ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΑΤΡΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΜΗΧΑΝΙΚΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

της φοιτήτριας του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών της Πολυτεχνικής Σχολής του Πανεπιστημίου Πατρών

ΣΤΑΥΡΟΥΛΑΣ ΓΡΗΓΟΡΙΟΥ ΡΗΓΑ

Α.Μ.: 227114

ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΑΝΤΛΗΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ – ΕΛΕΓΧΟΣ ΓΙΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Επιβλέπων: Δρ. - Μηχ. Εμμανουήλ Τατάκης, Καθηγητής

Νο 387

Πάτρα, Μάιος 2015

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟΥΠΟΛΗ ΠΑΤΡΑΣ
26504 ΡΙΟ - ΠΑΤΡΑ
Τηλ: +30.2610.996412
Τηλ: +30.2610.996415
Τηλ: +30.2610.996414
Fax: +30.2610.997362
E-mail e.c.tatakis@ece.upatras.gr

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΑΤΡΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΜΗΧΑΝΙΚΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

της φοιτήτριας του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών της Πολυτεχνικής Σχολής του Πανεπιστημίου Πατρών

ΣΤΑΥΡΟΥΛΑΣ ΓΡΗΓΟΡΙΟΥ ΡΗΓΑ

Α.Μ.: 227114

ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΑΝΤΛΗΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ – ΕΛΕΓΧΟΣ ΓΙΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Επιβλέπων: Δρ. - Μηχ. Εμμανουήλ Τατάκης, Καθηγητής

Ν^{ο} 227114/2015

Πάτρα, Μάιος 2015

ΠΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ

Πιστοποιείται ότι η Διπλωματική Εργασία με θέμα:

**«ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ
ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΑΝΤΛΗΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ –
ΕΛΕΓΧΟΣ ΓΙΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ
ΣΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ»**

της φοιτήτριας του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών της Πολυτεχνικής Σχολής του Πανεπιστημίου Πατρών

ΣΤΑΥΡΟΥΛΑΣ ΓΡΗΓΟΡΙΟΥ ΡΗΓΑ

(Α.Μ.: 227114)

Παρουσιάστηκε δημόσια και εξετάστηκε στο Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών στις
27/05/2015

Ο Επιβλέπων	Ο Διευθυντής του Τομέα
Εμμανουήλ Τατάκης Καθηγητής	Αντώνιος Αλεξανδρίδης Καθηγητής

Αριθμός Διπλωματικής Εργασίας: 227114/2015

Τίτλος: «ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΑΝΤΛΗΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ – ΕΛΕΓΧΟΣ ΓΙΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΤΟ ΣΗΜΕΙΟ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ»

Φοιτήτρια: Σταυρούλα Ρήγα του Γρηγορίου

Επιβλέπων: Δρ.-Μηχ. Εμμανουήλ Τατάκης, Καθηγητής

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματεύεται την κατασκευή και τον έλεγχο ενός ολοκληρωμένου φωτοβολταϊκού αντλητικού συστήματος, μικρής ισχύος, για εργαστηριακούς σκοπούς. Η εργασία αυτή εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρομηχανικής Μετατροπής Ενέργειας του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών της Πολυτεχνικής Σχολής του Πανεπιστημίου Πατρών. Στα πλαίσια του θεσμού της πρακτικής άσκησης του Τμήματος, ένα μέρος της εργασίας αυτής εκπονήθηκε στην εταιρία Δ.Ε.Δ.Δ.Η.Ε. Α.Ε.

Κύριος στόχος της εργασίας είναι ο έλεγχος της λειτουργίας του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος, που ενσωματώνεται στο εν λόγω σύστημα, έτσι ώστε η φωτοβολταϊκή γεννήτρια να λειτουργεί στο Σημείο Μέγιστης Ισχύος (Σ.Μ.Ι.), ανεξάρτητα από το φορτίο και για οποιαδήποτε ακτινοβολία και θερμοκρασία (Προσαρμογή Φορτίου). Παράλληλα, βασικός στόχος είναι η οδήγηση ενός κινητήρα μηχανικά συνδεδεμένου με μια αντλία, με στόχο την τροφοδοσία δεξαμενής με νερό. Η πειραματική διάταξη αυτή κατασκευάσθηκε με απώτερο σκοπό-επιδίωξη την εισαγωγή της ως εργαστηριακής άσκησης στο μάθημα των Ηλεκτρονικών Ισχύος, με στόχο την εξοικείωση των φοιτητών στη χρήση ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος σε φωτοβολταϊκά συστήματα.

Αρχικά, έγινε η απαραίτητη βιβλιογραφική αναζήτηση των υπαρχόντων Φωτοβολταϊκών Αντλητικών Συστημάτων (PVPS – Photovoltaic Pumping Systems) και πραγματοποιήθηκε θεωρητική ανάλυση των χαρακτηριστικών και της λειτουργίας των φωτοβολταϊκών στοιχείων. Έπειτα, έγινε συγκριτική μελέτη των διαφόρων μετατροπέων τάσης, των μεθόδων απομάστευσης μέγιστης ισχύος από τη φωτοβολταϊκή γεννήτρια, των διαφόρων τύπων κινητήρων συνεχούς ρεύματος, ανάλογα με τον τρόπο διέγερσής τους, καθώς και των υπαρχουσών αντλιών. Στη συνέχεια, έγινε επιλογή ενός μετατροπέα Σ.Τ.-Σ.Τ. υποβιβασμού/ανύψωσης τάσης, μιας μεθόδου ανεύρεσης του Σ.Μ.Ι. (Maximum Power Point Tracking – M.P.P.T.) Διαταραχής και Παρατήρησης (P&O – Perturb and Observe), ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος μόνιμων μαγνητών, ισχύος 100W και μιας αντλίας.

Το επόμενο βήμα ήταν η προσομοίωση, σε περιβάλλον Matlab/Simulink, κάθε μιας μονάδας του συστήματος ξεχωριστά με διαφορετική τροφοδοσία και φορτίο, με και χωρίς σταθερές περιβαλλοντικές συνθήκες. Έπειτα, εξετάσθηκε η συμπεριφορά του συνολικού συστήματος, αρχικά με παλμογεννήτρια και έπειτα με έλεγχο MPPT. Στόχος των παραπάνω προσομοιώσεων ήταν η κατανόηση της λειτουργίας του συστήματος και η διεξαγωγή πρώιμων συμπερασμάτων. Επίσης, σε αυτό το στάδιο έγινε και η διαστασιολόγηση των στοιχείων του μετατροπέα, αλλά και όλου του υπό μελέτη συστήματος.

Τέλος, σχεδιάσθηκαν και κατασκευάσθηκαν οι διατάξεις των κυκλωμάτων ισχύος, τροφοδοσίας και ελέγχου. Ο μικροελεγκτής της πλακέτας ελέγχου προγραμματίστηκε σε γλώσσα C, ώστε να υλοποιεί τον προαναφερθέντα έλεγχο, μέσω μεταβολής του λόγου κατάτμησης του ημιαγωγικού στοιχείου ισχύος. Σταδιακά πραγματοποιήθηκαν πειραματικές δοκιμές, μέχρι το τελικό πείραμα που περιλάμβανε τη φωτοβολταϊκή γεννήτρια στην είσοδο, τον μετατροπέα και το φορτίο κινητήρας-αντλία στην έξοδο. Βάσει των παλμογραφημάτων και των μετρήσεων που λήφθηκαν, εξήχθησαν τα τελικά συμπεράσματα λειτουργίας της συνολικής διάταξης σε εργαστηριακό περιβάλλον. Διαπιστώθηκε η ορθή λειτουργία όλων των βαθμίδων που κατασκευάσθηκαν και εκτιμήθηκε η απόδοση του μετατροπέα.

Abstract

This diploma thesis deals with the construction and control of a low-power photovoltaic pumping system, which is built for experimental causes. The thesis was conducted in the Laboratory of Electromechanical Energy Conversion, Department of Electrical and Computer Engineering of the University of Patras. The current thesis was also partially conducted, within school's internship, at the main electrical energy distributing company of Greece, DEDDIE S.A.

Primary aim of this thesis is to control the operation of a power electronic converter, which is adapted to the system, in order to force the photovoltaic (pv) generator to operate at its Maximum Power Point (MPP), regardless of the load and for every radiation and temperature (load/impedance matching). Another main goal of this thesis is to run an electrical motor, which is mechanically attached to a pump, so as to supply water to a tank. However, the master aim of this work is its introduction to the lesson of Power Electronics, as an experimental exercise, in order to familiarise the students of the department with the use of power electronic converters in photovoltaic systems.

At first, we carried out the necessary bibliographical research of the current-used PVPS (Photovoltaic Puming Systems) and then we did a thorough theoritical analysis of the characteristics and operation of pv modules. After that, we conducted a comparative study of the types of electronic converters, the types of Maximum Power Point Tracking methods and the types of the various electrical motors and pumps. Afterwards, we chose the buck-boost DC-DC converter, the Perturb and Observe (P&O) method for Maximum Power Point Tracking and a Permanent Magnet DC machine of 100W.

The next step was the simulation in Matlab/Simulink of each unit separatelly with different sources and loads, with and without constant enviromental conditions. We examined the behaviour of the complete system at first with a pulse generator and then with the implemented MPPT control. The above simulations were conducted in order to understand the operation of the system and to come to precocious conclusions. Also, at this stage we dimensionalised the converter.

Finally, we designed and constructed the power, control and supply circuits of the system. The microcontroller of the control circuit was programmed in C language, so as to implement the MPPT control, through the alteration of the duty cycle of the Mosfet. Gradually, various experiments were conducted till the final experiment, which included the pv generator, the converter and the motor-pump as load. From the measurements we collected, we carried out our final conclusions. We ascertained the proper behaviour of every unit of the system and we estimated the effieciency of the converter.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Στην διπλωματική εργασία αυτή μελετάται και κατασκευάζεται ένα ολοκληρωμένο φωτοβολταϊκό αντλητικό σύστημα, χαμηλής ισχύος, της τάξεως των 100W, για εργαστηριακούς σκοπούς, με σκοπό τη λειτουργία του στη μέγιστη δυνατή ισχύ. Για να συμβεί αυτό, παρεμβάλλεται, μεταξύ της πηγής (φωτοβολταϊκή γεννήτρια) και του φορτίου (κινητήρας και αντλία), ένας ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος συνεχούς τάσης, ο οποίος μπορεί να υποβιβάζει, αλλά και να ανυψώνει την τάση στην έξοδό του. Μέσω ενός κυκλώματος ελέγχου με ψηφιακό μικροελεγκτή μεταβάλλεται ο λόγος κατάτμησης δ (duty cycle) των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος, με σκοπό την προσαρμογή του φορτίου και τη λειτουργία του φωτοβολταϊκού στο Σημείο Μέγιστης Ισχύος –Σ.Μ.Ι. (Maximum Power Point – M.P.P.).

Συγκεκριμένα, το μικροϋπολογιστικό σύστημα συλλέγει τα ηλεκτρικά μεγέθη της τάσεως και του ρεύματος στην έξοδο του φωτοβολταϊκού, μέσω διαφόρων μετρητικών και έπειτα υλοποιεί τον κατάλληλο αλγόριθμο για την εύρεση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος. Έτσι, στέλνοντας παλμούς κατάλληλης διάρκειας αγωγής στον μετατροπέα, το σύστημα λειτουργεί στο MPP, ανεξάρτητα από το φορτίο. Στις προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν, ακολουθήθηκε και η αντίστροφη πορεία, δηλαδή ο υπολογισμός του κατάλληλου-βέλτιστου φορτίου, για ένα συγκεκριμένο δ, έτσι ώστε το φωτοβολταϊκό να λειτουργεί στο MPP. Τέλος, κατασκευάσθηκε η παραπάνω διάταξη και επιβεβαιώθηκε πειραματικά η ορθή λειτουργία της.

Αναλυτικά, στην **εισαγωγή** αναφέρεται το ενεργειακό πρόβλημα και οι ήπιες μορφές ενέργειας, όπως η ηλιακή, ως τρόπος αντιμετώπισής του. Γίνεται αναφορά στα φωτοβολταϊκά και στην ικανότητά τους να μετατρέπουν απευθείας την ηλιακή ενέργεια σε ηλεκτρική. Τέλος, παρουσιάζονται τα Φωτοβολταϊκά Αντλητικά Συστήματα (Photovoltaic Pumping Systems –PVPS) ως τρόπος άντλησης νερού και αναφέρονται οι διάφορες μονάδες που τα αποτελούν.

Στο **1ο κεφάλαιο** γίνεται θεωρητική ανάλυση των διαφόρων μονάδων που απαρτίζουν το συνολικό σύστημα. Αρχικά, μελετάται το φωτοβολταϊκό φαινόμενο και παρουσιάζονται η εξίσωση, το ισοδύναμο κύκλωμα και οι I-V και P-V χαρακτηριστικές του ηλιακού κυττάρου, καθώς και η εξάρτηση του φωτοβολταϊκού από την ακτινοβολία και τη θερμοκρασία. Στη συνέχεια, αναλύεται ο μετατροπέας Σ.Τ.-Σ.Τ. υποβιβασμού/ανύψωσης (Buck-Boost), το κυκλωματικό του διάγραμμα, οι καταστάσεις λειτουργίας του και

παρουσιάζονται οι βασικές εξισώσεις του. Εξηγείται για ποιο λόγο επιλέχθηκε ο συγκεκριμένος μετατροπέας και αναλύεται ο βασικός σκοπός του, που είναι η προσαρμογή του φορτίου (load matching). Έπειτα, ιδιαίτερη αναφορά γίνεται στις μεθόδους ανίχνευσης του Σημείου Μέγιστης Ισχύος του φωτοβολταϊκού και αναλύεται η λογική του αλγορίθμου Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb and Observe – P&O), που εφαρμόστηκε. Ακόμα, αναφέρονται τα διάφορα προβλήματα του συγκεκριμένου ελέγχου και προτείνονται τρόποι αντιμετώπισής τους. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται οι βασικές αρχές λειτουργίας ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος και οι βασικές εξισώσεις που τον διέπουν. Γίνεται ιδιαίτερη αναφορά στον κινητήρα Σ.Ρ. μόνιμων μαγνητών, που χρησιμοποιήθηκε, και αναλύονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά του. Τέλος, παρατίθενται οι διάφορες κατηγορίες αντλιών και τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τους. Στο κεφάλαιο αυτό, παρουσιάζονται τα στοιχεία του φωτοβολταϊκού, του κινητήρα και της αντλίας, που επιλέχθηκαν.

Στο **2ο κεφάλαιο** προσομοιώνονται σε περιβάλλον Matlab/Simulink οι διάφορες μονάδες του συστήματος ξεχωριστά και έπειτα ενώνονται σε επιμέρους υποσυστήματα, με σκοπό να μελετηθεί η συμπεριφορά τους. Αρχικά, δίνεται έμφαση στην εύρεση του βέλτιστου φορτίου για συγκεκριμένο δ κάθε φορά, έτσι ώστε το φωτοβολταϊκό να αποδίδει τη μέγιστη ισχύ του. Στη συνέχεια, εφαρμόζεται έλεγχος MPPT και επιβεβαιώνεται η σωστή λειτουργία του, για οποιοδήποτε φορτίο. Στο κεφάλαιο αυτό, γίνεται η διαστασιολόγηση του μετατροπέα.

Στο **3ο κεφάλαιο** προσομοιώνεται όλο το υπό μελέτη σύστημα με τον κινητήρα και την αντλία, ως φορτίο. Αρχικά, οι παλμοί δίνονται από μια παλμογεννήτρια, ενώ στη συνέχεια εφαρμόζεται έλεγχος MPPT, σε σταθερές περιβαλλοντικές συνθήκες. Τέλος, παρατηρείται η απόκριση του συστήματος και του ελέγχου MPPT, σε μεταβαλλόμενη ακτινοβολία.

Στο **4ο κεφάλαιο** καταγράφεται λεπτομερώς η διαδικασία σχεδιασμού και κατασκευής των πλακετών, που συγκροτούν τη διάταξη του μετατροπέα και του ελέγχου. Αρχικά, εξηγείται το κριτήριο διαχωρισμού των προαναφερθέντων πλακετών και στη συνέχεια παρουσιάζονται αναλυτικά όλα τα στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή τους.

Στο **5ο κεφάλαιο** παρουσιάζεται ο μικροελεγκτής dsPIC30F4011, της εταιρείας Microchip που χρησιμοποιήθηκε και οι δυνατότητές του. Αναλύονται οι βασικές περιφερειακές μονάδες που διαθέτει, καθώς και οι διάφοροι καταχωρητές, μέσω των οποίων προγραμματίζεται.

Στο **6ο κεφάλαιο** παρατίθενται τα αποτελέσματα από τις πειραματικές δοκιμές που διεξήχθησαν και συγκρίνονται με τα αντίστοιχα θεωρητικά των προσομοιώσεων. Επιβεβαιώνεται η ορθή λειτουργία της διάταξης ισχύος και ελέγχου και καταγράφονται τα συμπεράσματα, αλλά και τα θέματα για μελλοντική διερεύνηση.

Τέλος, καταγράφεται η βιβλιογραφία που αξιοποιήθηκε και στα παραρτήματα ενσωματώνονται τα σχηματικά και τα σχέδια pcb που κατασκευάστηκαν, ο κώδικας που γράφτηκε για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή σε γλώσσα C και τα διάφορα φυλλάδια κατασκευαστών των στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν.

Στο σημείο αυτό θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον καθηγητή μου και επιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας Δρ.-Μηχ. Εμμανουήλ Τατάκη, για την απεριόριστη βοήθεια και την πολύτιμη καθοδήγηση που μου προσέφερε, καθόλη τη διάρκεια εκπόνησής της. Το ενδιαφέρον και οι γνώσεις του πάνω σε οποιοδήποτε θέμα προέκυπτε, αποτέλεσε πηγή έμπνευσης και θαυμασμού.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες θα ήθελα να απευθύνω στους υποψήφιους διδάκτορες του τμήματός μας κ. Στέλιο Συρίγο, κα. Χαρά Ζωγόγιαννη και κ. Γιάννη Καρατζαφέρη, για την πολύτιμη βοήθεια που μου παρείχαν, αλλά και την προθυμία και την υπομονή στην επίλυση ζητημάτων που προέκυπταν, ειδικά στο στάδιο της κατασκευής και των πειραμάτων. Ευχαριστίες αρμόζουν και σε όλους του Υ.Δ. και προπτυχιακούς φοιτητές του εργαστηρίου μας για τις συμβουλές τους και ιδιαίτερα στον φίλο και συνάδελφο μου κ. Νικόλαο Μήλα, για την στήριξη και τη βοήθεια, καθόλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένειά μου για την πολύτιμη στήριξη, κατανόηση και συμπαράσταση που μου παρείχε όλα αυτά τα χρόνια.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ……...1

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ ΤΟΥ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΑΝΤΛΗΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

1.1 ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΗ ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ.....5

1.1.1 ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ.....5

1.1.2 ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΩΝ ΓΕΝΝΗΤΡΙΩΝ.....5

1.1.3 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ – ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟ ΦΑΙΝΟΜΕΝΟ – ΦΡΑΓΜΑ ΔΥΝΑΜΙΚΟΥ.....6

1.1.4 ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ – I-V ΚΑΙ P-V ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΚΑΜΠΥΛΕΣ.....14

1.1.5 ΒΑΘΜΟΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΗΛΙΑΚΟΥ ΚΥΤΤΑΡΟΥ.....17

1.1.6 ΣΥΣΤΟΙΧΙΕΣ ΚΥΤΤΑΡΩΝ.....18

1.1.7 ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ.....18

1.2 ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΙΣΧΥΟΣ (BUCK-BOOST).....20

1.2.1 ΣΥΝΤΟΜΗ ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ.....20

1.2.2 ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ-ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ.....20

1.2.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ Σ.Τ.-Σ.Τ. Η ΑΛΛΙΩΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ.....21

1.2.4 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ/ΠΑΛΜΟΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ.....22

1.2.5 ΤΕΧΝΙΚΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ – P.W.M.....23

1.2.6 ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΦΟΡΤΙΟΥ (LOAD MATCHING).....24

1.2.7 BUCK-BOOST (STEP DOWN/UP CONVERTER).....25

1.2.7.1 ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΙΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ.....26

1.2.7.1.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΤΗΝ ΠΕΡΙΟΧΗ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ – CCM.....28

1.2.7.1.2 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΤΗΝ ΠΕΡΙΟΧΗ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ – DCM.....30

