κάνει τον κρύσταλλο δεκτικό είτε σε θετικά φορτία (υλικό τύπου p) είτε σε αρνητικά φορτία (υλικά τύπου n). Για να φτιαχτεί λοιπόν ένας ημιαγωγός τύπου n ή αλλιώς ένας αρνητικά φορτισμένος κρύσταλλος πυριτίου θα πρέπει να γίνει πρόσμιξη ενός υλικού με 5 ηλεκτρόνια στην εξωτερική του στοιβάδα όπως για παράδειγμα το Αρσενικό (As) Σχήμα 1.3 .



Σχήμα 1.3: Αρσενικό(As)



Σχήμα 1.4: Βόριο (B)

Αντίστοιχα για να δημιουργήσουμε έναν ημιαγωγό τύπου p ή αλλιώς θετικά φορτισμένος κρύσταλλος πυριτίου χρειάζεται να γίνει πρόσμιξη ενός υλικού με 3 ηλεκτρόνια, όπως το Βόριο (B) Σχήμα 1.4 .

Με την πρόσμιξη στο κυτταρικό πλέγμα κάποια άτομα πυριτίου αντικαθίστανται από άτομα Αρσενικού και Βορίου. Έτσι κάποια άτομα πυριτίου έχουν στην στοιβάδα σθένους 9 ηλεκτρόνια (περίσσεια

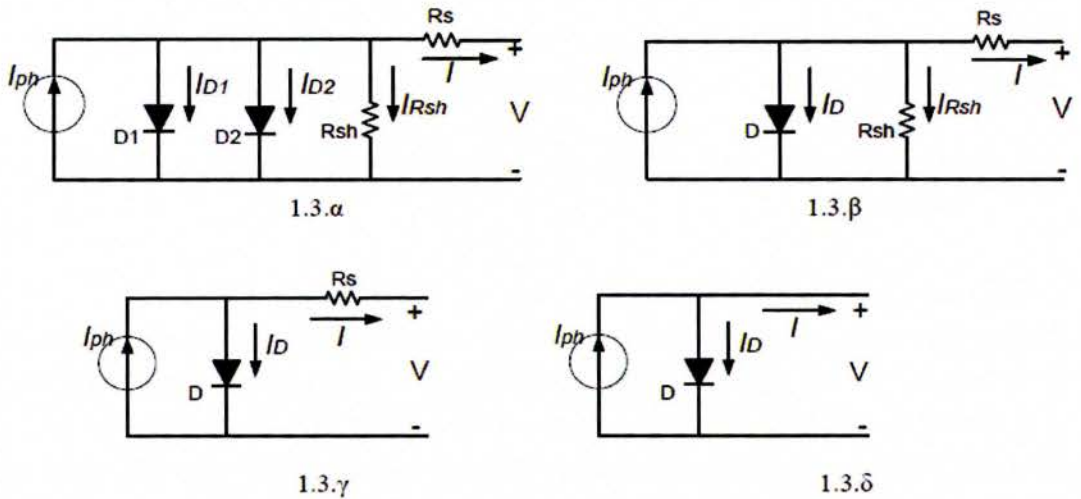
ηλεκτρονίων) από την πλευρά που νοθεύσαμε με Αρσενικό και 7 ηλεκτρόνια (έλλειμμα ηλεκτρονίων ή περίσσεια οπών) από την πλευρά που νοθεύσαμε με Βόριο. Όλος ο κρύσταλλος όμως είναι ηλεκτρικά ουδέτερος.

1.2.3 Η επίδραση της Ηλιακής ακτινοβολίας και δημιουργία ηλεκτρικού ρεύματος.

Η ηλιακή ακτινοβολία έρχεται με την μορφή πακέτων ενέργειας ή φωτονίων. Φωτίζοντας τον ημιαγωγό κάποια από τα φωτόνια συγκρούονται με τα ηλεκτρόνια σθένους και μεταβιβάζουν σε αυτά όλη τους την ενέργεια. Τα ηλεκτρόνια σθένους απομακρύνονται από την περιοχή του δεσμού τους στο κρυσταλλικό πλέγμα, χάρη στην κινητική ενέργεια που απόκτησαν και γίνονται ευκίνητοι φορείς του ηλεκτρισμού, δίνοντας στον ημιαγωγό μια αξιόλογη ηλεκτρική αγωγιμότητα. Η ελάχιστη απαιτούμενη ενέργεια για την διέγερση ενός ηλεκτρονίου σθένους, ώστε να μετατραπεί σε ελεύθερο ηλεκτρόνιο (με ταυτόχρονη δημιουργία οπής) εκφράζεται ως ενεργειακό διάκενο (E_g). Άρα αν τα ηλεκτρόνια δεχθούν δέσμη ακτινοβολίας που αποτελείται από φωτόνια με ενέργεια μεγαλύτερη από το ενεργειακό διάκενο, αυτά απομακρύνονται από την στοιβάδα σθένους των (στοιβάδα σθένους Αρσενικού) και με άλματα κινούνται προς την στοιβάδα σθένους του Βορίου. Κατά αυτόν τον τρόπο παρατηρείται συσσώρευση ηλεκτρονίων στην μεριά του Βορίου και συσσώρευση οπών στην μεριά του Αρσενικού. Έτσι μεταξύ των νοθευμένων πλευρών έχουμε διαφορά δυναμικού δηλαδή ο κρύσταλλος λειτουργεί σαν πηγή σταθερής τάσης με θετικό πόλο την πλευρά του Αρσενικού και αρνητικό πόλο την πλευρά του Βορίου. Τα παραπάνω αποτελούν την απλοποιημένη αρχή λειτουργίας του φωτοβολταϊκού φαινομένου.

1.3 Ηλεκτρικό ισοδύναμο Φ/B κυττάρου

Η βασική δομική μονάδα για την κατασκευή Φ/B διατάξεων είναι το Φ/B κύτταρο. Ουσιαστικά πρόκειται για μια μεγάλων φυσικών διαστάσεων δίοδο pn, η οποία είναι κατασκευασμένη κατά τέτοιο τρόπο ώστε η n πλευρά της που είναι εκτεθειμένη στην ηλιακή ακτινοβολία να έχει μεγάλη έκταση. Η ένταση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας (W/m^2) μέσω του Φ/B φαινομένου δημιουργεί ροή ηλεκτρικού ρεύματος, «φωτόρευμα», ονομάζεται έτσι διότι η ένταση του είναι ευθέως ανάλογη της ηλιακής ακτινοβολίας. Η μελέτη του Φ/B κυττάρου δύναται να πραγματοποιηθεί μέσω του ισοδύναμου ηλεκτρικού κυκλώματος. Οι δυνατές τοπολογίες απεικονίζονται στο Σχήμα 1.5.



Σχήμα 1.5: Τοπολογίες ισοδύναμων ηλεκτρικών κυκλωμάτων Φ/Β κυττάρου

Η γενική δομή του ισοδύναμου κυκλώματος ενσωματώνει μια πηγή φωτορεύματος I_{ph} μία ή δύο διόδους D , μια παράλληλη αντίσταση R_{sh} (κατά κανόνα πολύ μεγάλης τιμής) που εκφράζει το ρεύμα διαρροής ως προς την γη και μία αντίσταση σε σειρά R_s (της τάξης των $m\Omega$) που εκφράζει την εσωτερική αντίσταση του κυττάρου. Η τοπολογία 1.3.α παρουσιάζει την μεγαλύτερη ακρίβεια από τις υπόλοιπες διότι έχει 8 παραμέτρους. Ωστόσο μεγαλύτερης αποδοχής για μελέτες MPPT απολαμβάνει η τοπολογία 1.3.γ, καθώς οι 5 παράμετροι της διασφαλίζουν ικανοποιητική ακρίβεια και μεγάλη ευελιξία στην μοντελοποίηση Φ/Β κυττάρων και κατ' επέκταση Φ/Β πάνελ.

Εφαρμόζοντας τον πρώτο νόμο του Kirchhoff στην τοπολογία 1.3.β, το ρεύμα I δίνεται από την εξίσωση $I = I_{ph} - I_D - I_{R_{sh}}$, όπου αντικαθιστώντας το ρεύμα I_D με την εξίσωση του Shockley $I_D = I_s \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{kT_c A}} - 1 \right]$ προκύπτει η σχέση ρεύματος –τάσεως του Φ/Β κυττάρου:

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{kT_c A}} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{SH}}$$

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.

Το φωτόρευμα μπορεί να θεωρηθεί με μεγάλη ασφάλεια ότι είναι ευθέως ανάλογο της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας, δηλαδή $I_{ph} G = (\frac{G}{G_0}) I_{ph} G_0$, όπου G_0 η δοθείσα ένταση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας σε KW/m^2 . 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:

$$I_{ph} G = [I_{sc} + Ki(T_c - T_{ref})] * G$$

Όπου:

I_{sc} : το ρεύμα βραχυκυκλώσεως του κυττάρου σε συνθήκες STC (Standard Test Conditions), ήτοι θερμοκρασία λειτουργίας $298K$ ή $25^{\circ}C$, A.M (Air Mass) 1.5 και ένταση ηλιακής ακτινοβολίας $1 KW/m^2$.

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

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

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

$$I_s = I_{RS} \left(\frac{T_c}{T_{ref}} \right)^{\frac{3}{A}} * e \left[\frac{qEg \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T_c} \right)}{kA} \right]$$

Όπου:

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

E_g : το ενεργειακό διάκενο

Το I_{RS} δίνεται από την σχέση :

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

Όπου V_{oc} η τάση ανοιχτού κυκλώματος

Στο σχήμα 1.3.γ παρουσιάζεται μια περισσότερο απλοποιημένη τοπολογία του Φ/Β κυττάρου. Σε αυτή την περίπτωση η αντίσταση R_{SH} , η οποία εκφράζει τη διαρροή ρεύματος ως προς την γη έχει θεωρηθεί άπειρη ($R_{SH}=\infty$). Η έκφραση του ρεύματος είναι:

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{q(V+I R_s)}{kT_c A}} - 1 \right]$$

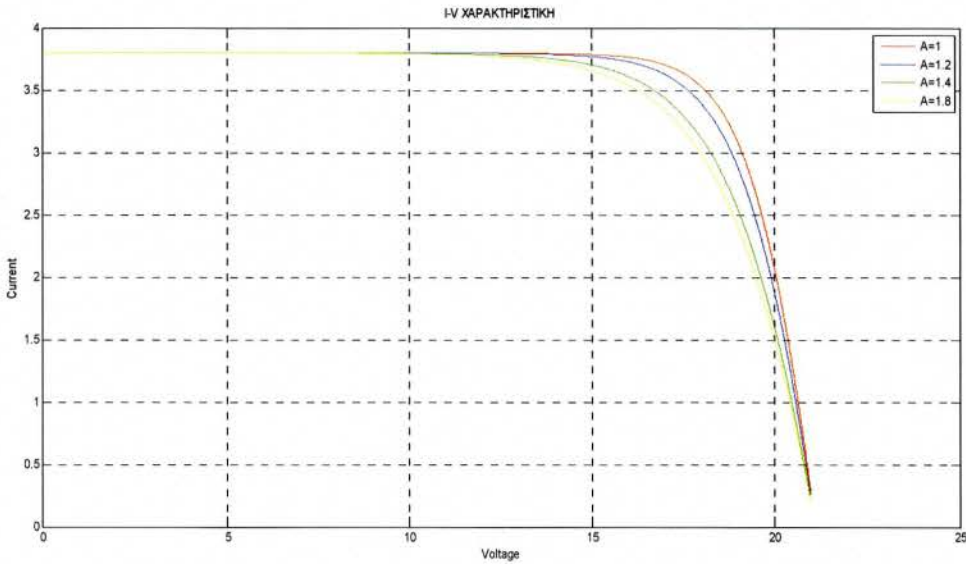
Σε ένα πραγματικό κύτταρο πολύ καλής κατασκευής, η παραπάνω προσέγγιση μπορεί να θεωρηθεί οριακά αποδεκτή. Γενικά η απόδοση ενός Φ/Β κυττάρου εξαρτάται αμυδρά από τις μεταβολές της αντίστασης R_{SH} . Από την άλλη όμως ακόμα και η παραμικρή μεταβολή στην τιμή της αντίστασης R_S μπορεί να επηρεάσει σημαντικά την ισχύ εξόδου του Φ/Β κυττάρου. Τέλος, στην τοπολογία του σχήματος 1.3.δ παρουσιάζεται το ιδανικό Φ/Β κύτταρο όπου $R_{sh}=\infty$ και $R_s=0$. Σε αυτήν την περίπτωση η σχέση ρεύματος είναι:

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{qV}{kTcA}} - 1 \right]$$

Ο συντελεστής ποιότητας A του Φ/Β κυττάρου και η αντίσταση σειράς R_S είναι δύο μεταβλητές που έχουν σημαντικό ρόλο. Ο συντελεστής ποιότητας A για την περίπτωση του πυριτίου κυμαίνεται μεταξύ των τιμών 1 και 2 (με 1 για την ιδανική περίπτωση). Τα τελευταία χρόνια έχουν αναπτυχθεί υβριδικές τεχνολογίες Φ/Β κυττάρων που βασίζονται στο άμορφο πυρίτιο με συντελεστή ποιότητας που φτάνει και την τιμή 5 (το άμορφο πυρίτιο έχει χαμηλότερο κόστος). Στον πίνακα 1.1 καταγράφονται οι συντελεστές ποιότητας των πιο γνωστών τεχνολογιών κατασκευής Φ/Β κυττάρων και στο σχήμα 1.6 παρουσιάζεται ο τρόπος με τον οποίο ο συντελεστής ποιότητας A επηρεάζει την I-V χαρακτηριστική.

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

Πίνακας 1.1: Συντελεστές ποιότητας τεχνολογιών Φ/Β κυττάρων



Σχήμα 1.6: Χαρακτηριστικές I-V για διάφορες τιμές του συντελεστή ποιότητας (A)

Η αντίσταση σειράς R_s έχει ακόμα μεγαλύτερη επίδραση στη I-V χαρακτηριστική (Σχήμα 1.7) και ο υπολογισμός της γίνεται από την δοθείσα I-V χαρακτηριστική με ανάπτυξη της κλίσης στο σημείο $V=V_{oc}$. Πιο συγκεκριμένα, το ρεύμα του Φ/Β κυττάρου της τοπολογίας 1.3.γ δίνεται από την σχέση $I = I_{ph} - I_s [e^{\frac{q(V+IR_s)}{kTcA}} - 1]$ η οποία όταν διαφοριστεί γίνεται:

$$dI = 0 - I_s * q \left(\frac{dV + R_s dI}{kTcA} \right) * e^{q \left(\frac{V+IR_s}{kTcA} \right)}$$

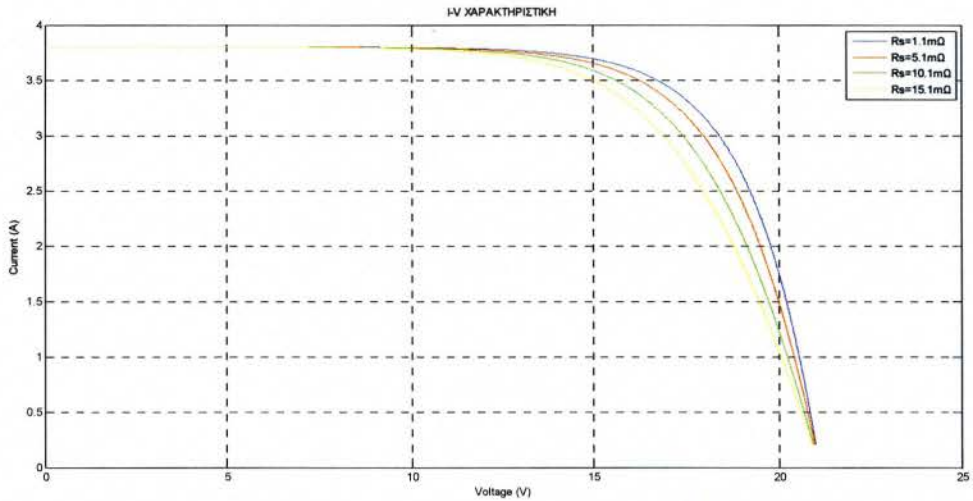
Αναδιατάσσοντας την παραπάνω σχέση έχουμε την τιμή της R_s :

$$R_s = - \frac{dI}{dV} - \frac{kTcA/q}{I_s * e^{q \left(\frac{V+IR_s}{kTcA} \right)}}$$

Η παραπάνω σχέση θα υπολογιστεί στο σημείο $V=V_{oc}$ και $I=0$. Εν τέλει έχουμε:

$$R_s = - \frac{dI}{dV_{V_{oc}}} - \frac{kTcA/q}{I_s * e^{q \left(\frac{V+IR_s}{kTcA} \right)}}$$

με $-\frac{dI}{dV_{V_{oc}}}$ την κλίση της I-V χαρακτηριστικής.



Σχήμα 1.7: Χαρακτηριστικές I-V για διάφορες τιμές της αντίστασης σειράς (R_s)

1.4 Φωτοβολταϊκά Πλαίσια (Πάνελ)

Η τάση και η ισχύς των φωτοβολταϊκών κυττάρων είναι πολύ μικρή για να ανταποκριθεί στην τροφοδοσία των συνηθισμένων φορτίων ή για την φόρτιση των συσσωρευτών. Ειδικότερα, η τάση που εκδηλώνει ένα συνηθισμένο Φ/Β κύτταρο πυριτίου του εμπορίου σε συνθήκες STC είναι μόλις 0.5 V περίπου και ηλεκτρικής ισχύος 0.4W. Είναι όμως γνωστό ότι υπό ιδανικές συνθήκες δύο οι περισσότερες ίδιες πηγές τάσης συνδεδεμένες σε σειρά αθροίζονται και ότι δύο ή περισσότερες ίδιες πηγές ρεύματος συνδεδεμένες παράλληλα ομοίως, αθροίζονται. Για τον ίδιο λόγο τα Φ/Β κύτταρα συνδέονται σε σειρά ή/και παράλληλα συγκροτώντας Φ/Β πλαίσια με επιθυμητή τάση και ρεύμα εξόδου. Τα περισσότερα Φ/Β πλαίσια που κυκλοφορούν στο εμπόριο και προορίζονται για αυτόνομες εφαρμογές ενσωματώνουν 36 ή 72 Φ/Β κύτταρα προκειμένου να φορτίσουν συσσωρευτές 12V ή 24V. Για τις διασυνδεδεμένες με το δίκτυο εφαρμογές έχουν επικρατήσει τα Φ/Β πλαίσια με 60 κύτταρα.

1.5 Συντελεστής Πλήρωσης (Fill Factor, FF) και βαθμός απόδοσης

Ο συντελεστής Πλήρωσης περιγράφει την ποιότητα των Φ/Β κυττάρων /πλαισίων. Ορίζεται ως ο λόγος της μέγιστης ισχύος ($P_{max}=I_{max} \cdot V_{max}$) προς το γινόμενο της τάσης ανοιχτού κυκλώματος V_{oc} με το ρεύμα βραχυκύκλωσης I_{sc} , δηλαδή:

$$FF = \frac{I_{max} \cdot V_{max}}{V_{oc} \cdot I_{sc}}$$

Οι ανωτέρω όροι I_{sc} , V_{oc} , FF , αποτελούν τα κυριότερα μεγέθη για την αξιολόγηση της συμπεριφοράς και της λειτουργίας ενός φωτοβολταϊκού στοιχείου/πλασιού και καθορίζουν την απόδοσή του, η οποία περιγράφεται από την σχέση:

$$n = \frac{FF * I_{sc} * V_{oc}}{G * A}$$

Όπου:

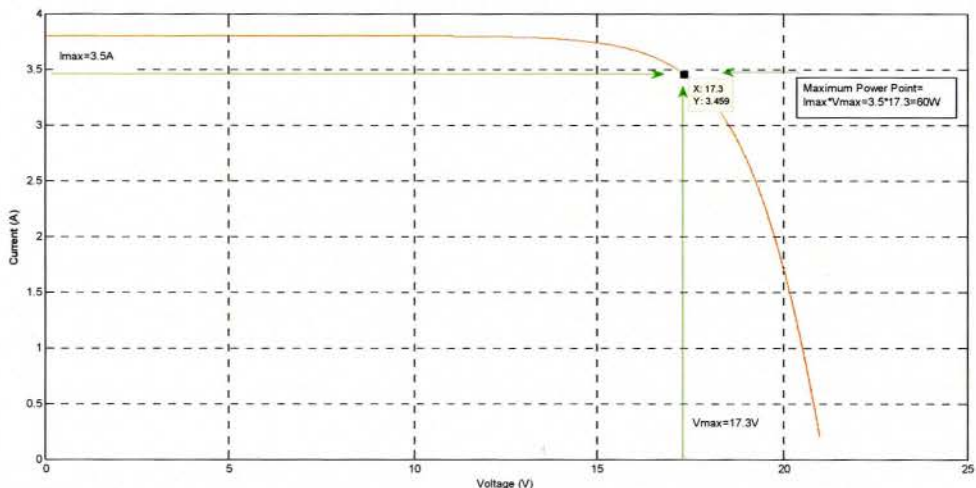
G: ένταση τη ηλιακής ακτινοβολίας (W/m²)

A: εμβαδόν επιφάνειας (m²).

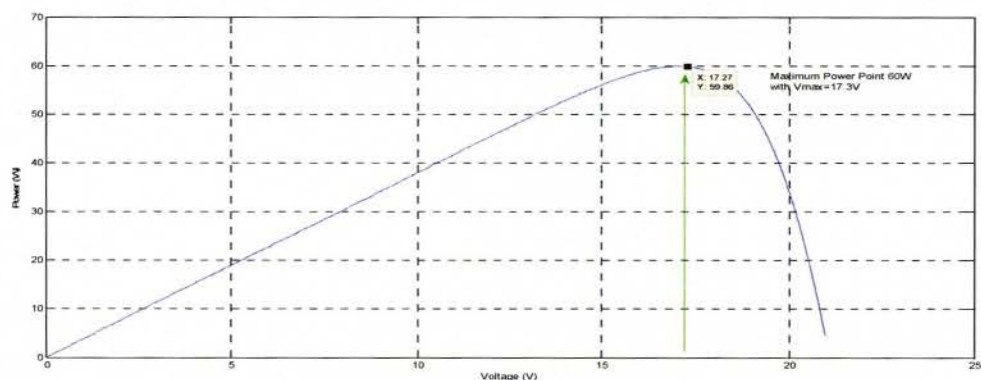
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ (MPP) ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ (Αλγόριθμοι) ΙΧΝΗΛΑΤΗΣΗΣ ΤΟΥ (MPPT).

2.1 Εισαγωγή

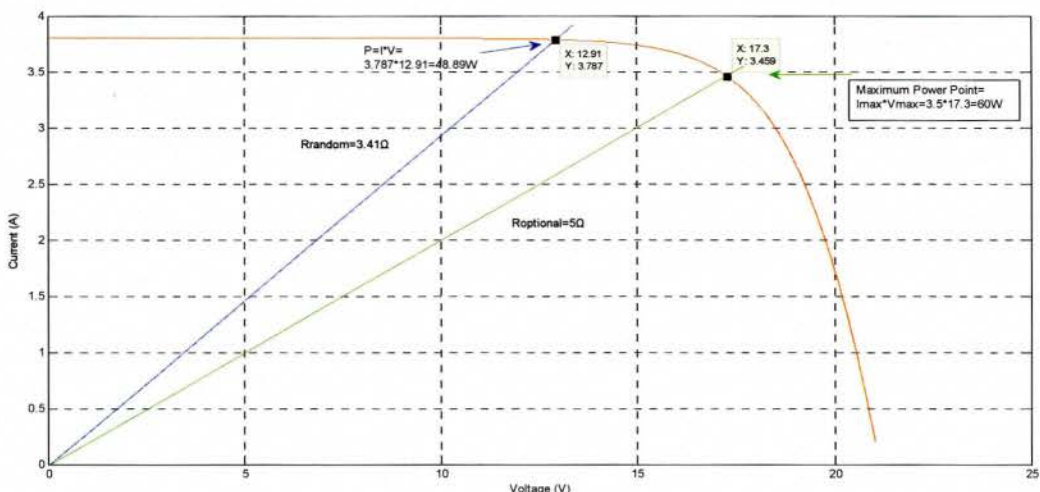
Στη μη γραμμική χαρακτηριστική I-V των Φ/Β πλαισίων υπάρχει το σημείο μέγιστης ισχύος (Maximum Power Point, MPP) στο οποίο η εξαγόμενη ισχύς είναι η μέγιστη δυνατή (Σχήμα 2.1 και Σχήμα 2.2) . Το σημείο αυτό, το οποίο δεν είναι σταθερό, αντιστοιχεί σε μία συγκεκριμένη τιμή ρεύματος και τάσης και εξαρτάται από τις φυσικές ιδιότητες του υλικού που είναι κατασκευασμένο το Φ/Β πλαίσιο σε συνδυασμό με την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας του περιβάλλοντος χώρου. Η γνώση αυτού του σημείου είναι σημαντική διότι σπανίως ή ποτέ το σημείο λειτουργίας του Φ/Β πλαισίου, το οποίο εξαρτάται από την αντίσταση εισόδου της επόμενης βαθμίδας, δεν συμπίπτει με το σημείο μέγιστης ισχύος (MPP) του πλαισίου (Σχήμα 2.3). Επίσης πρέπει να αναλογιστούμε ότι η απόδοση ενός Φ/Β πλαισίου δεν ξεπερνάει το 17% και ότι οι συνθήκες περιβάλλοντος δεν είναι σταθερές, προβλέψιμες και ελεγχόμενες. Για τους παραπάνω λόγους έχουν αναπτυχθεί αλγόριθμοι οι οποίοι εστιάζουν στην αδιάλειπτη λειτουργία του Φ/Β πλαισίου στο σημείο μέγιστης ισχύος.



Σχήμα 2.1: Χαρακτηριστική I-V και Σημείο Μέγιστης Ισχύος

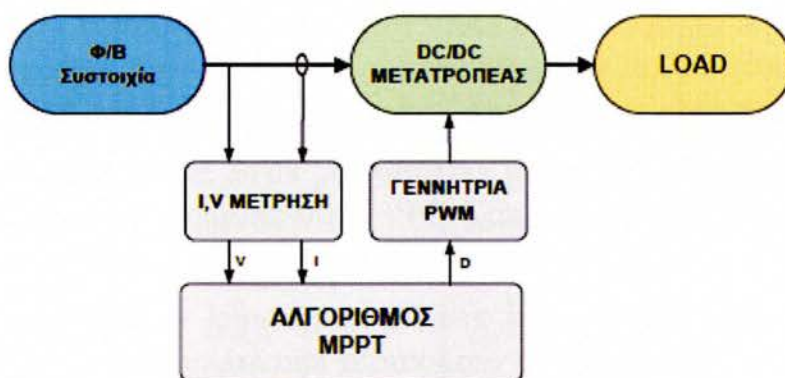


Σχήμα 2.2: Χαρακτηριστική P-V και Σημείο Μέγιστης Ισχύος



Σχήμα 2.3: Χαρακτηριστική I-V και χαρακτηριστικές γραμμικής αντίστασης (Ιδανικό και Τυχαίο Φορτίο)

Στο σχήμα 2.4 παρουσιάζεται η συνήθης διάταξη ενός ελεγκτή MPPT. Όταν συνδεθεί ένα Φ/Β πλαίσιο απευθείας σε ένα φορτίο, ως χρησιμοποιήσουμε σαν παράδειγμα το φορτίο $R=3.41\Omega$, η εξαγόμενη ισχύς είναι $P_{out}=48.89W$. Γίνεται πολύ εύκολα αντιληπτό ότι υπάρχει μια διαφορά ισχύος της τάξης των $\Delta P=11.11W$ (η οποία χάνεται σαν θερμότητα). Εισάγοντας ένα μετατροπέα DC με το κατάλληλο ελεγκτή που να ρυθμίζει το ρεύμα ή/και την τάση ανάμεσα στο Φ/Β πλαίσιο και το φορτίο (R), είναι σαν να υπάρχει ένα «έξυπνο» φορτίο το οποίο θα αναπροσαρμόζεται συνεχώς ούτως ώστε να λειτουργούμε στο σημείο μέγιστης ισχύος.