1.2.7.1.3 ΟΡΙΑΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ.....31

1.3 ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΣΗΜΕΙΟΥ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ (MAXIMUM POWER POINT TRACKING).....33

1.3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....33

1.3.2 ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗΣ MPPT.....33

1.3.3 ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ MPP.....34

1.3.4 ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΔΙΑΤΑΡΑΧΗΣ ΚΑΙ ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΗΣ (PERTURB & OBSERVE - P&O) Η HILL

CLIMBING....36
1.3.4.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ P&O....36
1.3.4.2 ΕΠΙΛΟΓΗ ΧΡΟΝΟΥ ΔΕΙΓΜΑΤΟΛΗΨΙΑΣ ΚΑΙ ΒΗΜΑΤΟΣ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ....38
1.3.4.3 ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΚΑΤΑ ΤΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ P&O....39
1.4 ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ (Σ.Ρ.)....41
1.4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ – ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΚΑΙ ΒΑΣΙΚΕΣ ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ....41
1.4.2 ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΕΣ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΚΑΜΠΥΛΕΣ....45
1.4.3 ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ Σ.Ρ. ΜΕ ΜΟΝΙΜΟΥΣ ΜΑΓΝΗΤΕΣ – PERMANENT MAGNET DC MACHINE (PMDC)....47
1.4.4 ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΚΙΝΗΤΗΡΑ....49
1.5 ΑΝΤΛΙΑ....50
1.5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ....50
1.5.2 ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΡΕΥΣΤΩΝ....51
1.5.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΥΨΗ ΑΝΤΛΗΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ....53
1.5.4 ΈΡΓΟ, ΙΣΧΥΣ ΚΑΙ ΒΑΘΜΟΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΑΝΤΛΙΑΣ....54
1.5.5 ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ ΑΝΤΛΙΩΝ....54
1.5.5.1 ΦΥΓΟΚΕΝΤΡΙΚΕΣ ΑΝΤΛΙΕΣ (CENTRIFUGAL)....55
1.5.5.2 ΣΤΡΟΒΙΛΟΑΝΤΛΙΕΣ (TURBINE)....56
1.5.6 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΚΑΜΠΥΛΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΑΝΤΛΙΩΝ....56
1.5.7 ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΑΝΤΛΙΑΣ....57

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ MATLAB/SIMULINK – ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΛΟΓΗΣΗ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ – ΔΟΜΗ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ....59
2.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΜΕ ΦΟΡΤΙΟ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΑΠΟ ΡΑΜΠΑ....62
2.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΜΕ ΦΟΡΤΙΟ-ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ....71
2.4 ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΛΟΓΗΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ....73
2.4.1 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ....73
2.4.2 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΥΚΝΩΤΗ ΕΙΣΟΔΟΥ....73
2.4.3 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΗΝΙΟΥ ΕΞΟΜΑΛΥΝΣΗΣ....74

2.4.4 Υπολογισμος πυκνωτη εξοδου.....74
2.4.5 Υπολογισμος βελτιστου ωμικου φορτιου.....74
2.5 Προσομοιωση του Buck–Boost (χωρις και με φιλτρο εισοδου), με dc πηγη τασης και φορτιο-αντισταση (λειτουργια ως buck)……..….....75
2.6 Προσομοιωση φ/β – φιλτρου – Buck–Boost – αντιστασης (λειτουργια ως boost) – παλμοδοτηση με παλμογεννητρια……..…….....79
2.7 Προσομοιωση φ/β – φιλτρου – Buck–Boost – αντιστασης (λειτουργια ως boost) – ελεγχος MPPT …….…….....82
2.8 Προσομοιωση κινητηρα συνεχους ρευματος & αντλιας με dc πηγη τασης…….....87
2.9 Προσομοιωση του φωτοβολταϊκου με φορτιο τον κινητηρα Σ.Ρ. & την αντλια.....92

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Προσομοιωση του υπο μελετη συνολικου συστηματος

3.1 προσομοιωση συνολικου συστηματος με $(G,\ T) = \sigma\tau\alpha\theta.$ – παλμοδοτηση με παλμογεννητρια…….....93
3.2 προσομοιωση συνολικου συστηματος με $(G,\ T) = \sigma\tau\alpha\theta.$ – ελεγχος mppt……...95
3.3 προσομοιωση συνολικου συστηματος με μεταβαλλομενες παραμετρους (G≠ct) – ελεγχος mppt…….....101

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Σχεδιασμος και κατασκευη πειραματικης διαταξης

4.1 Εισαγωγη…….....111
4.2 Διαχωρισμος διαταξεων…….....111
4.3 Επιλογη υλικων για το κυκλωμα ισχυος…….....112
4.3.1 Συνδεση με τροφοδοσια και φορτιο…….....112
4.3.2 Μετρητικο τασης…….....112
4.3.3 Μετρητικο ρευματος……...…….....114
4.3.4 Γενικα για τα κυκλωματα μετρησης……...…….....115
4.3.5 Πυκνωτες εισοδου……..……..115
4.3.6 Ημιαγωγικο Διακοπτικο Στοιχειο Ισχυος – Mosfet……...…….....116
4.3.7 Διοδος Ισχυος (ελευθερης διελευσης)……...…….....116

4.3.8 Κατασκευη πηνιου εξομαλυνσης……...……...117
4.3.9 Πυκνωτες εξοδου……..……...123
4.3.10 Απαγωγοι θερμοτητας/Ψυκτικα……..…….....123
4.4 Επιλογη υλικων για το κυκλωμα ελεγχου……..…….....126
4.4.1 Μικροελεγκτης dsPIC30F4011……...……..……126
4.4.2 Κυκλωμα παλμοδοτησης του Mosfet……..……128
4.4.2.1 Buffer 74HC541N……...……128
4.4.2.2 Optocoupler 6N137.....129
4.4.2.3 Driver ICL7667……...……131
4.4.2.4 Προστασια Mosfet…….....131
4.5 Επιλογη υλικων για τα τροφοδοτικα…….....132

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Λειτουργια μικροελεγκτη και βασικα περιφερειακα

5.1 Γενικα για τα μικροϋπολογιστικα συστηματα.....135
5.2 Κεντρικη μοναδα επεξεργασιας και μνημη του μικροελεγκτη dsPIC30F4011.....137
5.3 Περιφερειακες μοναδες.....139
5.3.1 Θυρες εισοδου-εξοδου.....141
5.3.2 Χρονιστες (Timers).....141
5.3.3 Μοναδα μετατροπης σηματος απο αναλογικο σε ψηφιακο (A/D converter).....142
5.3.4 Περιφερειακη μοναδα παραγωγης παλμων (Motor Control PWM).....144

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Πειραματικα αποτελεσματα και συμπερασματα

6.1 Προσαρμογη Φορτιου – Θεωρημα Μεταφορας Μεγιστης Ισχυος.....151
6.2 Δοκιμη λειτουργιας μετατροπεα.....154
6.3 Εφαρμογη ελεγχου MPPT.....158
6.4 Συγκριση θεωρητικων και πειραματικων αποτελεσματων.....161
6.5 Συμπερασματα και Προοπτικες.....163

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....165

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α – ΣΧΗΜΑΤΙΚΑ ΚΑΙ PCB KICAD.....169

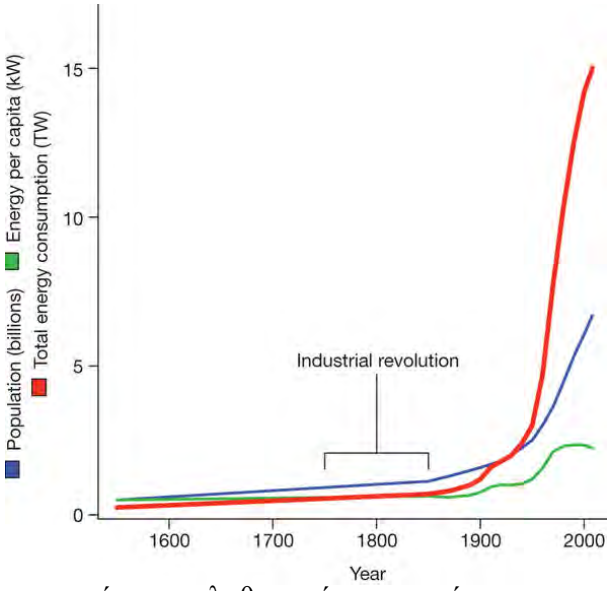
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β – ΚΩΔΙΚΑΣ M.P.P.T. ΣΤΟ MPLAB.....173

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ – ΤΕΧΝΙΚΑ ΦΥΛΛΑΔΙΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΩΝ – DATASHEET ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ.....177

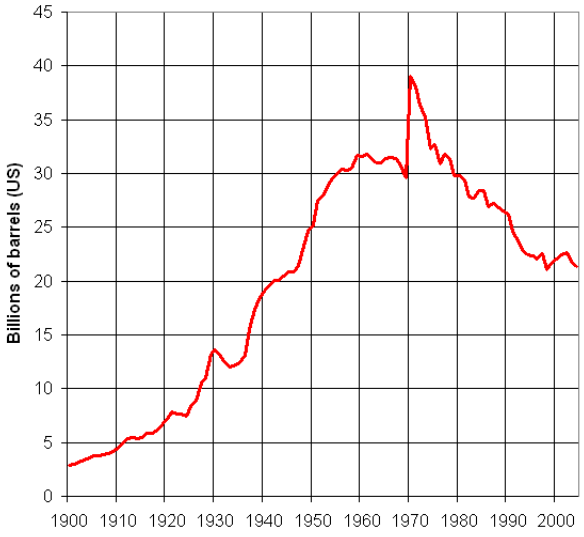
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ – ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ Φ/Β, ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΚΑΙ ΑΝΤΛΙΑΣ.....207

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η σταδιακή επέκταση του ρόλου των μηχανών στις ανθρώπινες δραστηριότητες, που πήρε καταπληκτικές διαστάσεις τα τελευταία χρόνια και η ταυτόχρονη εκρηκτική αύξηση του παγκόσμιου πληθυσμού τους τελευταίους δύο αιώνες οδήγησαν σε κατακόρυφη αύξηση την κατανάλωση των ενεργειακών πόρων και των πρώτων υλών της γης από τον άνθρωπο. Όπως φαίνεται στα Σχ.1 και Σχ.2, η αύξηση του ανθρώπινου πληθυσμού, άρα και η κατανάλωση των ενεργειακών πόρων διογκώνονται κατά τρόπο εκθετικό, ενώ μειώνονται επικίνδυνα τα αποθέματα των συμβατικών ενεργειακών πόρων [1].

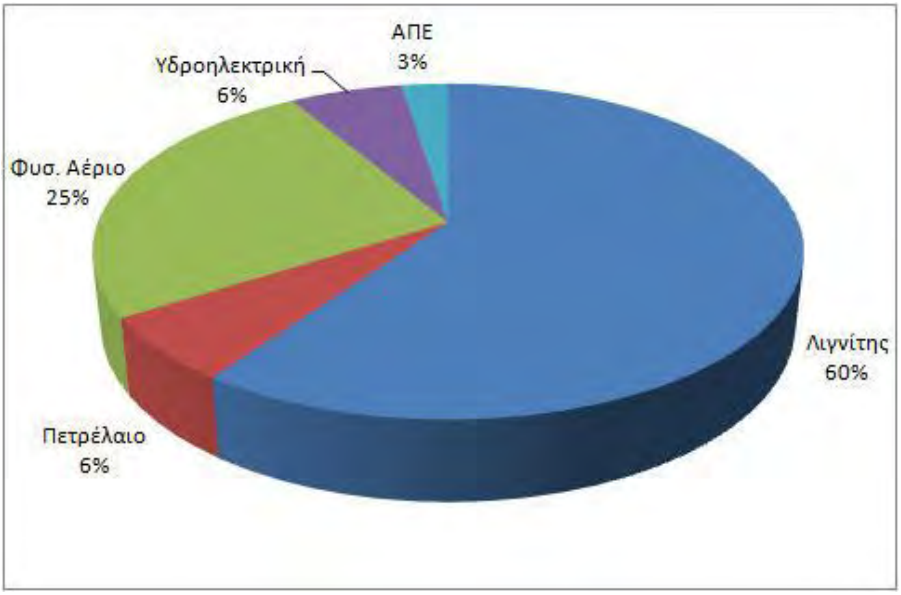


Σχ.1 Εκθετική αύξηση παγκόσμιου πληθυσμού και παγκόσμιας ενεργειακής κατανάλωσης [2].



Σχ.2 Μείωση αποθεμάτων πετρελαίου [3].

Το «ενεργειακό πρόβλημα», λοιπόν, ολοένα και εντείνεται, καθώς οι συμβατικοί ενεργειακοί πόροι – μη ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (πετρέλαιο, γαιάνθρακας, φυσικό αέριο, λιγνίτης κλπ) συνεχώς ελαττώνονται, ενώ οι παγκόσμιες ενεργειακές ανάγκες αυξάνονται μέρα με τη μέρα. Τις τελευταίες δεκαετίες γίνονται προσπάθειες να στραφεί η παραγωγή ενέργειας σε ανανεώσιμες-εναλλακτικές μορφές ενέργειας (ΑΠΕ), όπως η ηλιακή. Βέβαια, όπως φαίνεται στο Σχ.3, η αξιοποίηση των ΑΠΕ παγκοσμίως, αλλά και στην Ελλάδα βρίσκεται ακόμα σε μικρό ποσοστό, σε σχέση με την αξιοποίηση των συμβατικών καυσίμων.



Σχ.3 Το μερίδιο αξιοποίησης κάθε καυσίμου στην εγχώρια ηπειρωτική ηλεκτροπαραγωγή [4].

Ως γνωστόν, η μεγαλύτερη ενεργειακή είσοδος πάνω στη γη είναι η ηλιακή ακτινοβολία και συγχρόνως πρόκειται να συνεχισθεί με τον ίδιο ρυθμό για δισεκατομμύρια χρόνια στο μέλλον, είναι δηλαδή ανανεώσιμη. Ο ήλιος είναι μια τεράστια και ανεξάντλητη πηγή ενέργειας, που στέλνει κάθε χρόνο στην επιφάνεια της γης ενέργεια της τάξεως των 10^{18} kWh [1].

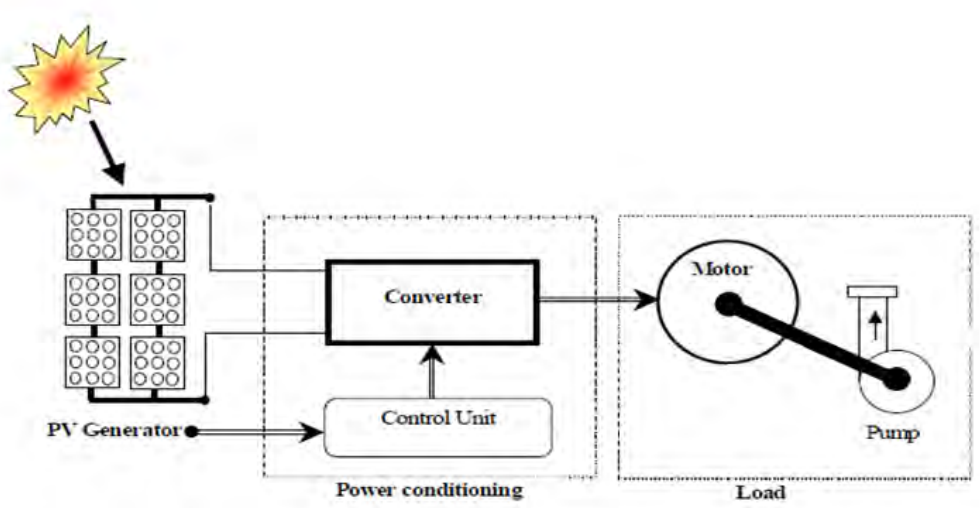
Τα φωτοβολταϊκά (φ/β) μπορούν να μετατρέψουν απευθείας την ηλιακή σε ηλεκτρική ενέργεια, γι’ αυτό και προτιμώνται συχνότερα. Παρόλο το μεγάλο τους κόστος, τα φ/β κύτταρα προσφέρουν μακροπρόθεσμη αξιοπιστία, εύκολη συντήρηση και μηδαμινές περιβαλλοντικές επιδράσεις.

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματεύεται ένα Φωτοβολταϊκό Αντλητικό Σύστημα. Τα Φωτοβολταϊκά Αντλητικά Συστήματα (Photovoltaic Pumping Systems), γνωστά και ως PVPS, έχουν καθιερωθεί ως τεχνικές άντλησης νερού σε απομονωμένες περιοχές, όπου η σύνδεση με το δίκτυο είναι πολύ ακριβή –αν δεν είναι τεχνικά απαγορευτική, αλλά και σε αναπτυγμένες περιοχές ως εναλλακτική λύση, προς αποφυγή

υπερφόρτωσης του δικτύου. Η άντληση νερού, μέσω φωτοβολταϊκών, αξιοποιείται για γεωργικές, βιομηχανικές και άλλες εργασίες (κλιματισμό, ψύξη) [5].

Με τον όρο «άντληση νερού» εννοούμε τη μεταφορά νερού από ένα σημείο χαμηλού ύψους (πηγάδι, γεώτρηση κλπ) σε ένα σημείο μεγαλύτερου ύψους (δεξαμενή) ή από ένα χώρο χαμηλής πίεσης σε χώρο υψηλής πίεσης, με τη βοήθεια μιας αντλίας, που κινείται από έναν κινητήρα.

Η πιο απλή διάταξη ενός αυτόνομου αντλητικού συστήματος φαίνεται στο Σχ.4 και αποτελείται από τη φωτοβολταϊκή συστοιχία, το ρυθμιστή ισχύος και το φορτίο. Ο ρυθμιστής – ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος συνδυάζεται με μια μονάδα ελέγχου. Το φορτίο αποτελείται από τον κινητήρα και την αντλία.

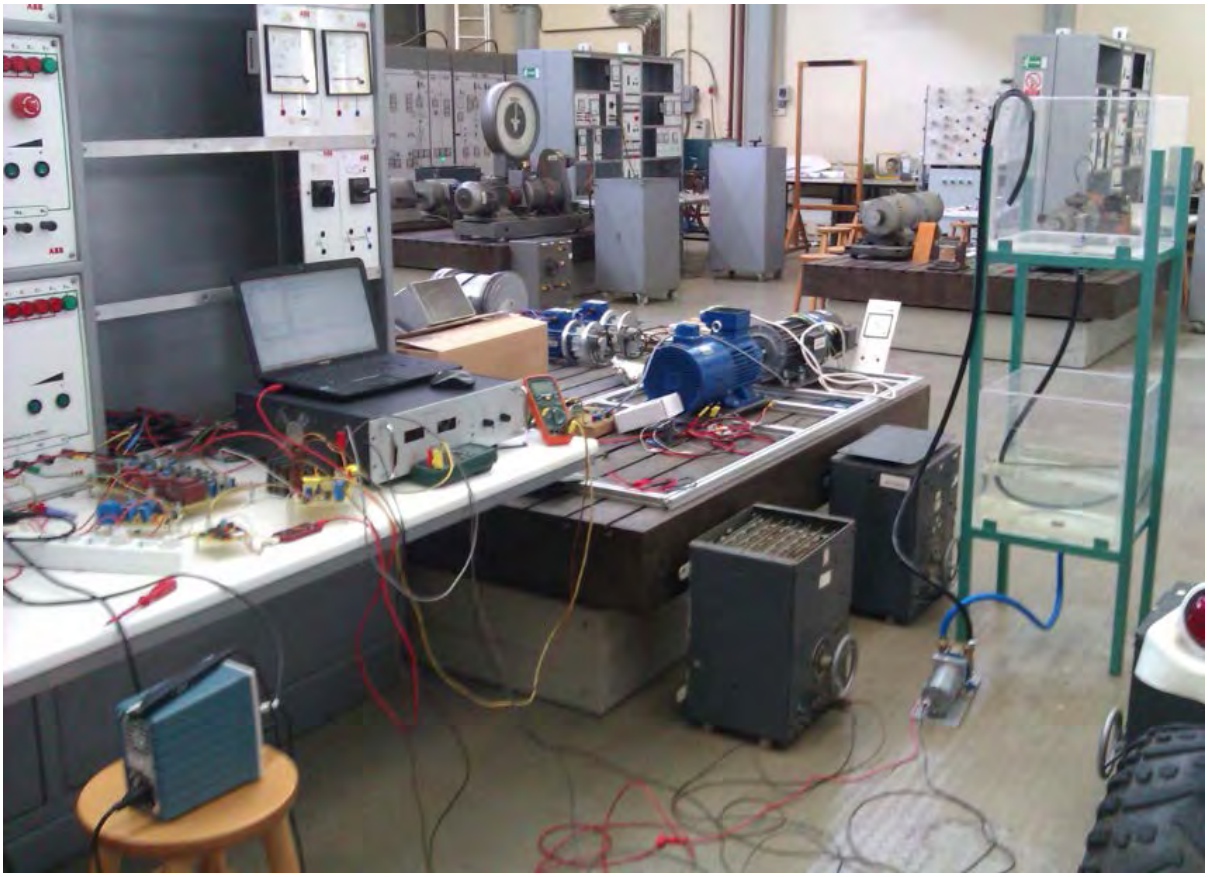


Σχ.4 Σχηματικό διάγραμμα ενός φωτοβολταϊκού αντλητικού συστήματος [5].