Σχήμα 2.4: Συνήθης διάταξη ελεγκτή MPPT

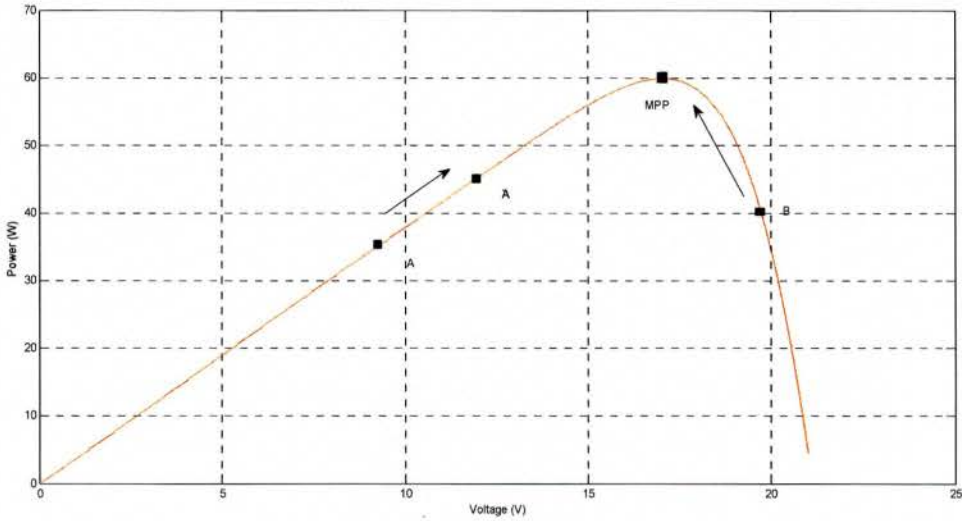
Οι περισσότεροι αλγόριθμοι που έχουν αναπτυχθεί για την ιχνηλάτηση του σημείου μέγιστης ισχύος βασίζονται στη μέτρηση της τάσης και του ρεύματος του Φ/Β πλαισίου βάσει των οποίων προσδιορίζεται το τρέχον σημείο λειτουργίας. Στις περισσότερες περιπτώσεις αλγορίθμων γίνεται έλεγχος αν το τρέχον σημείο λειτουργίας αντιστοιχεί στο MPP και ανάλογα προσαρμόζεται ο κύκλος δραστηριότητας (Duty Cycle) του μετατροπέα ώστε το σημείο

λειτουργίας και το σημείο μέγιστης ισχύος να ταυτιστούν. Έχουν αναπτυχθεί τεχνικές οι οποίες διαφέρουν μεταξύ τους ως προς την πολυπλοκότητα, τον αριθμό των αισθητηρίων που χρησιμοποιούν, την ταχύτητα ιχνηλάτησης του MPPT, το κόστος και το hardware που χρησιμοποιούν. Παρακάτω παρουσιάζονται οι κυριότερες εξ αυτών και αναδεικνύονται τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά τους (υπογραμμίζεται ότι δεν αναλύονται οι βελτιώσεις που έχουν μερικοί εξ αυτών υποστεί).

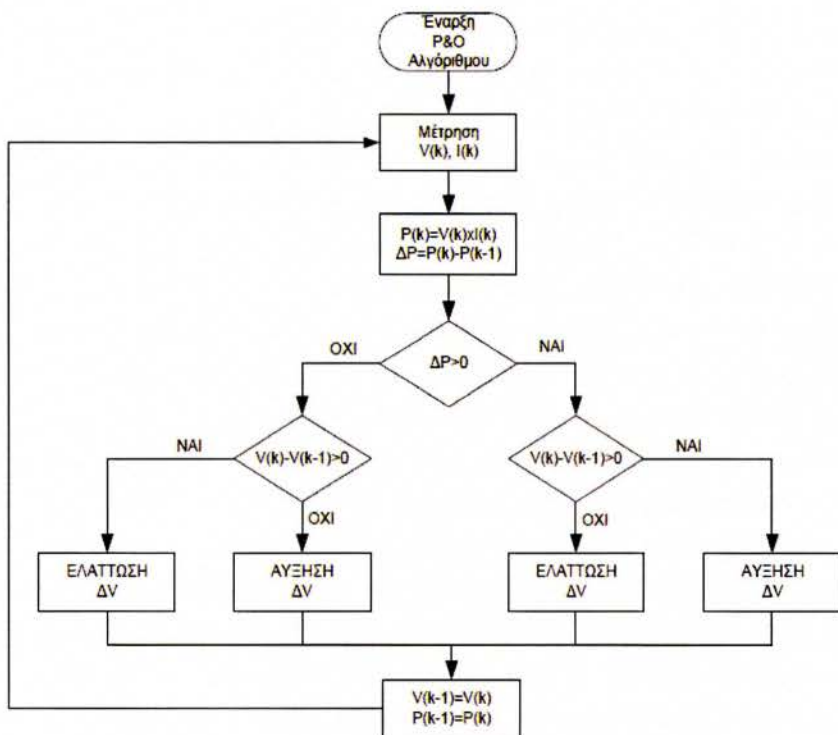
2.2 Διαταραχή και Παρατήρηση (Perturb and Observe)

Η τεχνική της Διαταραχής και Παρατήρησης είναι μία από τις πιο διαδεδομένες στη οποία χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος 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 μία τυχαία (πιθανή) λύση, για την οποία πραγματοποιούνται πολύ μικρές αλλαγές-δοκιμές επαναληπτικά, επιχειρώντας την βελτιστοποίηση της. Όταν ο αλγόριθμος αδυνατεί να την βελτιστοποιήσει περαιτέρω, τότε προβάλλει την τελευταία λύση που προέκυψε ως την βέλτιστη. Ωστόσο, όπως θα φανεί παρακάτω δεν είναι απόλυτα σίγουρο ότι η συγκεκριμένη λύση είναι όντως η βέλτιστη δυνατή. Σε μία φωτοβολταϊκή συστοιχία όπου το Φ/Β πλαίσιο έχει την παρακάτω P-V χαρακτηριστική (Σχήμα 2.5), η βασική αρχή της τεχνικής P&O λειτουργεί ως εξής: Αρχικά λαμβάνεται σαν αφετηρία ένα τυχαίο σημείο A μέσω της μέτρησης του ρεύματος και της τάσης από την έξοδο του Φ/Β 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. Αν $\frac{\Delta P}{\Delta V} > 0$ τότε η συστοιχία λειτουργεί αριστερά του MPP και θα πρέπει να αυξηθεί περαιτέρω η τάση λειτουργίας κατά ΔV προκειμένου να κινηθεί το σημείο λειτουργίας προς το MPP. Στον επόμενο κύκλο επαναλαμβάνεται η σύγκριση και αν $\frac{\Delta P}{\Delta V} < 0$, δηλαδή εάν το σημείο λειτουργίας βρεθεί δεξιά του MPP (σημείο B), τότε θα πρέπει να μειωθεί η τάση λειτουργίας του Φ/Β πλαισίου. Η συγκεκριμένη διαδικασία επαναλαμβάνεται συνεχώς με απώτερο στόχο την προσέγγιση του MPP. Ένα πολύ σημαντικό πρόβλημα του αλγορίθμου που υποβαθμίζει την απόδοση του συνολικού συστήματος είναι η αδυναμία τερματισμού του όταν προσεγγιστεί η περιοχή MPP, με αποτέλεσμα τη διαρκή ταλάντωση γύρω από αυτό. Το εύρος της ταλάντωσης έχει να κάνει με το βήμα μεταβολής της τάσης ΔV , σε συνδυασμό πάντα με την ταχύτητα μεταβολής των καιρικών συνθηκών. Μια πρόταση για την μείωση της ταλάντωσης θα μπορούσε να είναι η μείωση του βήματος μεταβολής ΔV , όμως αυτό καθιστά αργή την εύρεση του σημείου MPP. Τελικά προκύπτει ότι η καλύτερη λύση για το πρόβλημα της ταλάντωσης είναι το βήμα

μεταβολή να είναι μεταβλητό και να μειώνεται σταδιακά όσο προσεγγίζεται το σημείο MPP.



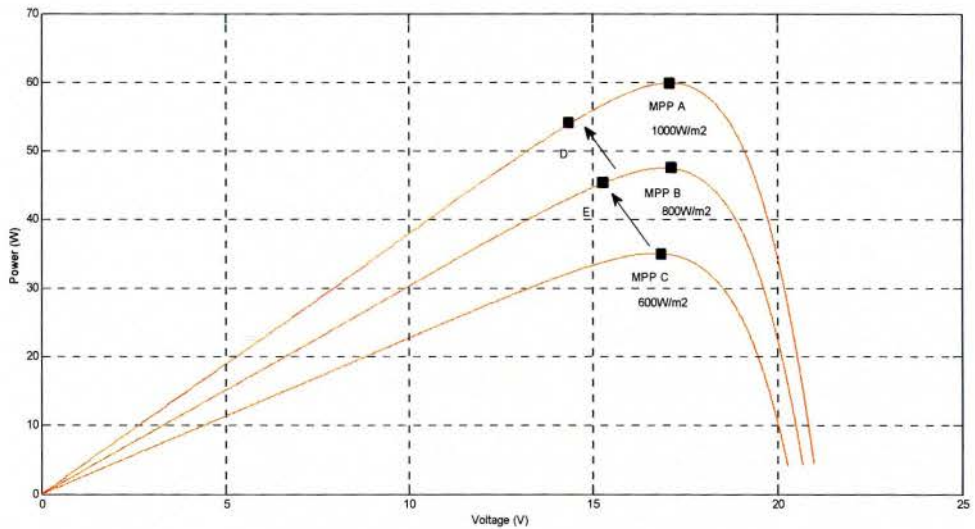
Σχήμα 2.5: Χαρακτηριστική P-V Φ/Β πλαισίου



Σχήμα 2.6: Διάγραμμα Ροής αλγορίθμου Διαταραχής και Παρατήρησης

Ένα ακόμα πρόβλημα της τεχνικής Διαταραχής και Παρατήρησης είναι η πιθανότητα λανθασμένης μετακίνησης του σημείου λειτουργίας της Φ/Β συστοιχίας σε αντίθετη κατεύθυνση από το MPP υπό ραγδαίες αλλαγές

καιρικών συνθηκών. Αυτό θα φανεί καλύτερα με την βοήθεια του Σχήματος 2.7.



Σχήμα 2.7: Χαρακτηριστικές P-V για διάφορες τιμές ηλιακής ακτινοβολίας και μετακίνηση του MPP

Ας υποθεθεί ότι ένα Φ/Β σύστημα στο οποίο εφαρμόζεται η τεχνική Διαταραχής και Παρατήρησης κάποια χρονική στιγμή λειτουργεί στο εύρος του σημείου C όπου βρίσκεται το σημείο μέγιστης ισχύος για ένταση ηλιακής ακτινοβολίας $G=600\text{W/m}^2$. Αν η ένταση αυξηθεί ξαφνικά τότε ο αλγόριθμος P&O θα υπολογίσει $\Delta P > 0$. Αυτό έχει ως 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 σημείο E αντί στο σημείο 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 σημείο 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 σημείου E και θα προχωρήσει με αρνητικό ΔV . Αν η αύξηση της ηλιακής ακτινοβολίας συνεχιστεί με ταχύ ρυθμό, το σημείο λειτουργίας θα μεταφέρεται προς τα αριστερά, στο σημείο D, απομακρύνοντας το ακόμα πιο πολύ από το MPP. Κατά συνέπεια, συμπεραίνεται ότι ο αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (P&O) δεν είναι αξιόπιστος στις περιπτώσεις που οι μεταβολές στην ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας λαμβάνουν χώρα με ρυθμό που είναι συγκρίσιμος με την ταχύτητα επεξεργασίας των δεδομένων ρεύματος και τάσης. 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. Επιπλέον από

το σχήμα 2.7 φαίνεται ότι όσο μικρότερη είναι η ηλιακή ακτινοβολία, τόσο πιο επίπεδη γίνεται η καμπύλη P-V. Το γεγονός αυτό εισάγει μια δυσκολία εντοπισμού του MPP με τον συγκεκριμένο αλγόριθμο διότι λόγω της μικρής κλίσης της καμπύλης, η μεταβολή της ισχύος είναι πολύ μικρή σε σχέση με μεταβολή της τάσης. Αυτό σημαίνει ότι για να παρατηρηθεί αξιοσημείωτη μεταβολή στην ισχύ θα πρέπει να γίνει πολύ μεγάλη αλλαγή στην τάση. Γενικά, ο συγκεκριμένος αλγόριθμος είναι εξαιρετικά δημοφιλής λόγω της ευκολίας στην υλοποίηση του.

2.3 Στοιχειώδης Αγωγιμότητα (Incremental Conductance)

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

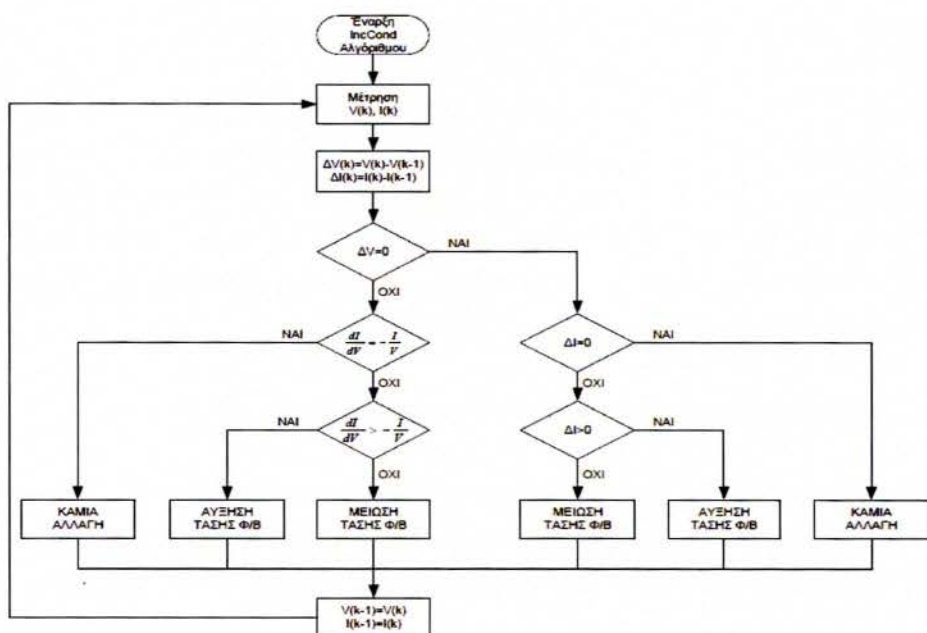
$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} = 0, \text{ στο MPP} \\ \frac{dP}{dV} > 0, \text{ αριστερά του MPP} \\ \frac{dP}{dV} < 0, \text{ δεξιά του MPP} \end{cases}$$

Επειδή $\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV}$ τα παραπάνω γίνονται:

$$\begin{cases} \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}, \text{ στο MPP} \\ \frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}, \text{ αριστερά του MPP} \\ \frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}, \text{ δεξιά του MPP} \end{cases}$$

Σχήμα 2.8

Επομένως, το σημείο MPP προσεγγίζεται συγκρίνοντας την στιγμιαία αγωγιμότητα (I/V) ,(υπενθυμίζεται ότι $G = \frac{1}{R}$) με την στοιχειώδη αγωγιμότητα ($\Delta I/\Delta V$). Στο Σχήμα 2.9 παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου Στοιχειώδους Αγωγιμότητας.



Σχήμα 2.9: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου IncCond

Όπως και στην περίπτωση του αλγορίθμου Διαταραχής και Παρατήρησης, 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) προκειμένου να γίνουν οι έλεγχοι του Σχήματος 2.8. Βάσει αυτών των ελέγχων θα ληφθεί η απόφαση για το πρόσημο και το πλάτος του βήματος μεταβολής της τάσης της Φ/Β συστοιχίας. Το μεγάλο πλεονέκτημα του αλγορίθμου είναι ότι όταν προσεγγιστεί το σημείο μέγιστης ισχύος, τότε το σημείο λειτουργίας της Φ/Β συστοιχίας παραμένει αμετάβλητο δίχως να ταλαντεύεται. Οι μηχανισμοί μεταβολής του σημείου λειτουργίας θα ενεργοποιηθούν ξανά μόλις η διαφορά στιγμιαίας και στοιχειώδους αγωγιμότητας γίνει διάφορη του μηδενός, κάτι το οποίο συμβαίνει όταν οι καιρικές συνθήκες αλλάζουν. 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 στον P&O). Ωστόσο έχουν βρεθεί τρόποι ώστε να αποφεύγεται η ταλάντωση, είτε βελτιώνοντας συγκεκριμένα σημεία του είτε έχοντας μεταβλητό βήμα.

2.4 Προσδιορισμός του MPP ως ποσοστό του V_{oc} (Voltage Open Circuit)

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 ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας και η

θερμοκρασία περιβάλλοντος, η παραπάνω προσέγγιση δεν παύει να ισχύει. Ποσοτικά η συγκεκριμένη τεχνική περιγράφεται ως:

$$V_{MPP} = K_1 * V_{OC}$$

όπου K_1 είναι ο συντελεστής ποσόστωσης και κυμαίνεται μεταξύ 0.7-0.8 και προσδιορίζεται εξ' αρχής, συνήθως για μεταβαλλόμενη θερμοκρασία περιβάλλοντος. Η τεχνική αυτή λειτουργεί ως εξής: από την στιγμή που έχει προσδιοριστεί το K_1 , διακόπτοντας την Φ/Β συστοιχία περιοδικά (συνήθως κάθε 30 sec) για μερικά msec, μετράται η τάση ανοιχτού κυκλώματος (V_{oc}). Έτσι το MPP υπολογίζεται από την προσεγγιστική παραπάνω σχέση και αμέσως δίνεται εντολή στο κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα DC να οδηγήσει το σημείο λειτουργίας της Φ/Β συστοιχίας στο νέο αυτό σημείο. Είναι φανερό ότι η τεχνική αυτή έχει ως σοβαρό μειονέκτημα την περιοδικά στιγμιαία διακοπή της λειτουργίας της Φ/Β συστοιχίας για την μέτρηση του V_{oc} . Όπως και σε όλες τις τεχνικές προσδιορισμού του MPP, έτσι και σε αυτή έχουν γίνει προσπάθειες βελτίωσης. Κάποιες από αυτές χρησιμοποιούν ένα κύτταρο της Φ/Β συστοιχίας (κύτταρο πιλότος) για την μέτρηση του V_{oc} . Γενικά η συγκεκριμένη τεχνική δε εγγυάται την ιχνηλάτηση του MPP με απόλυτη ακρίβεια ωστόσο πρόκειται για μία απλή και αρκετά φθηνή τεχνική η οποία απευθύνεται σε περιπτώσεις όπου οι συνθήκες περιβάλλοντος είναι σχετικά σταθερές.

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

Η τεχνική αυτή είναι ανάλογη με την τεχνική V_{oc} . 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), το I_{sc} και το V_{oc} μεταβάλλονται σχεδόν γραμμικά. Ποσοτικά η τεχνική αυτή περιγράφεται ως εξής:

$$I_{MPP} = K_2 * I_{sc}$$

Όπως και στην τεχνική του V_{oc} , υπάρχει ένας συντελεστής K_2 η τιμή του οποίου προσδιορίζεται πειραματικά και κυμαίνεται μεταξύ 0.78 και 0.92. Η μέτρηση του I_{sc} κατά την λειτουργία της Φ/Β συστοιχίας είναι μία δύσκολη διαδικασία. Συνήθως πραγματοποιείται με την τοποθέτηση ενός κυκλώματος βραχυκύκλωσης με στατικό διακόπτη που έχει και αισθητήρα ρεύματος. Περιοδικά βραχυκυκλώνεται η Φ/Β συστοιχία και μετράται το I_{sc} . Κατόπιν μέσω της παραπάνω σχέσης προσδιορίζεται το MPP στο οποίο μεταβαίνει η Φ/Β συστοιχία μέσω του μετατροπέα DC. Εδώ έγκειται και η μεγαλύτερη διαφορά σε σχέση με την τεχνική V_{oc} , για την οποία απαιτείται μεγαλύτερος αριθμός κυκλωμάτων, αυξάνοντας έτσι το κόστος. Ωστόσο η πολυπλοκότητα τους δεν είναι σημαντική με αποτέλεσμα ο αλγόριθμος να υλοποιείται και με

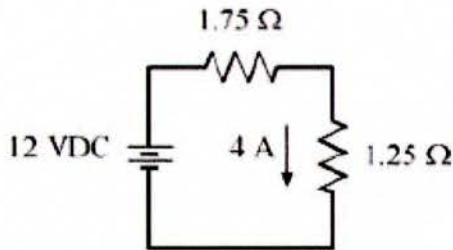
αναλογικά κυκλώματα. Οι προσπάθειες βελτίωσης της συγκεκριμένης τεχνικής εστίασαν περισσότερο στο να ενσωματώσουν στον μετατροπέα DC τη δυνατότητα βραχυκύκλωσης ώστε να μην διακόπτεται η λειτουργία της Φ/Β συστοιχίας. Επίσης ,άλλες προσπάθειες εστίασαν στη συνεχή βελτιστοποίηση του K_2 , λόγω του ότι το ρεύμα βραχυκύκλωσης μεταβάλλεται με ταχύτερο τρόπο όταν αλλάζει η ένταση της προσπίπτουσας ακτινοβολίας συγκρινόμενο με την τάση ανοιχτού κυκλώματος που προκαλείται από τις μεταβολές της θερμοκρασίας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο: ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-DC ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΡΟΠΟΥ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ-ΧΡΗΣΗ ΑΥΤΩΝ ΩΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ (MPPT)

3.1 Εισαγωγή

Μετατροπείς συνεχούς ρεύματος (DC-DC Converters) είναι οι διατάξεις ισχύος που επιτελούν την μετατροπή μιας τάσης συνεχούς μορφής σε συνεχή τάση με ρυθμιζόμενο ή σταθερό πλάτος ή/και πολικότητα. Στους διακοπτικούς μετατροπείς, η μετατροπή της συνεχούς τάσης επιτελείται από διακόπτες, οι οποίοι λειτουργούν σε υψηλή συχνότητα. Ειδικότερα η συνεχής τάση εισόδου μετατρέπεται σε μεταβαλλόμενη τάση υψηλής συχνότητας. Η ελεγχόμενη συνεχής τάση εξόδου λαμβάνεται με φιλτράρισμα ή/και ανόρθωση, της εσωτερικά παραγόμενης τάσης υψηλής συχνότητας. Στις πρακτικές εφαρμογές οι μετατροπείς συνεχούς ρεύματος λειτουργούν σε κλειστό βρόχο. Έτσι η τάση εξόδου είναι σταθερή και ανεξάρτητη από τις μεταβολές της τάσης εισόδου και του φορτίου. Είναι πολύ χρήσιμο να δούμε πριν την αναλυτική παρουσίαση και ανάλυση γιατί οι μετατροπείς DC-DC είναι απαραίτητοι. Γι' αυτό ας υποθέσουμε τα παρακάτω:

Έστω ότι διαθέτουμε μία πηγής τάσης $V_{in}=12V$ και φορτίο της τάξης των $R_{load}=1.25\Omega$, το οποίο έχει ονομαστική τιμή ρεύματος $I_{load}=4A$ και ονομαστική τιμή τάσης $V_{load}=5V$ (Σχήμα 3.1).



Σχήμα 3.1: Απλό κύκλωμα προσαρμογής της τάσης φορτίου

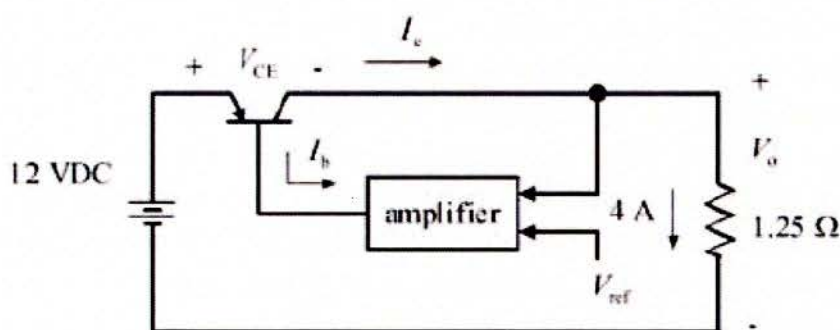
Για να ισχύουν τα παραπάνω θα πρέπει : $V_{IN} - V_{LOAD} - V_{Rx} = 0$, $12 - 5 - V_{Rx} = 0$, άρα $V_{Rx}=7V$ και $R_x = \frac{V_{Rx}}{I} = \frac{7}{4} = 1.75\Omega$.

Υπάρχουν δύο βασικά ζητήματα όσον αφορά το κύκλωμα του Σχήματος 3.1. Το πρώτο αφορά την απόδοση. Η ισχύς του φορτίου ισούται με: $P_{LOAD} = V_{LOAD} * I_{LOAD} = 5 * 4 = 20W$ παρόλο που η ισχύς της πηγής ισούται με $P_{IN} = V_{IN} * I_{IN} = 12 * 4 = 48W$. Άρα βαθμός απόδοσης $n = \frac{P_{load}}{P_{in}} = \frac{20}{48} \cong 0.42$ ήτοι απόδοση 42%. Η μείωση της απόδοσης οφείλεται στην αντίσταση $R_x=1.75\Omega$ ($P_{Rx} = 4^2 * 1.75 = 28W$). Παρατηρούμε ότι περισσότερη ενέργεια χάνεται στην μεταφορά παρά από την κατανάλωση του φορτίου!

Το δεύτερο ζήτημα είναι η έλλειψη προσαρμογής της τάσης. Είναι εξαιρετικά απίθανο η πηγή εισόδου να παρέχει πάντοτε τάση ίση με 12V (συνήθως

κυμαίνεται μεταξύ $\pm 2V$). Άρα με μία τάση ίση με $10V$, η πτώση τάσης στα άκρα της R_{load} ισούται με $\approx 4.2V$ και αντίθετα με τάση εισόδου ίση με $14V$, η πτώση τάσης στα άκρα της R_{load} ισούται με $\approx 5.8V$. Αυτές οι διακυμάνσεις της τάσης μπορούν να προκαλέσουν λειτουργικά προβλήματα ιδίως αν το φορτίο αποτελεί ψηφιακό κύκλωμα. Για να αντιμετωπίσουμε τα παραπάνω προβλήματα είναι απαραίτητο να εισάγουμε ένα κύκλωμα ελέγχου το οποίο θα μετράει την τάση εισόδου, και αν αυτή αυξηθεί, τότε θα μειώνει το ρεύμα εισόδου ούτως ώστε η τάση στο φορτίο να παραμένει σταθερή και αντίστροφα.

Οι γραμμικοί σταθεροποιητές χρησιμοποιούν έναν ενισχυτή και transistor PNP με σκοπό τον έλεγχο του ρεύματος του φορτίου (Σχήμα 3.2).



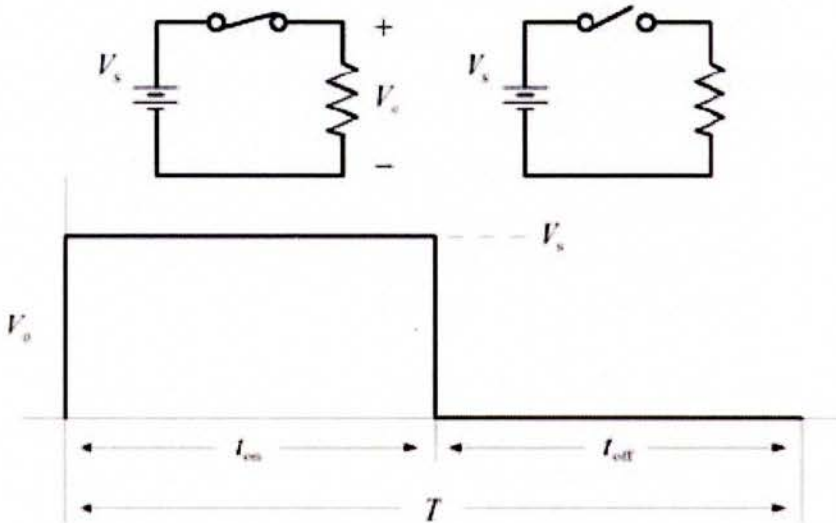
Σχήμα 3.2: Στην θέση της R_x έχει χρησιμοποιηθεί transistor PNP

Ο ενισχυτής του Σχήματος 3.2 χρησιμοποιεί το ρεύμα βάσης του PNP transistor, I_b . Το κέρδος του ενισχυτή ρυθμίζεται έτσι ώστε το ρεύμα βάσης να μειώνεται όταν το σφάλμα $e_r = V_o - V_{ref}$ αυξάνεται, και αντίστροφα. Εάν το σφάλμα αυξηθεί κάτι που σημαίνει ότι η τάση V_o έχει αυξηθεί τότε μειώνεται το ρεύμα βάσης. Το μειωμένο ρεύμα βάσης προκαλεί μια ανάλογη μείωση στο ρεύμα του συλλέκτη I_c , το οποίο αποτελεί και το ρεύμα του φορτίου. Το αντίστροφο συμβαίνει όταν το σφάλμα e_r αυξηθεί και κατά αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνουμε την διατήρηση της τάσης εξόδου V_o στην επιθυμητή τιμή. Ο γραμμικός σταθεροποιητής λύνει το ζήτημα της προσαρμογής της τάσης αλλά η απόδοση εξακολουθεί να είναι χαμηλή διότι το transistor πρέπει να λειτουργεί στην ενεργό περιοχή για να έχουμε την επιθυμητή πτώση τάσης. Το transistor ουσιαστικά καταναλώνει την ίδια ισχύ με την αντίσταση R_x . Άρα για να λύσουμε και το ζήτημα της απόδοσης θα πρέπει το transistor να λειτουργεί στον κόρο και στην αποκοπή όπου η πτώση τάσης συλλέκτη-εκπομπού V_{ce} είναι μικρή.