Γενικά, μπορούμε να πούμε ότι τα φωτοβολταϊκά αντλητικά συστήματα υπερέχουν αυτών που χρησιμοποιούν μηχανές εσωτερικής καύσης, καθώς, παρόλο το μεγάλο αρχικό κόστος εγκατάστασης των φ/β πάνελ, δεν απαιτούν ιδιαίτερη περαιτέρω συντήρηση και μπορούν να είναι αποδοτικά για εώς και 20 χρόνια. Τα αντλητικά συστήματα, που αξιοποιούν ντιζελογεννήτριες, μπορεί να είναι πιο οικονομικά στην αγορά τους, όμως η τιμή του καυσίμου ολοένα και αυξάνεται, γεγονός που τα καθιστά απαγορευτικά [6].

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται, προσομοιώνεται, σχεδιάζεται, κατασκευάζεται και ελέγχεται όλη η διάταξη ενός αυτόνομου αντλητικού συστήματος. Αυτή, όπως φαίνεται στο Σχ.5, αποτελείται από 2 φωτοβολταϊκά πλαίσια που διαθέτει το Ε.Η.Μ.Ε. στη στέγη του κτιρίου του, έναν ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος, τη διάταξη/πλακέτα ελέγχου -που έχει σκοπό το φ/β να αποδίδει κάθε φορά τη μέγιστη ισχύ, έναν κινητήρα συνεχούς ρεύματος 100W συνδεδεμένο μηχανικά με μια αντλία και 2 δεξαμενές νερού.

Οι απαραίτητες πληροφορίες που χρειάσθηκαν για την υλοποίηση του παραπάνω συστήματος αναζητήθηκαν στην βιβλιογραφία [7-24].



Σχ.5 Η διάταξη που κατασκευάσθηκε.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Θεωρητική ανάλυση των μονάδων του φωτοβολταϊκού αντλητικού συστήματος

1.1 ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΗ ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ

Η απευθείας μετατροπή της ηλιακής ενέργειας σε ηλεκτρική επιτυγχάνεται με τη βοήθεια των ηλιακών κυττάρων, των οποίων η αρχή λειτουργίας αποτελεί το φωτοβολταϊκό φαινόμενο. Η διαδικασία αυτή της μετατροπής δεν εξαρτάται από τη θερμότητα, απεναντίας η απόδοση των ηλιακών κυττάρων (solar cells) μειώνεται, όσο αυξάνεται η θερμοκρασία. Τα αναφερόμενα στις επόμενες παραγράφους αντλούνται από τη βιβλιογραφία [25].

1.1.1 Ιστορική αναδρομή

Πρώτος ο Becquerel (1839) παρατήρησε την ανάπτυξη τάσεως μεταξύ δύο ηλεκτροδίων μέσα σε ηλεκτρολύτη, όταν το ηλιακό φως πέσει σε ένα από αυτά. Αργότερα, (1876) το ίδιο φαινόμενο παρατηρήθηκε στο σελήνιο. Μόνο το 1954 επιτεύχθηκε μεγάλος βαθμός απόδοσης 6% στο πυρίτιο (Si) και στη συνέχεια στο θειούχο κάδμιο. Η πρώτη αξιόλογη εφαρμογή αναφέρεται στο δορυφόρο Vanguard I (1958), ενώ στη συνέχεια όλο το διαστημικό πρόγραμμα στηρίχθηκε στη χρησιμοποίηση ηλιακών κυττάρων πυριτίου. Διαδοχικές τεχνολογικές βελτιώσεις ανύψωσαν το βαθμό απόδοσης στην τάξη του 15%. Η ενεργειακή κρίση του 1973 έδωσε τη μεγάλη ώθηση για την ανάπτυξη της φωτοβολταϊκής τεχνολογίας σε επίγειες εφαρμογές. Στην αρχή, βέβαια, είχαν σκοπό να καλύψουν εφαρμογές που απαιτούσαν μικρή ισχύ, σε πολύ λίγο, όμως, στράφηκαν σε εφαρμογές που απαιτούν μέσες ισχείς (άντληση νερού, άρδευση, αγροτικός εξηλεκτρισμός), με σκοπό να αντικαταστήσουν και να συμπληρώσουν τις ντιζελογεννήτριες, ιδιαίτερα στις αναπτυσσόμενες χώρες. Με παραπέρα μείωση του κόστους και αύξηση του βαθμού απόδοσης (>20%) προβλέπεται να καλύψουν μεγαλύτερες ενεργειακές ανάγκες.

1.1.2 Πλεονεκτήματα φωτοβολταϊκών γεννητριών

- Λειτουργούν αθόρυβα, καθαρά, χωρίς κατάλοιπα, αποφεύγοντας τη μόλυνση του περιβάλλοντος.
- Λειτουργούν χωρίς κινητά μέρη, με ελάχιστη συντήρηση.

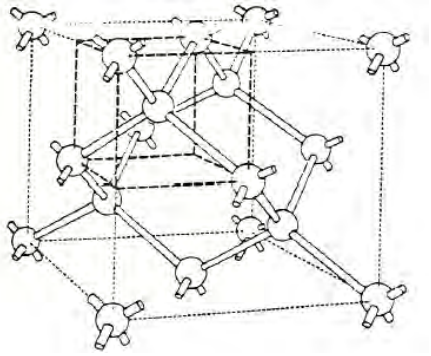
- Λειτουργούν χωρίς καύσιμα.
- Λειτουργούν και με νεφελώδη ουρανό (διάχυτη ακτινοβολία).
- Δεν χρησιμοποιούν υγρά ή αέρια σε αντίθεση με τα θερμικά συστήματα.
- Κατασκευάζονται από πυρίτιο, ένα από τα πλέον εν αφθονία στοιχεία.
- Πλέον αποδοτικά σε χαμηλές θερμοκρασίες.
- Έχουν γρήγορη απόκριση σε ξαφνικές μεταβολές ηλιοφάνειας.
- Αν ένα κομμάτι πάθει βλάβη, το σύστημα συνεχίζει τη λειτουργία του μέχρι την αντικατάστασή του.
- Μεγάλες δυνατότητες σε μια ευρεία περιοχή ισχύων (από mW μέχρι MW).
- Έχουν μεγάλο λόγο ισχύος/βάρος, επομένως είναι κατάλληλα για εγκατάσταση στις στέγες.
- Είναι κατάλληλα για επιτόπιες εφαρμογές, όπου ή δεν υπάρχει ή δε συμφέρει η επέκταση του δικτύου.
- Είναι δυνατόν να συναρμολογηθούν τυποποιημένα στοιχεία μαζικής παραγωγής σε σύστημα οποιουδήποτε μεγέθους.

1.1.3 Αρχή Λειτουργίας – Φωτοβολταϊκό Φαινόμενο – Φράγμα δυναμικού

Το άτομο του πυριτίου (που είναι ο κυριότερος εκπρόσωπος των ημιαγωγών), όπως φαίνεται στο Σχ.1.1, έχει 14 ηλεκτρόνια τοποθετημένα κατά τέτοιο τρόπο, ώστε τα 4 εξωτερικά, που λέγονται ηλεκτρόνια σθένους, μπορούν να δοθούν, να γίνουν αποδεκτά ή να μοιρασθούν με ένα άλλο άτομο. Ένας μεγάλος αριθμός ατόμων, μέσω των ηλεκτρονίων σθένους, μπορούν να αλληλοσυνδεθούν με δεσμούς και να σχηματίσουν κρυσταλλικό πλέγμα δημιουργώντας ένα στερεό, όπως φαίνεται στο Σχ.1.2.



Σχ.1.1 Δισδιάστατη αναπαράσταση ενός ατόμου πυριτίου [26].



Σχ.1.2 Τρισδιάστατη απεικόνιση κρυσταλλικού πλέγματος πυριτίου [25].

Όταν ηλιακό φως πέσει σε κρυσταλλικό πυρίτιο, είναι δυνατόν να ανακλασθεί, να διαπεράσει τον κρύσταλλο ή να απορροφηθεί. Στην τελευταία περίπτωση και αν το φως είναι χαμηλής ενέργειας:

$$E = h \cdot f = ενέργεια\ φωτός \quad (1.1)$$

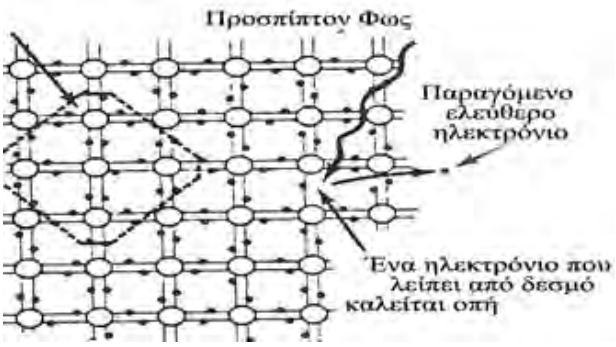
$όπου\ h \cong 6{,}626 \cdot 10^{-34} J \cdot s = σταθερά\ του\ Planck$

$f = συχνότητα\ προσπίπτουσας\ ακτινοβολίας,$

τα άτομα του πυριτίου ταλαντώνονται περί τη σταθερή θέση τους, χωρίς να χαλαρώνουν οι δεσμοί μεταξύ τους, ενώ τα ηλεκτρόνια των δεσμών αποκτώντας μεγαλύτερη ενέργεια ανεβαίνουν σε υψηλότερες ενεργειακές στάθμες που δεν είναι ευσταθείς, οπότε επιστρέφουν σύντομα στις αρχικές χαμηλότερες ενεργειακές στάθμες, αποδίδοντας υπό μορφή θερμότητας την ενέργεια που είχαν κερδίσει.

Αν το φως έχει αρκετή ενέργεια, είναι δυνατόν να αλλάξει τις ηλεκτρικές ιδιότητες του κρυστάλλου. Έτσι, όπως φαίνεται στο Σχ.1.3, το ηλεκτρόνιο ενός δεσμού είναι δυνατόν να αποχωρισθεί τη θέση του στον κρύσταλλο και να μετακινηθεί στη ζώνη αγωγιμότητας (conduction band), αφήνοντας πίσω στη ζώνη σθένους (valence band) ένα δεσμό, από τον οποίο λείπει ένα ηλεκτρόνιο, που καλείται οπή. Οπές στη ζώνη σθένους και ηλεκτρόνια στη ζώνη αγωγιμότητας είναι ελεύθερα να μετακινηθούν δια μέσου του κρυστάλλου και παίζουν σημαντικό ρόλο στην ηλεκτρική συμπεριφορά των ηλιακών κυττάρων.

Τα παραγόμενα, με τη βοήθεια του ηλιακού φωτός, ζεύγη ηλεκτρονίων-οπών αποτελούν τη βασική διαδικασία του φωτοβολταϊκού φαινομένου, χωρίς να είναι σε θέση, όμως, να δώσουν από μόνα τους ρεύμα. Αν δεν υπήρχε και κάποιος άλλος μηχανισμός για τα ζεύγη αυτά, θα εκτελούσαν για σύντομο χρονικό διάστημα τυχαίους ελιγμούς στον κρύσταλλο και τελικά θα επανερχόντουσαν στις αρχικές τους θέσεις στη ζώνη σθένους, αποδίδοντας θερμική ενέργεια.



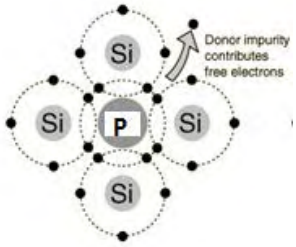
Σχ.1.3 Δημιουργία ζευγών ηλεκτρονίων-οπών με πρόσπτωση ηλιακού φωτός [25].

Έτσι, για την παραγωγή ρεύματος είναι απαραίτητος και ένα άλλος μηχανισμός, το φράγμα δυναμικού (potential barrier). Κάθε ηλιακό κύτταρο περιέχει ένα φράγμα δυναμικού, που διαχωρίζει τα παραγόμενα ζεύγη ηλεκτρονίων-οπών, στέλνοντας περισσότερα ηλεκτρόνια στη μία πλευρά του κυττάρου και περισσότερες οπές στην άλλη, έτσι ώστε να υπάρχει μικρή πιθανότητα επανασύνδεσης μεταξύ τους. Ο χωρισμός αυτός των φορτίων δημιουργεί μια διαφορά δυναμικού στα δύο άκρα του κυττάρου, που είναι δυνατό να δώσει ρεύμα σε ένα εξωτερικό κύκλωμα. Ας δούμε, όμως αρχικά, πώς μπορεί να δημιουργηθεί αυτό το φράγμα δυναμικού.

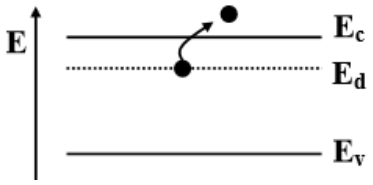
Όπως αναφέρθηκε, το άτομο του πυριτίου έχει 4 ηλεκτρόνια σθένους, καθένα από τα οποία ανήκει σε ένα δεσμό με ένα άλλο άτομο πυριτίου. Εισάγουμε σε έναν καθαρό κρύσταλλο πυριτίου μια πρόσμιξη, αντικαθιστώντας ένα άτομο πυριτίου με ένα άτομο από την $5^{η}$ ομάδα του περιοδικού συστήματος, π.χ. φώσφορο, που έχει 5 ηλεκτρόνια σθένους. Το άτομο-πρόσμιξη θα αντικαταστήσει ένα άτομο πυριτίου προσφέροντας 4 ηλεκτρόνια για καθέναν από τους 4 δεσμούς με 4 άλλα άτομα πυριτίου, ενώ θα υπάρχει περίσσεια 1 ηλεκτρονίου, που δε θα ανήκει σε δεσμό, όπως φαίνεται και στο Σχ.1.4. Το επί πλέον ηλεκτρόνιο δεν βρίσκεται ούτε στη ζώνη σθένους, ούτε στη ζώνη αγωγιμότητας, αλλά σε μια ενδιάμεση θέση πολύ κοντά στη ζώνη αγωγιμότητας, που σε θερμοκρασία δωματίου υπάρχει αρκετή θερμική ενέργεια στον κρύσταλλο για να μετακινήσει αυτό το ηλεκτρόνιο στη ζώνη αγωγιμότητας, χωρίς το φόβο να επανασυνδεθεί με κάποια οπή, αφού πίσω του δεν έχει δημιουργήσει οπή, αλλά ένα θετικό ιόν φωσφόρου και είναι πάντα σε ετοιμότητα να συμβάλλει σε κάποιο ηλεκτρικό ρεύμα. Η επιτρεπόμενη στάθμη στο ενεργειακό χάσμα μεταξύ ζώνης σθένους και αγωγιμότητας για πρόσμιξη φωσφόρου φαίνεται στο Σχ.1.5.

Έτσι, ένας κρύσταλλος πυριτίου, όπου ένας μεγάλος αριθμός ατόμων του έχουν αντικατασταθεί με άτομα φωσφόρου (ή αντιμόνιου) θα έχει πολλά ελεύθερα ηλεκτρόνια στη ζώνη αγωγιμότητας και έναν αντίστοιχο αριθμό θετικών ιόντων στην κρυσταλλική δομή. Έτσι, ενώ το σύνολο του κρυστάλλου παραμένει ηλεκτρικά ουδέτερο, οι ηλεκτρικές

ιδιότητές του έχουν αλλάξει δραστικά. Προσμίξεις αυτού του τύπου, που έχουν ένα επιπλέον ηλεκτρόνιο σθένους, καλούνται δότες (donors) και ο αντίστοιχος κρύσταλλος τύπου n.



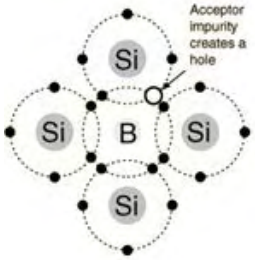
Σχ.1.4 Δημιουργία ημιαγωγού τύπου n με πρόσμιξη 5-σθενούς στοιχείου σε κρυσταλλικό πυρίτιο (doping) [27].



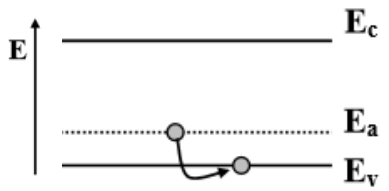
Σχ.1.5 Ενεργειακό διάγραμμα δότη [28].

Αν, τώρα, αντικαταστήσουμε ένα άτομο πυριτίου με ένα άτομο από την 3η ομάδα του περιοδικού συστήματος, π.χ. βόριο, που έχει 3 ηλεκτρόνια σθένους, το άτομο-πρόσμιξη θα προσφέρει 3 ηλεκτρόνια σε 3 δεσμούς με 3 άτομα πυριτίου, αλλά, όπως φαίνεται στο Σχ.1.6, από τον 4ο δεσμό του αντικαθιστάμενου ατόμου πυριτίου θα λείπει ένα ηλεκτρόνιο, άρα θα υπάρχει μια οπή. Αυτή η οπή βρίσκεται σε μία ενδιάμεση στάθμη πολύ κοντά στη ζώνη σθένους, που με αντίστοιχη θερμική ενέργεια μετακινείται στη ζώνη σθένους. Η επιτρεπόμενη στάθμη στο ενεργειακό χάσμα μεταξύ ζώνης σθένους και αγωγιμότητας για πρόσμιξη βορίου φαίνεται στο Σχ.1.7.

Έτσι, ένας κρύσταλλος πυριτίου, «ντοπαρισμένος» με πολλά άτομα βορίου, διαθέτει έναν μεγάλο αριθμό οπών, που είναι δυνατόν να θεωρηθούν σαν ελεύθερα θετικά φορτία και να μετακινηθούν μέσω του κρυσταλλικού πλέγματος. Προσμίξεις αυτού του τύπου καλούνται δέκτες (acceptors), διότι οι οπές τους δέχονται ηλεκτρόνια και ο αντίστοιχος κρύσταλλος τύπου p.



Σχ.1.6 Δημιουργία ημιαγωγού τύπου p με πρόσμιξη 3-σθενούς στοιχείου σε κρυσταλλικό πυρίτιο (doping) [27].



Σχ.1.7 Ενεργειακό διάγραμμα δέκτη [28].

Σε ένα υλικό τύπου n τα ηλεκτρόνια αποτελούν τους φορείς πλειονότητας, ενώ οι οπές τους φορείς μειονότητας. Αντίστροφα, σε ένα υλικό τύπου p τους φορείς πλειονότητας αποτελούν οι οπές, ενώ τους φορείς μειονότητας τα ηλεκτρόνια.

Αν τώρα, φέρουμε σε επαφή ένα υλικό τύπου n με ένα υλικό τύπου p, η διαχωριστική γραμμή, που καλείται επαφή (junction), αποτελεί την εστία δημιουργίας του φράγματος δυναμικού, που, όπως είπαμε, αποτελεί την ουσιαστική προϋπόθεση για τη λειτουργία του ηλιακού κυττάρου.

Όταν, λοιπόν, τα δύο υλικά έρθουν σε επαφή, ελεύθερα ηλεκτρόνια από το υλικό τύπου n μεταπηδούν, με τη διαδικασία της διάχυσης μέσω της επαφής, στο υλικό τύπου p και συνδέονται με τις αντίστοιχες οπές, αφού αυτό το υλικό διαθέτει μεγάλο αριθμό οπών.

Αν n είναι η πυκνότητα των ηλεκτρονίων, $\frac{dn}{dx}$ είναι η μονοδιάστατη βάθμωση της συγκέντρωσης των ηλεκτρονίων. Η ροή των ηλεκτρονίων είναι ανάλογη προς την αρνητική βάθμωση της συγκέντρωσης. Επειδή το ρεύμα είναι ανάλογο προς τη ροή φορτισμένων σωματιδίων, το παραπάνω φαινόμενο συνίσταται σε ένα ρεύμα διάχυσης που η πυκνότητά του δίνεται από τη σχέση:

$$J_e = q \cdot D_e \cdot \frac{dn}{dx} = \textit{πυκνότητα ρεύματος διάχυσης ηλεκτρονίων} \quad (1.2)$$

$\textit{όπου } q = 1{,}6 \cdot 10^{-19}\ Cb = \textit{φορτίο ηλεκτρονίου}$

$D_e = \textit{σταθερά διάχυσης των ηλεκτρονίων}$

Από την άλλη μεριά, οπές από το υλικό τύπου p μεταπηδούν, με τη διαδικασία της διάχυσης, στο υλικό τύπου n (στην ουσία ηλεκτρόνια σθένους από το υλικό τύπου n μεταπηδούν στο υλικό τύπου p και συνδέονται με τις οπές), που συνιστούν ένα ρεύμα διάχυσης, η πυκνότητα του οποίου δίνεται από τη σχέση:

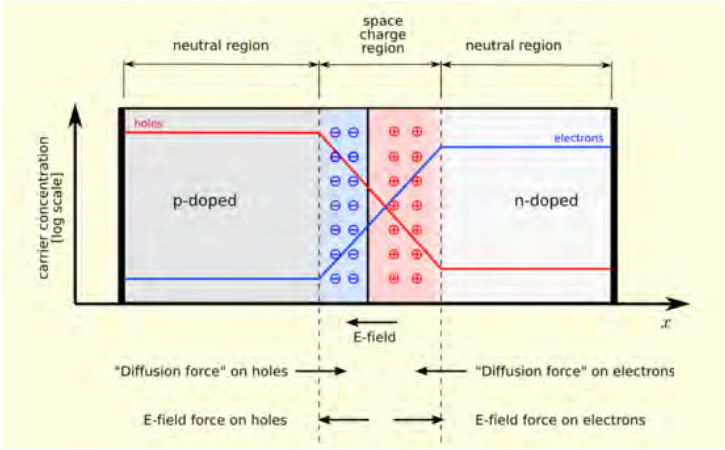
$$J_h = -q \cdot D_h \cdot \frac{dp}{dx} = \textit{πυκνότητα ρεύματος διάχυσης οπών} \quad (1.3)$$

$\textit{όπου } D_h = \textit{σταθερά διάχυσης των οπών}$

$p = \textit{πυκνότητα οπών}$

$\frac{dp}{dx} = \textit{μονοδιάστατη βάθμωση της συγκέντρωσης των οπών}$

Αυτή η διαδικασία μεταφοράς των φορτίων δημιουργεί μια ανισορροπία φορτίων στις δύο πλευρές της επαφής: αρνητικά φορτία στην πλευρά τύπου p και θετικά φορτία (ιόντα) στην πλευρά τύπου n. Η διαδικασία αυτή, βέβαια, δε συνεχίζεται απεριόριστα. Οι φορτισμένοι φορείς, που μεταφέρθηκαν στις δύο πλευρές της επαφής, δημιουργούν ένα ηλεκτρικό πεδίο που ενεργεί σαν φράγμα και αντιτίθεται στην παραπέρα ροή φορέων. Με άλλα λόγια, όπως φαίνεται στο Σχ.1.8, σε μια στενή περιοχή γύρω από την επαφή (space charge region ή depletion region), δημιουργούνται φορτία χώρου, που έχουν σαν συνέπεια τη δημιουργία ενός φράγματος δυναμικού, που αντιτίθεται στην παραπέρα διάχυση των φορέων πλειονότητας.



Σχ.1.8 Το φαινόμενο της διάχυσης [29].

Ωστόσο, οι φορείς μειονότητας δεν εμποδίζονται από το φράγμα δυναμικού. Αντίθετα, χωρίς φωτισμό του κυττάρου, υπάρχει μικρός αριθμός φορέων μειονότητας, όπως ελεύθερα ηλεκτρόνια στο υλικό τύπου p, τα οποία οδηγούνται από το ηλεκτρικό πεδίο της επαφής στην αντίθετη πλευρά, όπως φαίνεται στο Σχ.1.8, δηλαδή στο υλικό τύπου n και συνιστούν το ρεύμα ολίσθησης που δίνεται από τη σχέση:

$$??_e?? = q \cdot \mu_e \cdot n \cdot E = \textit{πυκνότητα ρεύματος ολίσθησης ηλεκτρονίων} \quad (1.4)$$

$\textit{όπου } \mu_e = \textit{ευκινησία ηλεκτρονίων}$

$E = \textit{ηλεκτρικό πεδίο}$

Το ίδιο ισχύει για τις οπές που βρίσκονται στο υλικό τύπου n, που συνιστούν ένα ρεύμα ολίσθησης:

$$??_h?? = q \cdot \mu_h \cdot p \cdot E = \textit{πυκνότητα ρεύματος ολίσθησης οπών} \quad (1.5)$$

$\textit{όπου } \mu_h = \textit{ευκινησία οπών}$

Το ολικό ρεύμα ολίσθησης προκύπτει σαν άθροισμα των δύο παραπάνω συνιστωσών, οπότε η αγωγιμότητα σ του ημιαγωγού προκύπτει:

$$\sigma = \frac{??}{E} = q \cdot \mu_e \cdot n + q \cdot \mu_h \cdot p = \textit{αγωγιμότητα ημιαγωγού} \quad (1.6)$$

Επιπλέον, οι διαδικασίες διάχυσης και ολίσθησης αλληλοσχετίζονται και οι ευκινησίες και οι σταθερές διάχυσης δεν είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους, αλλά συνδέονται με τις σχέσεις:

$$D_e = \frac{K \cdot T}{q} \cdot \mu_e = \sigma\tau\alpha\theta\epsilon\rho\acute{\alpha}\ \delta\iota\acute{\alpha}\chi\upsilon\sigma\eta\varsigma\ \eta\lambda\epsilon\kappa\tau\rho o\nu\acute{\iota}\omega\nu \quad (1.7)$$

$$D_h = \frac{K \cdot T}{q} \cdot \mu_h = \sigma\tau\alpha\theta\epsilon\rho\acute{\alpha}\ \delta\iota\acute{\alpha}\chi\upsilon\sigma\eta\varsigma\ o\pi\acute{\omega}\nu \quad (1.8)$$

$o\pi o\upsilon\ K = \sigma\tau\alpha\theta\epsilon\rho\acute{\alpha}\ Boltzmann = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\ \frac{J}{K}$

$T = \alpha\pi\acute{o}\lambda\upsilon\tau\eta\ \theta\epsilon\rho\mu o\kappa\rho\alpha\sigma\acute{\iota}\alpha\ (°K)$

Έτσι, σε συνθήκες ισορροπίας, όταν το κύτταρο δε φωτίζεται, λίγοι φορείς πλειονότητας, που αποκτούν τυχαία αρκετή ενέργεια ώστε να διασχίσουν το φράγμα, συνιστούν ένα ρεύμα διάχυσης, που αντισταθμίζεται από το ίσο και αντίθετο ρεύμα ολίσθησης, που οφείλεται σε φορείς μειονότητας, οπότε τελικά δεν υπάρχει ρεύμα στον κρύσταλλο.

Τα παραπάνω αποτελούν την αρχή κατασκευής και κατ' επέκταση τη βάση για την αρχή λειτουργίας, τόσο μιας διόδου επαφής p-n (όπως είναι ένα ηλιακό κύτταρο όταν δε φωτίζεται), όσο και του ηλιακού κυττάρου, όταν φωτίζεται. Κάνοντας τις απαραίτητες παραδοχές και προσεγγίσεις καταλήγουμε στα ακόλουθα:

1) Για ένα κύτταρο που δε φωτίζεται ($G = \alpha\kappa\tau\iota\nu o\beta o\lambda\acute{\iota}\alpha = 0$) το αποτέλεσμα μιας τέτοιας ανάλυσης δίνει την παρακάτω εξίσωση, που αποτελεί τη βασική εξίσωση μιας διόδου επαφής p-n:

$$I = I_o \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V}{K \cdot T}} - 1\right) = \rho\epsilon\acute{\upsilon}\mu\alpha\ \delta\iota\acute{o}\delta o\upsilon \quad (1.9)$$

$o\pi o\upsilon\ I = \tau o\ \rho\epsilon\acute{\upsilon}\mu\alpha\ \tau o\upsilon\ \kappa\upsilon\tau\tau\acute{\alpha}\rho o\upsilon$

$V = \eta\ \tau\acute{\alpha}\sigma\eta\ \tau o\upsilon\ \kappa\upsilon\tau\tau\acute{\alpha}\rho o\upsilon$

$$I_o = A \cdot \left(\frac{q \cdot D_e \cdot n_i^2}{L_e \cdot N_A} + \frac{q \cdot D_h \cdot n_i^2}{L_h \cdot N_D}\right) = \rho\epsilon\acute{\upsilon}\mu\alpha\ \kappa\acute{o}\rho o\upsilon\ \delta\iota\acute{o}\delta o\upsilon \quad (1.10)$$

$o\pi o\upsilon\ A = \eta\ \delta\iota\alpha\tau o\mu\acute{\eta}\ \tau o\upsilon\ \kappa\upsilon\tau\tau\acute{\alpha}\rho o\upsilon$

$n_i = n = p = \epsilon\nu\delta o\gamma\epsilon\nu\acute{\eta}\varsigma\ \sigma\upsilon\gamma\kappa\acute{\epsilon}\nu\tau\rho\omega\sigma\eta\ \eta\lambda\epsilon\kappa\tau\rho o\nu\acute{\iota}\omega\nu\ (o\pi\acute{\omega}\nu)\sigma\epsilon\ \kappa\alpha\theta\alpha\rho\acute{o}\ \pi\upsilon\rho\acute{\iota}\tau\iota o$

$$L_e = \sqrt{D_e \cdot \tau_e} = \mu\acute{\eta}\kappa o\varsigma\ \delta\iota\acute{\alpha}\chi\upsilon\sigma\eta\varsigma\ \eta\lambda\epsilon\kappa\tau\rho o\nu\acute{\iota}\omega\nu \quad (1.11)$$

$o\pi o\upsilon\ \tau_e = \delta\iota\acute{\alpha}\rho\kappa\epsilon\iota\alpha\ \zeta\omega\acute{\eta}\varsigma\ \eta\lambda\epsilon\kappa\tau\rho o\nu\acute{\iota}\omega\nu\ \omega\varsigma\ \phi o\rho\epsilon\acute{\iota}\varsigma\ \mu\epsilon\iota o\nu o\tau\acute{\eta}\tau\omega\varsigma = o\ \chi\rho\acute{o}\nu o\varsigma\ \mu\epsilon\tau\alpha\xi\acute{\upsilon}\ \tau\eta\varsigma\ \delta\eta\mu\iota o\upsilon\rho\gamma\acute{\iota}\alpha\varsigma\ \epsilon\nu\acute{o}\varsigma\ \phi o\rho\acute{\epsilon}\alpha\ \sigma\epsilon\ \upsilon\lambda\iota\kappa\acute{o}\ \pi o\upsilon\ \alpha\pi o\tau\epsilon\lambda\epsilon\acute{\iota}\ \phi o\rho\acute{\epsilon}\alpha\ \mu\epsilon\iota o\nu o\tau\acute{\eta}\tau\omega\varsigma\ \kappa\alpha\iota\ \tau\eta\varsigma\ \epsilon\pi\alpha\nu\alpha\sigma\acute{\upsilon}\nu\delta\epsilon\sigma\eta\varsigma\ \mu\epsilon\ \phi o\rho\acute{\epsilon}\alpha\ \pi\lambda\epsilon\iota o\nu o\tau\acute{\eta}\tau\omega\varsigma$

$$L_h = \sqrt{D_h \cdot \tau_h} = \mu\acute{\eta}\kappa o\varsigma\ \delta\iota\acute{\alpha}\chi\upsilon\sigma\eta\varsigma\ o\pi\acute{\omega}\nu \quad (1.12)$$

$o\pi o\upsilon\ \tau_h = \delta\iota\acute{\alpha}\rho\kappa\epsilon\iota\alpha\ \zeta\omega\acute{\eta}\varsigma\ o\pi\acute{\omega}\nu\ \omega\varsigma\ \phi o\rho\epsilon\acute{\iota}\varsigma\ \mu\epsilon\iota o\nu\acute{o}\tau\eta\tau\alpha\varsigma$

$N_A = πυκνότητα\ στους\ δέκτες$

$N_D = πυκνότηταστους\ δότες$

2) Στην περίπτωση τώρα, που το ηλιακό κύτταρο φωτίζεται ($G \neq 0$), φωτόνια με ενέργεια μεγαλύτερη ή ίση από το ενεργειακό χάσμα (energy gap) E_g του ημιαγωγού (ενεργειακό χάσμα είναι η διαφορά ενέργειας μεταξύ του άνω μέρους της ζώνης σθένους και του κάτω μέρους της ζώνης αγωγιμότητας και είναι η ελάχιστη ενέργεια που απαιτείται για να ελευθερωθεί ένα ηλεκτρόνιο, σταθερή για κάθε υλικό, μετράται σε eV και στην περίπτωση του πυριτίου είναι 1,1 eV) δημιουργούν ζεύγη ηλεκτρονίων – οπών.

Έστω ότι ένα τέτοιο ζεύγος δημιουργείται σε ένα υλικό τύπου p. Το ηλεκτρόνιο του ζεύγους έχει ένα σχετικά μικρό χρονικό διάστημα που μπορεί να είναι ελεύθερο, διότι είναι πολύ πιθανό να επανασυνδεθεί με διάφορους μηχανισμούς με μία από τις πολυπληθείς οπές που υπάρχουν.

Τα ηλιακά κύτταρα, ωστόσο, σχεδιάζονται κατά τέτοιο τρόπο, ώστε το ηλεκτρόνιο (εδώ φορέας μειονότητας) να φτάσει στην περιοχή της επαφής, πριν του δοθεί η ευκαιρία επανασύνδεσης με κάποια οπή, οπότε θα αποδώσει την ενέργειά του υπό μορφή θερμότητας, χωρίς να συμβάλλει στο φωτόρευμα που μας ενδιαφέρει. Από τη στιγμή που το ελεύθερο ηλεκτρόνιο θα βρεθεί στο πεδίο επαφής επιταχύνεται από το φράγμα δυναμικού προς το υλικό τύπου n, όπου υπάρχουν ελάχιστες οπές και δεν υπάρχει κίνδυνος επανασύνδεσης, επιπλέον υπάρχει μικρή πιθανότητα επιστροφής στο υλικό τύπου p, διότι πρέπει να υπερνικήσει το φράγμα δυναμικού, ως φορέας πλειονότητας πλέον. Από την άλλη μεριά, η οπή του ζεύγους (εδώ φορέας πλειονότητας) παραμένει στο υλικό τύπου p, διότι απωθείται από το φράγμα της επαφής. Ανάλογα φαινόμενα συμβαίνουν για το υλικό τύπου n.

Η διαδικασία αυτή διαχωρισμού των φορτίων που παράγονται σε ένα φωτιζόμενο ηλιακό κύτταρο, δημιουργεί πλεόνασμα αρνητικών φορτίων στο υλικό τύπου n και θετικών φορτίων στο υλικό τύπου p. Έτσι αν συνδέσουμε τις δύο πλευρές, μέσω ενός εξωτερικού ηλεκτρικού κυκλώματος, θα έχουμε ροή ρεύματος μέσω του κυκλώματος.

Οι εξισώσεις είναι οι ίδιες με την περίπτωση ηλιακού κυττάρου, που δε φωτίζεται, με τη διαφορά ότι εδώ $G \neq 0$.

Η επεξεργασία των εξισώσεων αυτών οδηγεί στη βασική εξίσωση του ηλιακού κυττάρου:

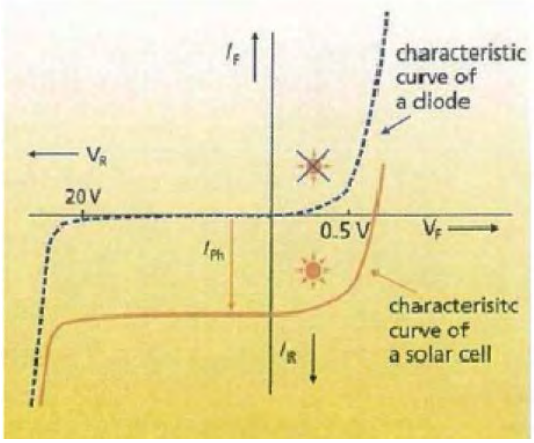
$$I = I_o \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V}{K \cdot T}} - 1\right) - I_L = θεωρητική\ εξίσωση\ ηλιακού\ κυττάρου \quad (1.13)$$

$$όπου\ I_L = q \cdot A \cdot G \cdot (L_e + W + L_h) = φωτόρευμα \quad (1.14)$$

$όπου\ G = ρυθμός\ παραγωγής\ ηλιακού\ φωτός$

$W = εύρος\ επαφής\ (depletion\ region)$

Όπως φαίνεται στο Σχ.1.9, η γραφική παράσταση για το κύτταρο που φωτίζεται είναι ίδια με αυτήν για την απλή δίοδο μετατοπισμένη προς τα κάτω κατά I_L. Έτσι προκύπτει μια καμπύλη στο τέταρτο τεταρτημόριο, που σημαίνει παραγωγή ισχύος.



Σχ.1.9 Χαρακτηριστική καμπύλη διόδου όταν δεν φωτίζεται και όταν φωτίζεται [30].

1.1.4 Ισοδύναμο Κύκλωμα – I-V και P-V χαρακτηριστικές καμπύλες

Η βασική εξίσωση (1.13) του ηλιακού κυττάρου που προέκυψε θεωρητικά, δεν αντικατοπτρίζει, με ικανοποιητική ακρίβεια την πραγματική I-V χαρακτηριστική καμπύλη ενός κυττάρου, που χρησιμοποιείται στην πράξη. Πειραματικές μετρήσεις έχουν οδηγήσει στη βελτίωση της εξίσωσης αυτής με τη χρησιμοποίηση τριών πρόσθετων παραμέτρων A, R_S, R_{SH}. Επιπλέον, έχει επικρατήσει για λόγους κυκλωματικής ανάλυσης, η αναπαράσταση της I-V χαρακτηριστικής του κυττάρου να γίνεται στο πρώτο τεταρτημόριο.

Οι δύο τελευταίες παρατηρήσεις οδηγούν στην παρακάτω εξίσωση για το ηλιακό κύτταρο:

$$\boldsymbol{I = I_L - I_o \cdot \left[\exp\left(\frac{q\cdot(V+I\cdot R_S)}{A\cdot K\cdot T}\right) - 1\right] - \frac{V+I\cdot R_S}{R_{SH}}} = πραγματική\ εξίσωση\ ηλιακού\ κυττάρου \qquad (1.15)$$

$όπου\ R_S = σε\ σειρά\ αντίσταση\ του\ κυττάρου$

Παριστάνει σε συγκεντρωμένη μορφή όλα τα κατανεμημένα στοιχεία αντίστασης κατά τη ροή φορέων στον κυρίως ημιαγωγό, την επιφανειακή ροή των φορέων στον κυρίως ημιαγωγό, συνήθως τύπου n, που βρίσκεται στην πλευρά που προσπίπτει το φως και αποτελείται από πολύ λεπτό στρώμα, την ενδοεπιφάνεια μεταξύ ημιαγωγού–ωμικής επαφής και την ωμική επαφή.

$$V + I \cdot R_S = V_D = τάση\ της\ διόδου\ μέσα\ στο\ κύτταρο \qquad (1.16)$$

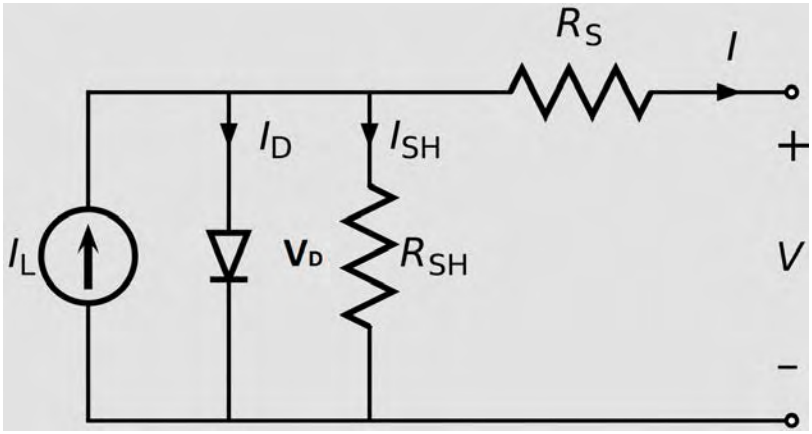
$A\ =\ σταθερά\ με\ τιμές\ μεταξύ\ 1 - 2$

Οφείλεται σε φαινόμενα επανασύνδεσης που συμβαίνουν στην περιοχή της επαφής.