3.2 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse-Width Modulation)

Ένας από τους πλέον πιο χρησιμοποιούμενους τρόπους ελέγχου για να λειτουργεί το transistor στον κόρο και στην αποκοπή είναι η Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM). Κατά την λειτουργία PWM το transistor είναι στον

κόρο για χρονικό διάστημα t_{on} , όπου η τάση V_{ce} είναι πολύ μικρή και την θεωρούμε μηδενική στην κυκλωματική ανάλυση και στην αποκοπή για χρόνο t_{off} , όπου ουσιαστικά το κύκλωμα είναι ανοιχτό (open circuit). Γίνεται αμέσως αντιληπτό ότι το transistor λειτουργεί σαν διακόπτης, κλειστός κατά το χρονικό διάστημα t_{on} και άρα όλη η τάση της πηγής πέφτει στο φορτίο και ανοιχτός διακόπτης κατά το διάστημα t_{off} και άρα μηδενική τάση στα άκρα του φορτίου. Το Σχήμα 3.3 δείχνει τις δύο καταστάσεις και την τάση του φορτίου για χρόνο T ($T=t_{on}+t_{off}$).



Σχήμα 3.3: Τάση φορτίου σε χρόνο μιας περιόδου ($T=t_{on}+t_{off}$).

Η μέση τιμή της τάσης του φορτίου είναι : $V_o = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_s dt$

άρα με απλό υπολογισμό του ολοκληρώματος έχουμε: $V_o = \frac{t_{on}}{T} V_s$.

Από την τελευταία σχέση γίνεται φανερό ότι η τάση εξόδου είναι ανάλογη του χρόνου t_{on} ή αλλιώς του χρόνου αγωγής του διακόπτη. Ο λόγος του χρόνου αγωγής του διακόπτη προς το συνολικό χρόνο T , ονομάζεται κύκλος δραστηριότητας ($D = \frac{t_{on}}{T}$, Duty Cycle). Δηλαδή η τάση εξόδου ελέγχεται προσαρμόζοντας το χρόνο t_{on} που είναι κλειστός ο διακόπτης, ρυθμίζοντας με αυτόν τον τρόπο το εύρος του παλμού εξόδου και κατ' επέκταση τη μέση τιμή της τάσης εξόδου.

Ο πλέον χρησιμοποιούμενος ημιαγωγός διακόπτης είναι το MOSFET, εξαιτίας των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζει (εύκολη οδήγηση, υψηλή συχνότητα λειτουργίας, πολύ μικρές απώλειες αγωγής σε τάσεις λειτουργίας έως μερικές $10^{\delta\epsilon\varsigma}$ Volt).

3.3 Τοπολογίες μετατροπών DC-DC

Λόγω των ιδιαίτερων απαιτήσεων που θα πρέπει να πληρούν οι μετατροπείς DC σε ένα σύστημα, έχουν αναπτυχθεί πολλές διαφορετικές

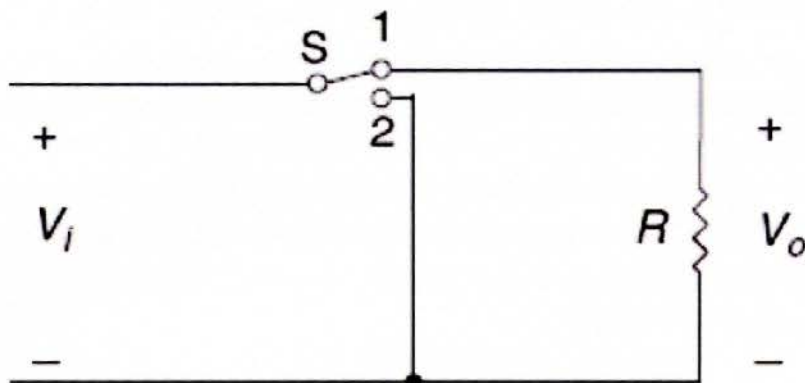
τοπολογίες. Γενικά, είναι δυνατόν να κατηγοριοποιηθούν σε: γαλβανικ απομονωμένες και μη-γαλβανικά απομονωμένες τοπολογίες. Στις γαλβανικ απομονωμένες τοπολογίες χρησιμοποιείται μετασχηματιστής υψηλή συχνότητας. Με κατάλληλη κάθε φορά επιλογή του λόγου πρωτεύοντος κι δευτερεύοντος, εκτός της γαλβανικής απομόνωσης εισόδου-εξόδοι καθορίζεται και η ανύψωση ή μη της τάσης εξόδου. Οι πιο διαδεδομένες τοπολογίες αυτής της κατηγορίας είναι η flyback, ημιγέφυρας ή πλήρου γέφυρας. Στις μη-γαλβανικά απομονωμένες τοπολογίες λείπει φυσικά ο μετασχηματιστής γαλβανικής απομόνωσης, καθιστώντας τις έτσι λιγότερο ογκώδης. Ο τύπος αυτός χρησιμοποιείται ευρύτατα στις αυτόνομες Φ/Ε εγκαταστάσεις και οι σημαντικότερες τοπολογίες της κατηγορίας είναι:

- Μετατροπείς υποβιβασμού (Buck Converter)
- Μετατροπείς ανύψωσης (Boost Converter)
- Μετατροπείς ανύψωσης και υποβιβασμού (Buck-Boost)
- Μετατροπείς Cuk και Sepic

Όπως φανερώνει η ονομασία τους, οι μετατροπείς ανύψωσης ανυψώνουν την DC τάση εισόδου (θεωρητικά έως επτά 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 εξόδου.

3.3.1 Μετατροπέας Υποβιβασμού (Buck Converter)

Το κύκλωμα του ιδανικού μετατροπέα υποβιβασμού, που αποτελείται από έναν ιδανικό διακόπτη και ωμικό φορτίο φαίνεται στο Σχήμα 3.4.

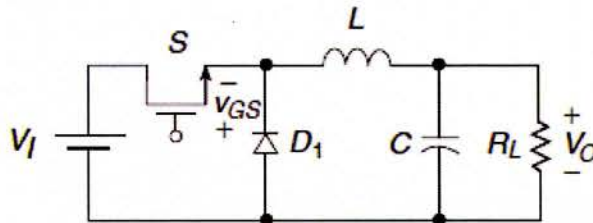


Σχήμα 3.4: Κύκλωμα ιδανικού μετατροπέα υποβιβασμού

Όταν ο διακόπτης S βρίσκεται στη θέση 1, η τάση εξόδου ισούται με την τάση εισόδου, ενώ όταν βρίσκεται στην θέση 2, η τάση εξόδου είναι μηδέν. Ανάλογα με το πόσο χρόνο μέσει σε μια περίοδο T παραμένει ο διακόπτης σε κάθε θέση, η τάση εξόδου έχει την μορφή ορθογωνικής κυματομορφής, όπως εκείνη του Σχήματος 3.3, με την μέση τιμή της να εξαρτάται από τον χρόνο t_{on} , δηλαδή από τον χρόνο που ο διακόπτης βρίσκεται στην θέση 1. Με βάση τις παραπάνω σχέσεις η μέση τιμή της τάσης εξόδου V_o , σαν σχέση του Duty Cycle και της τάσης εισόδου V_s είναι:

$$V_o = D * V_s$$

Το κύκλωμα του Σχήματος 3.4 δεν δύναται να παρουσιάσει πρακτικό ενδιαφέρον. Γι' αυτό το λόγο, προστίθεται σε σειρά μια αυτεπαγωγή L, ώστε να επιτευχθεί μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας από την είσοδο στην έξοδο, καθώς και παράλληλα μια χωρητικότητα C ώστε να μειωθεί η κυμάτωση. Επομένως το κύκλωμα μετασχηματίζεται σε (Σχήμα 3.5):

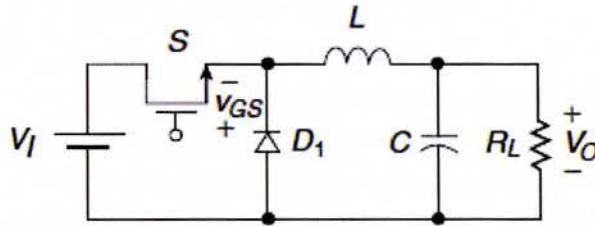


Σχήμα 3.5: Μετατροπέας υποβιβασμού

Στο Σχήμα 3.5 έχουμε τοποθετήσει και μια διόδο D_1 . Ο ρόλος της διόδου (ονομάζεται διόδος ελεύθερης διέλευσης) είναι, όταν ο διακόπτης βρίσκεται στην θέση 2 ή όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός, να δημιουργείται κλειστός βρόχος ρεύματος προκειμένου να εκφορτιστεί η αποθηκευμένη ενέργεια του πηνίου στο φορτίο. Όταν ο διακόπτης είναι στην θέση 1, ή κλειστός διακόπτης, τότε η διόδος είναι πολωμένη ανάστροφα και το ρεύμα διαρρέει μόνο το πηνίο, φορτίζοντας το. Ανάλογα με το αν μέσα σε μια περίοδο T η κυματομορφή του ρεύματος είναι συνεχής ή όχι (δηλαδή βρεθεί στο μηδέν) διακρίνεται ο συνεχής τρόπος λειτουργίας (Continuous Conductive Mode, CCM) και ο ασυνεχής τρόπος λειτουργίας (Discontinuous Conductive Mode, DCM). Παρακάτω αναλύονται οι δύο τρόποι λειτουργίας για τον μετατροπέα υποβιβασμού.

3.3.1.1 Συνεχής Τρόπος Λειτουργίας (CCM)

Δίνεται το παρακάτω κύκλωμα:



Σχήμα 3.6: Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού

Την χρονική στιγμή $t=0$, ο διακόπτης S κλείνει. Τόσο ο διακόπτης όσο και η διάδος στην κυκλωματική ανάλυση θεωρούνται ιδανικά στοιχεία. Η διάδος πολώνεται ανάστροφα, $V_S=0, I_D=0$.

Εφαρμόζοντας τον 2^ο νόμο του Kirchhoff στον αριστερό βρόχο έχουμε:

$$V_{in} - V_s + V_D = 0$$

$$V_{in} = -V_D$$

Εφαρμόζοντας τον 2^ο νόμο του Kirchhoff στον εξωτερικό βρόχο έχουμε:

$$V_{in} - V_L - V_O = 0$$

$$-V_L = -V_{in} + V_O$$

$$V_L = V_{in} - V_O$$

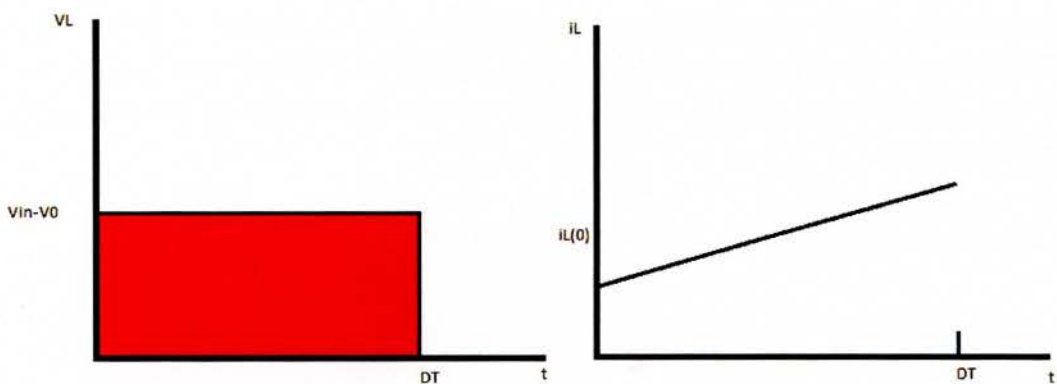
Γνωρίζουμε ότι $V_L = L \frac{di}{dt}$ άρα $L \frac{di}{dt} = \frac{V_{in}-V_O}{1} \rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{V_{in}-V_O}{L}$

Ολοκληρώνουμε ως προς i και έχουμε: $i = \int_0^t \frac{V_{in}-V_O}{L} dt + i_L(0) = \frac{V_{in}-V_O}{L} t + i_L(0)$

Η κυμάτωση του ρεύματος peak to peak δίνεται από:

$$\Delta i_L = i_L(DT) - i_L(0) = \frac{V_{in}-V_O}{L} DT + i_L(0) - i_L(0) = \frac{V_{in}-V_O}{L} DT$$

Η τάση και το ρεύμα του πηνίου V_L, I_L για χρόνο $0 \leq t \leq DT$ φαίνονται παρακάτω:



Σχήμα 3.7: Παραστάσεις τάσης και ρεύματος του πηνίου για χρόνο $0 \leq t \leq DT$

Την χρονική στιγμή $t=DT$ ανοίγει ο διακόπτης.

Άρα $V_{in} = V_s$, $I_s = 0$, $V_D = 0$ (η δίοδος πολώνεται ορθά).

Εφαρμόζοντας τον 2^ο νόμο του Kirchhoff στον δεξιό βρόχο έχουμε:

$$-V_L - V_o - V_D = 0$$

$$-V_L - V_o = 0$$

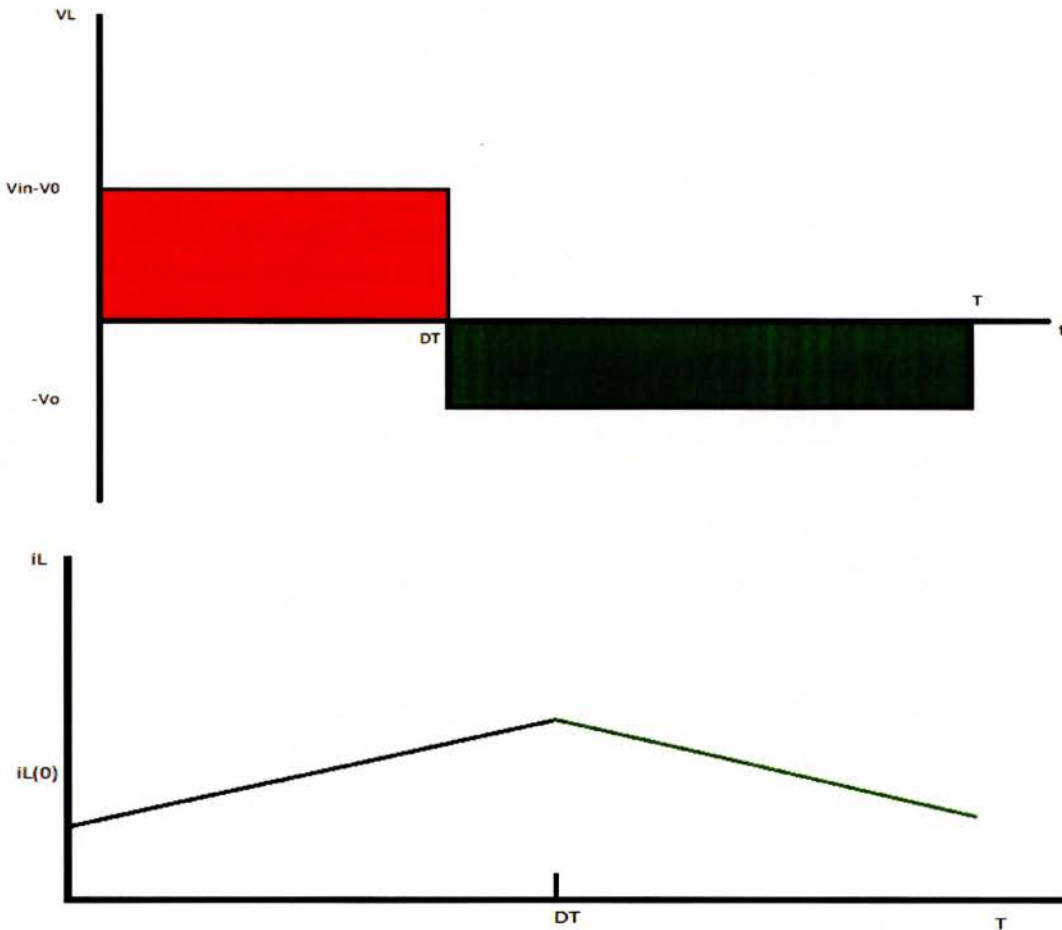
$$V_L = -V_o$$

Γνωρίζουμε ότι $V_L = L \frac{di}{dt}$ άρα $L \frac{di}{dt} = -V_o \rightarrow \frac{di}{dt} = -\frac{V_o}{L}$

Η κυμάτωση του ρεύματος peak to peak δίνεται από:

$$\Delta i_L = i_L(DT) - i_L(T) = -\frac{V_o}{L}(DT - DT) + i_L(DT) + \frac{V_o}{L}(T - DT) - i_L(DT) = \frac{V_o}{L}T(1 - DT)$$

Η τάση και το ρεύμα του πηνίου V_L , I_L για χρόνο $DT \leq t \leq T$ φαίνονται παρακάτω:



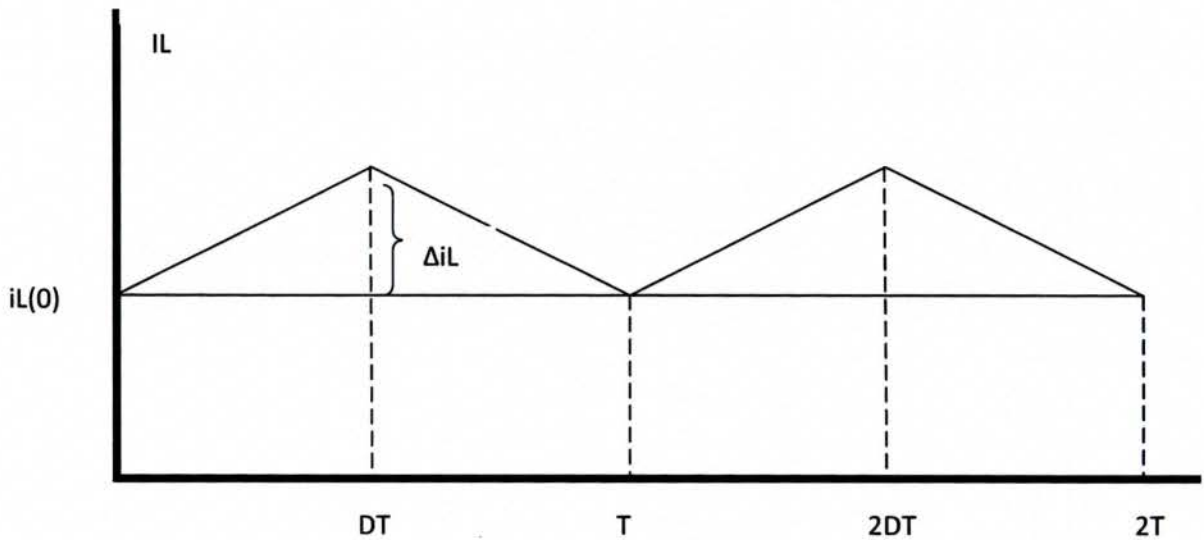
Σχήμα 3.8: Παραστάσεις τάσης και ρεύματος του πηνίου για χρόνο $DT \leq t \leq T$

Η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου είναι περιοδική με περίοδο T .

Η ανάλυση σε τριγωνομετρική σειρά Fourier της κυματομορφής του ρεύματος δείχνει ότι αυτή αποτελείται από έναν σταθερό όρο (DC όρος) και τις αρμονικές συνιστώσες που είναι ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας f_T . Βάση αυτών θέλουμε η DC συνιστώσα του ρεύματος πηνίου I_L να αποτελεί το ρεύμα I_0 και όλες οι άλλες αρμονικές να «απορροφηθούν»

από τον πυκνωτή. Από εδώ φαίνεται ότι ο υπολογισμός της χωρητικότητας του πυκνωτή είναι ιδιαίτερης σημασίας.

Το ρεύμα του πηνίου έχει την παρακάτω μορφή (πχ για δύο περιόδους):



Σχήμα 3.9: Κυματομορφή ρεύματος πηνίου για $t=2T$.

Ο λόγος του εμβαδού προς την περίοδο ισούται με την μέση τιμή.

$$\text{Άρα } \text{Εμβαδόν} = i_L(0) * T + \frac{1}{2} T \Delta i_L,$$

$$\text{Μέση Τιμή} = \frac{\text{Εμβαδόν}}{\text{Περίοδο}} = i_L(0) + \frac{1}{2} \Delta i_L = \frac{1}{2} \frac{V_{in} - V_0}{L} DT + i_L(0) = \frac{V_{in} - V_0}{2L} DT +$$

$$i_L(0) = \frac{(V_{in} - V_0)}{2fL} D + i_L(0) = I_{av}$$

Αφού η μέση τιμή του ρεύματος πηνίου θα αποτελεί το ρεύμα εξόδου, πρέπει να ισχύει και το $I_0 = \frac{V_0}{R_L}$.

$$\text{Άρα } \frac{(V_{in} - V_0)}{2fL} D + i_L(0) = -\frac{V_0}{R_L}, \text{ λύνουμε ως προς } L \text{ και έχουμε:}$$

$$L = \frac{(V_{in} - V_0)DR_L}{2f(V_0 - i_L(0)R_L)}$$

Από την τελευταία σχέση φαίνεται ότι η τιμή του $i_L(0)$ έχει πολύ σημαντική επίδραση στην συμπεριφορά του μετατροπέα. Εάν $i_L(0) > 0$ τότε το ρεύμα πηνίου είναι συνεχές κατά τον χρόνο T και ο μετατροπέας λειτουργεί με τρόπο συνεχούς αγωγής, ενώ εάν $i_L(0) < 0$ τότε ο μετατροπέας λειτουργεί κατά τρόπο μη συνεχούς αγωγής και το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται κατά την περίοδο T .

- Υπολογισμός αυτεπαγωγής Συνεχούς Τρόπου Αγωγής

Βρήκαμε ότι $i_L(0) = \frac{V_o}{R_L} - \frac{(V_{in}-V_o)D}{2Lf}$. Για να λειτουργεί ο μετατροπέας με συνεχή αγωγή (CCM) θα πρέπει να ισχύει η ανισότητα $i_L(0) > 0$. Άρα και $\frac{V_o}{R_L} - \frac{(V_{in}-V_o)D}{2Lf} > 0$. Η οριακή τιμή της αυτεπαγωγής δίνεται όταν $i_L(0) = 0$.

Άρα $L_b = \frac{(V_{in}-V_o)DR_L}{2V_o f} = \frac{R_L(1-D)}{2f}$ (έχει χρησιμοποιηθεί η σχέση $V_o = D * V_{in}$, που θα προκύψει αμέσως παρακάτω).

Για $L > L_b$ έχουμε συνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας.

- Σχέση εξόδου-εισόδου

Η σχέση εξόδου-εισόδου του μετατροπέα βασίζεται στην αρχή ότι η μέση τιμή της τάσης του πηνίου στην μόνιμη κατάσταση (steady-state) για χρόνο μιας περιόδου είναι μηδέν.

Ξέρουμε ότι: $V_L = L \frac{di}{dt}$, η μέση τιμή της τάσης δίνεται από $V_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{di}{dt} dt = \frac{1}{T} \int_0^T di = \frac{L}{T} [i(T) - i(0)]$.

Αφού το ρεύμα είναι περιοδικό ισχύει $i_L(0) = i_L(T)$. Άρα $V_{av} = 0$.

Αυτό σημαίνει ότι τα εμβαδά τους είναι «ίσα και αντίθετα». Με βάση το Σχήμα 3.8 πολύ εύκολα προκύπτει ότι $(V_{in} - V_o)DT + (-V_o)(T - DT) = 0 \rightarrow V_{in}DT - V_oDT - V_oT + V_oDT = 0 \rightarrow D = \frac{V_o}{V_{in}}$

- Υπολογισμός Χωρητικότητας Συνεχούς Τρόπου Αγωγής

Όπως ειπώθηκε παραπάνω το ρεύμα του πυκνωτή είναι το άθροισμα των αρμονικών του ρεύματος του πηνίου μείον τον DC όρο που αποτελεί και το ρεύμα I_0 εξόδου.

Άρα για $0 \leq t \leq DT$ έχουμε: $i_{C1} = \frac{(V_{in}-V_o)t}{L} + i(0) + I_0$

Εφόσον ισχύει το $i_L(0) = \frac{V_o}{R_L} - \frac{(V_{in}-V_o)D}{2Lf}$, το i_{C1} ισούται με:

$$i_{C1} = \frac{(V_{in}-V_o)t}{L} + \frac{V_o}{R_L} - \frac{(V_{in}-V_o)D}{2Lf} - I_0 \rightarrow$$

$$i_{C1} = \frac{2f(V_{in}-V_o)t - (V_{in}-V_o)D}{2Lf} = \frac{(V_{in}-V_o)(2ft-D)}{2Lf} = \frac{(V_{in}-V_o)}{L} \left(t_1 - \frac{D}{2f} \right)$$

Για $DT \leq t \leq T$ έχουμε: $i_{C2} = -\frac{V_o}{L}(t - DT) + i_L(DT) - I_0$

εφαρμόζοντας την σχέση: $i_L(DT) = \Delta i_L + i_L(0)$

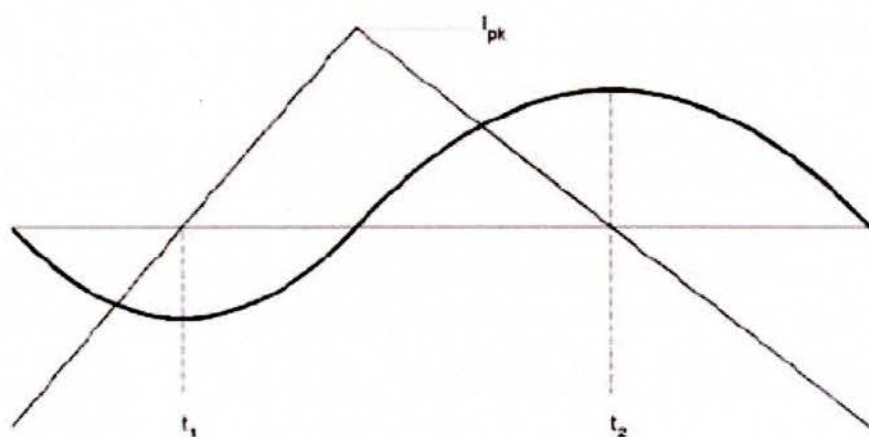
έχουμε: $i_{c2} = -\frac{V_0}{L}(t - DT) + \Delta i_L + i_L(0) - I_0 \rightarrow$

$i_{c2} = -\frac{V_0}{L}(t - DT) + \frac{V_0}{L}T(1 - D) + \frac{V_0}{R_L} - \frac{(V_{in} - V_0)}{2Lf} - I_0 \rightarrow$

$i_{c2} = -\frac{V_0}{L}(t - DT) + \frac{V_0}{Lf}(1 - D) - \frac{(V_{in} - V_0)D}{2Lf} \rightarrow$

$i_{c2} = \frac{V_0}{L} \left(\frac{1+D}{2f} - t_2 \right)$

Οι χρονικές στιγμές t_1 και t_2 βρίσκονται για $i_{c1}=0$ και για $i_{c2}=0$. Το Σχήμα 3.10 βοηθάει πολύ για να καταλάβουμε τα παραπάνω.



Σχήμα 3.10: Η ημιτονοειδής κυματομορφή αντιστοιχεί την τάση του πυκνωτή V_c , και η τριγωνική αντιστοιχεί στο ρεύμα πυκνωτή I_c

Γνωρίζουμε επίσης την σχέση ρεύματος-φορτίου: $i = \frac{dQ}{dt} \rightarrow i * dt = dQ$.

Ολοκληρώνουμε και έχουμε: $Q = \int_0^t idt$. Κατά το διάστημα t_2-t_1 , το ρεύμα πυκνωτή είναι θετικό άρα ο πυκνωτής φορτίζεται. Αυτό αντιστοιχεί σε φορτίο $\Delta Q_{12} = \int_{t_1}^{t_2} idt$ και δύναται να βρεθεί από το εμβαδό της γραφικής παράστασης του Σχήματος 3.10 .

Εμβαδόν: $E = \frac{1}{2} I_{pk} * (t_2 - t_1)$, $t_2 - t_1 = \frac{1+D}{2f} - \frac{D}{2f} = \frac{1}{2f}$

Το I_{pk} μπορεί να βρεθεί από τις σχέσεις $i_{c1} = \frac{(V_{in} - V_0)}{L} \left(t_1 - \frac{D}{2f} \right)$ ή από τη

σχέση $i_{c2} = \frac{V}{L} \left(\frac{1+D}{2f} - t_1 \right)$ για $t=DT$.

Και για τις δύο περιπτώσεις έχουμε: $E_{ic1} = \frac{(V_{in} - V_0)D}{8f^2L}$ ή $E_{ic2} = \frac{(1-D)V_0}{8f^2L}$

Γνωρίζουμε ότι το φορτίο είναι το γινόμενο της χωρητικότητας και τάσης.

$$\text{Άρα } \Delta Q_{12} = C\Delta V_0 \rightarrow \Delta V_0 = \frac{1}{C}\Delta Q_{12} \text{ όπου } \Delta V_0 = V_{max} - V_{min}$$

Άρα $\Delta V_0 = \frac{1}{C} \frac{(V_{in}-V_o)D}{8f^2L}$ ή $\Delta V_0 = \frac{1}{C} \frac{(1-D)V_o}{8f^2L}$ όπου ΔV_0 είναι η κυμάτωση της τάσης του πυκνωτή άρα και η κυμάτωση της τάσης εξόδου. Συχνά η κυμάτωση της τάσης εξόδου δίνεται ως ποσοστό $r = \frac{\Delta V_0}{V_o}$.

$$\text{Εν τέλει έχουμε: } r * V_o = \frac{1}{C} \frac{(V_{in}-V_o)D}{8f^2L} \rightarrow C_{CCM} = \frac{(V_{in}-V_o)D}{8f^2LV_or}$$

ή

$$r * V_o = \frac{1}{C} \frac{(1-D)V_o}{8f^2L} \rightarrow C_{CCM} = \frac{(1-D)}{8f^2Lr}$$

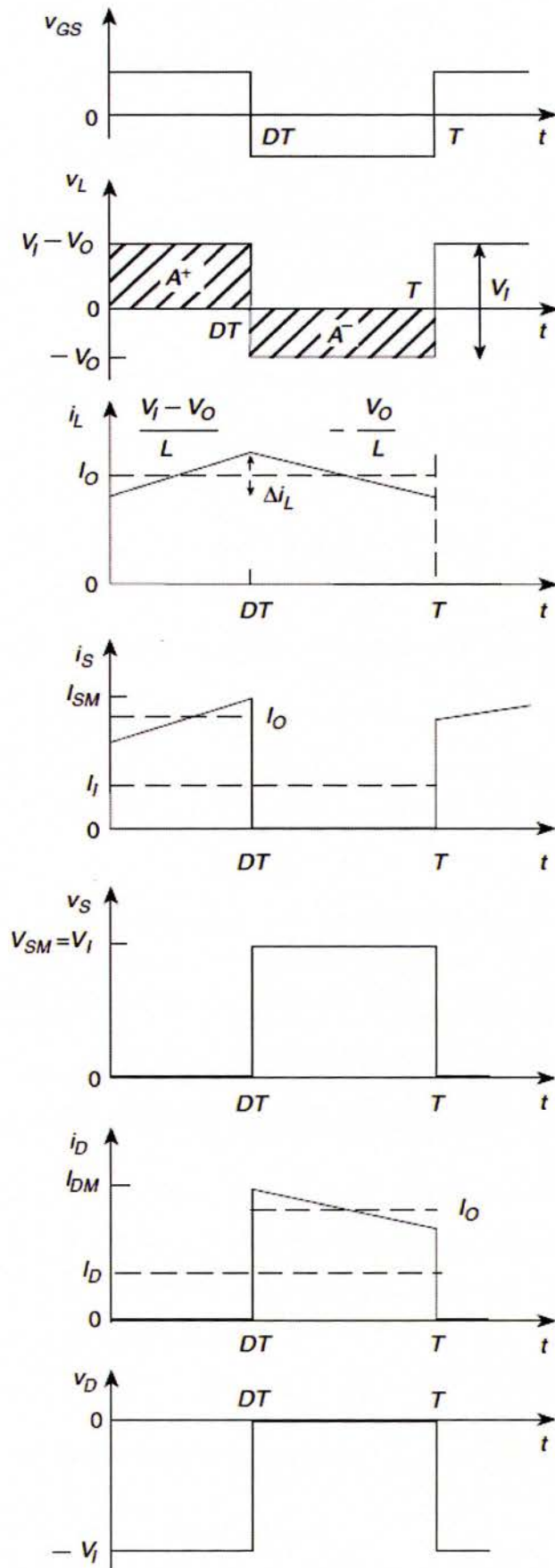
Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου δίνεται από την σχέση: $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, υψώνοντας στο τετράγωνο και λύνοντας ως προς LC έχουμε: $LC = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2}$.

Έπειτα αντικαθιστώντας στις παραπάνω σχέσεις της κυμάτωσης του τάσης εξόδου με το LC που μόλις βρήκαμε καταλήγουμε στο εξής:

$$r = (1-D) \frac{\pi^2}{2} \left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2$$

Δηλαδή συνάγεται το συμπέρασμα ότι όσο πιο μικρή είναι η συχνότητα αποκοπής f_c σε σχέση με την διακοπτική συχνότητα f_s , τόσο πιο μικρή είναι η κυμάτωση της τάσης εξόδου κάτι το οποίο είναι άκρως επιθυμητό.

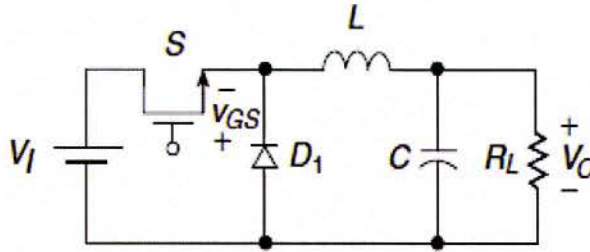
Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του πηνίου, του διακόπτη και της διόδου για CCM απεικονίζονται συγκεντρωμένες στο Σχήμα 3.11.



Σχήμα 3.11: Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του πηνίου, του διακόπτη και της διαόδου για CCM

3.3.1.2 Ασυνεχής Τρόπος Λειτουργίας (DCM)

Δίνεται το παρακάτω κύκλωμα:



Σχήμα 3.12: Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού

Την χρονική στιγμή $t=0$ ο διακόπτης κλείνει και η διάοδος πολώνεται ανάστροφα.

Εφαρμόζουμε το 2^ο νόμο του Kirchhoff στον αριστερό βρόχο και έχουμε:

$$V_{in} - V_s + V_D = 0$$

$$V_{in} = -V_D \quad (\text{αφού } V_s=0)$$

Εφαρμόζουμε τον 2^ο νόμο του Kirchhoff για τον εξωτερικό βρόχο:

$$V_{in} - V_o - V_s - V_L = 0$$

$$V_{in} - V_o - V_L = 0$$

$$V_L = V_{in} - V_o$$

Γνωρίζουμε ότι $V_L = L \frac{di}{dt} \rightarrow \frac{V_L}{L} = \frac{di}{dt} \rightarrow \frac{V_L}{L} dt = di$, ολοκληρώνουμε και

$$\text{έχουμε: } i = \int_0^t \frac{V_L}{L} dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt + i_L(0)$$

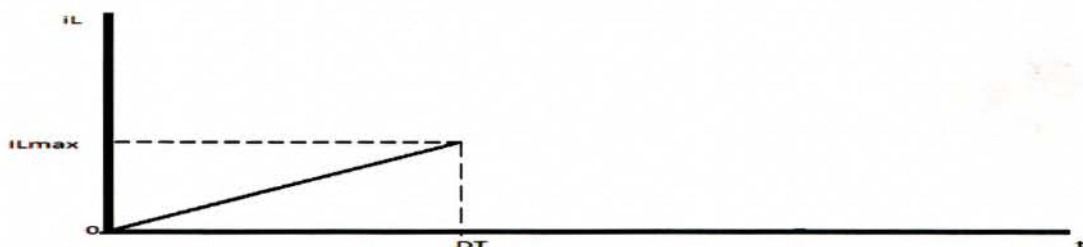
Αντικαθιστώντας με $V_L = V_{in} - V_o$ και λύνοντας το ολοκλήρωμα παίρνουμε:

$$i_L = \frac{V_{in} - V_o}{L} t + i_L(0)$$

Επομένως το ρεύμα αυξάνεται γραμμικά με κλίση $\frac{V_{in} - V_o}{L}$ και έχει μέγιστη

$$\text{τιμή } i_{Lmax} = \frac{V_{in} - V_o}{L} DT = \Delta i_L$$

Η κυματομορφή του ρεύματος πηνίου για χρόνο $0 \leq t \leq DT$ είναι η εξής, (Σχήμα 3.13) :



Σχήμα 3.13: Η κυματομορφή του ρεύματος πηνίου για χρόνο $0 \leq t \leq DT$

Την χρονική στιγμή DT ο διακόπτης ανοίγει και το ρεύμα του πηνίου μειώνεται γραμμικά όπως θα δούμε παρακάτω μέχρι το χρόνο D_1T όπου και μηδενίζεται. Ακολουθεί η ανάλυση για χρόνο $DT \leq t \leq (D+D_1)T$:

Εφαρμόζουμε τον 2^ο νόμο του Kirchhoff στον δεξιό βρόχο:

$$-V_L - V_o - V_D = 0$$

$$-V_L - V_o = 0 \quad (\text{αφού } V_D=0)$$

$$V_L = -V_o$$

Γνωρίζουμε ότι $V_L = L \frac{di}{dt} \rightarrow i_L = \frac{1}{L} \int_{DT}^t V_L dt + i_L(DT)$

Αντικαθιστούμε το $V_L = -V_o$ και παίρνουμε:

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{DT}^t -V_o dt + i_L(DT) \Rightarrow \frac{-V_o}{L} (t - DT) + i_L(DT), \text{ όπου } i_L(DT) = i_{Lmax}$$

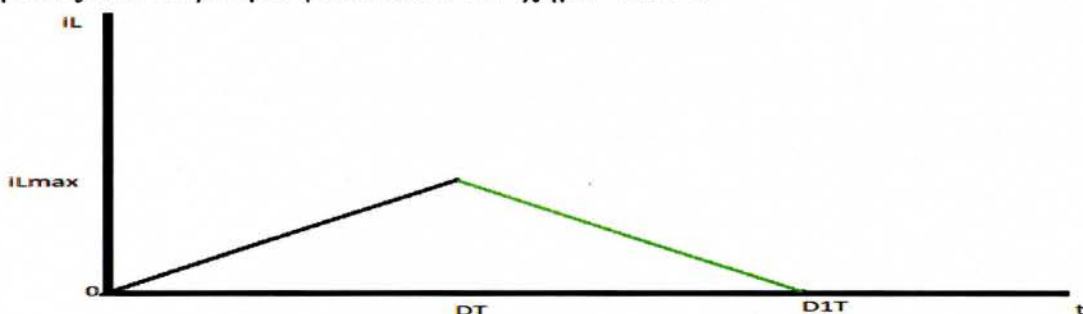
$$\text{άρα } i_L(DT) = \frac{V_{in} - V_o}{L} DT$$

Άρα το ρεύμα πηνίου ισούται με: $i_L = \frac{-V_o}{L} (t - DT) + \frac{V_{in} - V_o}{L} DT$.

Η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου Δi_L peak-peak δίνεται από:

$$\Delta i_L = i_L(DT) - i_L(D + D_1)T = \frac{V_{in} - V_o}{L} DT + \frac{V_o}{L} (DT + D_1T - DT) - \frac{V_{in} - V_o}{L} DT = \frac{V_o}{L} D_1T$$

Η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου μέχρι και το χρόνο D_1T όπου μηδενίζεται το ρεύμα φαίνεται στο Σχήμα 3.14 :



Σχήμα 3.14: Η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου μέχρι και το χρόνο D_1T

Ο χρόνος μηδενισμού του ρεύματος πηνίου είναι πολύ εύκολο να βρεθεί άμα εξισώσουμε το $i_L = 0$. Το κάνουμε και έχουμε: $\frac{-V_0}{L}(t - DT) = -\frac{V_{in}-V_0}{L}DT \rightarrow -V_0t + V_0DT = -V_{in}DT + V_0DT \rightarrow V_0t = V_{in}DT$

$$\text{Άρα } t_{\text{μηδενισμού}} = \frac{V_{in}}{V_0}DT$$

Για χρόνο $(D+D1)T \leq t \leq T$ το ρεύμα του πηνίου γίνεται μηδέν, η διάοδος πολώνεται ανάστροφα και έχουμε: $i_L = 0, V_L = 0, i_D = 0$.

Εφαρμόζοντας τον 2^ο νόμο του Kirchhoff στον εξωτερικό βρόχο έχουμε:

$$V_{in} - V_s - V_0 = 0$$

$$V_s = V_{in} - V_0$$

Η τάση στα άκρα της διάοδου είναι: $V_{in} - V_s + V_D = 0$

$$V_D = -V_{in} + V_s$$

$$V_D = -V_{in} + V_{in} - V_0$$

$$V_D = -V_0$$

Όπως και στην ανάλυση που προηγήθηκε (βλέπε Συνεχούς Αγωγής τρόπος λειτουργίας), έτσι και εδώ προχωρούμε με την υπόθεση ότι όλες οι αρμονικές του ρεύματος πηνίου απορροφώνται από τον πυκνωτή. Πάλι το ρεύμα εξόδου I_0 θα ισούται με την μέση τιμή του ρεύματος πηνίου.

$$\text{Άρα } I_0 = \frac{V_0}{R} = \frac{\text{Ετριγώνου}}{T},$$

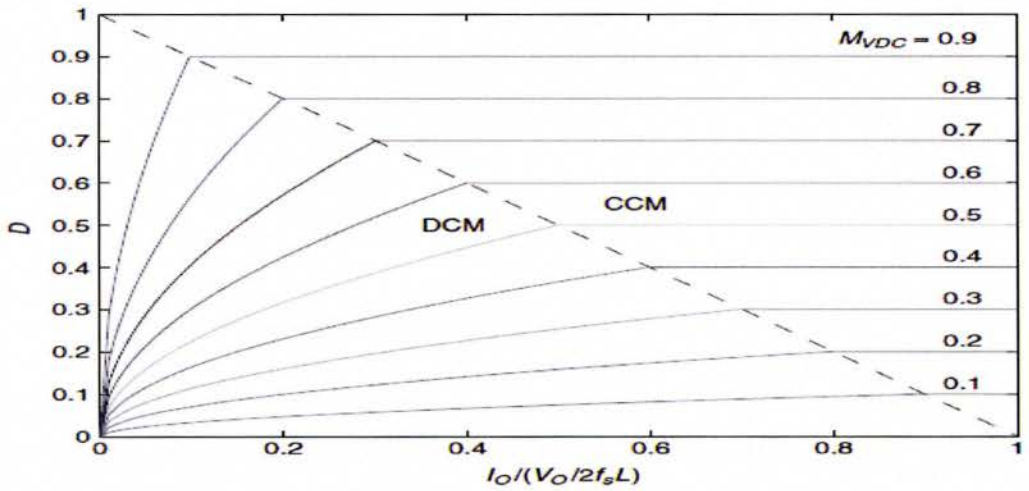
$$\text{Ετριγώνου} = \frac{1}{2} t_{\text{μηδενισμού}} * I_{\text{max}} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}DT}{V_0} \frac{(V_{in}-V_0)DT}{L},$$

$$\text{καταλήγουμε στο } I_0 = \frac{\text{Ετριγώνου}}{T} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}DT}{V_0} \frac{(V_{in}-V_0)DT}{L} = \frac{V_{in}(V_{in}-V_0)D^2}{2V_0Lf} = \frac{V_0}{R}$$

$$\text{Λύνοντας ως προς D έχουμε: } D^2 = V_0^2 \frac{2Lf}{RV_{in}(V_{in}-V_0)} \rightarrow D = V_0 \sqrt{\frac{2Lf}{RV_{in}(V_{in}-V_0)}}$$

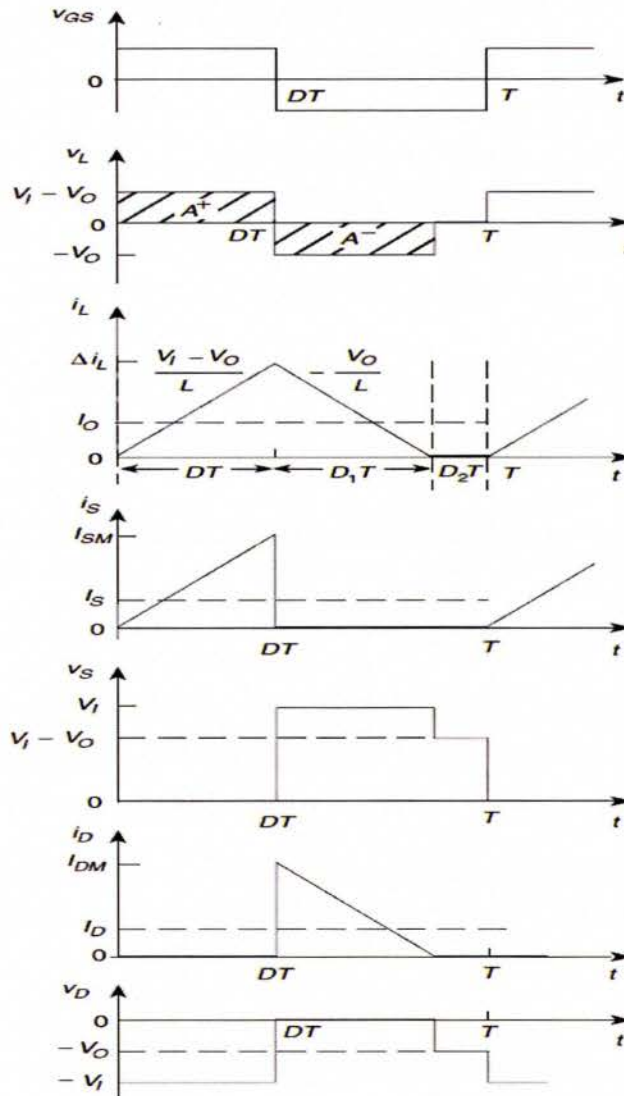
Από αυτή την σχέση γίνεται φανερό ότι ο κύκλος δραστηριότητας D κατά DCM εξαρτάται από το L, f και R κάτι που δεν ισχύει κατά CCM όπου υπενθυμίζουμε ότι $D = \frac{V_0}{V_{in}}$. Έτσι ο τρόπος υπολογισμού του Duty Cycle

γίνεται πιο περίπλοκος διότι αποτελεί μη γραμμική συνάρτηση των παραπάνω στοιχείων (παρατηρείστε την μη γραμμικότητα στην οριοθετημένη περιοχή DCM του Σχήματος 3.15).



Σχήμα 3.15 Όριο CCM και DCM

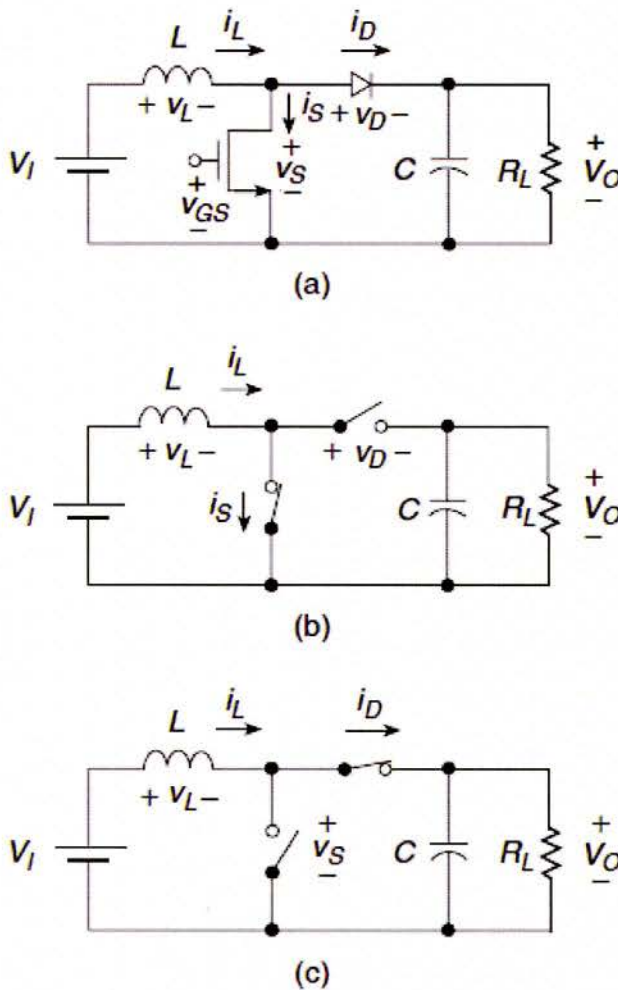
Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του πηνίου, του διακόπτη και της διόδου για DCM απεικονίζονται συγκεντρωμένες στο Σχήμα 3.16 .



Σχήμα 3.16: Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του πηνίου, του διακόπτη και της διόδου για DCM

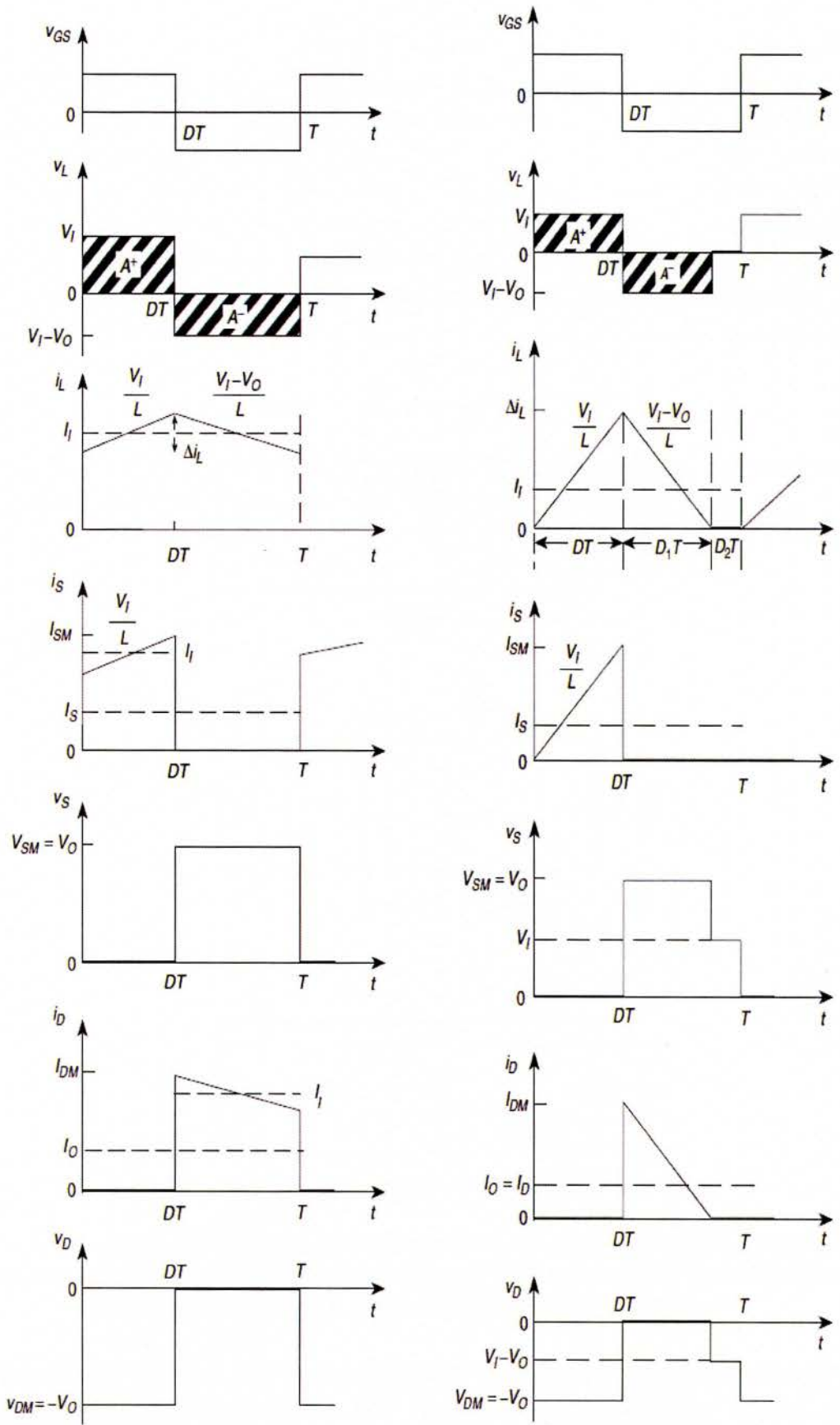
3.3.2 Μετατροπέας Ανύψωσης (Boost Converter)

Ο μετατροπέας ανύψωσης (Boost ή Step-up converter) ρυθμίζει τη μέση τιμή της τάσης εξόδου σε επίπεδο υψηλότερο της τάσης εισόδου. Η DC πηγή εισόδου βρίσκεται πάντα συνδεδεμένη σε σειρά με ένα πηνίο, κατά κανόνα μεγάλης τιμής αυτεπαγωγής. Το πηνίο αυτό έχει τον ρόλο πηγής ρεύματος, η οποία ενεργοποιείται περιοδικά μέσω του διακόπτη S. Η περιοδική απελευθέρωση της αποθηκευμένης ενέργειας του πηνίου σε συνδυασμό με την εφαρμογή της τάσης εισόδου, συμβάλλουν στην ανύψωση της DC τιμής της τάσης εξόδου. Η κυκλωματική δομή του μετατροπέα ανύψωσης φαίνεται στο Σχήμα 3.17.



Σχήμα 3.17: α. το κύκλωμα του μετατροπέα ανύψωσης β.ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός και η διόδος ανάστροφα πολωμένη γ.ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο διακόπτης S είναι ανοικτός και η διόδος ορθά πολωμένη

Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του πηνίου, του διακόπτη και της διόδου για CCM (δεξιά) και για DCM (αριστερά) απεικονίζονται συγκεντρωμένες στο Σχήμα 3.18 .



Σχήμα 3.18: Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του πηνίου, του διακόπτη και της διόδου για CCM (δεξιά) και για DCM (αριστερά).

Κατά τρόπο ανάλογο όπως πραγματοποιήθηκε για τον μετατροπέα υποβιβασμού προκύπτουν η σχέση εισόδου-εξόδου, η τιμή της αυτεπαγωγής και η τιμή της χωρητικότητας για την λειτουργία κατά CCM και κατά DCM. Άρα έχουμε:

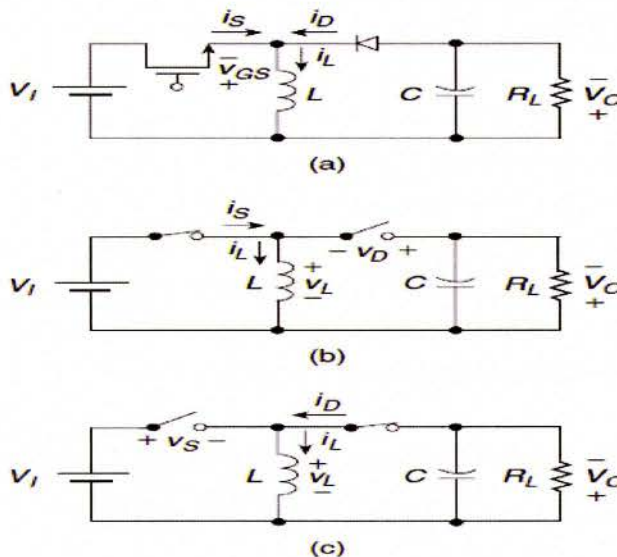
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D}$$

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

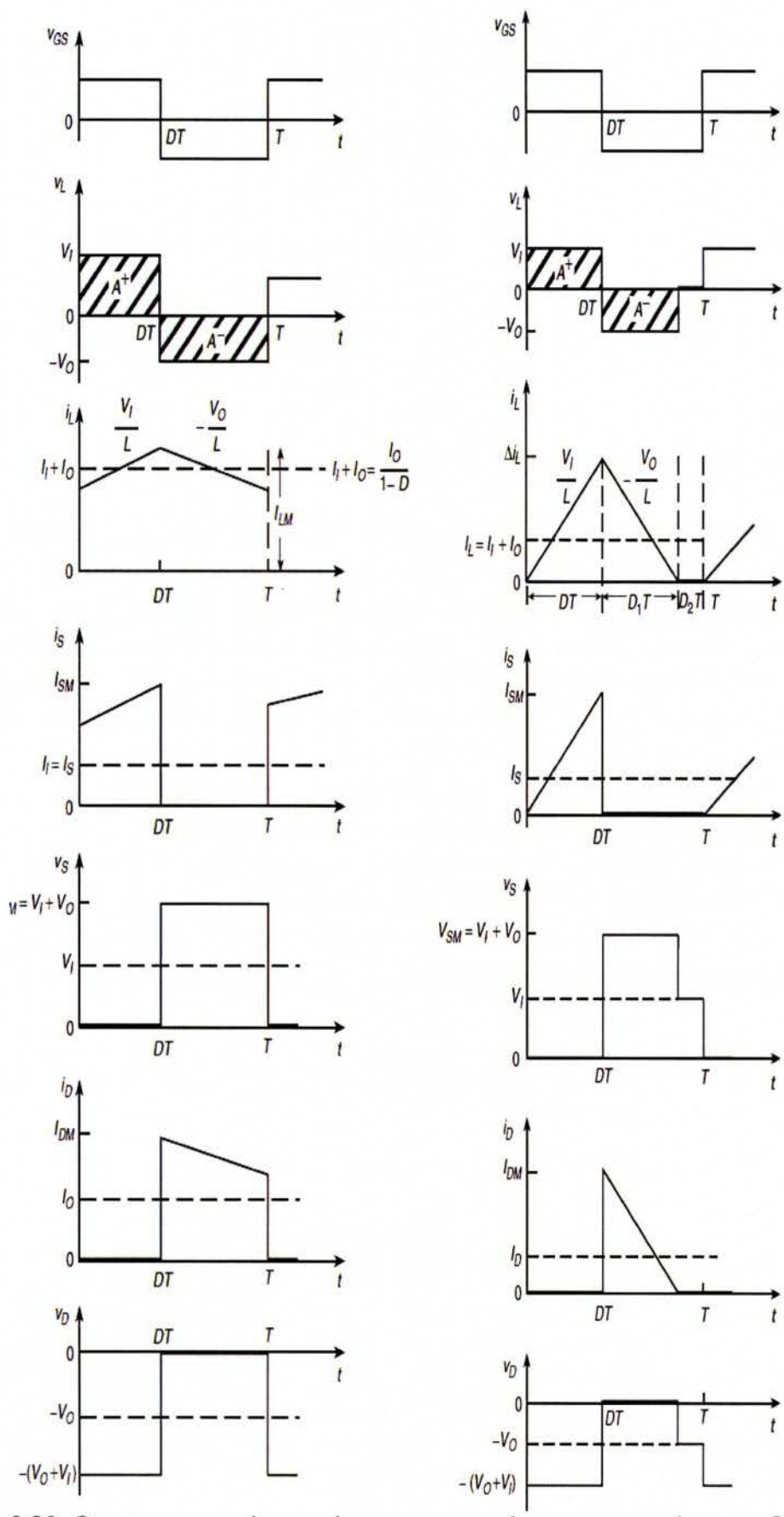
$$C_{min} = \frac{DV_o}{\Delta V_o R f}$$

3.3.3 Μετατροπείς ανύψωσης και υποβιβασμού (Buck-Boost)

Όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις, τα δομικά υλικά του μετατροπέα Buck-Boost είναι ο ελεγχόμενος διακόπτης S, το πηνίο, ο πυκνωτής, η διάοδος και η αντίσταση φορτίου R. Ο τρόπος λειτουργίας είναι ο εξής: όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός, το ρεύμα του πηνίου αυξάνει γραμμικά με την διάοδο D να παραμένει αρνητικά πολωμένη. Όταν ανοίξει ο διακόπτης S λόγω του νόμου του Lenz, το πηνίο αντιστρέφει την πολικότητα του, πολώνοντας έτσι ορθά την τη διάοδο. Η ορθά πολωμένη διάοδος παρέχει δρόμο ροής για το ρεύμα του πηνίου. Πρέπει να σημειωθεί ότι η πολικότητα της διόδου, αντίθετη σε σχέση των δύο προηγούμενων περιπτώσεων, καθορίζει την φορά του ρεύματος εξόδου. Η κυκλωματική δομή του μετατροπέα ανύψωσης φαίνεται στο Σχήμα 3.19 ενώ οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του πηνίου, του διακόπτη και της διόδου για CCM (δεξιά) και για DCM (αριστερά) απεικονίζονται συγκεντρωμένες στο Σχήμα 3.20 .