$R_{SH} = παράλληλη\ αντίσταση$

Οφείλεται σε διαρροές των φορέων, που συμβαίνουν είτε στην επαφή p-n (επανασύνδεση), είτε στην εξωτερική παράπλευρη επιφάνεια του κυττάρου (επιφανειακή διαρροή), είτε σε άλλες ανωμαλίες του κρυστάλλου και δεν είναι ομοιόμορφα κατανεμημένες σε όλη την επιφάνεια του κυττάρου, ούτε μεταξύ δύο όμοιων κυττάρων.

Η εξίσωση (1.15) αποτελεί το μοντέλο του ηλιακού κυττάρου, που υπό μορφή ισοδύναμου κυκλώματος φαίνεται στο Σχ.1.10.



Σχ.1.10 Ισοδύναμο κύκλωμα ηλιακού κυττάρου [31].

Η γραφική παράσταση μεταξύ ρεύματος και τάσης στην έξοδο ενός ηλιακού κυττάρου έχει επικρατήσει να λέγεται I-V χαρακτηριστική και οι βασικές παράμετροι που την χαρακτηρίζουν είναι οι ακόλουθες:

- Το ρεύμα βραχυκύκλωσης I_{sc}, που είναι το ρεύμα για $V = 0$ και αν θεωρήσουμε την R_S πολύ μικρή, είναι το φωτόρευμα I_L.
- Η τάση ανοιχτοκυκλώματος V_{oc}, που είναι η τάση για $I = 0$ και αν θεωρήσουμε R_{SH} πολύ μεγάλη από την εξίσωση (1.15) προκύπτει:

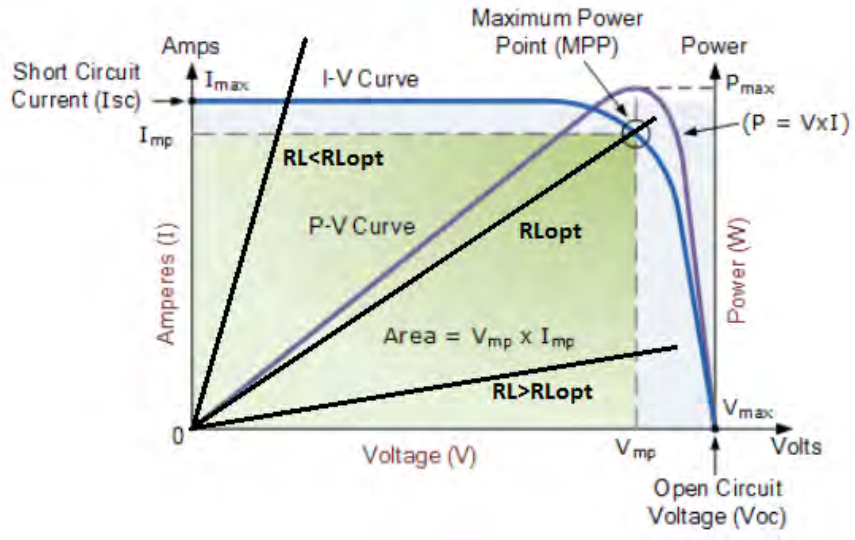
  $$V_{oc} = \frac{A \cdot K \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_L}{I_0} + 1\right) \quad (1.17)$$

- Το σημείο μέγιστης ισχύος εξόδου P_{mp}, στο οποίο αντιστοιχεί ρεύμα I_{mp} και τάση V_{mp} και βρίσκεται στο σημείο από το οποίο μπορούμε να κατασκευάσουμε ορθογώνιο με την μεγαλύτερη επιφάνεια μέσα στην I-V χαρακτηριστική καμπύλη.

Μια ευθεία που διέρχεται από την αρχή των αξόνων και το σημείο P_{mp} παριστάνει τη βέλτιστη αντίσταση φορτίου R_{Lopt} και έχει κλίση

$$\frac{1}{R_{Lopt}} = \frac{I_{mp}}{V_{mp}} = κλίση\ καμπύλης\ βέλτιστου\ ωμικού\ φορτίου \quad (1.18)$$

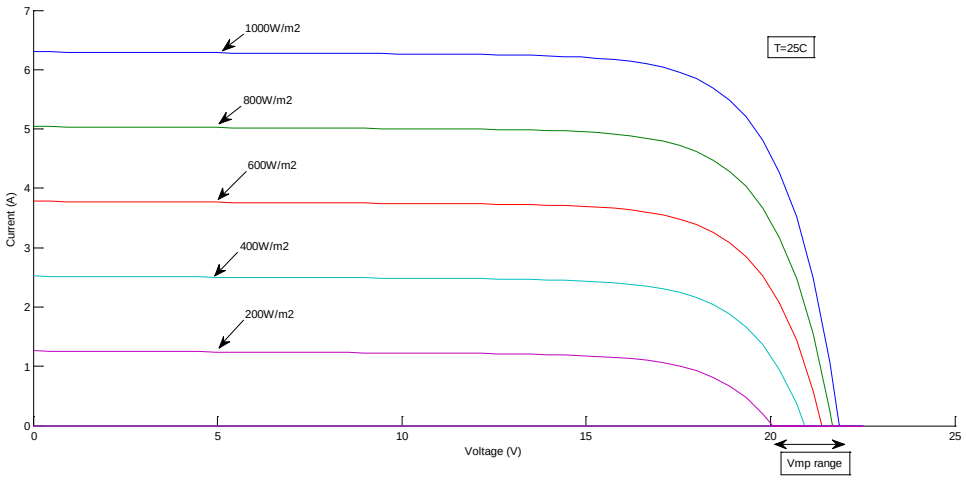
Επίσης, η I-V χαρακτηριστική είναι εφαπτόμενη σε κάποια καμπύλη σταθερής ισχύος στο σημείο μέγιστης ισχύος, όπου $\frac{dP}{dV} = 0$, και επειδή το σημείο επαφής δεν μπορεί να καθορισθεί επακριβώς, για καμπύλες που κατασκευάζονται με βάση πειραματικά δεδομένα, είναι δυνατόν να κατασκευασθεί μια P-V χαρακτηριστική καμπύλη και να εντοπισθεί το μέγιστό της. Οι προαναφερθείσες καμπύλες φαίνονται στο Σχ.1.11.



Σχ.1.11 I-V και P-V χαρακτηριστικές [32].

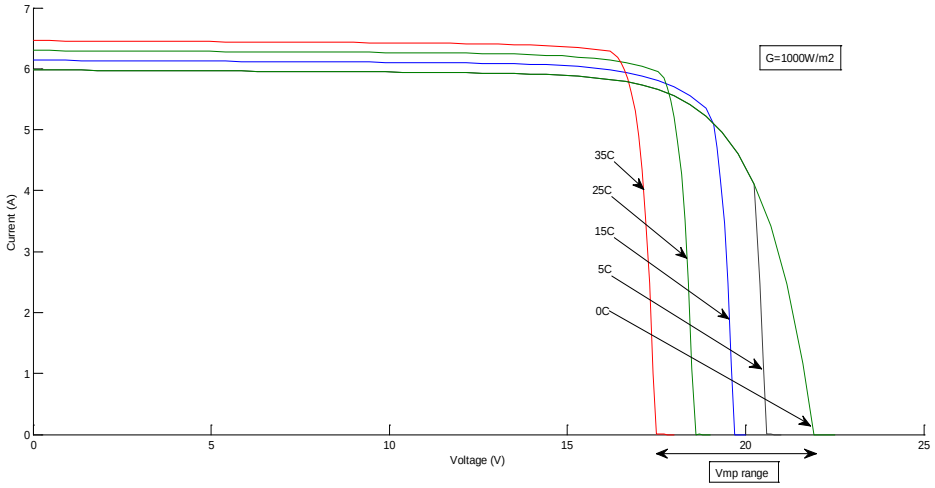
Οι I-V και P-V χαρακτηριστικές εξαρτώνται τόσο από την ένταση της προσπίπτουσας ακτινοβολίας G (W/m^2), όσο και από τη θερμοκρασία T(°C).

Όταν μεταβάλλεται η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας, με σταθερή θερμοκρασία και θεωρώντας σταθερή και τη φασματική κατανομή της ακτινοβολίας, η I-V χαρακτηριστική μεταβάλλεται, όπως φαίνεται και στο Σχ.1.12, ως εξής: το I_{sc} μεταβάλλεται ανάλογα με την ένταση και η V_{oc} μεταβάλλεται πολύ λίγο (λογαριθμική εξάρτηση).



Σχ.1.12 Εξάρτηση από την ακτινοβολία.

Όταν μεταβάλλεται η θερμοκρασία του κυττάρου, το I_{sc} μεταβάλλεται λίγο και ανάλογα με τη θερμοκρασία, ενώ η V_{oc} μεταβάλλεται πολύ περισσότερο και σχεδόν αντιστρόφως ανάλογα με τη θερμοκρασία, κάτι που φαίνεται στο Σχ.1.13.



Σχ.1.13 Εξάρτηση από τη θερμοκρασία.

Ανάλογες μεταβολές συμβαίνουν και στην P-V χαρακτηριστική, καθώς μεταβάλλεται η ηλιοφάνεια και η θερμοκρασία.

Με βάση τα παραπάνω, ένα ηλιακό κύτταρο συνηθίζεται να χαρακτηρίζεται από την ισχύ εξόδου του σε μία προκαθορισμένη θερμοκρασία, συνήθως T=25-28°C και σε μια προκαθορισμένη ακτινοβολία G=1000 W/m^2, που είναι γνωστή και ως ισχύος αιχμής (peak power). Έτσι, συνήθως, το μέγεθος μιας φωτοβολταϊκής γεννήτριας χαρακτηρίζεται από τα watt αιχμής (W_p), που μπορεί να παράγει. Οι παραπάνω προκαθορισμένες συνθήκες καλούνται από τους κατασκευαστές Standard Test Conditions (STC) [33].

1.1.5 Βαθμός απόδοσης ηλιακού κυττάρου

Ο βαθμός απόδοσης του ηλιακού κυττάρου δίνεται από τη σχέση:

$$\eta = \frac{V_{mp} \cdot I_{mp}}{P_{in}} \tag{1.19}$$

όπου $P_{in} = ολική\ ισχύς\ της\ προσπίπτουσας\ ακτινοβολίας\ στο\ κύτταρο.$

Στο εμπόριο τα κύτταρα έχουν περίπου 13-19% βαθμό απόδοσης. Οι παράγοντες που είναι υπεύθυνοι για το σχετικά χαμηλό βαθμό απόδοσης είναι:

-Ανάκλαση. Ανακλάται περίπου 3-30% της ακτινοβολίας που προσπίπτει στο πυρίτιο.

-Σκίαση από τις επαφές.

-Ατελής εκμετάλλευση της ενέργειας των φωτονίων.

-Επανασύνδεση.

-Αντίσταση. Μη ικανοποιητικές τιμές των R_S και R_{SH}.

-Θερμοκρασία. Πολύ υψηλές ή πολύ χαμηλές θερμοκρασίες τείνουν να χαμηλώσουν το βαθμό απόδοσης.

1.1.6 Συστοιχίες κυττάρων

Η ισχύς στην έξοδο ενός ηλιακού κυττάρου, έστω και υπό τις καλύτερες συνθήκες είναι περίπου 0,5 W. Οπότε, για να ικανοποιήσουμε ενεργειακές ανάγκες σε κάποια εφαρμογή, απαιτείται να συνδέσουμε πολλά κύτταρα σε σειρά ή/και παράλληλα για να πάρουμε την απαιτούμενη ισχύ (τάση επί ρεύμα). Πολλά κύτταρα μαζί, συνήθως 10-50 κύτταρα ηλεκτρικά συνδεδεμένα μεταξύ τους κάνουν ένα πλαίσιο, και παρέχουν ισχείς μερικών δεκάδων W. Πολλά πλαίσια μαζί, συνήθως 4, κάνουν ένα πάνελ και πολλά πάνελ μαζί μια συστοιχία. Στο Σχ.1.14 φαίνεται μια χαρακτηριστική φωτοβολταϊκή συστοιχία.



Σχ.1.14 Μια τυπική συστοιχία φωτοβολταϊκών πάνελ [34].

1.1.7 Τεχνικά χαρακτηριστικά φωτοβολταϊκού

Τα φωτοβολταϊκά πλαίσια, που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διπλωματική εργασία, βρίσκονται στη στέγη του Εργαστηρίου Ηλεκτρομηχανικής Μετατροπής Ενέργειας. Είναι δύο πλαίσια της εταιρείας Solarnova, module type PXQ 36/53 D. Τα χαρακτηριστικά του κάθε πλαισίου φαίνονται στο Σχ.1.15 και είναι τα εξής:

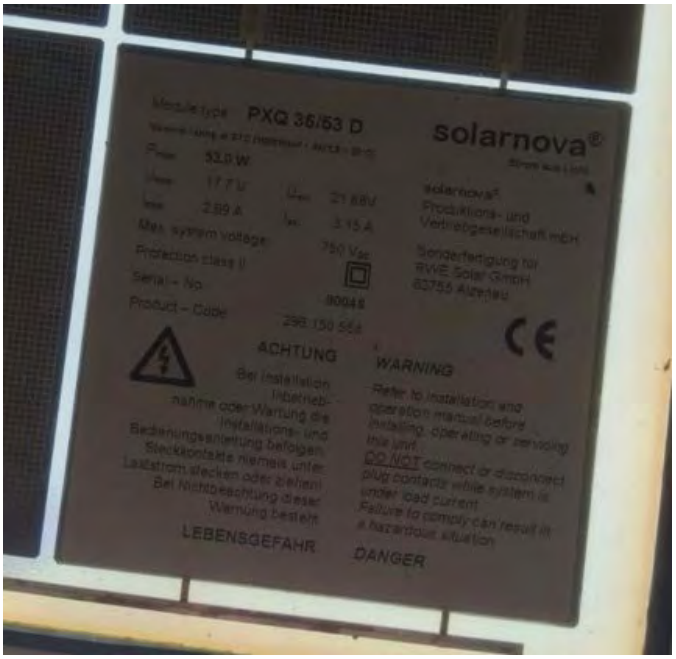
$P_{mp} = 53\ W$

$V_{mp} = 17.7\ V$

$I_{mp} = 2.99\ A$

$V_{oc} = 21.88\ V$

$I_{sc} = 3.15\ A$



Σχ.1.15 Τα στοιχεία του κάθε φωτοβολταϊκού πλαισίου του ΕΗΜΕ.

Αναλυτικότερα, τα τεχνικά χαρακτηριστικά του φωτοβολταϊκού παρατίθενται στο Παράρτημα Δ.

1.2 ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΙΣΧΥΟΣ (Buck-Boost)

Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος είναι ηλεκτρονικές διατάξεις, που βασίζονται στη χρήση ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος. Οι διατάξεις αυτές μετατρέπουν και ελέγχουν την ηλεκτρική ενέργεια από μία μορφή σε μία άλλη. Τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος, που χρησιμοποιούνται στους μετατροπείς, ελέγχονται από αναλογικά ή ψηφιακά ηλεκτρονικά κυκλώματα χαμηλής ισχύος, κυρίως μέσω μικροεπεξεργαστών. Αυτό είναι αναγκαίο, διότι τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος λειτουργούν, κυρίως, ως διακοπτικές μονάδες, των οποίων η διακοπτική λειτουργία διεκπεραιώνεται με εντολές προερχόμενες από ψηφιακά ηλεκτρονικά κυκλώματα, κατάλληλα προγραμματισμένα με βάση τις απαιτήσεις των φορτίων. Τα αναφερόμενα στις επόμενες παραγράφους αντλούνται από τη βιβλιογραφία [35, 36].

1.2.1 Σύντομη ιστορική αναδρομή

Η ιστορία των ηλεκτρονικών ισχύος ξεκινά από τις αρχές του αιώνα μας, με την ανακάλυψη του ανορθωτή υδραργύρου, αφού τα προηγούμενα χρόνια η μετατροπή ενέργειας επιτυγχανόταν μέσω περιστρεφόμενων μετατροπέων (ηλεκτρικές μηχανές). Στη συνέχεια, ήρθε η εποχή των μαγνητικών ενισχυτών (1940), αλλά η πραγματική επανάσταση στα ηλεκτρονικά ισχύος πραγματοποιήθηκε με την ανακάλυψη (Bell laboratories 1956) του ελεγχόμενου ανορθωτή πυριτίου (silicon controlled rectifier) ή θυρίστορ. Από τότε μέχρι σήμερα, η εξέλιξη στην τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος ήταν ραγδαία και σημαντική. Η ανακάλυψη νέων ημιαγωγικών στοιχείων, υλικών, κυκλωματικών διατάξεων και συστημάτων έλεγχου, η τεχνολογική βελτίωση των ήδη υπαρχόντων, καθώς και η επινόηση νέων συστημάτων συνετέλεσαν, ώστε η τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος να προβάλλει ως μία από τις βασικότερες τεχνολογικές επιστήμες της εποχής μας.

1.2.2 Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα

Τα βασικότερα πλεονεκτήματα των ηλεκτρονικών διατάξεων ισχύος, σε σχέση με τις παλαιότερα χρησιμοποιούμενες ηλεκτρομηχανικές διατάξεις ή τις γραμμικά ελεγχόμενες ηλεκτρονικές διατάξεις είναι τα εξής:

- Μικρότερος όγκος και βάρος, καθώς και μικρότερο κόστος αγοράς, για αντίστοιχες τιμές ισχύος.
- Λιγότερες απώλειες ισχύος, με συνέπεια τον υψηλό συντελεστή απόδοσης, που μπορεί να ξεπερνά το 90%. Το γεγονός αυτό συνεισφέρει σημαντικά στην εξοικονόμηση ενέργειας.

- Λόγω έλλειψης κινητών μερών, οι στατικοί αυτοί μετατροπείς έχουν ελάχιστες ανάγκες συντήρησης, δεν απαιτούν ισχυρές βάσεις στήριξης και είναι σχεδόν αθόρυβοι στη λειτουργία τους.
- Λόγω του ηλεκτρονικού ελέγχου προσφέρουν μεγαλύτερη ακρίβεια και ταχύτερη απόκριση στη ρύθμιση των μεγεθών εξόδου (τάση, ρεύμα, ροπή, στροφές κλπ)

Μειονεκτήματα

- Δημιουργία ανώτερων αρμονικών, τόσο από την πλευρά της τροφοδοσίας τους, όσο και από την πλευρά του φορτίου.
- Οι παραπάνω αρμονικές έχουν ως αποτέλεσμα, είτε την παρενόχληση της λειτουργίας γειτονικών ηλεκτρικών συσκευών (Electromagnetic Interference – EMI) και την αύξηση της άεργου ισχύος, είτε την αύξηση των απωλειών.

1.2.3 Μετατροπείς Σ.Τ.-Σ.Τ. ή αλλιώς Τροφοδοτικά Συνεχούς Τάσης

Στην παρούσα διπλωματική εργασία ασχοληθήκαμε με ένα μετατροπέα συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση (DC-DC converter). Οι μετατροπείς αυτοί λέγονται και τροφοδοτικά (DC Power Supplies), αφού η συνήθης εφαρμογή τους είναι η τροφοδοσία αναλογικών ή ψηφιακών συστημάτων.

Οι μετατροπείς αυτοί μετατρέπουν τη συνεχή τάση ορισμένης τιμής και πολικότητας σε συνεχή τάση άλλης τιμής ή/και άλλης πολικότητας. Αρχικά, χρησιμοποιήθηκαν θυρίστορ και εφαρμόσθηκε η τεχνική της εξαναγκασμένης σβέσης. Οι διατάξεις αυτές ονομάσθηκαν Chopper. Η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας των διατάξεων αυτών αυξήθηκε με την πάροδο του χρόνου, χρησιμοποιώντας, αρχικά, τρανζίστορ BJT και στη συνέχεια, τρανζίστορ MOSFET. Οι μετατροπείς με MOSFET βρήκαν εφαρμογή στα τροφοδοτικά χαμηλής ισχύος, λόγω του μικρού όγκου και της υψηλής απόδοσης σε σχέση με τα χρησιμοποιούμενα μέχρι το ’80 γραμμικά τροφοδοτικά.

Γενικά, η βασική αποστολή ενός τροφοδοτικού/μετατροπέα ΣΤ-ΣΤ είναι να παρέχει μια προκαθορισμένη σταθερή τάση στην έξοδο του (μικρότερη, ίση ή μεγαλύτερη από την τάση εισόδου), ακόμα και αν η τάση εισόδου ή/και το ρεύμα εξόδου μεταβάλλονται ευρέως ή ακόμα και αν μεταβάλλεται η θερμοκρασία λειτουργίας του.

Τα τροφοδοτικά συνεχούς τάσης ανάλογα με την κατασκευή τους, τη λειτουργία των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος και τη μέθοδο ελέγχου τους χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες:

- Τα γραμμικά τροφοδοτικά (Linear Power Supplies - DC Regulators)
- Τα διακοπτικά τροφοδοτικά ή παλμοτροφοδοτικά (Switch-Mode Power Supplies)

Στα γραμμικά τροφοδοτικά το ημιαγωγικό στοιχείο λειτουργεί στην ενεργό (γραμμική) περιοχή, δηλαδή συμπεριφέρεται σαν ρυθμιζόμενη αντίσταση. Έτσι, η πτώση τάσης που εμφανίζεται στα άκρα του καθορίζει την τιμή της τάσης στην έξοδο του τροφοδοτικού. Η απόδοσή τους είναι 30-60%.

Στα διακοπτικά τροφοδοτικά το ημιαγωγικό στοιχείο λειτουργεί ως διακόπτης, δηλαδή είτε σε κατάσταση αγωγής είτε σε κατάσταση αποκοπής και το ποσοστό του χρόνου αγωγής (ή του χρόνου αποκοπής του) στη διάρκεια μιας περιόδου λειτουργίας καθορίζει την τιμή της τάσης στην έξοδο του τροφοδοτικού.

Παλιότερα, χρησιμοποιούνταν, κατά κύριο λόγο, τα γραμμικά τροφοδοτικά. Όμως, η εξέλιξη της τεχνολογίας των ημιαγωγών και ουσιαστικά η εμφάνιση των MOSFET ισχύος, καθώς και η εξέλιξη των μαγνητικών και των παθητικών στοιχείων, είναι οι κύριοι παράγοντες που, αυτή τη στιγμή, τα παλμοτροφοδοτικά κατέχουν το 80% της αγοράς.

Έτσι, και σε αυτή την εργασία θα μελετήσουμε και θα κατασκευάσουμε διακοπτικό τροφοδοτικό συνεχούς τάσης.

1.2.4 Διακοπτικά Τροφοδοτικά/Παλμοτροφοδοτικά

Όπως αναφέρθηκε, στα παλμοτροφοδοτικά το ημιαγωγικό στοιχείο λειτουργεί σαν διακόπτης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα είτε να διαρρέεται από υψηλά ρεύματα, έχοντας, όμως, μια χαμηλή πτώση τάσης στα άκρα του (την τάση αγωγής), είτε να αποκόπτει μια υψηλή τάση, χωρίς, όμως, να διαρρέεται από ρεύμα. Ως εκ τούτου, έχει πολύ χαμηλές απώλειες, με αποτέλεσμα ο συντελεστής απόδοσής του να κυμαίνεται μεταξύ 70-90%, ανεξάρτητα από την τιμή της τάσης εισόδου του.

Οι βασικοί διακοπτικοί μετατροπείς ΣΤ – ΣΤ είναι οι εξής:

1) Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (Buck).
2) Μετατροπέας ανύψωσης τάσης (Boost).
3) Μετατροπέας υποβιβασμού – ανύψωσης τάσης (Buck-Boost).
4) Μετατροπέας του Cuk.
5) Μετατροπέας πλήρους γέφυρας.

1.2.5 Τεχνική ελέγχου διαμόρφωσης εύρους παλμών – P.W.M.

Η τεχνική παλμοδότησης του ημιαγωγικού στοιχείου ισχύος που χρησιμοποιήθηκε είναι η τεχνική Διαμόρφωσης του Εύρους των Παλμών (Pulse Width Modulation – P.W.M.) και για αυτό ο μετατροπέας που υλοποιήθηκε ανήκει στα λεγόμενα Τροφοδοτικά Τετραγωνικής Κυματομορφής (Square Wave).

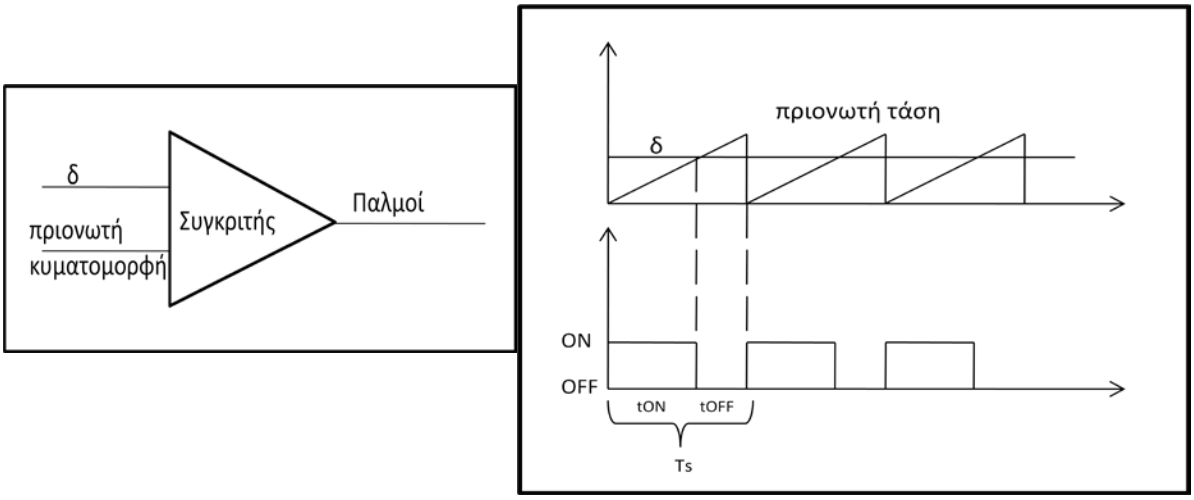
Η PWM συνίσταται στο να διατηρούμε σταθερή τη συχνότητα έναυσης και σβέσης των ημιαγωγικών στοιχείων (συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα) και να μεταβάλλουμε το χρόνο αγωγής, άρα και αποκοπής, των ημιαγωγικών στοιχείων.

Στην παρούσα εργασία, ο λόγος κατάτμησης δ (duty cycle), που ισούται με:

$$\delta = \frac{\chi\rho\,\acute{o}\nu o\varsigma\ \alpha\gamma\omega\gamma\ \acute{\eta}\varsigma}{\pi\varepsilon\rho\,\acute{\iota}o\delta o\varsigma\ \lambda\varepsilon\iota\tau o\upsilon\rho\gamma\ \acute{\iota}\alpha\varsigma\ \mu\varepsilon\tau\alpha\tau\rho o\pi\ \acute{\varepsilon}\alpha} = \frac{t_{ON}}{T_s} \tag{1.20}$$

κατατέμνεται από μια πριονωτή τάση με υψηλή συχνότητα (που ισούται με τη συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα), με αποτέλεσμα να δημιουργούνται παλμοί τετραγωνικής κυματομορφής, όπως φαίνεται στο Σχ.1.16. Ανάλογα με την τιμή της τάσης εισόδου, το δ καθορίζει την τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα. Όσο πιο μεγάλο είναι το δ, τόσο πιο μεγάλη είναι η μέση τιμή του ρεύματος που διαρρέει το ημιαγωγικό στοιχείο ισχύος.

Ο λόγος κατάτμησης δ, στην παρούσα εργασία, είναι η έξοδος του ελέγχου, που αναλύεται στην επόμενη ενότητα.



Σχ.1.16 Παραγωγή παλμών κατά τη μέθοδο PWM.

Η εξέλιξη της τεχνολογίας των ημιαγωγών και ουσιαστικά η εμφάνιση των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος τύπου φαινομένου πεδίου με δομή μέταλλο-οξείδιο-ημιαγωγός (MOSFET) είναι οι κύριοι παράγοντες που συνέβαλαν στην ευρεία χρήση της τεχνικής ελέγχου PWM. Η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται σήμερα ευρέως σε εφαρμογές χαμηλής και μέσης ισχύος (από μερικές δεκάδες W μέχρι 5kW) και για διακοπτικές

συχνότητες λειτουργίας 30-300kHz, λόγω του απλού κυκλώματος και της ευκολίας στον έλεγχο.

Στα τροφοδοτικά τύπου PWM οι απώλειες ισχύος, όπως αναφέρθηκε, είναι αρκετά χαμηλές, όμως, ένα βασικό τους μειονέκτημα είναι ότι οι διακοπτικές τους απώλειες, που εμφανίζονται τόσο κατά την έναυση όσο και κατά τη σβέση των ημιαγωγικών στοιχείων, αυξάνουν γραμμικά με την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας. Ένα ακόμη πρόβλημα, που παρουσιάζεται κατά τη λειτουργία αυτών των μετατροπέων, είναι η υπέρταση που εμφανίζεται στα άκρα του ημιαγωγικού διακόπτη κατά τη σβέση του και η οποία μπορεί να οδηγήσει στην καταστροφή του. Τέλος, ένα άλλο πρόβλημα είναι η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή EMI, που παράγεται λόγω μεγάλων μεταβολών της τάσης και του ρεύματος κατά την αλλαγή κατάστασης των ημιαγωγικών διακοπτών και προκαλεί προβλήματα στη λειτουργία των γύρω συσκευών.

1.2.6 Προσαρμογή Φορτίου (Load Matching)

Όπως αναφέρθηκε, γενικά, η βασική αποστολή ενός τροφοδοτικού/μετατροπέα ΣΤ-ΣΤ είναι να παρέχει μια προκαθορισμένη σταθερή τάση στην έξοδο του.

Ωστόσο, στην παρούσα εργασία, η παρεμβολή του μετατροπέα ανάμεσα στην πηγή (φωτοβολταϊκή γεννήτρια) και το φορτίο (κινητήρας/αντλία) δεν αποσκοπεί στον έλεγχο της τάσης εξόδου του μετατροπέα, αλλά στην **κατάλληλη διαμόρφωση/προσαρμογή του φορτίου**, ώστε κάθε στιγμή να συλλέγεται η υψηλότερη δυνατή ισχύς από την πηγή.

Δηλαδή, αποσκοπεί στον έλεγχο της τάσης εισόδου του μετατροπέα (που είναι η τάση εξόδου του φωτοβολταϊκού), μέσω μεταβολής του λόγου κατάτμησης δ του ημιαγωγικού στοιχείου ισχύος, καθώς, όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, το φωτοβολταϊκό έχει ένα εύρος τιμών τάσης (0 εώς V_{oc}) στο οποίο μπορεί να λειτουργήσει, ανάλογα με το φορτίο στα άκρα του.

Συγκεκριμένα, όπως έχει ειπωθεί, για κάθε φωτοβολταϊκό και ανάλογα με την ακτινοβολία και τη θερμοκρασία, υπάρχει ένα βέλτιστο (ωμικό) φορτίο:

$$Ro_{opt} = \frac{V_{mp}}{I_{mp}} \tag{1.21}$$

το οποίο αν συνδεθεί απευθείας στην φωτοβολταϊκή γεννήτρια αυτή θα λειτουργεί στο Σημείο Μέγιστης Ισχύος.

Όμως, επειδή θέλουμε το φωτοβολταϊκό να αποδίδει τη μέγιστη ισχύ για οποιοδήποτε φορτίο παρεμβάλλουμε τον μετατροπέα και ρυθμίζοντας το δ, μέσω του ελέγχου που θα αναλυθεί στην επόμενη ενότητα, έχουμε λειτουργία στο MPP.

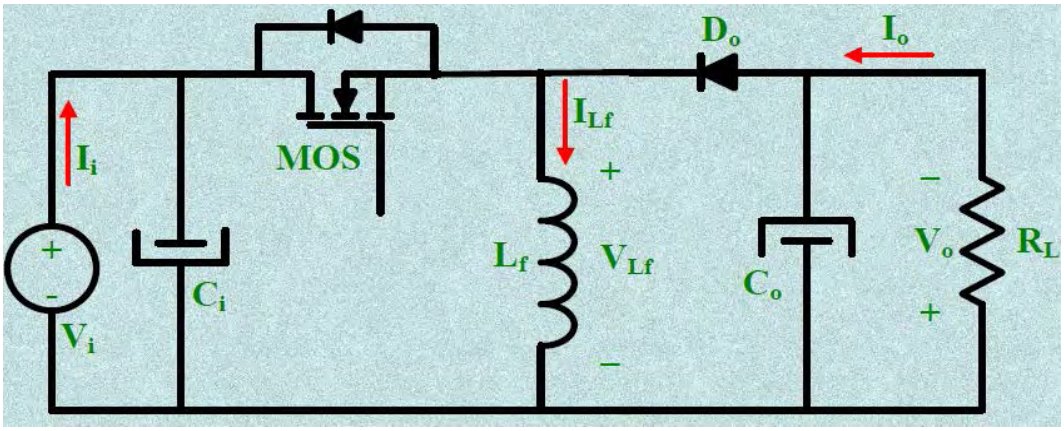
Αυτός είναι, λοιπόν, ο σκοπός και η βασική αποστολή του μετατροπέα στην εργασία αυτή. Η προσαρμογή φορτίου θα αναλυθεί λεπτομερώς στα επόμενα κεφάλαια.

1.2.7 Buck-Boost (step down/up converter)

Στην διπλωματική εργασία αυτή ασχοληθήκαμε με ένα συγκεκριμένο μετατροπέα χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης μεταξύ εισόδου και εξόδου (single ended), το μετατροπέα ΣΤ-ΣΤ υποβιβασμού – ανύψωσης της συνεχούς τάσης εξόδου σε σχέση με την συνεχή τάση εισόδου, τον λεγόμενο Buck – Boost DC-DC Converter (μικτός μετατροπέας).

Επιλέξαμε αυτόν τον μετατροπέα, γιατί δίνει την επιλογή να υποβιβάζουμε και να ανυψώνουμε την τάση εξόδου, ανάλογα με το τι φορτίο έχουμε κάθε φορά. Αναλυτικότερα, αν $R_o < Ro_{opt}$ πρέπει να παρεμβληθεί μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης (buck) για να έχουμε λειτουργία του φ/β στο MPP και αν $R_o > Ro_{opt}$ πρέπει να παρεμβληθεί μετατροπέας ανύψωσης της τάσης (boost) για να έχουμε λειτουργία του φ/β στο MPP. Εμείς, επειδή θέλουμε να έχουμε τη δυνατότητα ευελιξίας στην επιλογή φορτίου (κινητήρα), παρεμβάλλαμε έναν buck-boost μετατροπέα, ώστε να περιλαμβάνει και τις δύο περιπτώσεις.

Ο μικτός DC-DC μετατροπέας έχει τη δυνατότητα να παράγει μέση τάση εξόδου V_o και μεγαλύτερη, αλλά και μικρότερη από την DC τάση εισόδου του V_i, αλλά με αντίστροφη πολικότητα (η πολικότητα της τάσης εξόδου είναι αρνητική ως προς το κοινό σημείο της τάσης εισόδου). Για μια περιοχή τιμών της διάρκειας αγωγής λειτουργεί ως μετατροπέας υποβιβασμού, ενώ για μια άλλη ως μετατροπέας ανύψωσης τάσης. Βέβαια, το ίδιο κάνει και ο Cuk και μάλιστα με λιγότερες αρμονικές από τον buck-boost, με μικρότερη κυμάτωση των ρευμάτων εισόδου και εξόδου και με λιγότερο EMI, αλλά ο πρώτος μελετήθηκε σε άλλη διπλωματική εργασία [37]. Το κυκλωματικό διάγραμμα του μικτού μετατροπέα φαίνεται στο Σχ.1.17.



Σχ.1.17 Κυκλωματικό διάγραμμα buck-boost [35].

1.2.7.1 Καταστάσεις Λειτουργίας

Η λειτουργία των μετατροπέων που ελέγχονται με την τεχνική της PWM μπορεί να είναι είτε στην περιοχή συνεχούς αγωγής ρεύματος, είτε στην περιοχή ασυνεχούς αγωγής ρεύματος.

- Ως συνεχής αγωγή (Continuous Conduction Mode – CCM), ορίζεται η κατάσταση λειτουργίας, όπου το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο εξομάλυνσης είναι πάντα μεγαλύτερο του μηδενός.
- Ως ασυνεχής αγωγή (Discontinuous Conduction Mode – DCM), ορίζεται η κατάσταση λειτουργίας, όπου το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο εξομάλυνσης παρουσιάζει διαστήματα όπου μηδενίζεται.

Σε ποια κατάσταση λειτουργίας θα είναι ο μετατροπέας καθορίζεται από το μέγεθος του πηνίου εξομάλυνσης.

Συμβολισμοί

$\delta = \frac{t_{on}}{T_s}$ = η σχετική διάρκεια αγωγής = λόγος κατάτμησης (duty cycle)

t_{on} = το χρονικό διάστημα στο οποίο ο διακόπτης άγει

t_{off} = το χρονικό διάστημα στο οποίο ο διακόπτης δεν άγει

$T_s = t_{on} + t_{off}$ = η διακοπτική περίοδος λειτουργίας

f_s = η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας = $\frac{1}{T_s}$

V_i = συνεχής μέση τάση εισόδου

V_o = συνεχής μέση τάση εξόδου

I_i = μέσο ρεύμα εισόδου

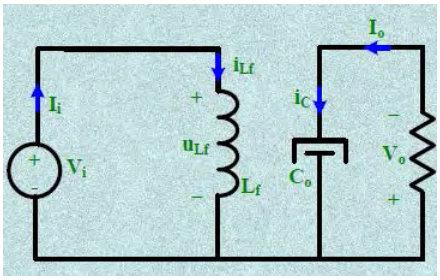
I_o = μέσο ρεύμα εξόδου

L_f = πηνίο εξομάλυνσης του μετατροπέα

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, το ημιαγωγικό στοιχείο ισχύος λειτουργεί σαν διακόπτης. Όταν είναι κλειστός, άγει για $t=t_{ON}$, ενώ όταν είναι ανοιχτός, δεν άγει για $t=t_{OFF}$. Συγκεκριμένα:

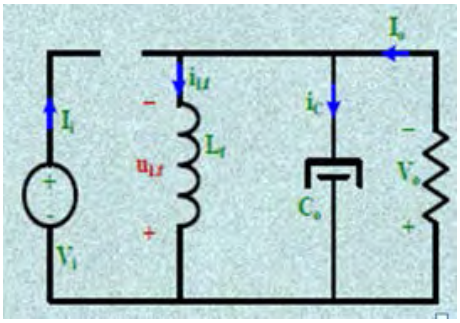
- Όταν το τρανζίστορ άγει (διακόπτης κλειστός), όπως φαίνεται στο Σχ.1.18, η είσοδος παρέχει ενέργεια στην αυτεπαγωγή και αποθηκεύεται στο πηνίο εξομάλυνσης L_f. Η δίοδος ελεύθερης διέλευσης πολώνεται ανάστροφα και δεν άγει, απομονώνοντας την βαθμίδα

εξόδου. Η ενέργεια μεταφέρεται στην έξοδο διαμέσου του πηνίου και του ανάστροφου πυκνωτή.



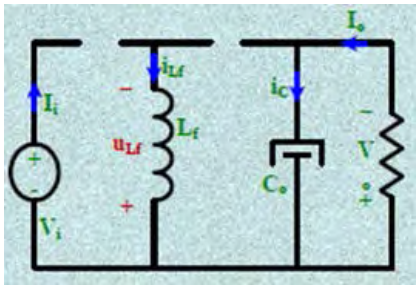
Σχ.1.18 Το τρανζίστορ άγει [35].

➢ Όταν το τρανζίστορ δεν άγει (διακόπτης ανοιχτός), όπως φαίνεται στο Σχ.1.19, η ενέργεια που έχει αποθηκευτεί στην αυτεπαγωγή μεταφέρεται στην έξοδο. Σε αυτό το χρονικό διάστημα δεν παρέχεται ενέργεια από την είσοδο. Η διαφορά δυναμικού στα άκρα της επαγωγής αναστρέφεται και η δίοδος άγει.



Σχ.1.19 Το τρανζίστορ δεν άγει [35].

➢ Στο τρίτο στάδιο η ενέργεια του πηνίου μηδενίζεται και η δίοδος παύει να άγει, όπως φαίνεται στο Σχ.1.20. Το τρίτο στάδιο υφίσταται μόνο σε DCM λειτουργία.