Σχήμα 3.19: Κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης



Σχήμα 3.20: Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του πηνίου, του διακόπτη και της διόδου για CCM (δεξιά) και για DCM (αριστερά).

Η σχέση εισόδου-εξόδου, η τιμή της αυτεπαγωγής και η τιμή της χωρητικότητας για την λειτουργία κατά CCM και κατά DCM.

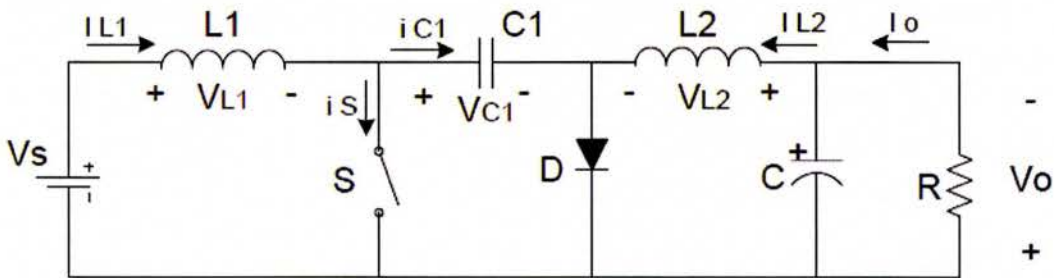
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D}$$

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

$$C_{min} = \frac{DV_o}{\Delta V_o R f}$$

3.3.4 Μετατροπείς Cuk

Ο μετατροπέας αυτός πήρε το όνομα του από τον εμπνευστή του Dr. Slobodan Cuk και παρέχει την δυνατότητα ανύψωσης ή υποβιβασμού της τάσης εισόδου ανάλογα με το Duty Cycle του διακόπτη. Στο Σχήμα 3.21 παρουσιάζεται το βασικό κύκλωμα του μετατροπέα.



Σχήμα 3.21: Κύκλωμα μετατροπέα Cuk

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 διάδος είναι ανάστροφα πολωμένη και ο πυκνωτής C1 εκφορτίζεται από το ρεύμα του πηνίου L2. Όταν ανοίξει ο διακόπτης, η διάδος 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 τοπολογία Cuk είναι η μορφή του ρεύματος εισόδου και εξόδου που είναι συνεχής. Ωστόσο σοβαρό μειονέκτημα είναι αποτελεί ο αριθμός αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας (πηνία L1, L2) που έχει σαν συνέπεια την σοβαρή καταπόνηση της διόδου D, του διακόπτη S και του πυκνωτή C1.

Ακολουθούν η σχέση εισόδου-εξόδου και οι σχέσεις των στοιχείων που οριοθετούν την λειτουργία CCM και DCM.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D}$$

Για το πηνίο L1: $L_{b1} = \frac{(1-D)R}{2Df}$, για το πηνίο L2: $L_{b2} = \frac{(1-D)R}{2f}$

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

3.4 Προσαρμογή Φορτίου (Impedance Matching ή Load Matching)

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή ο ρόλος ενός μετατροπέα DC σε ένα Φ/Β σύστημα είναι να αποτελεί την έξυπνη διάταξη που παρεμβάλλεται μεταξύ Φ/Β συστοιχίας και φορτίου με σκοπό την λειτουργία στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP). Η τεχνική που χρησιμοποιείται ονομάζεται Προσαρμογή Φορτίου και μεταβάλλει το Duty Cycle του εκάστοτε μετατροπέα μέσω κυκλώματος ελεγκτή, στον οποίο «τρέχει» ο αλγόριθμος MPPT. Ακολουθεί το σκεπτικό της προσαρμογής φορτίου με χρήση ιδανικού μετατροπέα υποβιβασμού.

Όταν συνδέουμε κατευθείαν ένα Φ/Β πάνελ στο φορτίο, το σημείο λειτουργίας (βλέπε εισαγωγή, ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο) ορίζεται από την αντίσταση φορτίου. Η αντίσταση φορτίου ισούται με: $R = \frac{V_o}{I_o}$, με I_o και V_o το ρεύμα και η τάση εξόδου.

Το ιδανικό φορτίο όμως περιγράφεται από την σχέση: $R_{opt} = \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}}$.

Όταν η τιμή του τυχαίου φορτίου R γίνει ίση με R_{opt} , τότε η μέγιστη ισχύς θα μεταφερθεί από την Φ/Β συστοιχία στο φορτίο. Στην πραγματικότητα όμως τα φορτία αυτά είναι ανεξάρτητα και σπανίως συμπίπτουν. Ο στόχος του MPPT είναι η ταύτιση των δύο αυτών φορτίων. Έτσι έχουμε:

Από την σχέση εισόδου-εξόδου $D = \frac{V_o}{V_{in}}$ λύνουμε ως προς $V_{in} = \frac{V_o}{D}$.

Με ιδανικά τα στοιχεία ισχύει: $\frac{P_{out}}{P_{in}} = 1 \rightarrow \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o I_o}{V_{in} I_{in}} \rightarrow D = \frac{I_{in}}{I_o}$, λύνουμε ως προς $I_{in} = D I_o$

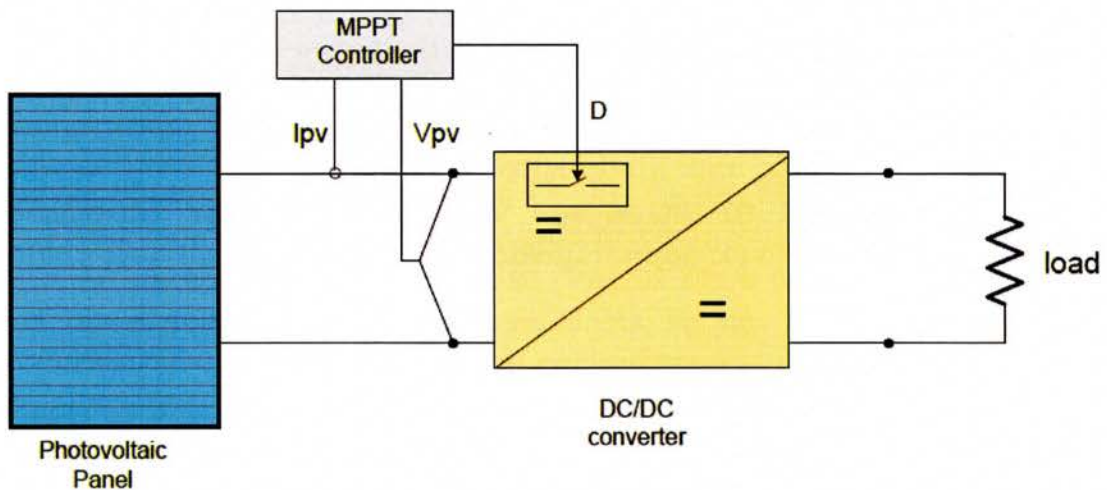
Άρα η αντίσταση εισόδου R_{in} ισούται με: $R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_o}{I_o D} = \frac{V_o}{D^2 I_o} = \frac{1}{D^2} R_{load}$

Η σχέση αυτή είναι άκρως σημαντική διότι με την κατάλληλη επιλογή του Duty Cycle, με γνωστή κάθε φορά την αντίσταση R_{load} , είναι δυνατή η προσαρμογή η αντίσταση εισόδου R_{in} , και άρα λειτουργία στο μέγιστο σημείο ισχύος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο: ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ Φ/Β ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ MPPT

4.1 Εισαγωγή

Εκτός από την παρουσίαση της φιλοσοφίας και των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών του κάθε MPPT αλγορίθμου, σκοπός είναι και η μοντελοποίηση και προσομοίωση του συνολικού συστήματος που προσεγγίζουν τις πραγματικές συνθήκες λειτουργίας όπως η αλλαγή στην ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας ή/και η μεταβολή της θερμοκρασίας περιβάλλοντος. Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται αναλυτικά η μοντελοποίηση και η προσομοίωση του Φ/Β συστήματος που παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.1 .



Σχήμα 4.1: Το προς μοντελοποίηση σύστημα

Για την μοντελοποίηση του Φ/Β συστήματος βασιστήκαμε στη θεωρία που παρατέθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια. Το λογισμικό που χρησιμοποιήθηκε είναι το Matlab/Simulink, έκδοση 2011a. Οι εργαλείοι του Simulink που χρησιμοποιήθηκαν είναι οι α)Simscape β)SimPowerSystems. Πιο συγκεκριμένα οι διατάξεις που μοντελοποιούνται είναι το Φ/Β πλαίσιο ισχύος 60W, ο μετατροπέας υποβιβασμού, και το σύστημα ελέγχου MPPT με την πιο δημοφιλή εκδοχή του, αυτή της Διαταραχής και Παρατήρησης.

4.2 Μοντελοποίηση Φ/Β πλαισίου

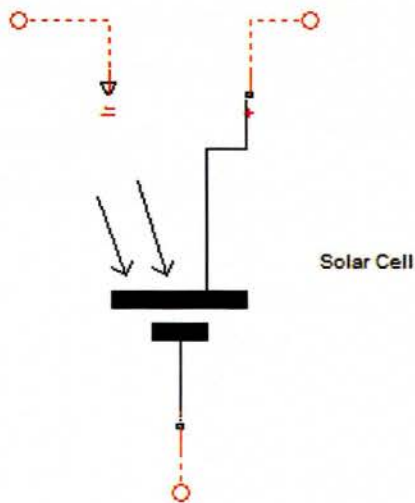
Για το προς μοντελοποίηση σύστημα επιλέγεται να μοντελοποιηθεί το Φ/Β MSX60 της εταιρείας Solarex. Το συγκεκριμένο πλαίσιο αποτελείται από 36 πολυκρυσταλλικά κύτταρα πυριτίου και τα βασικά χαρακτηριστικά του παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.2

Electrical Characteristics¹

	BP MSX 60	BP MSX 64 ⁴
Maximum power (P_{max}) ²	60W	64W
Voltage at P_{max} (V_{mp})	17.1V	17.5V
Current at P_{max} (I_{mp})	3.5A	3.66A
Minimum P_{max}	58W	62W
Short-circuit current (I_{sc})	3.8A	4.0A
Open-circuit voltage (V_{oc})	21.1V	21.3V
Temperature coefficient of I_{sc}	(0.065±0.015)%/°C	
Temperature coefficient of V_{oc}	-(80±10)mV/°C	
Temperature coefficient of power	-(0.5±0.05)%/°C	
NOCT ³	47±2°C	
Maximum system voltage	600V (U.S. NEC rating) 1000V (TÜV Rheinland rating)	
Maximum series fuse rating	20A	

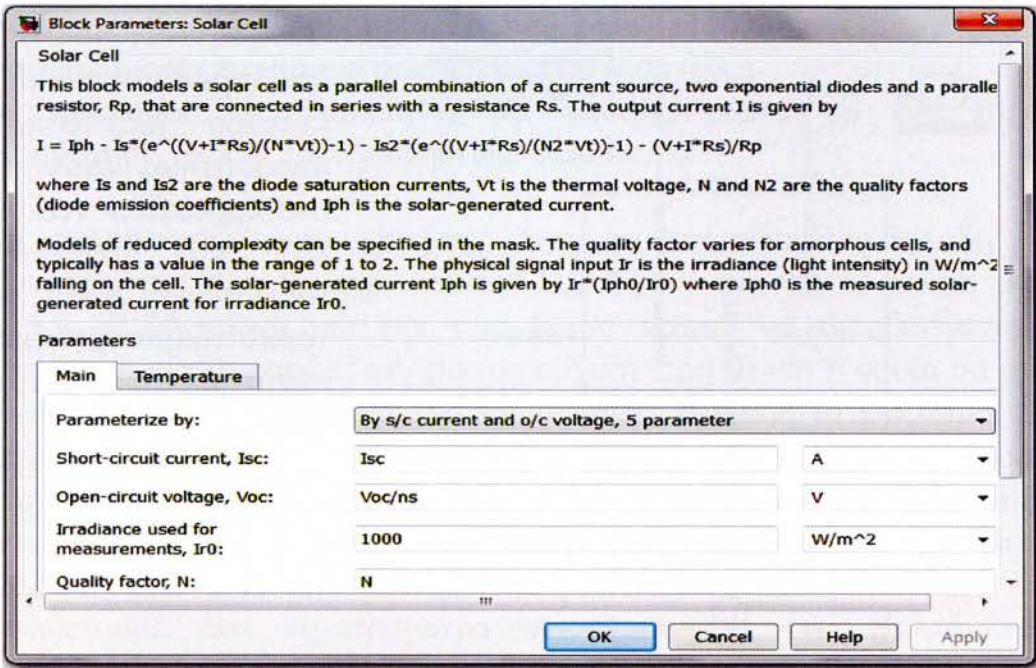
Σχήμα 4.2: Χαρακτηριστικά Φ/Β πλαισίου Solarex MSX60

Η μοντελοποίηση θα γίνει με βάση τα παραπάνω χαρακτηριστικά BP MSX60. Στις πηγές του SimElectronics (που ανήκει στην εργαλειοθήκη Simscape) υπάρχει το μπλοκ του Φ/Β κυττάρου στην καρτέλα Sources. Χρησιμοποιώντας το ως δομική μονάδα κατασκευάζεται το Φ/Β πλαίσιο.



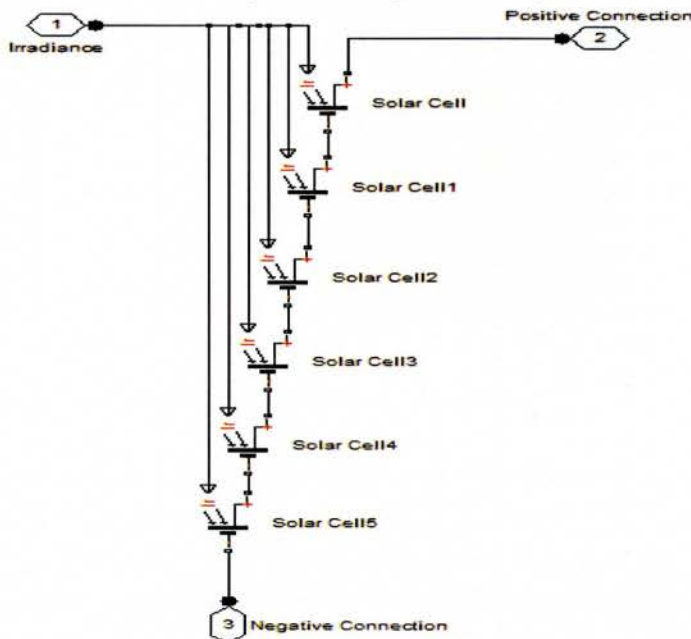
Το Φ/Β κύτταρο έχει μια μεταβλητή είσοδο, αυτή της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας και δύο άλλες εισόδους (ports), μια θετική και μια αρνητική (δεν πρέπει να ξεχνάμε ότι ουσιαστικά πρόκειται περί πηγή τάσης) .

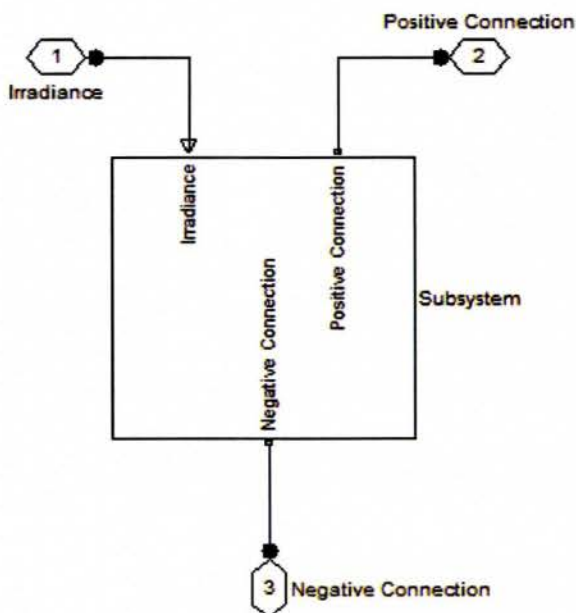
Έπεται ο καθορισμός των παραμέτρων του Φ/Β κυττάρου με βάση το Σχήμα 4.3 . Επιλέγουμε τον καθορισμό αυτών με βάση το ρεύμα βραχυκύκλωσης και της τάσης ανοιχτού κυκλώματος χρησιμοποιώντας το ηλεκτρικό ισοδύναμο των πέντε παραμέτρων.



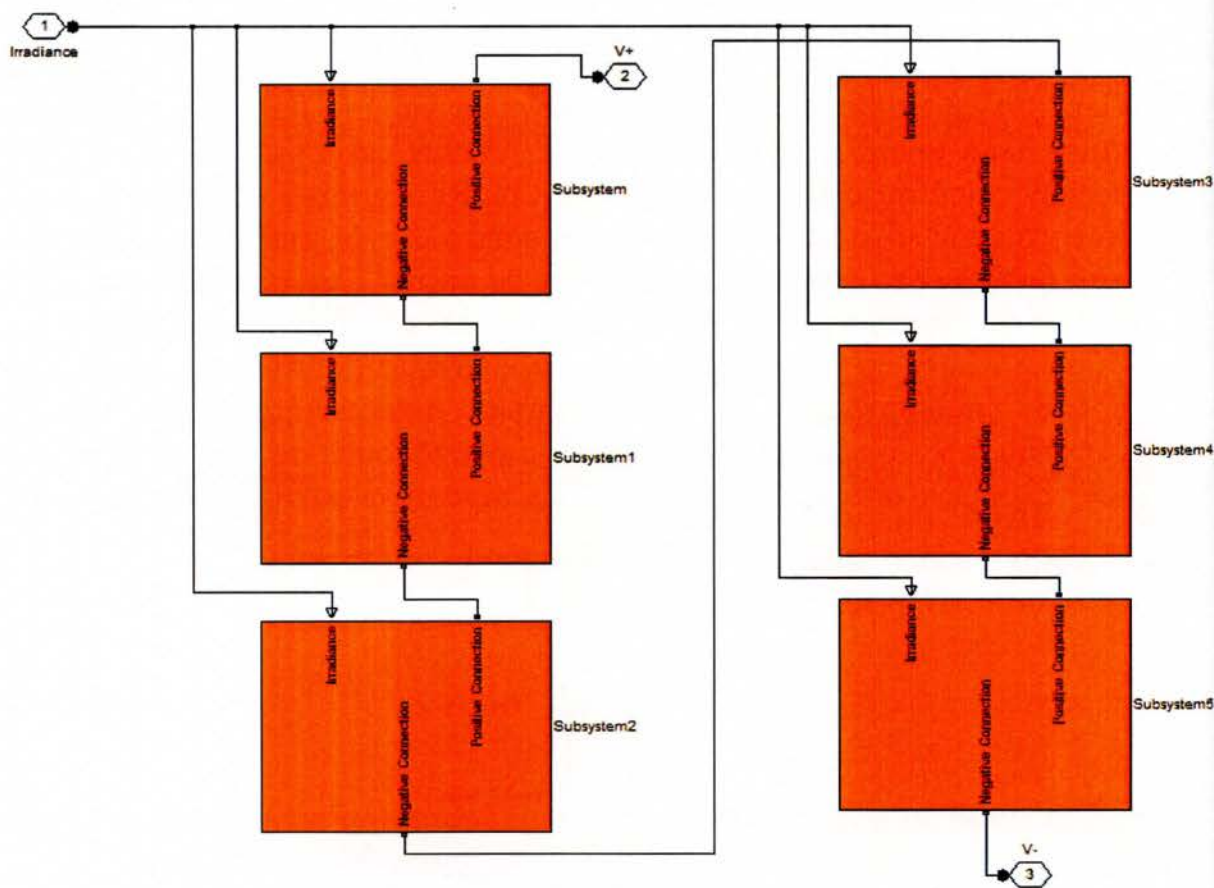
Σχήμα 4.3: Καθορισμός παραμέτρων Φ/Β κυττάρου

Στα πεδία Short-circuit, Open circuit, Quality factor, Series resistance, Energy Gap, Fixed temperature circuit επιλέγουμε να μην βάλουμε συγκεκριμένες τιμές αλλά μεταβλητές εν ονόματι Isc, Voc/ns όπου ns:ο συνολικός αριθμός των εν σειρά συνδεδεμένων κυττάρων, N, Rs, Eg και T. Κάναμε την επιλογή αυτή για τον λόγο της ενδεχόμενης άμεσης αλλαγής μιας ή και περισσότερων παραμέτρων στο συνολικό πλαίσιο που θα αποτελείται από 36 Φ/Β κύτταρα. Για αυτό συνδέουμε έξι Φ/Β κύτταρα με τις ίδιες παραμέτρους και το σύστημα αυτό το μετατρέπουμε σε υποσύστημα (subsystem). Κατά τον ίδιο τρόπο δημιουργούμε έξι πανομοιότυπα υποσυστήματα τα οποία και συνδέουμε εν σειρά με σκοπό να δημιουργήσουμε το τελικό Φ/Β πλαίσιο αποτελούμενο από 36 Φ/Β κύτταρα. Τα παραπάνω φαίνονται στο Σχήμα 4.4 .





Τα παραπάνω εν σειρά Φ/Β κύτταρα μετατρέπονται σε υποσύστημα όταν προβούμε στα παρακάτω: (edit → select all) και (edit → create subsystem). Κατά παρόμοιο τρόπο δημιουργούμε ακόμη πέντε υποσυστήματα ή πιο απλά με την γνωστή διαδικασία copy-paste ώστε να καταλήξουμε στην παρακάτω εικόνα:

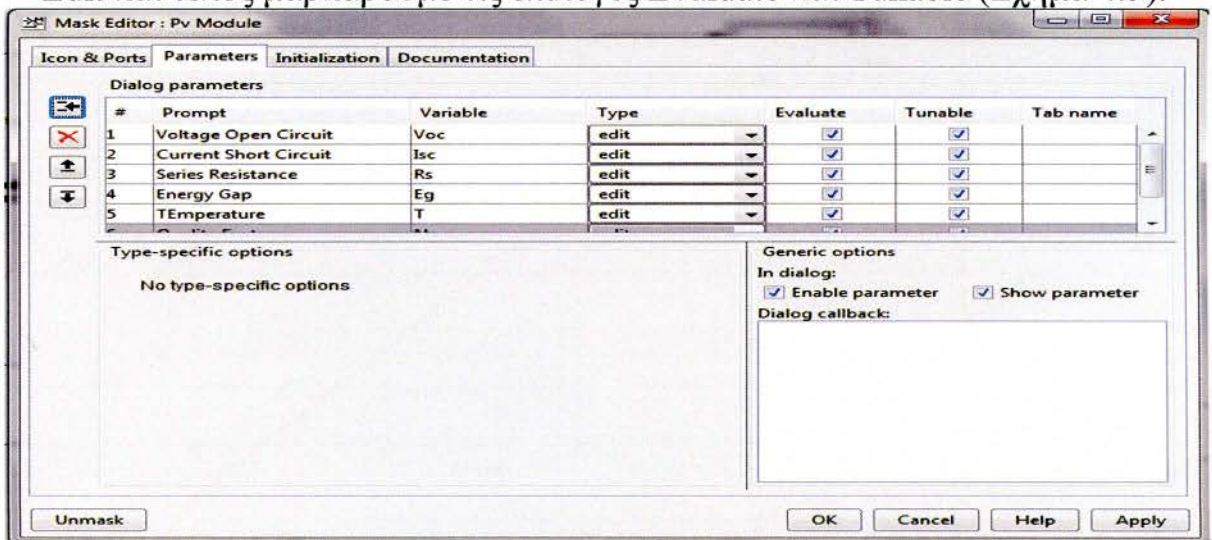


Σχήμα 4.4: Το μοντελοποιημένο Φ/Β πλαίσιο

Καθώς μοντελοποιήσαμε το Φ/Β πλαίσιο, είμαστε τώρα σε θέση να διαπιστώσουμε αν αυτό ανταποκρίνεται παρόμοια με το πραγματικό Φ/Β πλαίσιο. Αυτό γίνεται συγκρίνοντας την χαρακτηριστική I-V του Φ/Β πλαισίου που παρέχεται από το κατασκευαστή (βλέπε datasheet) , με την

χαρακτηριστική I-V του μοντελοποιημένου πλαισίου. Θα πρέπει όμως προηγουμένως να προβούμε στις παρακάτω ενέργειες:

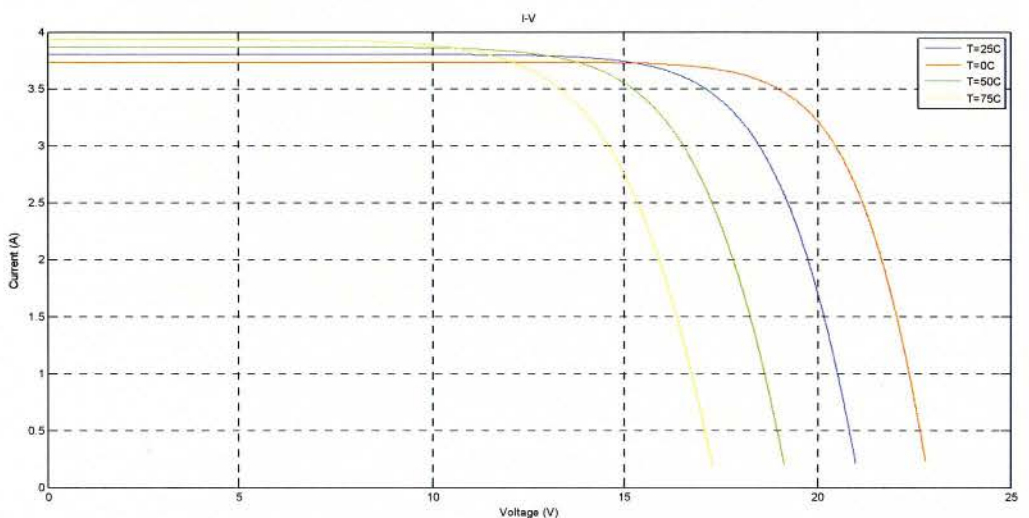
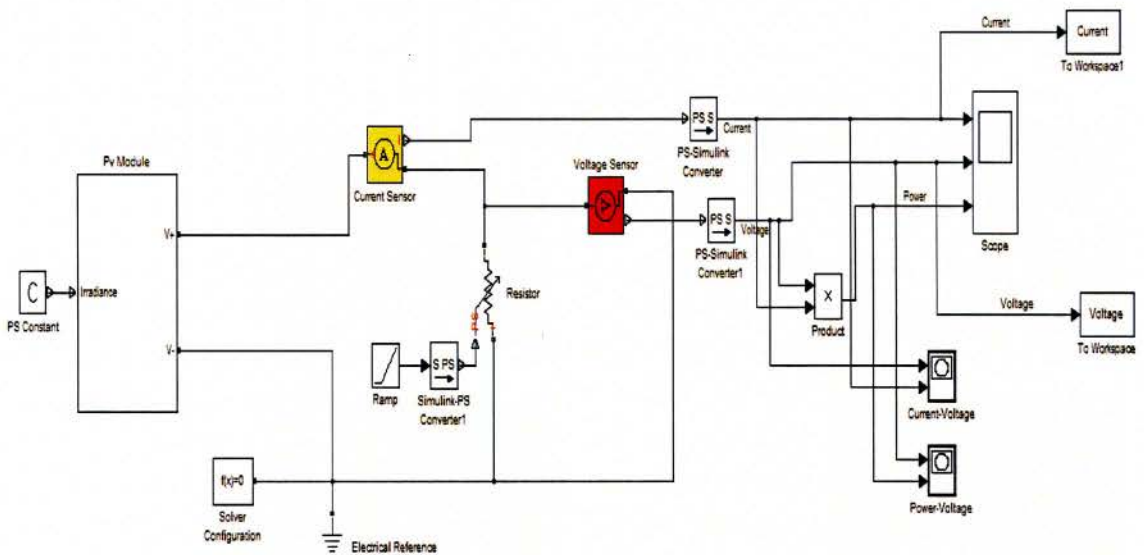
- i. Μετατρέπουμε τα παραπάνω έξι υποσυστήματα σε ένα συνολικό υποσύστημα με την περιγραφηθείσα διαδικασία.
- ii. Για να λάβουμε όλο το εύρος της τάσης και του ρεύματος δηλαδή για την τάση από την τιμή 0 μέχρι και την $V_{oc}=21.1V$ και για το ρεύμα από την τιμή $I_{sc}=3.8A$ μέχρι και την τιμή 0, θα πρέπει να τοποθετήσουμε μια μεταβλητή αντίσταση ως φορτίο (με αρχική τιμή 0) και η οποία θα αυξάνει συνεχώς κατά την διάρκεια της εξομοίωσης. Δηλαδή το κύκλωμα που θα κατασκευάσουμε θα ξεκίνα σε κατάσταση βραχυκυκλώματος και θα καταλήγει σε κατάσταση ανοιχτού κυκλώματος. Το μπλοκ της μεταβλητής αντίστασης (Variable Resistor) βρίσκεται στην βιβλιοθήκη Simscape → Foundation Library → Electrical → Electrical Elements. Επίσης τοποθετούμε ένα Αμπερόμετρο εν σειρά και ένα Βολτόμετρο εν παραλλήλω (και τα δύο μπλοκ βρίσκονται στην βιβλιοθήκη Simscape → Foundation Library → Electrical → Electrical Sources) και τις εξόδους αυτών τις οδηγούμε σε μετατροπείς PS-Simulink (βρίσκονται στην βιβλιοθήκη Simscape → Utilities) και εν συνέχεια σε παλμογράφο τριών εισόδων (Simulink → Sinks).
- iii. Στο Φ/Β πλαίσιο (PV Module) προχωρούμε στις εξής ενέργειες: επιλέγουμε το Φ/Β πλαίσιο → δεξί κλικ → Edit Mask..., στην καρτέλα που ανοίγει επιλέγουμε Parameters και κατόπιν εισάγουμε τις παραμέτρους Voltage Open Circuit, Current Short Circuit, Series Resistance, Energy Gap, Temperature, Quality Factor και Number of Cells. Στην επιλογή Variable γράφουμε μια συντομογραφία για την κάθε παράμετρο (π.χ. για την παράμετρο Voltage Open Circuit γράφουμε Voc κ.ο.κ.) και στην συνέχεια επιλέγουμε στην επιλογή Type όπου για όλες τις παραμέτρους επιλέγουμε Edit και τέλος μαρκάρουμε τις επιλογές Evaluate και Tunable (Σχήμα 4.5).