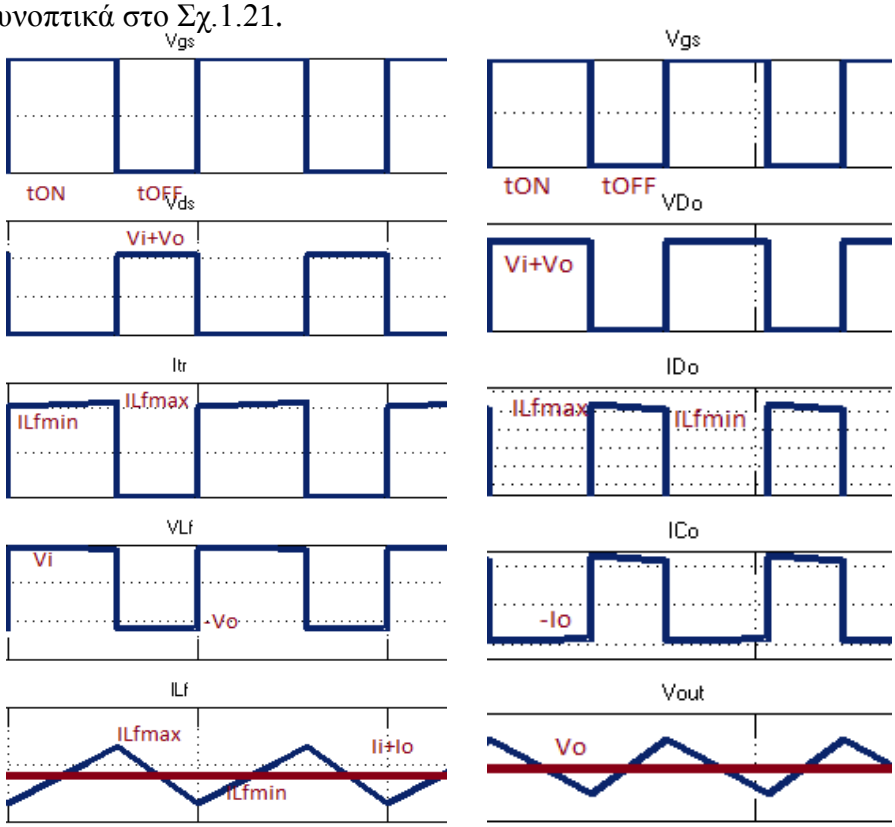
Σχ.1.20 Δεν άγει ούτε το τρανζίστορ, ούτε η δίοδος [35].

Να σημειωθεί ότι ο μικτός DC-DC μετατροπέας μπορεί να δημιουργηθεί από τη σύνδεση των άλλων δύο βασικών τοπολογιών (buck και boost). Παρόλο που τα ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία είναι δύο σε αυτήν την περίπτωση, ο έλεγχός τους είναι απλός, καθώς

παλμοδοτούνται ταυτόχρονα με τον ίδιο λόγο κατάτμησης δ. Ωστόσο, απαιτείται διπλάσιος αριθμός παθητικών και ενεργητικών στοιχείων, για αυτό προτιμάται ο μικτός.

1.2.7.1.1 Λειτουργία στην Περιοχή Συνεχούς Αγωγής – CCM

Οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος των στοιχείων του μετατροπέα για δ=0.576 φαίνονται συνοπτικά στο Σχ.1.21.



Σχ.1.21 Συνοπτικά οι κυματομορφές για CCM.

Όπως φαίνεται και στις κυματομορφές του Σχ.1.21, όταν άγει ο διακόπτης, η δίοδος είναι σε αποκοπή και το ανάποδο. Τα ρεύματα διακόπτη και διόδου αθροιστικά σχηματίζουν το ρεύμα του πηνίου. Η κυματομορφή της τάσης εξόδου είναι σε μεγέθυνση, ώστε να φαίνεται η κυμάτωση ΔV_o, που είναι μικρότερη του 10%. Το ρεύμα του πυκνωτή εξόδου είναι το ρεύμα της διόδου, μετατοπισμένο προς τα κάτω κατά I_o.

Επειδή στη μόνιμη κατάσταση οι κυματομορφές επαναλαμβάνονται με περίοδο T_s, το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου για μια περίοδο πρέπει να ισούται με μηδέν. Έτσι,

$$\int_0^{T_s} V_{Lf}(t) \cdot dt = 0 \qquad (1.22)$$

Άρα, $\int_0^{t_{ON}} V_{Lf}(t) \cdot dt + \int_{t_{ON}}^{T_s} V_{Lf}(t) \cdot dt \rightarrow \int_0^{t_{ON}} V_i \cdot dt + \int_{t_{ON}}^{T_s} (-V_o) \cdot dt \rightarrow$

$$V_i \cdot t_{ON} = V_o \cdot (T_s - t_{ON}) \qquad (1.23)$$

Επομένως, η σχέση που συνδέει την τάση εξόδου με την τάση εισόδου σε CCM, στη μόνιμη κατάσταση είναι:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1-\delta} \tag{1.24}$$

Από αυτή τη σχέση, μπορεί να γίνει αντιληπτό ότι για σχετική διάρκεια αγωγής $\delta < 0.5$ ισχύει $(1-\delta) > 0.5$ και άρα ο λόγος τους $\frac{\delta}{1-\delta} < 1$, οπότε $V_o < V_i$. Η τάση εξόδου είναι μικρότερη από την τάση εισόδου (λειτουργία ως buck).

Αντίθετα, για σχετική διάρκεια αγωγής $\delta > 0.5$ ισχύει $(1-\delta) < 0.5$ και άρα ο λόγος $\frac{\delta}{1-\delta} > 1$, οπότε $V_o > V_i$. Η τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου (λειτουργία ως boost).

Υπάρχουν, όμως, και δύο οριακές περιπτώσεις για σχετικές διάρκειες αγωγής $\delta = 0.5$ και $\delta = 1$. Για $\delta = 0.5$ είναι $(1-\delta) = 0.5$, άρα ο λόγος τους είναι ίσος με τη μονάδα, οπότε η τάση εξόδου είναι ίση με την τάση εισόδου $V_o = V_i$. Αν όμως, $\delta = 1$ τότε $(1-\delta) = 0$ και ο λόγος τους θεωρητικά τείνει προς το άπειρο, δηλαδή η τάση εξόδου τείνει στο άπειρο. Κάτι τέτοιο, όμως, δεν είναι εφικτό. Όταν η σχετική διάρκεια αγωγής είναι $\delta = 1$, αυτό σημαίνει ότι ο ημιαγώγιμος διακόπτης άγει σε όλη τη διάρκεια της περιόδου. Κάτι τέτοιο, όμως, μπορεί να καταστρέψει την πηγή, καθώς αυτή βραχυκυκλώνεται μέσω του πηνίου. Συνεπώς, πρέπει να δίνεται μεγάλη έμφαση στα όρια λειτουργίας του μικτού DC – DC μετατροπέα και να γίνεται έλεγχος έτσι ώστε να μη λειτουργεί σε τέτοιες οριακές συνθήκες.

Αντίστοιχη σχέση, που ισχύει για τις τάσεις εισόδου και εξόδου, ισχύει και για τα ρεύματα εισόδου I_i και εξόδου I_o του μικτού DC-DC μετατροπέα και προκύπτει από τη θεώρηση ότι το κύκλωμα δεν παρουσιάζει απώλειες. Επομένως, η ισχύς εξόδου P_o είναι ίση με την ισχύ εισόδου P_i και άρα προκύπτει ότι:

$$P_i = P_o \rightarrow V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \rightarrow \cancel{V_i} \cdot I_i = \cancel{V_i} \cdot \frac{\delta}{1-\delta} \cdot I_o \rightarrow \frac{I_o}{I_i} = \frac{1-\delta}{\delta} \tag{1.25}$$

Επιπλέον, ισχύουν:

$$I_o = \frac{(I_{Lf\,max} + I_{Lf\,min})}{2} \cdot (1-\delta) \tag{1.26}$$

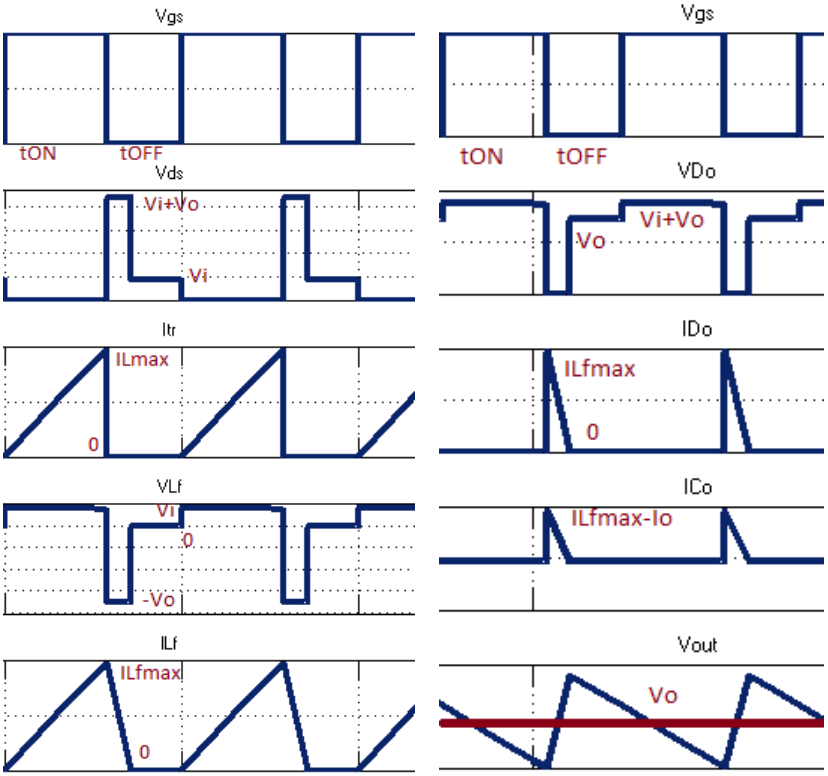
$$I_i = \frac{(I_{Lf\,max} + I_{Lf\,min})}{2} \cdot \delta \tag{1.27}$$

$$I_{Lf_{max}} - I_{Lf_{min}} = \frac{V_i}{L_f} \cdot \delta \cdot T_s = \frac{V_o}{L_f} \cdot (1-\delta) \cdot T_s \tag{1.28}$$

$$I_{Lf} = \frac{(I_{Lf\,max} + I_{Lf\,min})}{2} = I_i + I_o \tag{1.29}$$

1.2.7.1.2 Λειτουργία στην Περιοχή Ασυνεχούς Αγωγής – DCM

Κατά την ασυνεχή λειτουργία του μικτού DC-DC μετατροπέα, όπως έχει ήδη αναφερθεί, το ρεύμα του πηνίου είναι διακοπτόμενο. Σε αυτή την περίπτωση το πηνίο είναι μικρότερο από το ελάχιστο πηνίο που αντιστοιχεί στην οριακή λειτουργία. Επομένως, λόγω μικρής αυτεπαγωγής, η ενέργεια που αποταμιεύει το πηνίο είναι μικρή και το ρεύμα του μηδενίζεται σε κάποια χρονική στιγμή της περιόδου παλμοδότησης. Στο Σχ.1.22 φαίνονται οι τάσεις και τα ρεύματα στα στοιχεία του μετατροπέα για DCM.



Σχ.1.22 Συνοπτικά οι κυματομορφές για DCM.

Από τις κυματομορφές του Σχ.1.22, όπου η σχετική διάρκεια αγωγής είναι πάλι δ=0.576, φαίνεται ότι η χρονική περίοδος t_{OFF} χωρίζεται σε δύο επιμέρους περιόδους t_1 και t_2, οπότε ισχύει $t_{OFF} = t_1 + t_2$. Για τις χρονικές περιόδους t_1 και t_2, ορίζονται οι λόγοι των χρόνων αυτών προς την περίοδο παλμοδότησης T_s.

$$\Delta_1 = \frac{t_1}{T_s} \tag{1.30}$$

$$\Delta_2 = \frac{t_2}{T_s} \tag{1.31}$$

Στις κυματομορφές του Σχ.1.22, βλέπουμε πως για $t = t_2$ ισχύει $I_{Lf} = 0$ και ταυτόχρονα ο διακόπτης δεν άγει, άρα και η τάση του πηνίου είναι μηδέν. Επίσης, παρατηρούμε ότι εκείνο το χρονικό διάστημα η τάση στο διακόπτη είναι η τάση εισόδου και η τάση στη δίοδο είναι η τάση εξόδου.

Η σχέση που συνδέει την τάση εισόδου V_i και την τάση εξόδου V_o του μικτού DC-DC μετατροπέα κατά την ασυνεχή λειτουργία προκύπτει:

$$V_i \cdot \delta \cdot \cancel{T_s} = V_o \cdot \Delta_1 \cdot \cancel{T_s} \quad (1.32)$$

Άρα, $\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{\Delta_1}$ (1.33)

Ισχύει: $I_o = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot I_{Lfmax} \cdot \Delta_1 \cdot T_s\right) \rightarrow I_o = \frac{V_o \cdot \Delta_1 \cdot T_s}{2 \cdot L_f} \cdot \Delta_1 \rightarrow I_o = \frac{\left(\frac{\delta}{\Delta_1} \cdot V_i\right) \cdot \Delta_1^{\cancel{2}} \cdot T_s}{2 \cdot L_f} = \frac{\delta^2 \cdot {V_i}^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_f \cdot V_o}$ (1.34)

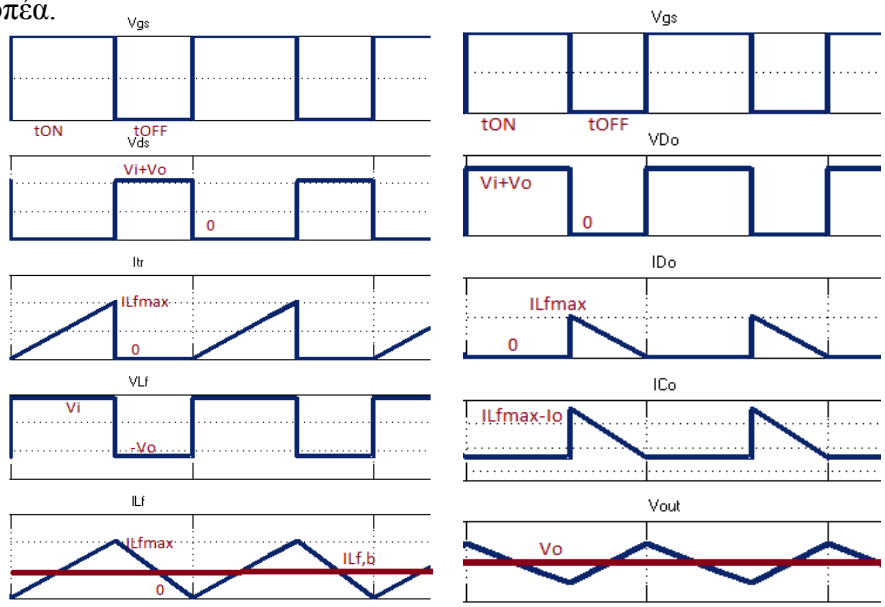
Άρα, $\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta^2}{2 \cdot \left(\frac{I_o}{\left[\frac{(V_i \cdot T_s)}{L_f}\right]}\right)}$ (1.35)

Θεωρώντας ότι το κύκλωμα δεν παρουσιάζει απώλειες προκύπτει η αντίστοιχη σχέση για τα ρεύματα εισόδου I_i και εξόδου I_o:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\Delta_1}{\delta} \quad (1.36)$$

1.2.7.1.3 Οριακή Λειτουργία

Κατά την οριακή λειτουργία του μικτού DC-DC μετατροπέα, το ελάχιστο ρεύμα πηνίου στη χρονική στιγμή T_s είναι μηδέν. Δηλαδή στο τέλος της περιόδου παλμοδότησης, το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται στιγμιαία. Η τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου σε αυτή την περίπτωση είναι οριακή. Συγκεκριμένα, αν χρησιμοποιηθεί πηνίο μεγαλύτερο από αυτή την τιμή, τότε ο μετατροπέας θα λειτουργεί με μη διακοπτόμενο ρεύμα, ενώ αν χρησιμοποιηθεί πηνίο μικρότερο από αυτή την τιμή, τότε ο μετατροπέας θα λειτουργεί με διακοπτόμενο ρεύμα πηνίου. Στο Σχ.1.23 φαίνονται οι κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των στοιχείων του μετατροπέα.



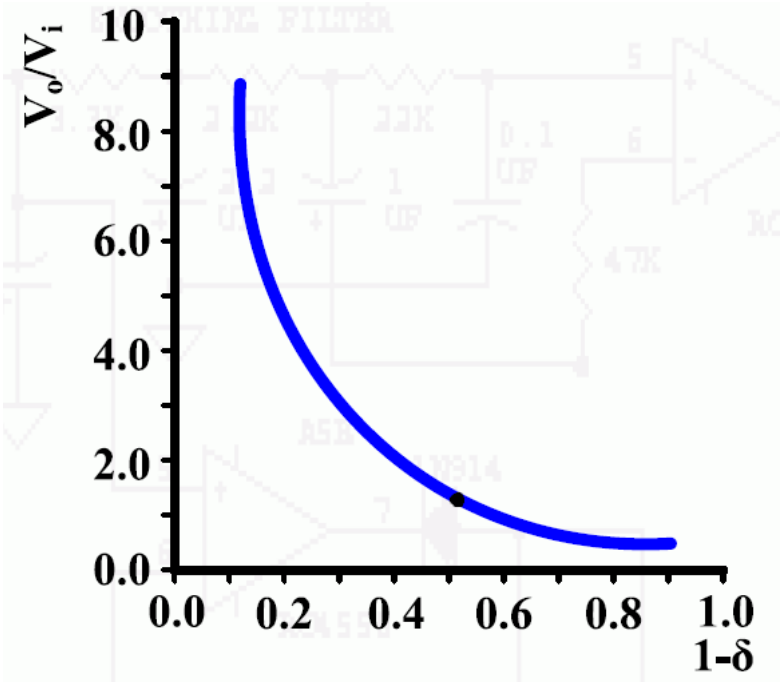
Σχ.1.23 Συνοπτικά οι κυματομορφές για οριακή λειτουργία.

Από τις κυματομορφές του Σχ.1.23 φαίνεται:

$$I_{Lf,b} = \frac{I_{Lfmax}}{2} = \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L_f} \cdot \delta = \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot L_f} \cdot (1-\delta) = (I_i + I_o)_b \quad (1.37)$$

$$I_{o,b} = \frac{I_{Lfmax}}{2} \cdot (1-\delta) = \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot L_f} \cdot \delta \cdot (1-\delta) = \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot L_f} \cdot (1-\delta)^2 \quad (1.38)$$

Τέλος, στο Σχ.1.24 φαίνεται η καμπύλη $\frac{V_O}{V_i} = f(1-\delta)$. Παρατηρούμε, πως θεωρητικά για $\delta = 0.5$: $\frac{V_O}{V_i} = 1$.



Σχ.1.24 Χαρακτηριστική εξόδου για CCM [35].

1.3 ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΣΗΜΕΙΟΥ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ (Maximum Power Point Tracking)

Στην ενότητα αυτή αναλύεται η λογική του ελέγχου που υλοποιήθηκε. Τα αναφερόμενα στις επόμενες παραγράφους αντλούνται από τη βιβλιογραφία [8, 18-20, 23-24, 37-40].

1.3.1 Εισαγωγή

Μια φωτοβολταϊκή συστοιχία είναι μια πηγή ρεύματος (current source). Αυτό σημαίνει ότι μπορεί να λειτουργήσει σε οποιαδήποτε τάση της «επιβληθεί» στους ακροδέκτες της, αρκεί να είναι εντός των ηλεκτρικών προδιαγραφών της. Όμως, το φ/β δίνει μέγιστη ισχύ για μια μόνο συγκεκριμένη τάση.

Σε αντίθεση με τις άλλες πηγές ηλεκτρικής ενέργειας, η απόδοση του φ/β δεν είναι σταθερή, αλλά εξαρτάται πάντοτε από το φορτίο που τροφοδοτεί, δηλαδή την τιμή της αντίστασης που είναι συνδεδεμένη στα άκρα του. Όταν δεν υπάρχει καθόλου αντίσταση, θα έχουμε τη μέγιστη τάση εξόδου, δηλαδή την τάση ανοιχτοκύκλωσης V_{oc} και μηδενικό ρεύμα. Αντίθετα, όταν βραχυκυκλωθούν τα άκρα της γεννήτριας, η τάση μηδενίζεται και έχουμε μέγιστη ροή ρεύματος, δηλαδή το ρεύμα βραχυκύκλωσης I_{sc}. Ωστόσο, η ισχύς που παράγεται για κάθε ζεύγος τιμών τάσης-έντασης δεν είναι πάντα σταθερή, αλλά μηδενίζεται στις ακραίες συνθήκες ανοιχτοκύκλωσης-βραχυκύκλωσης και παρουσιάζει ένα μέγιστο για συγκεκριμένη τιμή τάσης-έντασης.