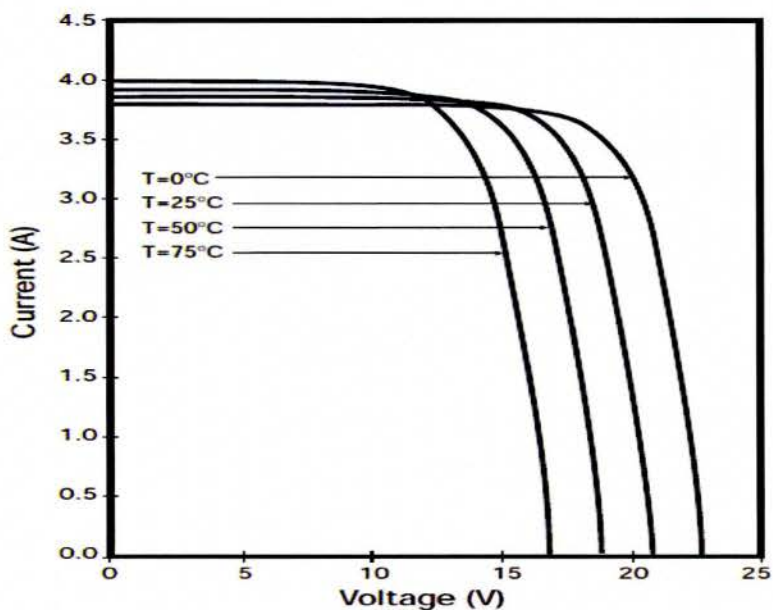
Σχήμα 4.5: Ορισμός παραμέτρων της μάσκας του Φ/Β πλαισίου

- iv. Απαραίτητη προϋπόθεση για την εκτέλεση του μοντέλου είναι η τοποθέτηση του μπλοκ Solver Configuration (βρίσκεται στην βιβλιοθήκη Simscape → Utilities). Επισημαίνουμε εδώ ότι οι κατάλληλες ρυθμίσεις του μπλοκ και η επιλογή του Solver (ode 15s, ode23s κτλ) είναι ιδιαίτερα δύσκολη και απαιτεί πολλούς πειραματισμούς για την κατάλληλη επιλογή καθώς α) δεν υπάρχει επαρκής βοήθεια από το λογισμικό για την επιλογή αυτού β) δεν διαθέτουμε μεγάλο βαθμό εμπειρίας στην μοντελοποίηση παρόμοιων συστημάτων. Τελικά καταλήξαμε να χρησιμοποιούμε τον solver ode15s.

Το συνολικό κύκλωμα αποκτά την παρακάτω μορφή και εκτελώντας την προσομοίωση για διαδοχικές τιμές θερμοκρασίας ($T=25^{\circ}\text{C}, 0^{\circ}\text{C}, 50^{\circ}\text{C}, 75^{\circ}\text{C}$) λαμβάνουμε τις εξής κυματομορφές:

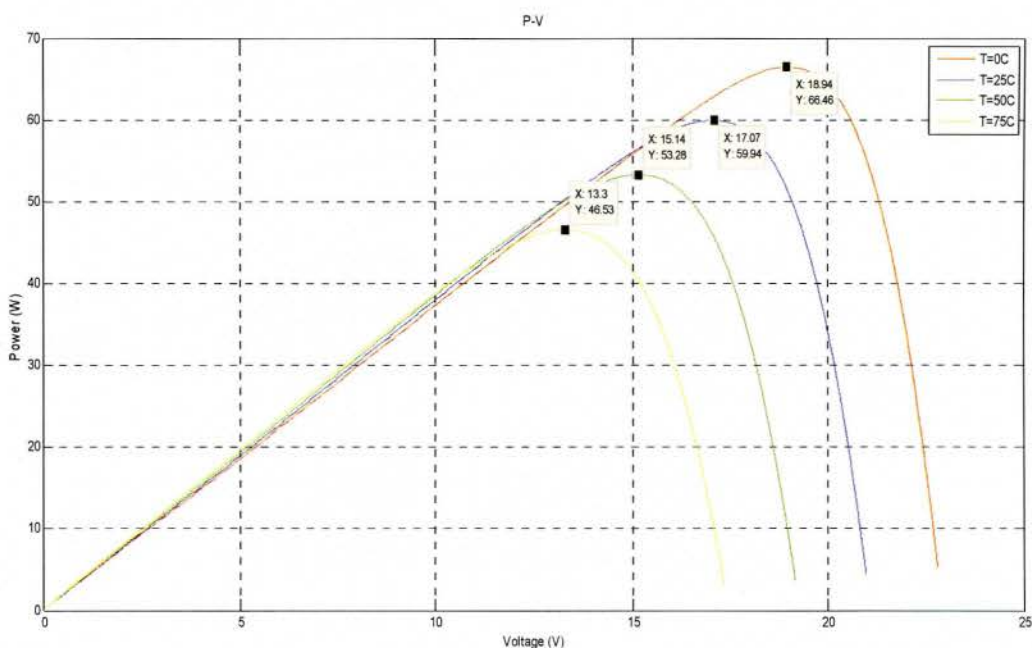


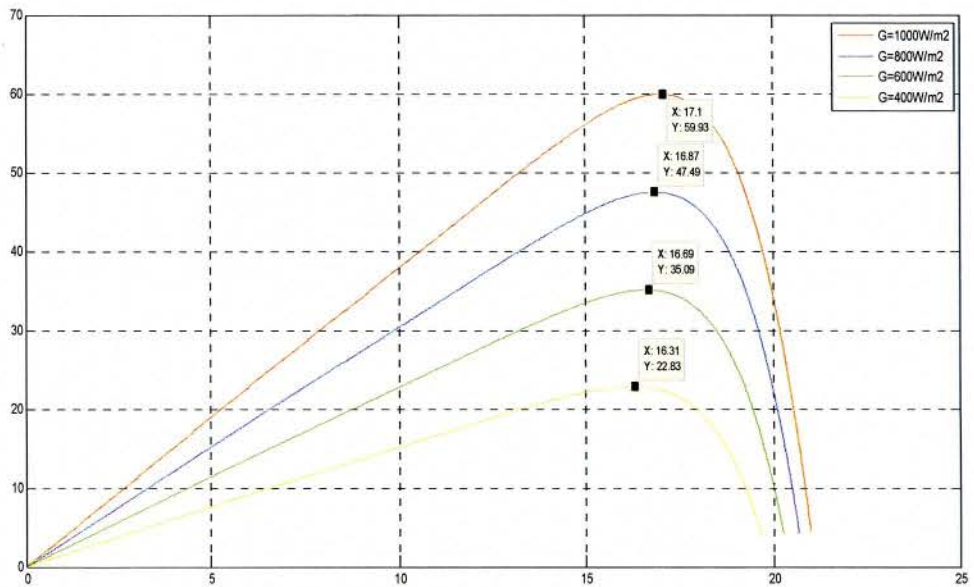
MSX 60 I-V Curves



Σημειώνουμε ότι η τιμή της εν σειρά αντίστασης που χρησιμοποιήθηκε ισούται με $R_s=5.1\text{m}\Omega$ [1], [6].

Παρατηρείται απόλυτη ταύτιση των κυματομορφών του μοντελοποιημένου Φ/B πλαισίου και των κυματομορφών που παρέχονται από τον κατασκευαστή, δηλαδή το μοντέλο είναι ορθό. Παραθέτουμε παρακάτω τις χαρακτηριστικές P-V α) για σταθερή ένταση ηλιακής ακτινοβολίας $G=1000\text{W/m}^2$ με μεταβαλλόμενη θερμοκρασία ($T=0^\circ\text{C}, 25^\circ\text{C}, 50^\circ\text{C}, 75^\circ\text{C}$) καθώς και το μέγιστο σημείο τους και β) για σταθερή θερμοκρασία $T=25^\circ\text{C}$ και μεταβαλλόμενη ένταση ηλιακής ακτινοβολίας ($G=1000\text{W/m}^2$, $G=800\text{W/m}^2$, $G=600\text{W/m}^2$, $G=400\text{W/m}^2$).

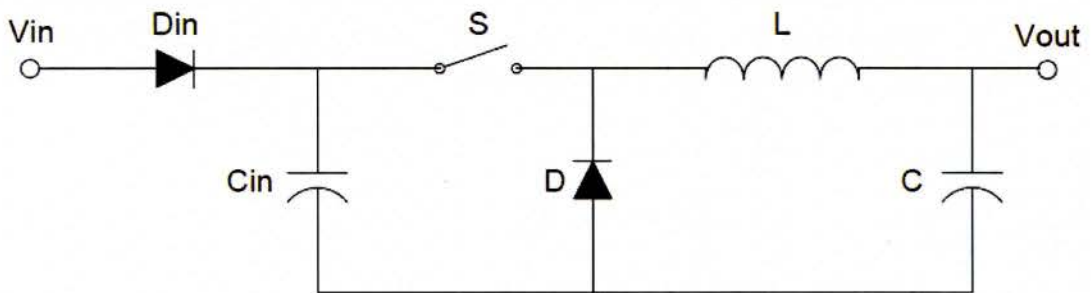




Παρατηρούμε ότι η τάση λειτουργίας του Φ/Β πλαισίου για την μεταβαλλόμενη ηλιακή ακτινοβολία κυμαίνεται χονδρικά μεταξύ 15V-20V. Η παρατήρηση αυτή θα χρησιμοποιηθεί στον σχεδιασμό του DC μετατροπέα.

4.3 Μοντελοποίηση Μετατροπέα Υποβιβασμού (Buck-Converter)

Το κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού που θα υλοποιηθεί έχει την παρακάτω δομή:



Παρατηρούμε ότι έχει τοποθετηθεί και δεύτερος πυκνωτής C_{in} και δεύτερη δίοδος D_{in} . Τα παραπάνω αποτελούν μια διάταξη σταθεροποίησης του ρεύματος εισόδου απόρροια της θέσης του διακόπτη S που προκαλεί την διακοπτόμενη μορφή του.

Για τον υπολογισμό των παθητικών στοιχείων ακολουθείται πιστά η θεωρία του τρίτου κεφαλαίου. Οι προδιαγραφές του μετατροπέα υποβιβασμού συνοψίζονται στον παρακάτω πίνακα:

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

Προδιαγραφές Buck Converter

Ο υπολογισμός της αυτεπαγωγής L είναι ίσως ο πιο κρίσιμος υπολογισμός του κυκλώματος. Με απλή εφαρμογή της σχέσης $L = \frac{(1-D)R}{2f}$ και για $D=0.5$ [6].

Έχουμε:

$$L = \frac{(1-D)R}{2f} = \frac{(1-0.5)3}{2 * 100 * 10^3} = 7.5 * 10^{-6} H = 7.5 \mu H$$

Καθώς τα στοιχεία δεν είναι ιδανικά και με την επιλογή λειτουργίας Συνεχούς Τρόπου Αγωγής διαλέγουμε η τιμή της αυτεπαγωγής να είναι μεγαλύτερη των 7,5μH, ήτοι $L_b=10\mu H$.

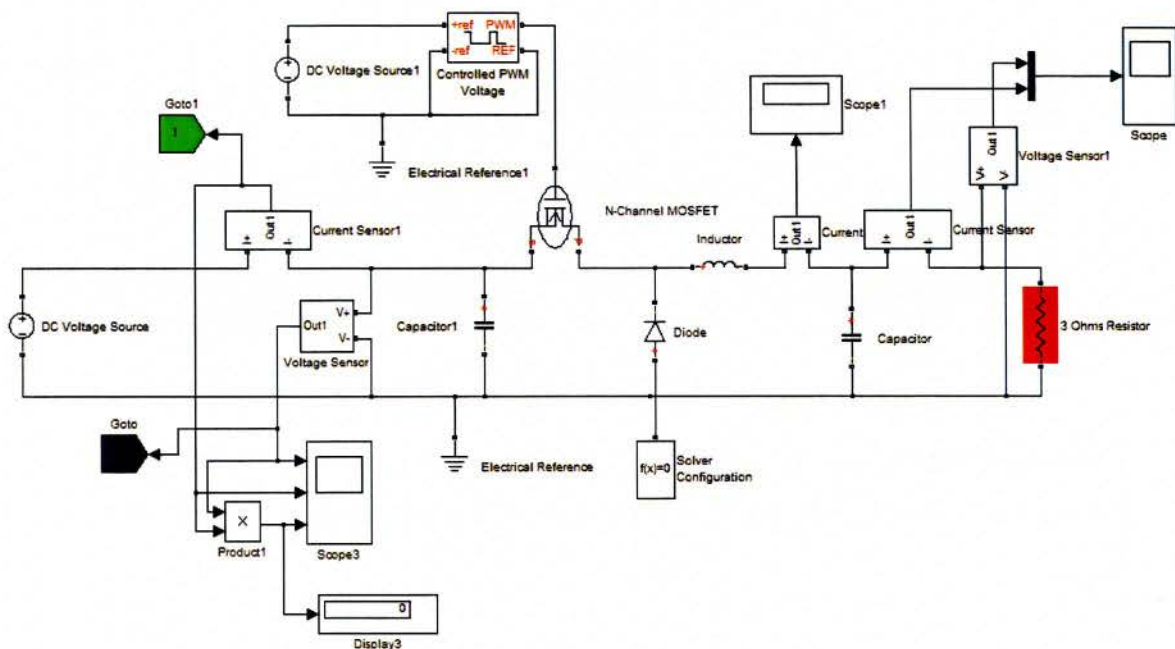
Για τον υπολογισμό της χωρητικότητας για $D=0.5$ και $V_0=17.1V$, δηλαδή ίσο με V_{MPP} για $T=25^{\circ}C$ και $G=1000W/m^2$, εφαρμόζουμε την σχέση:

$$\begin{aligned} C_{min} &= \frac{(1-D)}{8f^2 Lr} = \frac{(1-D)V_0}{8f^2 L \Delta V_0} \\ &= \frac{(1-0.5)17.1}{8 * (100 * 10^3)^2 * 7.5 * 10^{-6} * 0.4} = 3.5625 * 10^{-5} \\ &= 35.625 \mu F \end{aligned}$$

Ο υπολογισμός της χωρητικότητας εισόδου γίνεται με γνώμονα το μέγιστο ρεύμα εισόδου. Πιο συγκεκριμένα για κάθε Ampere αρκούν 10-22μF [7]. Εφόσον το Φ/Β πλαίσιο παράγει μέγιστο ρεύμα της τάξης των $I_{max}=3.8A$, άρα έχουμε:

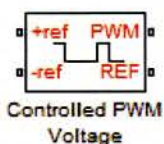
$$C_{in} = I_{max} * 22\mu F = 3.8A * 22\mu F = 83.6\mu F$$

Το συνολικό κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού είναι το παρακάτω:



Για την εξακρίβωση της ορθής λειτουργίας του μετατροπέα έχουμε προβεί στις παρακάτω συμπληρωτικές ενέργειες:

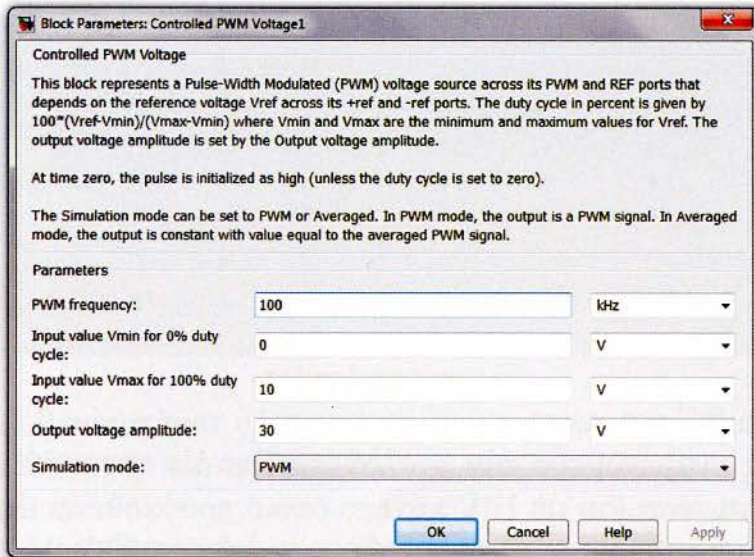
- i. Σαν είσοδο στον μετατροπέα εφαρμόσαμε μια σταθερή ιδανική πηγή τάσης της τάξης των $V_{in}=20V$.
- ii. Τον ρόλο του φορτίου αναλαμβάνει η αντίσταση της τάξης των $R_{load}=3\Omega$.
- iii. Για το κύκλωμα οδήγησης του N-Channel Mosfet σκεφτόμαστε ως εξής: Επιθυμούμε την λειτουργία του Mosfet ως διακόπτη, δηλαδή πρέπει να έχουμε λειτουργία αυτού σε δύο καταστάσεις, αυτές του κόρου και της αποκοπής. Στις καταστάσεις αυτές το Mosfet είτε άγει είτε δεν άγει (κλειστός και ανοιχτός διακόπτης αντίστοιχα).
 - Το Mosfet άγει όταν η τάση V_{GS} είναι $V_{GS} > 1.7V$. Η τάση των $1.7V$ ονομάζεται $V_{threshold}$ ή τάση κατωφλίου.
 - Το Mosfet δεν άγει όταν η τάση $V_{GS} < 1.7V$.
 Σημειώνουμε ότι η τιμή της τάσης κατωφλίου είναι η προεπιλεγμένη (default value) του Mosfet και δύναται να αλλάξει. Εμείς κρατάμε την προεπιλεγμένη τιμή.
- iv. Εισάγουμε από την βιβλιοθήκη Simscape → SimElectronics → Actuators & Drivers → Drivers το παρακάτω μπλοκ:



Το συγκεκριμένο μπλοκ δέχεται σαν είσοδο τάση και ανάλογα με την τιμή αυτής, παράγει στην έξοδο της ορθογωνική παλμοσειρά με διάρκεια παλμού που ορίζεται σύμφωνα με την σχέση:

$$100 * \frac{V_{ref} - V_{min}}{V_{max} - V_{min}}$$

όπου V_{ref} είναι η τάση εισόδου και V_{min} , V_{max} είναι παράμετροι του μπλοκ. Άρα με διακοπτική συχνότητα ίση με $f_s=100\text{kHz}$, $V_{ref}=5\text{V}$, $V_{min}=0\text{V}$ και $V_{max}=10\text{V}$ παράγουμε παλμούς με Duty Cycle 50%. Η παραμετροποίηση του μπλοκ φαίνεται παρακάτω:

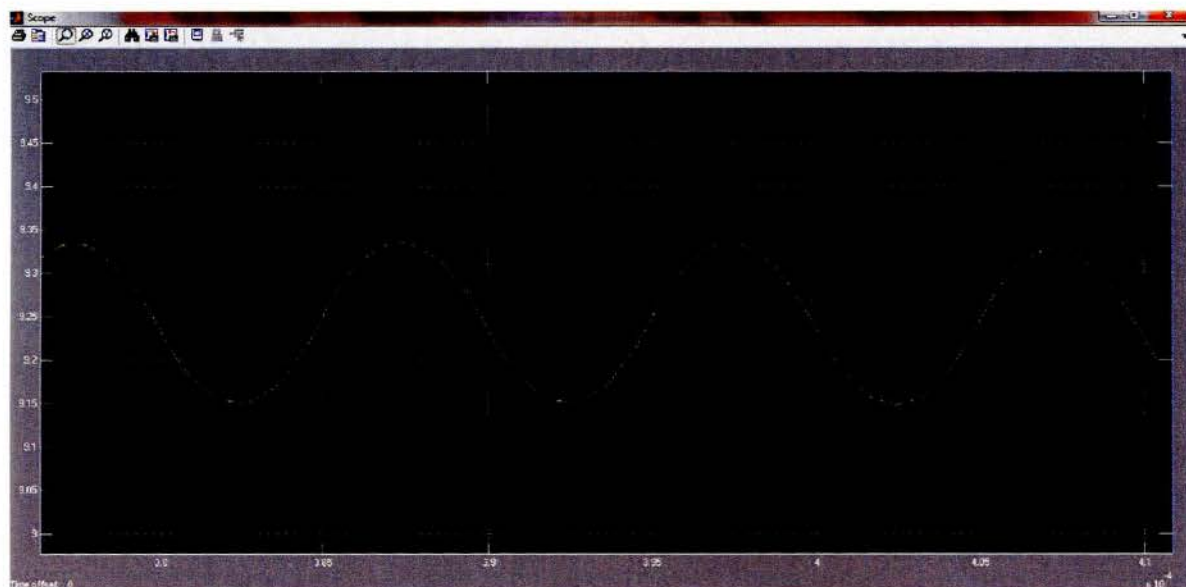


- v. Το πλάτος της τάσης εξόδου επιλέγεται στα 30V. Με βάση το σκεπτικό που περιγράφηκε παραπάνω (βλέπε iii.) για να άγει το Mosfet πρέπει $V_{GS} > 1.7\text{V}$. Άρα έχουμε: $V_S=20\text{V}$, $V_G=30\text{V}$, δηλαδή $V_{GS}=V_G-V_S=30\text{V}-20\text{V}=10\text{V}$ δηλαδή ισχύει το $V_{GS} > 1.7\text{V}$ άρα το Mosfet άγει. Όταν $V_G=0\text{V}$ έχουμε: $V_S=20\text{V}$, $V_G=0\text{V}$, δηλαδή $V_{GS}=V_G-V_S=0\text{V}-20\text{V}=-20\text{V}$ δηλαδή δεν ισχύει το $V_{GS} > 1.7\text{V}$ άρα το Mosfet δεν άγει.

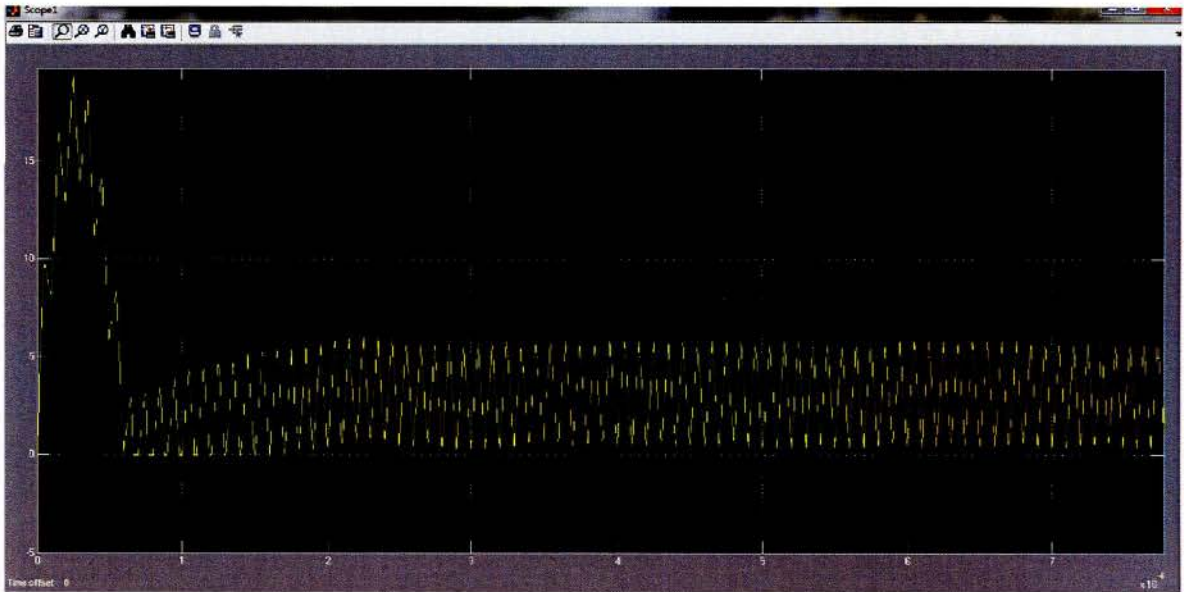
Τρέχοντας την εξομοίωση λαμβάνουμε:



Παρατηρούμε ότι η τάση κυμαίνεται μεταξύ των τιμών 9.35V και 9.15V, το οποίο είναι αναμενόμενο εάν αναλογιστούμε ότι το $D=50\%$ (η τάση εξόδου θα έπρεπε να είναι ίση με 10V κάτι το οποίο προϋποθέτει ιδανικά στοιχεία). Επίσης η κυμάτωση της τάσης εξόδου ισούται με 200mV, άρα πληρείται και το κριτήριο της μέγιστης κυμάτωσης τάσης $\Delta V_0=400mV$.



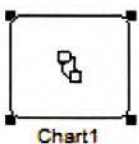
Κυμάτωση της τάσης εξόδου σε μεγέθυνση



Η κυματομορφή του ρεύματος πηνίου σε μεγέθυνση, διακρίνουμε τον Συνεχούς Αγωγής τρόπο λειτουργίας

4.4 Μοντελοποίηση του αλγορίθμου MPPT

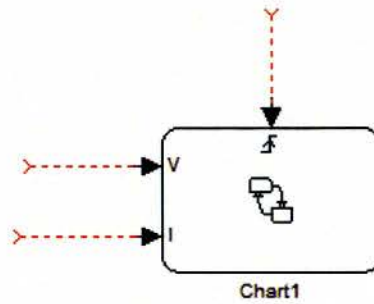
Επιλέγεται να μοντελοποιηθεί ο αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (P&O). Το Simulink μας παρέχει την δυνατότητα να δημιουργήσουμε τον αλγόριθμο ως διάγραμμα ροής (flow-chart), χωρίς να είναι αναγκαίο να γράψουμε κώδικα με την μορφή embedded function, κάτι που θα περιέπλεκε τα πράγματα. Ξεκινούμε με την εισαγωγή του μπλοκ διαγράμματος ροής και από τις βιβλιοθήκες επιλέγουμε state flow → chart



Επιλέγοντας δις το εικονίδιο εισερχόμαστε στην επιφάνεια εργασίας του. Για την μοντελοποίηση του αλγορίθμου σκεπτόμαστε ως εξής:

- i. Ο αλγόριθμος για την υλοποίηση του προϋποθέτει την μέτρηση της στιγμιαίας ισχύος και την σύγκριση αυτής με την προηγούμενη μέτρηση. Προς τούτο απαραίτητη είναι η μέτρηση της στιγμιαίας τάσης και του ρεύματος. Ο αλγόριθμος θα χρησιμοποιεί τις δύο αυτές τιμές ως μεταβλητές του. Στην επιφάνεια εργασίας του chart επιλέγουμε add → data → input from Simulink. Η παραπάνω διαδικασία γίνεται δις, μια για το ρεύμα και μια για την τάση. Η έξοδος του μετατροπέα ορίζεται ως εξής: data → output from Simulink και αποτελεί το κατάλληλο Duty Cycle ανά περίπτωση. Επίσης εισάγουμε και τον «σκανδαλισμό», triggering, διότι είναι απαραίτητο ο αλγόριθμος να υλοποιείται ταχύτερα από την εξομοίωση ούτως ώστε να υπολογίζεται το κατάλληλο Duty Cycle έγκαιρα έτσι ώστε να επιτυγχάνουμε λειτουργία

στο MPP. Προς τούτο επιλέγουμε data→ event→ input from Simulink.
Το μπλοκ παίρνει την παρακάτω μορφή:



- ii. Την είσοδο του σκανδαλισμού συνδέουμε με παλμογεννήτρια με περίοδο T ίση με $5 \cdot 10^{-7}$ sec. Προχωρούμε στην εισαγωγή του διαγράμματος ροής. Στην επιφάνεια εργασίας του chart, δεξιά παρατηρούμε τα εργαλεία που μας διατίθενται. Όλες οι συνθήκες γράφονται στα πλαίσια με ορθογώνιο σχήμα. Κάθε πλαίσιο απαραίτητα έχει την δική του ονομασία, έπεται η λέξη entry:, και εν συνεχεία ο επιθυμητός υπολογισμός. Παραθέτουμε ένα μικρό παράδειγμα:

Example
entry:
Total=5+3;

- iii. Από τις χαρακτηριστικές P-V παρατηρούμε ότι για σταθερή θερμοκρασία Φ/Β πλαισίου και ίση με $T=25^{\circ}\text{C}$ και για μεταβαλλόμενη τιμή ηλιακής έντασης στο διάστημα $G=1000\text{W}/\text{m}^2-400\text{W}/\text{m}^2$, η τάση που αντιστοιχεί στο MPP κυμαίνεται αντίστοιχα στο μικρό διάστημα των 17.1V-16.3V. Αντίστοιχα η τάση MPP κυμαίνεται στην περιοχή των 18V- 13V για μεταβαλλόμενη θερμοκρασία. Η παρατήρηση αυτή είναι πολύ σημαντική διότι ο αλγόριθμος P&O θα επεμβαίνει (θα τίθεται σε εφαρμογή) μόνο όταν η τάση του Φ/Β πλαισίου κυμανθεί στο παραπάνω διάστημα. Όταν η τάση κυμανθεί σε επίπεδο μικρότερο ή μεγαλύτερο από τις παραπάνω τιμές, τότε επιβάλλουμε μια συγκεκριμένη τιμή του Duty Cycle.
- iv. Από την θεωρία της προσαρμογής φορτίου πηγάζει η τιμή του κατάλληλου Duty Cycle έτσι ώστε για κάθε διακριτό ζεύγος τιμών θερμοκρασίας και ηλιακής έντασης να έχουμε λειτουργία στο MPP. Θυμόμαστε ότι:

$$D = \sqrt{\frac{R_{load}}{R_{optimum}}}$$

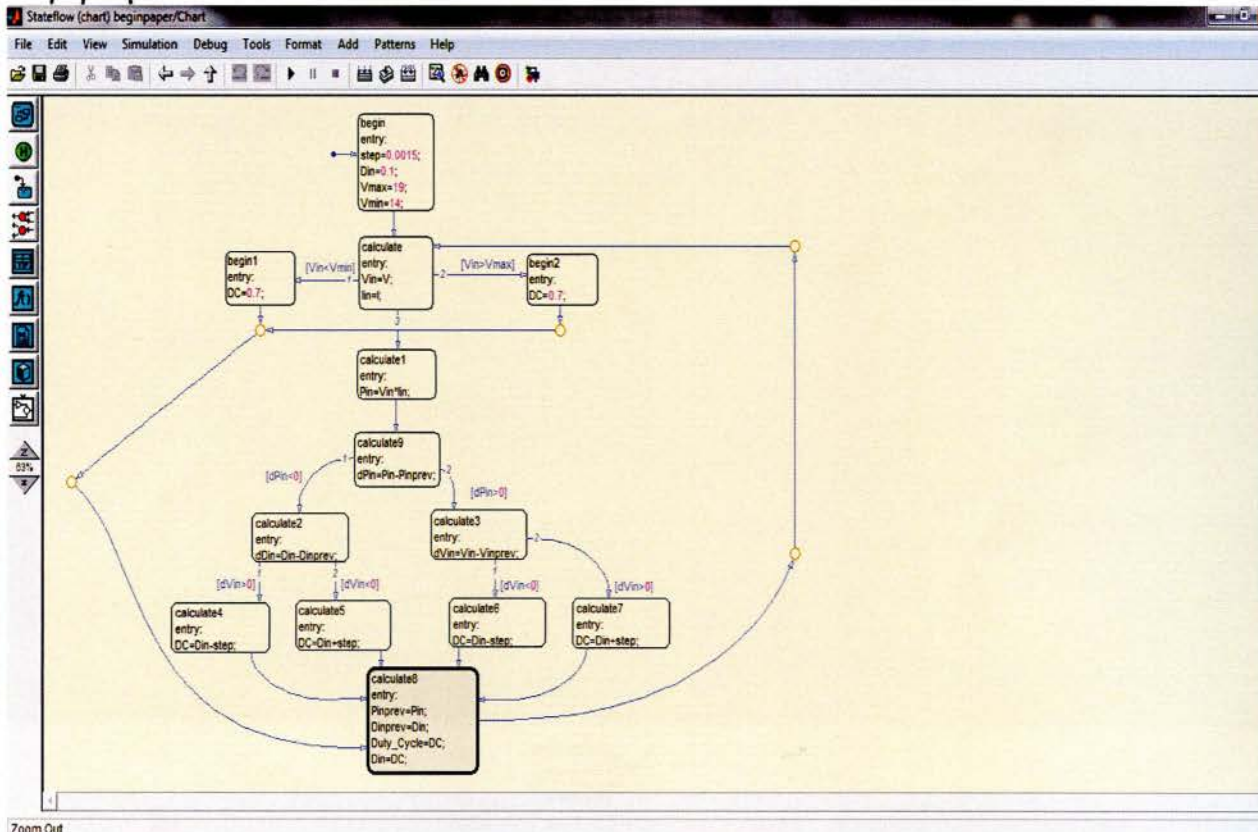
Το R_{load} είναι σταθερό και ισούται με $R_{load}=3\Omega$. Το $R_{optimum}$ δεν είναι σταθερό αλλά ποικίλει ανάλογα με την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας (θεωρούμε εδώ ότι η θερμοκρασία παραμένει σταθερή, $T=25^{\circ}C$). Η τιμή της μπορεί να βρεθεί εφόσον γνωρίζουμε την μέγιστη ισχύ και την τιμή της τάσης στο MPP (ή την τιμή του ρεύματος στο MPP) για κάθε τιμή της ηλιακής έντασης. Δηλαδή γνωρίζουμε από τις παραπάνω χαρακτηριστικές P-V είτε I-V ότι για $G=1000W/m^2$ έχουμε $P_{max}=60W$ και $I_{MPP}=3.514A$, άρα:

$$R_{optimum} = \frac{P_{max}}{I_{MPP}^2} = \frac{60W}{3.514^2A} = 4.85\Omega$$

$$\text{και } D = \sqrt{\frac{R_{load}}{R_{optimum}}} = \sqrt{\frac{3\Omega}{4.85\Omega}} = 0.786$$

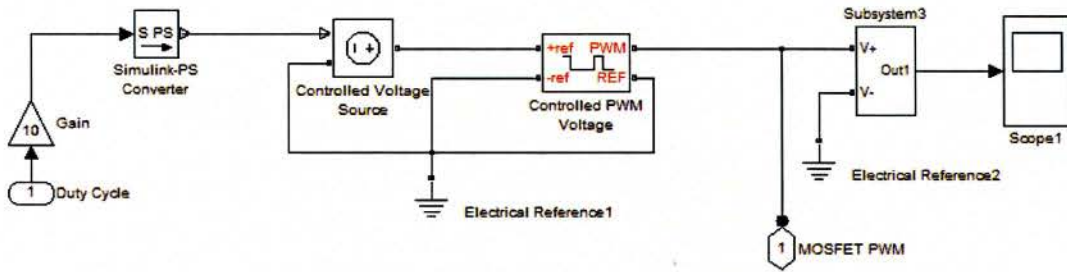
Κατά ανάλογο τρόπο προκύπτουν και οι άλλες τιμές του Duty Cycle, για $G=800W/m^2$ έχουμε $D=0.7068$, για $G=600W/m^2$ έχουμε $D=0.617$ κοκ. Όπως καταλαβαίνετε όμως δεν μπορούμε να καταφύγουμε στον αριθμητικό υπολογισμό του κατάλληλου Duty Cycle για κάθε τυχαία τιμή της ηλιακής ακτινοβολίας. Με την παραπάνω σταχυολόγηση καταφέραμε να δούμε που περίπου κυμαίνεται το κατάλληλο Duty Cycle. Άρα όταν η τάση κυμανθεί σε διάστημα εκτός των 19V-14V, ορίζουμε το D ίσο με $D=0.7$. (Εδώ φαίνεται πως συνδέονται οι παρατηρήσεις iii. και iv.)

Με βάση τα παραπάνω προκύπτει το διάγραμμα ροής του τελειοποιημένου αλγορίθμου P&O:



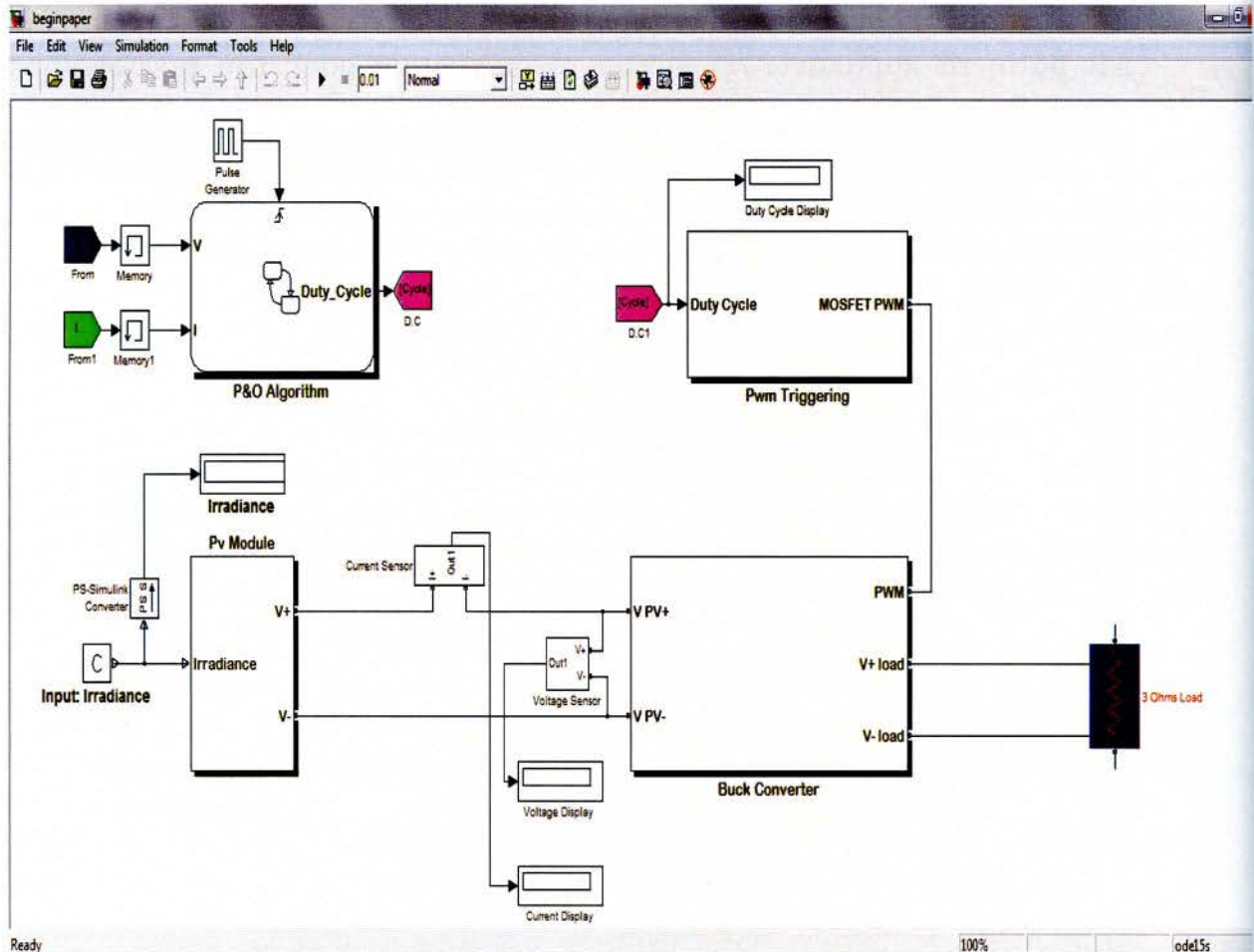
4.5 Κύκλωμα Οδήγησης του Mosfet

Η έξοδος του μπλοκ που υλοποιεί τον αλγόριθμο MPPT οδηγείται στην είσοδο του μπλοκ Mosfet Triggering, ενισχύεται, μετατρέπεται σε Physical Signal ούτως ώστε να οδηγηθεί σε μια πηγή τάσης που παράγει τάση ανάλογη της τιμής της εισόδου της και εν συνεχεία οδηγούμε την τάση στο μπλοκ PWM που έχει ήδη περιγραφεί διεξοδικά. Η έξοδος του PWM οδηγείται στην πύλη του Mosfet. Αυτά φαίνονται παρακάτω:

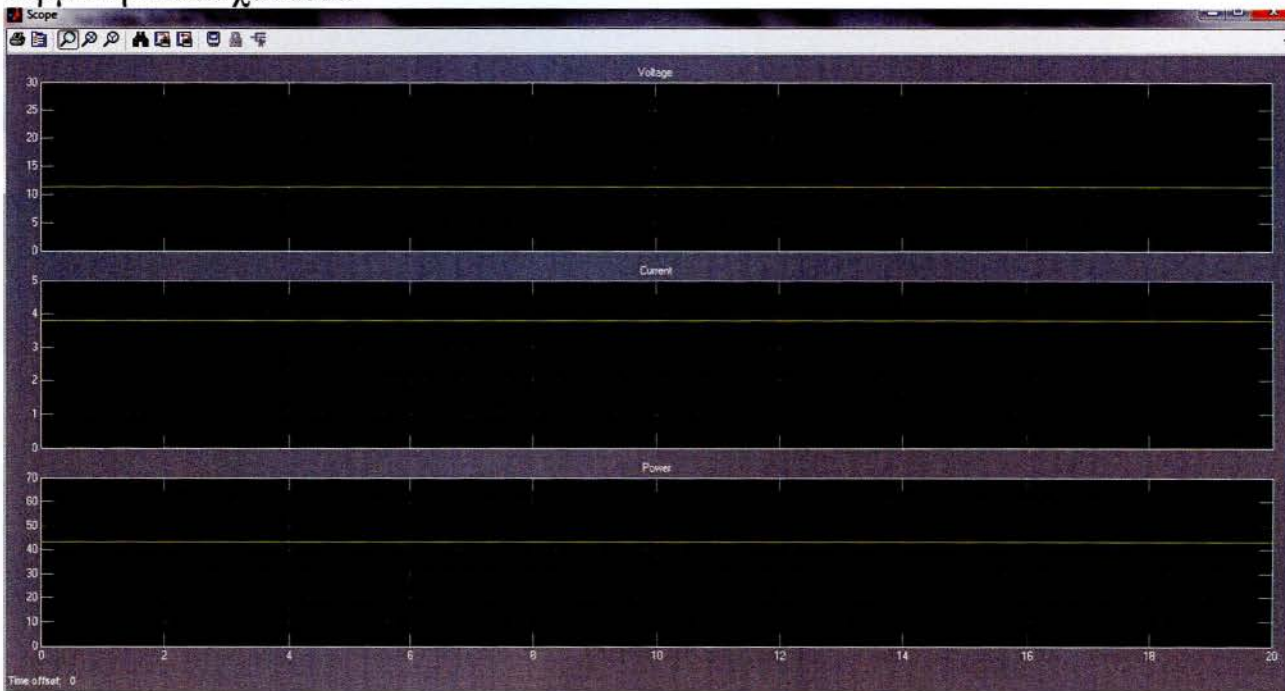


4.6 Προσομοίωση του συνολικού συστήματος

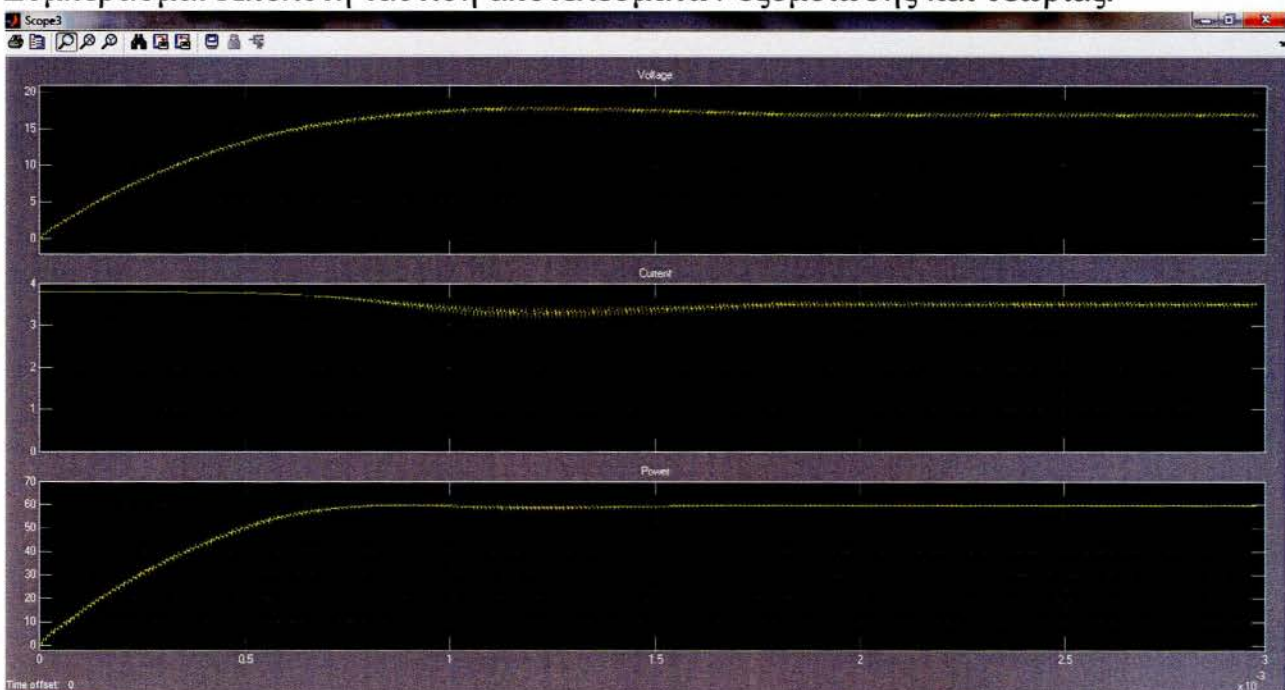
Η εικόνα του συνολικού συστήματος είναι η εξής:



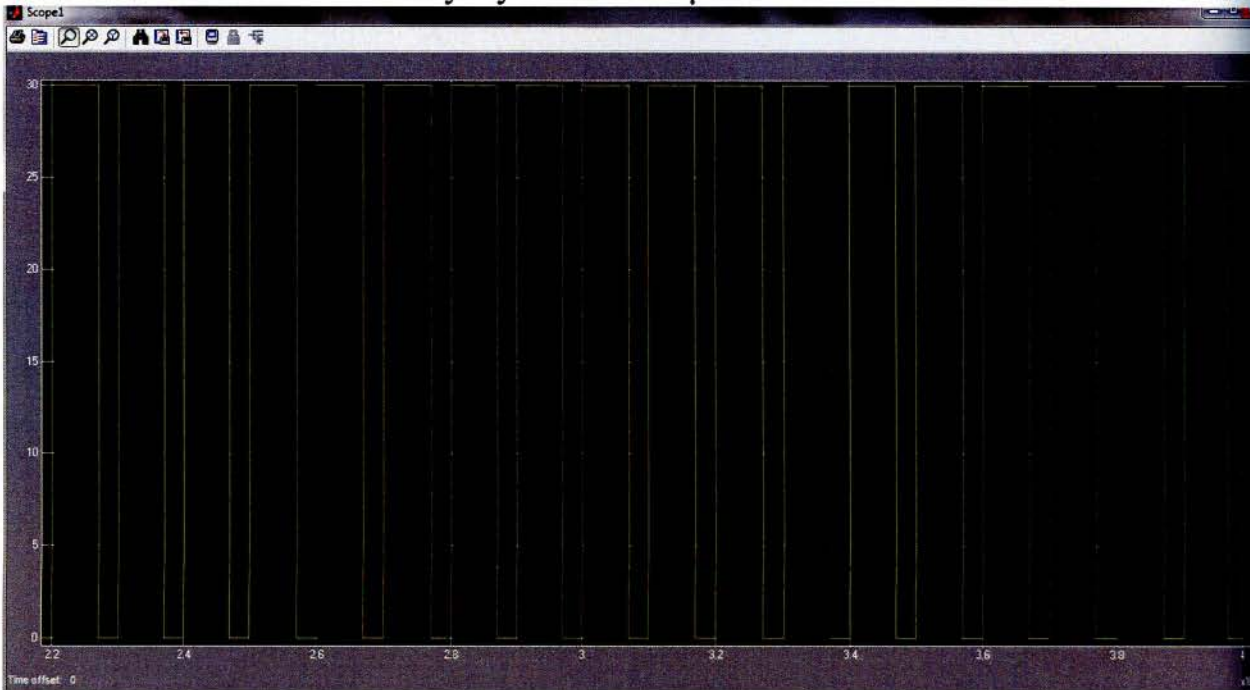
Αποτέλεσμα προσομοίωσης για $T=25^{\circ}\text{C}$ και $G=1000\text{W}/\text{m}^2$ χωρίς MPPT
 Παρατηρούμε ότι το Φ/Β πλαίσιο αποδίδει ισχύ ίση με $P=43.23\text{W}$.
 Η διαφορά ισχύος των $P_{\text{MPPT}}-P_{\text{R}}=60\text{W}-43.23\text{W}=16.77\text{W}$ μετατρέπεται σε θερμότητα και χάνεται.



Αποτέλεσμα προσομοίωσης για $T=25^{\circ}\text{C}$ και $G=1000\text{W}/\text{m}^2$ με MPPT
 Παρατηρούμε ότι η ισχύς ισούται με $P=60\text{W}$ καθώς η τάση ισούται με $V=17.1\text{V}$ και το ρεύμα $I=3.51\text{A}$, λειτουργία στο Μέγιστο Σημείο Ισχύος.
 Συμπέρασμα: Απόλυτη ταύτιση αποτελεσμάτων εξομοίωσης και θεωρίας.

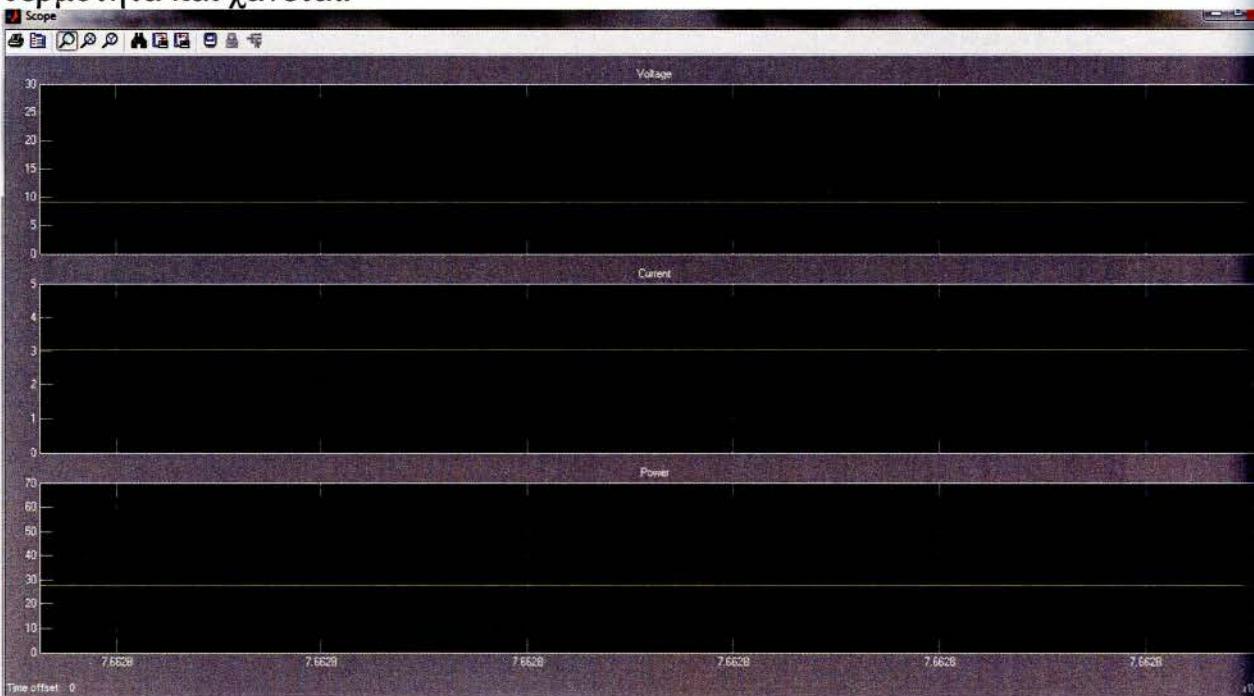


Το Duty Cycle ισούται με $D=0.78$



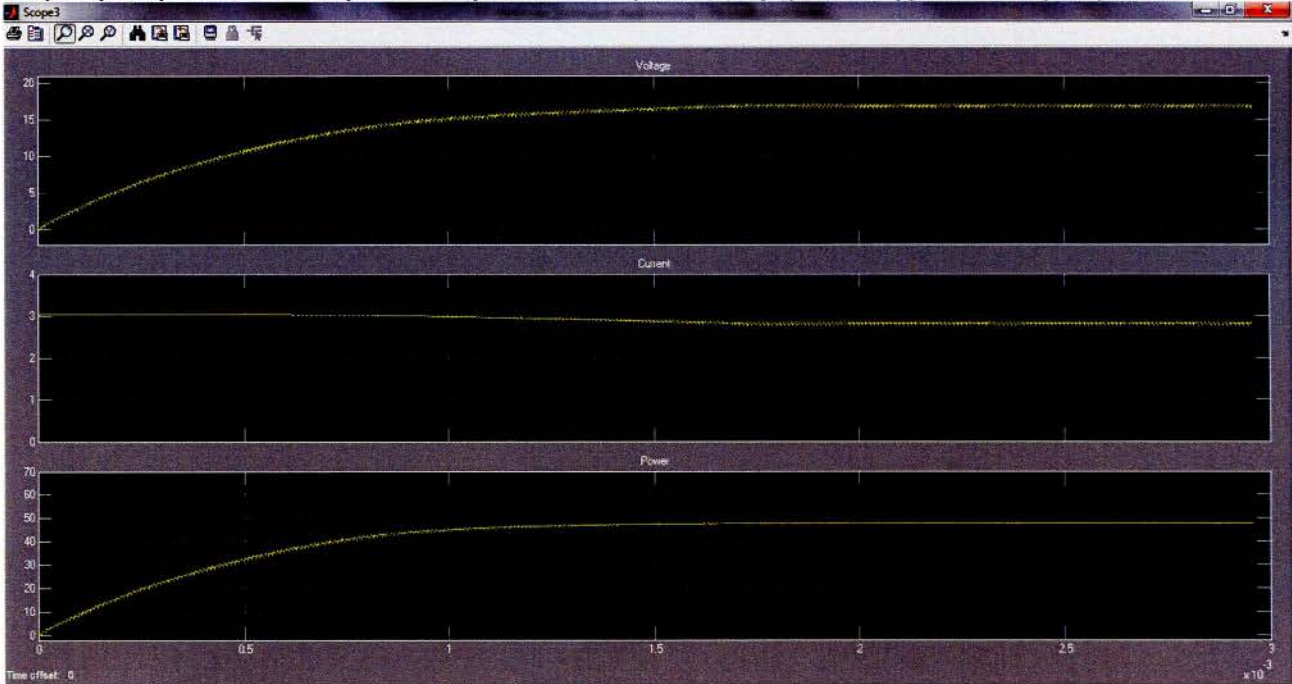
Duty Cycle για $T=25^{\circ}\text{C}$ και $G=1000\text{W}/\text{m}^2$

Αποτέλεσμα προσομοίωσης για $T=25^{\circ}\text{C}$ και $G=800\text{W}/\text{m}^2$ χωρίς MPPT
Παρατηρούμε ότι το Φ/Β πλαίσιο αποδίδει ισχύ ίση με $P=27.71\text{W}$.
Η διαφορά ισχύος των $P_{\text{MPPT}}-P_{\text{R}}=47.5\text{W}-27.71\text{W}=19.79\text{W}$ μετατρέπεται σε θερμότητα και χάνεται.

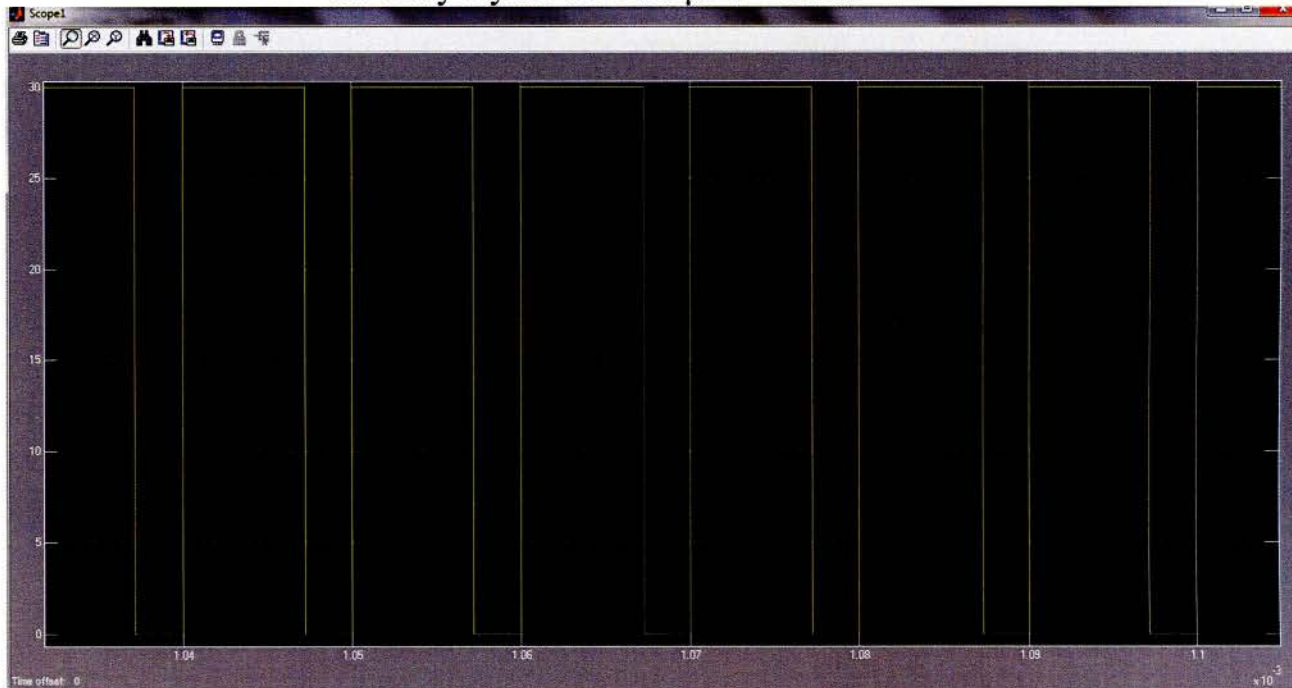


Αποτέλεσμα προσομοίωσης για $T=25^{\circ}\text{C}$ και $G=800\text{W}/\text{m}^2$ με MPPT

Παρατηρούμε ότι η ισχύς ισούται με $P=47.5\text{W}$ καθώς η τάση ισούται με $V=16.87\text{V}$ και το ρεύμα $I=2.81\text{A}$, λειτουργία στο Μέγιστο Σημείο Ισχύος.
Συμπέρασμα: Απόλυτη ταύτιση αποτελεσμάτων εξομοίωσης και θεωρίας.



Το Duty Cycle ισούται με $D=0.706$

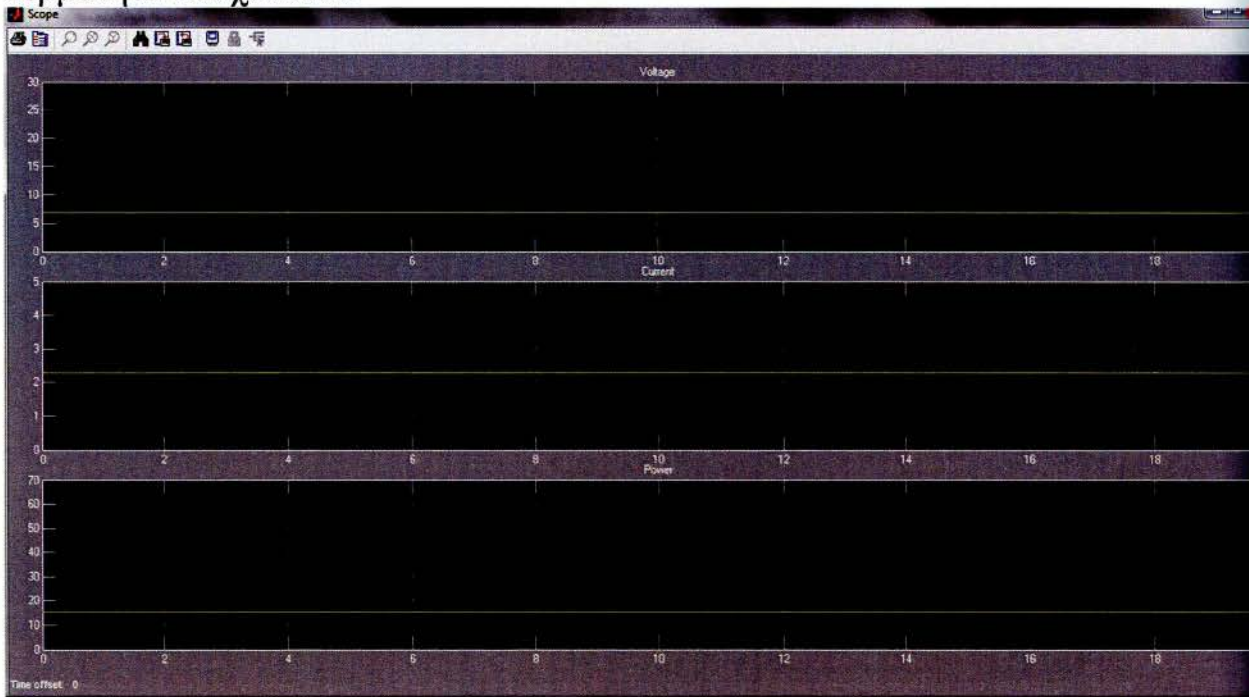


Duty Cycle για $T=25^{\circ}\text{C}$ και $G=800\text{W}/\text{m}^2$

Αποτέλεσμα προσομοίωσης για $T=25^{\circ}\text{C}$ και $G=600\text{W}/\text{m}^2$ χωρίς MPPT

Παρατηρούμε ότι το Φ/Β πλαίσιο αποδίδει ισχύ ίση με $P=15.6\text{W}$.

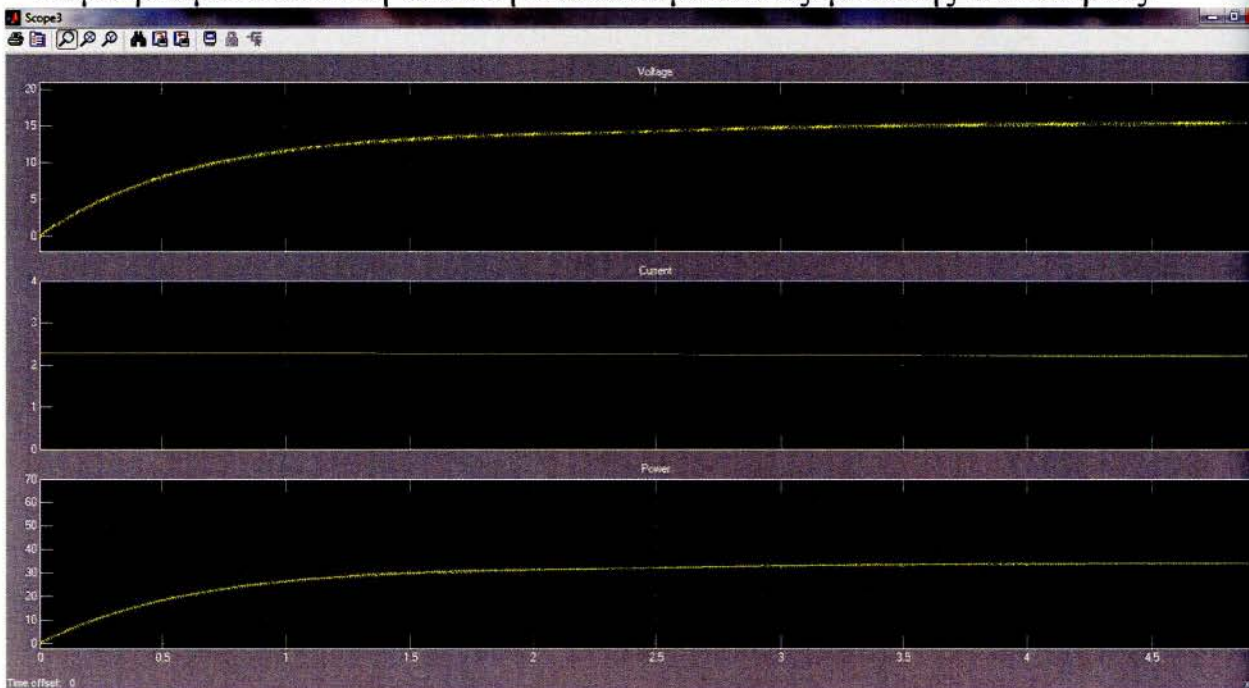
Η διαφορά ισχύος των $P_{\text{MPPT}}-P_{\text{R}}=35.09\text{W}-15.6\text{W}=19.49\text{W}$ μετατρέπεται σε θερμότητα και χάνεται.



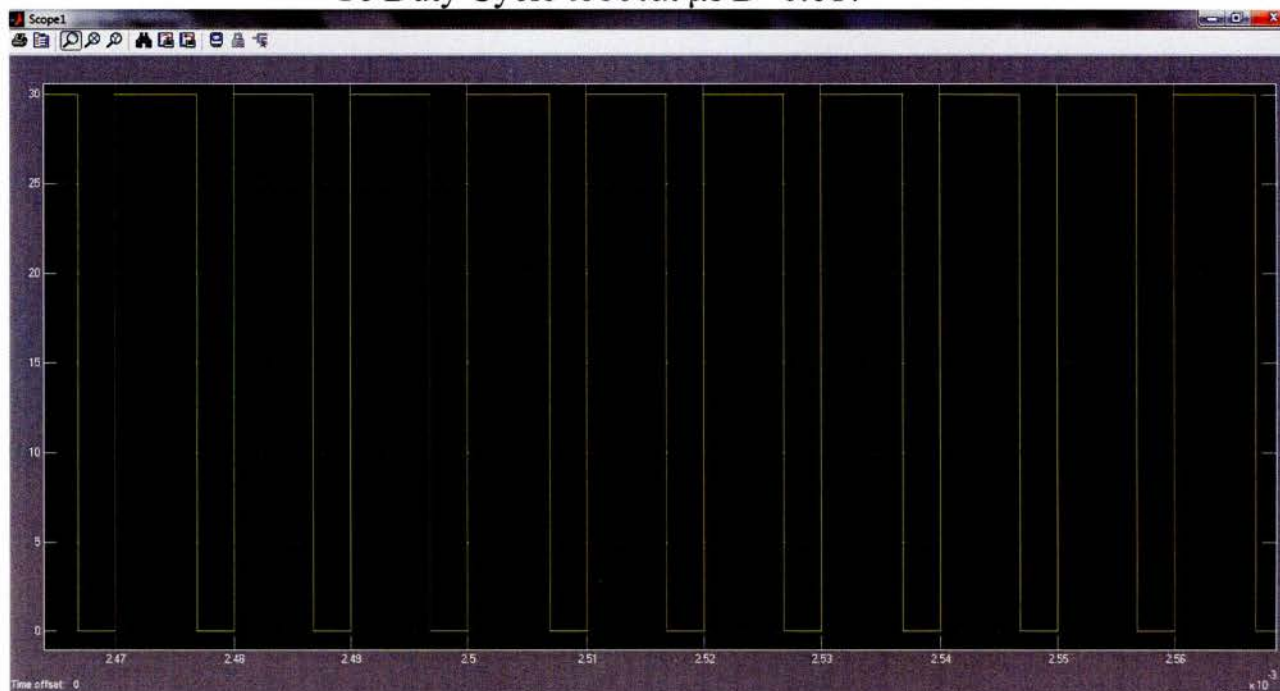
Αποτέλεσμα προσομοίωσης για $T=25^{\circ}\text{C}$ και $G=600\text{W}/\text{m}^2$ με MPPT

Παρατηρούμε ότι η ισχύς ισούται με $P=35.09\text{W}$ καθώς η τάση ισούται με $V=16.31\text{V}$ και το ρεύμα $I=2.11\text{A}$, λειτουργία στο Μέγιστο Σημείο Ισχύος.

Συμπέρασμα: Απόλυτη ταύτιση αποτελεσμάτων εξομοίωσης και θεωρίας.



To Duty Cycle ισούται με $D=0.617$



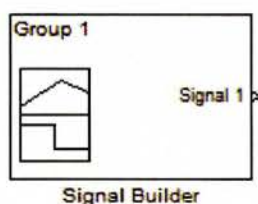
Duty Cycle για $T=25^{\circ}\text{C}$ και $G=600\text{W}/\text{m}^2$

Αποτέλεσμα προσομοίωσης για $T=25^{\circ}\text{C}$ και για μεταβαλλόμενη ένταση ηλιακής ακτινοβολίας με MPPT.

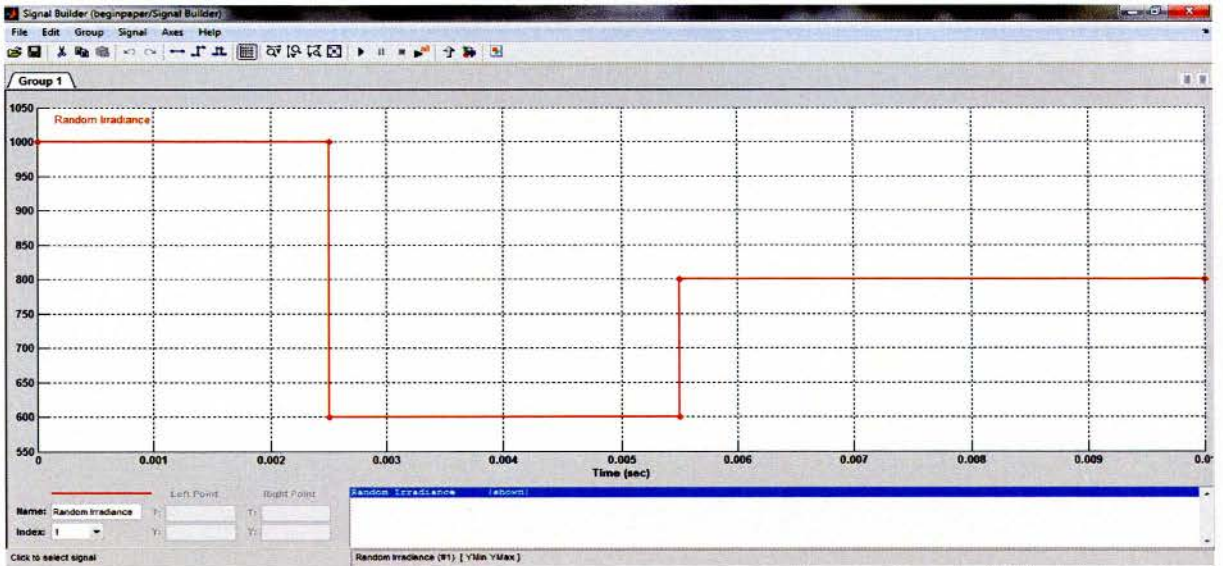
Υποθέτουμε αρχικά ότι η ηλιακή ακτινοβολία είναι ίση με $G=1000\text{W}/\text{m}^2$, στον χρόνο $t=25\text{msec}$ υφίσταται πτώση και λαμβάνει την τιμή $G=600\text{W}/\text{m}^2$ μέχρι τον χρόνο $t=55\text{msec}$ όπου και λαμβάνει την τελική τιμή $G=800\text{W}/\text{m}^2$.

Αναμένουμε να δούμε το σημείο λειτουργίας να μετακινείται με την εκάστοτε τιμή της ηλιακής ακτινοβολίας ούτως ώστε να λαμβάνουμε την Μέγιστη Ισχύ από το Φ/Β πλαίσιο, ήτοι $P=60\text{W} \rightarrow P=35\text{W} \rightarrow P=47.5\text{W}$.

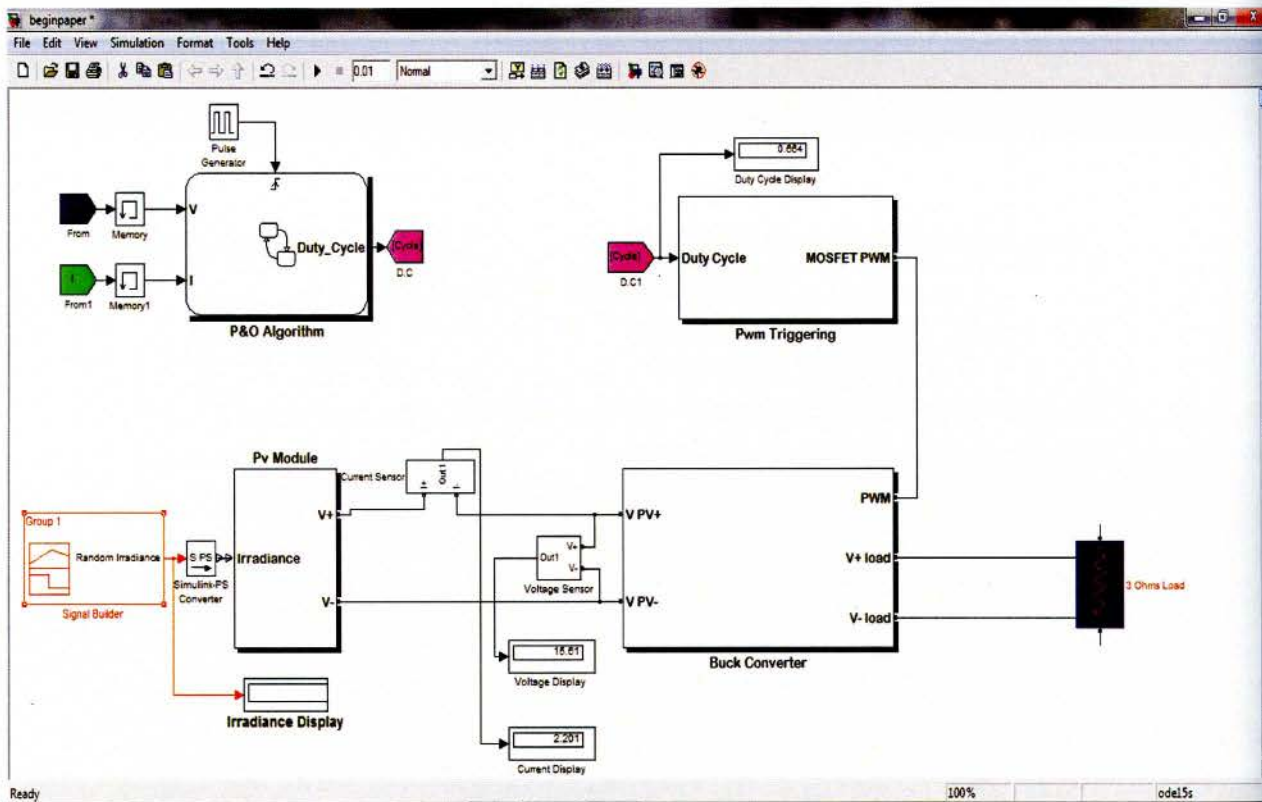
Για τον σκοπό αυτό εισάγουμε το μπλοκ Signal Builder από την βιβλιοθήκη Simulink \rightarrow Sources.



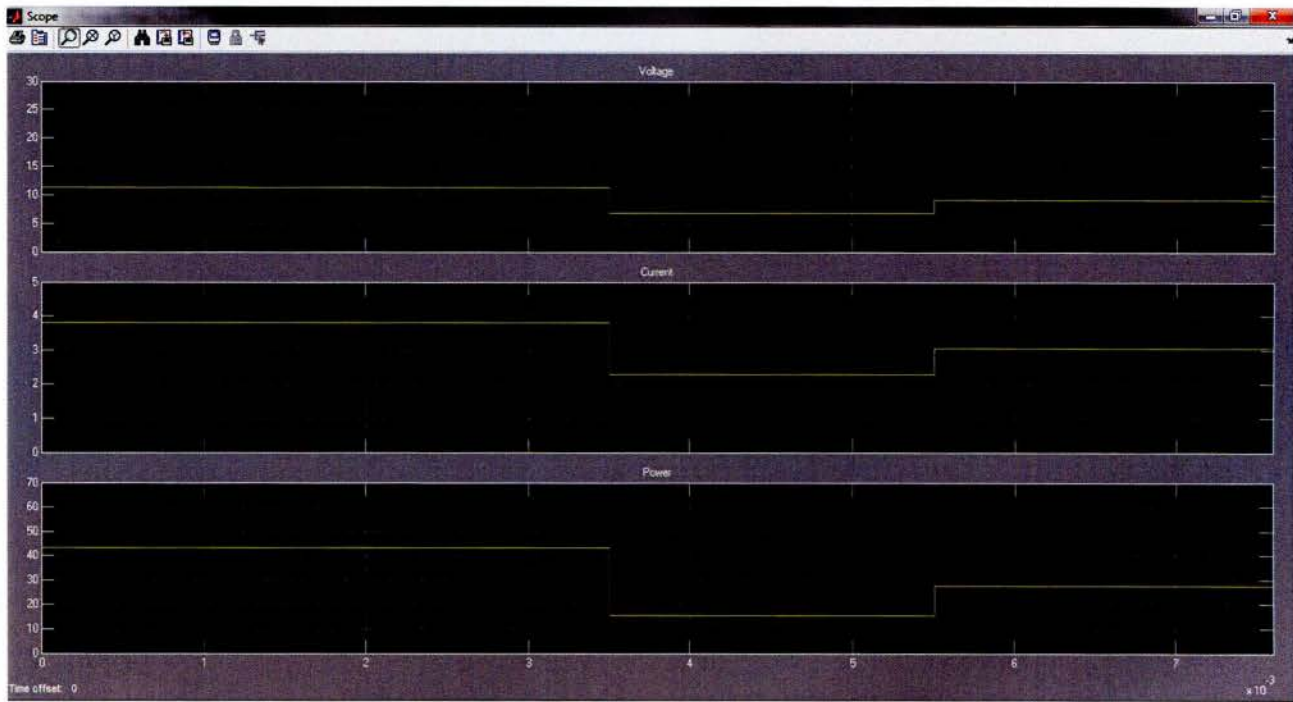
Εισάγουμε το παραπάνω σενάριο και η τυχαία ακτινοβολία έχει την παρακάτω μορφή:



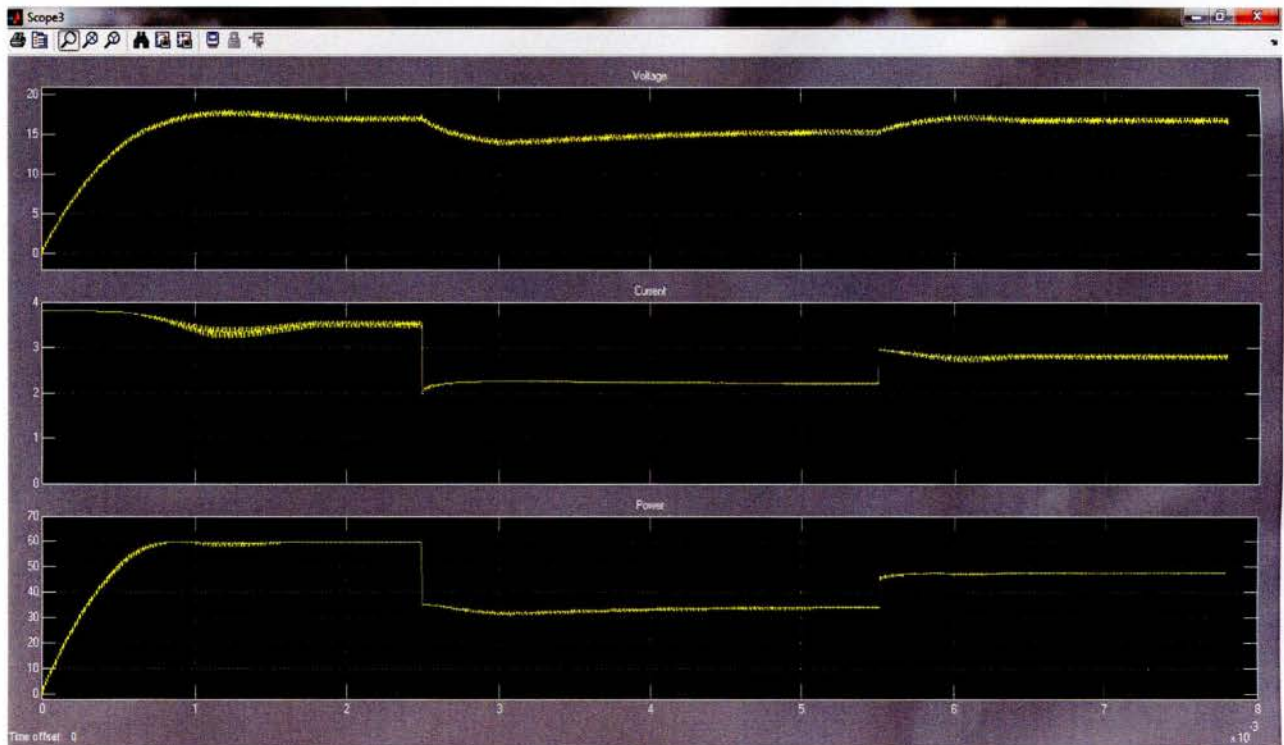
Το σύστημα μετασχηματίζεται σε:



Αποτέλεσμα προσομοίωσης για $T=25^{\circ}\text{C}$ και για μεταβαλλόμενη ένταση ηλιακής ακτινοβολίας χωρίς MPPT.



Αποτέλεσμα προσομοίωσης για $T=25^{\circ}\text{C}$ και για μεταβαλλόμενη ένταση ηλιακής ακτινοβολίας με MPPT.



Αποτέλεσμα εξομοίωσης: Η ισχύς όντως μεταβαίνει από $P=60\text{W}$ σε $P=35\text{W}$ και τέλος σε $P=47.5\text{W}$.

Συμπέρασμα: Απόλυτη ταύτιση αποτελεσμάτων εξομοίωσης και θεωρίας.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

A) ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Design and Simulation of Photovoltaic Water Pumping System, Akihiro Oi, September 2005, Master Thesis presented to the faculty of California Polytechnic state university.
- [2] Fundamentals of Power Electronics with Matlab, Randall Shaffer, Boston Massachusetts
- [3] Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters, Marian K. Kazimierzczuk, Wright State University, Ohio, USA
- [4] Ηλεκτρονικά Ισχύος, Μετατροπείς, Εφαρμογές, Σχεδίαση. Mohan Ned, Undeland, Tore A., Robbins William. Εκδόσεις Τζιόλα 1996
- [5] Ηλεκτρονικά Ισχύος, Κιοσκερίδης Ιωάννης. Εκδόσεις Τζιόλα 2008
- [6] Τεχνικές Ιχνηλάτησης Σημείου Μέγιστης Ισχύος Φ/Β Συστοιχίας και Προσομοίωση με το Matlab/Simulink. Μαρμαρίνος Κων/νος. 2011
- [7] Schelle, D. and Castorena, J. 2006. Buck Converter Design Demystified.

Επιμέλεια