Επιθυμητό είναι, λοιπόν, σε κάθε εγκατάσταση φωτοβολταϊκών οι συστοιχίες να λειτουργούν παράγοντας τις τιμές αυτές τάσης-έντασης, που δίνουν κάθε στιγμή τη μέγιστη ισχύ, η οποία βέβαια εξαρτάται από τις συνθήκες ηλιοφάνειας και θερμοκρασίας, και όχι το ζεύγος τάσης και έντασης, όπως αυτό καθορίζεται από το φορτίο στα άκρα του κυκλώματος.

1.3.2 Αλγόριθμοι υλοποίησης MPPT

Η τεχνολογία της ανίχνευσης της μέγιστης ισχύος, άρχισε να χρησιμοποιείται σχετικά πρόσφατα στις εφαρμογές των φωτοβολταϊκών και αποτελεί πλέον χαρακτηριστικό κάθε καλού αντιστροφέα για σύνδεση με το δίκτυο ή φορτιστή συσσωρευτών.

Υπάρχουν αρκετοί τρόποι υλοποίησης της προαναφερθείσας ανίχνευσης, με διάφορα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα η κάθε μία. Επιγραμματικά, αυτοί είναι οι βασικοί αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται σήμερα:

1) Μέθοδος σταθερής τάσης – Constant Voltage

2) Μέθοδος με πίνακα αντιστοίχησης – Look-up Table

3) Μέθοδος τάσης ανοιχτοκυκλώματος – V_{oc}

4) Μέθοδος ρεύματος βραχυκύκλωσης – I_{sc}

5) Μέθοδος διαταραχής και παρατήρησης – Perturb & Observe ή Hill Climbing

6) Μέθοδος αυξητικής αγωγιμότητας – Incremental Conductance

7) Μέθοδος παρασιτικής χωρητικότητας – Parasitic Capacitance

8) Μέθοδος ασαφούς ελέγχου – νευρωνικών δικτύων – Fuzzy Logic control/Neural Network

9) Μέθοδος ελέγχου στο χώρο κατάστασης – State based MPPT

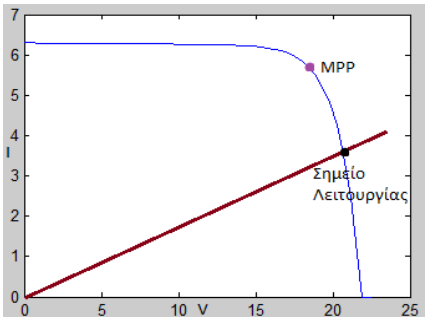
Οι παραπάνω τρόποι έχουν μελετηθεί και αναλυθεί σε άλλες εργασίες [8, 18-20, 23-24, 37-40]. Εμείς θα ασχοληθούμε στην παρούσα διπλωματική μόνο με μια μέθοδο, τη μέθοδο Διαταραχής και Παρατήρησης (P&O).

Γενικά, οι περισσότερες μέθοδοι βασίζονται κυρίως στον έλεγχο της τάσης (Voltage-Based), όπως και ο P&O, καθώς η τάση έχει λογαριθμική εξάρτηση από την ακτινοβολία. Ο έλεγχος του ρεύματος θα συνιστούσε έναν πιο γρήγορο MPPT, καθώς το ρεύμα έχει γραμμική εξάρτηση από την ακτινοβολία. Ωστόσο, αιφνίδιες πτώσεις της ηλιοφάνειας, θα οδηγούσαν σε βραχυκύκλωμα, καθώς θα προκαλούνταν κορεσμός του ρεύματος στο I_{sc} και ξαφνική βύθιση της τάσης, οδηγώντας σε αστάθεια και απώλειες ισχύος. Για αυτό και οι Current-Based έλεγχοι δεν συναντώνται συχνά.

1.3.3 Ηλεκτρονικές διατάξεις ανίχνευσης MPP

Οι διατάξεις ανίχνευσης του Σημείου Μέγιστης Ισχύος ονομάζονται Ανιχνευτές Σημείου Μέγιστης Ισχύος (σε διεθνή ορολογία Maximum Power Point Trackers - MPPT). Αυτές οι διατάξεις-ηλεκτρονικοί μετατροπείς παρεμβάλλονται μεταξύ φ/β γεννητριών και κατανάλωσης, εντοπίζουν το MPP και επιδρούν στη φωτοβολταϊκή συστοιχία, έτσι ώστε αυτή να λειτουργεί σε αυτό το σημείο.

Πιο αναλυτικά, όπως έχει ήδη αναφερθεί, όταν μια φωτοβολταϊκή συστοιχία είναι άμεσα συνδεδεμένη με ένα φορτίο, το σημείο λειτουργίας του συστήματος θα είναι στην τομή της καμπύλης I-V της φωτοβολταϊκής συστοιχίας και της γραμμής του φορτίου. Αυτό φαίνεται στο Σχ.1.25.



Σχ.1.25 Σημείο λειτουργίας για συγκεκριμένο φορτίο, ακτινοβολία και θερμοκρασία σε άμεσα συνδεδεμένο σύστημα.

Όμως, αν το φορτίο δεν είναι το βέλτιστο (όπως αναφέρεται και στις προηγούμενες ενότητες), το σημείο λειτουργίας δεν μπορεί να συμπέσει με το MPP, χωρίς τη χρήση βοηθητικών διατάξεων. Σε αυτό το σημείο, λοιπόν, γίνεται χρήση των διατάξεων ανίχνευσης του MPP. Οι διατάξεις αυτές με διάφορους ελέγχους τάσης και ρεύματος και με τη βοήθεια των προαναφερθέντων αλγορίθμων αναζήτησης, εντοπίζουν το MPP της φωτοβολταϊκής συστοιχίας και επιδρούν σε αυτή, με σκοπό τη διατήρηση αυτού του σημείου λειτουργίας.

Η κατασκευή τέτοιων διατάξεων και συστημάτων ελέγχου είναι σχετικά περίπλοκη, εφόσον πρέπει να ανταποκρίνονται γρήγορα και να εντοπίζουν το MPP, το οποίο εξαρτάται από την ηλιακή ακτινοβολία και τη θερμοκρασία και μεταβάλλεται με την αλλαγή κάποιου από αυτούς τους δύο παράγοντες.

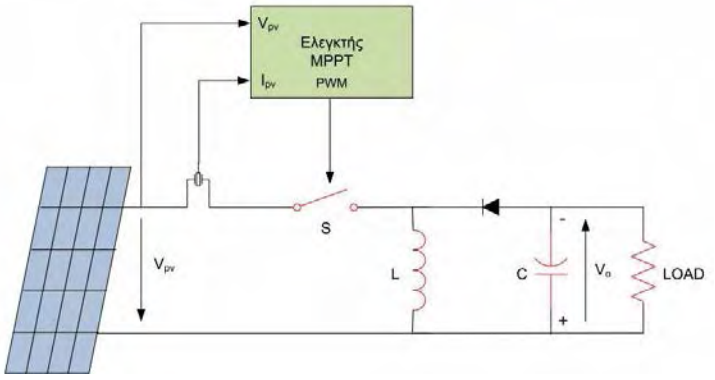
Όπως φαίνεται και στο Σχ.1.26, το λογικό κύκλωμα ελέγχου μετρά την τάση και την ένταση εξόδου των φωτοβολταϊκών γεννητριών, η οποία βέβαια εξαρτάται κάθε στιγμή:

1) από την ακτινοβολία που προσπίπτει,

2) από τη θερμοκρασία της γεννήτριας και

3) από την αντίσταση που συναντά η γεννήτρια στα άκρα της.

Εφαρμόζοντας μία από τις προαναφερθείσες μεθόδους, στέλνει σήμα στον DC-DC μετατροπέα να αυξήσει ή να μειώσει την τάση, μέχρι να εντοπιστεί το MPP.



Σχ.1.26 Σχηματικό διάγραμμα σύνδεσης φ/β με μικτό μετατροπέα μέσω MPP Tracker [38].

1.3.4 Αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb & Observe - P&O ή Hill Climbing)

1.3.4.1 Λειτουργία του P&O

Ο αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (P&O) είναι αυτός, που εφαρμόζεται σε πολλές περιπτώσεις συστημάτων φωτοβολταϊκών στοιχείων, λόγω της ευκολίας εφαρμογής του. Η λογική του είναι η εξής:

Δειγματοληπτώντας την τάση και το ρεύμα εξόδου του φ/β ανά τακτά χρονικά διαστήματα, προκαλούμε μια διαταραχή στην τάση εξόδου του. Αν διαπιστωθεί, ότι με τη συγκεκριμένη διαταραχή της τάσης έχουμε αύξηση ισχύος, δηλαδή η μεταβολή ισχύος (dP) είναι θετική, τότε συνεχίζουμε τη διαταραχή με το ίδιο πρόσημο, μέχρι να έρθει μια ισορροπία. Αυτό είναι και το MPP. Αλλιώς, αν η ισχύς μειώνεται, αντιστρέφουμε τη διαταραχή (αλλαγή προσήμου), μέχρι να επέλθει η επιθυμητή ισορροπία.

Εμείς υλοποιήσαμε μια παραλλαγή της μεθόδου P&O, τη μέθοδο Hill Climbing, στην οποία ακολουθείται η ίδια λογική με την P&O, με τη διαφορά ότι η μεταβλητή εξόδου του ελέγχου είναι ο επιθυμητός λόγος κατάτμησης δ, και όχι η επιθυμητή τάση εξόδου του φ/β.

Συγκεκριμένα, όπως φαίνεται στο Σχ.1.27,υπάρχουν 4 πιθανοί συνδυασμοί dδ και dP:

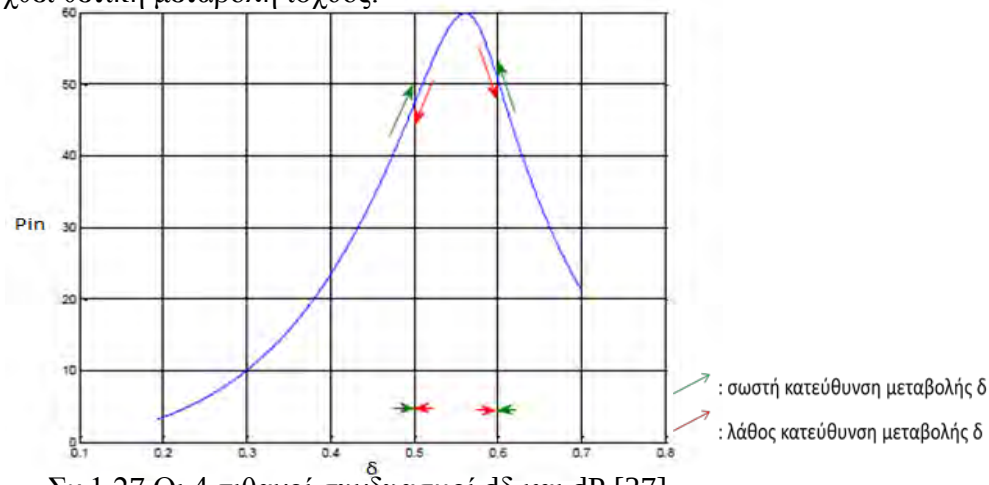
1) Αυξάνοντας το δ, να αυξάνεται το P.

2) Αυξάνοντας το δ, να μειώνεται το P.

3) Μειώνοντας το δ, να αυξάνεται το P.

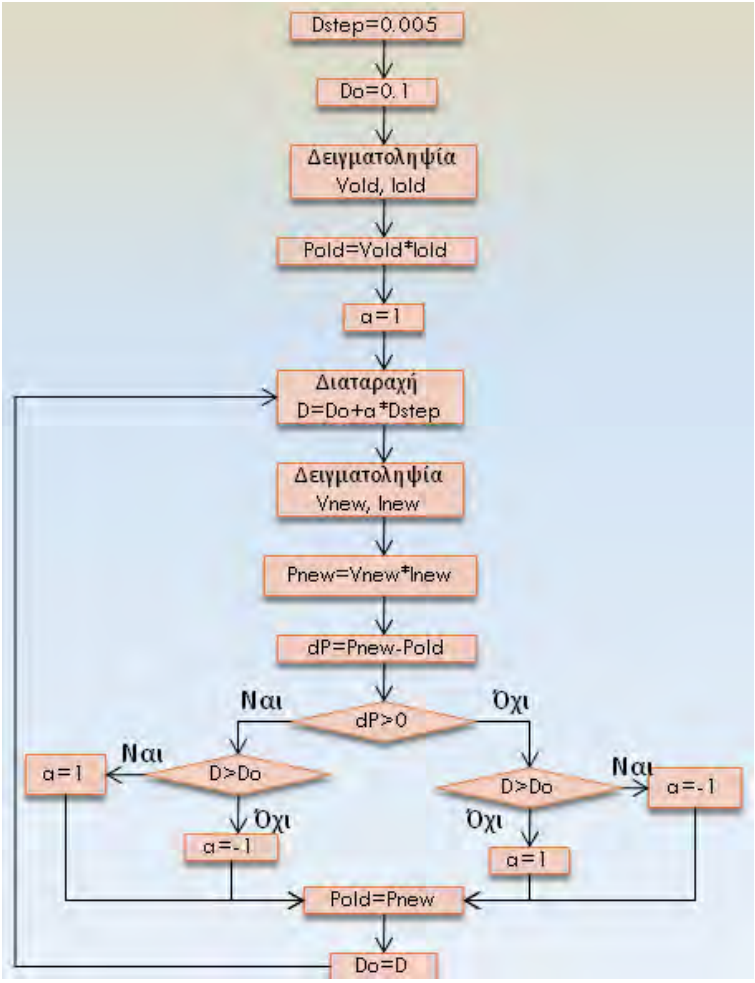
4) Μειώνοντας το δ, να μειώνεται το P.

Μόνο στις περιπτώσεις 1 και 3, όπου έχουμε αύξηση ισχύος, το πρόσημο τις μεταβολής του δ δε μεταβάλλεται. Στις περιπτώσεις 2 και 4 αλλάζουμε τη φορά μεταβολής του δ για να επιτευχθεί θετική μεταβολή ισχύος.



Σχ.1.27 Οι 4 πιθανοί συνδυασμοί dδ και dP [37].

Ουσιαστικά, με τη σταδιακή μεταβολή της σχετικής διάρκειας αγωγής δ του ημιαγωγικού διακόπτη ισχύος του μετατροπέα, με σταθερή συχνότητα λειτουργίας, μεταβάλλεται η μέση τιμή του ρεύματος που διαρρέει το διακόπτη. Έτσι, μεταβάλλεται και το ρεύμα εξόδου του φ/β. Με αυτόν τον τρόπο, το σημείο λειτουργίας του συστήματος «μετακινείται» πάνω στην χαρακτηριστική καμπύλη του φ/β, μέχρι να προσεγγιστεί το MPP. Στο Σχ.1.28 φαίνεται το λογικό διάγραμμα ροής του αλγόριθμου που υλοποιήσαμε.



Σχ.1.28 Ο αλγόριθμος Hill Climbing, που υλοποιήθηκε.

Πρέπει να δίνεται προσοχή ώστε να υπάρχει πάντα μια στοιχειώδης μεταβολή-διαταραχή του δ, γιατί μια έλλειψη τέτοιας κίνησης θα μπορούσε να οδηγήσει σε στασιμότητα σε λάθος σημείο. Ακόμη, πρέπει να προσέχεται να δίνεται πάντα ένας αρχικός παλμός στο ημιαγωγικό στοιχείο ισχύος, δηλαδή πρέπει $\delta_{\alpha\rho\chi} \neq 0$.

1.3.4.2 Επιλογή χρόνου δειγματοληψίας και βήματος μεταβολής

Πρέπει να δίνεται ιδιαίτερη προσοχή στην επιλογή του χρόνου δειγματοληψίας της τάσης και του ρεύματος του φ/β, καθώς έχει παρατηρηθεί [40] ότι οι περισσότεροι αλγόριθμοι εντοπίζουν κατά 70% τοπικά μέγιστα, και όχι το πραγματικό μέγιστο, καθώς εγκλωβίζονται σε απότομες και παροδικές μεταβολές της ηλιοφάνειας και της θερμοκρασίας.

Πρέπει, λοιπόν, να υπάρχει επαρκές περιθώριο ανάμεσα σε 2 διαδοχικές δειγματοληψίες, ώστε το σύστημα να προλαβαίνει να φτάνει σε ισορροπία και να μη μετρώνται τιμές που ανήκουν σε μεταβατικές καταστάσεις. Στον κώδικα του ελέγχου που υλοποιήθηκε, ο οποίος παρατίθεται στο Παράρτημα Β, επιλέχθηκε $f_{δειγμ} \cong 9.99Hz \rightarrow T_{δειγμ} \cong 0.1\ sec.$

Ακόμη, άλλος ένας σημαντικός παράγοντας που επηρεάζει την ταχύτητα, αλλά και την απόδοση του συστήματος είναι το μέγεθος του βήματος μεταβολής της σχετικής διάρκειας αγωγής δ. Για το λόγο αυτό, πρέπει να δίνεται μεγάλη προσοχή στην επιλογή του, καθώς ένα μεγάλο βήμα αυξάνει την ταχύτητα απόκρισης, αλλά οδηγεί σε ταλαντώσεις γύρω από το MPP, ενώ ένα μικρό βήμα μειώνει τις ταλαντώσεις, αλλά μειώνει σημαντικά την ταχύτητα απόκρισης. Εμείς επιλέξαμε $dδ = 0.005$.

Να σημειωθεί ότι μπορεί να χρησιμοποιηθούν και μέθοδοι όπου το βήμα μεταβολής της σχετικής διάρκειας αγωγής δεν είναι σταθερό, αλλά μεταβάλλεται [24, 39]. Σε αυτές τις μεθόδους, όταν το σύστημα λειτουργεί σε κάποιο σημείο μακριά από το MPP, επιλέγεται από τη λογική ελέγχου μεγάλο βήμα, με αποτέλεσμα μείωση του χρόνου προσέγγισης, και καθώς προσεγγίζεται το MPP η λογική ελέγχου μειώνει το βήμα επιλογής, μειώνοντας έτσι τις ταλαντώσεις γύρω από το MPP. Έτσι συνδυάζεται ο μικρός χρόνος απόκρισης που επιτυγχάνεται με την επιλογή μεγάλου βήματος και οι μικρές ταλαντώσεις με την επιλογή μικρότερου βήματος, γεγονότα που καθιστούν τις μεθόδους μεταβλητού βήματος πολύ πιο αποδοτικές από αυτές, όπου το βήμα μεταβολής παραμένει σταθερό.

Το σημαντικό είναι να επιλέγεται σωστός συνδυασμός χρόνου δειγματοληψίας και βήματος μεταβολής, ώστε ο έλεγχος να είναι αποδοτικός τόσο σε μόνιμη, όσο και σε μεταβατική κατάσταση.

Τέλος, μπορούμε να υπολογίσουμε το χρόνο απόκρισης του ελέγχου [41] από τον τύπο:

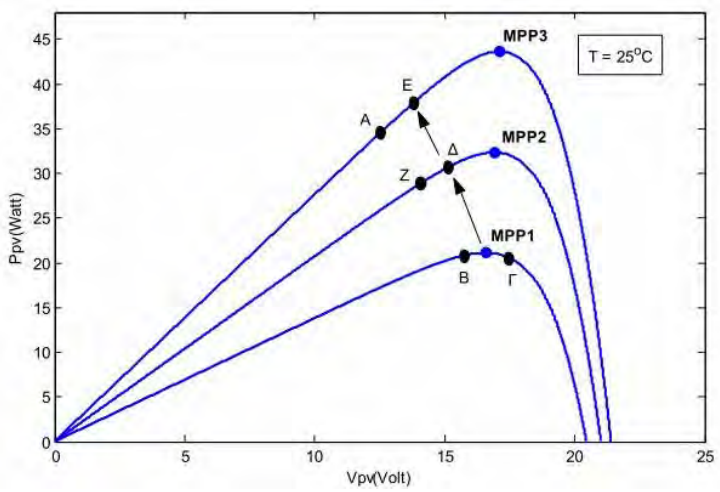
$$t_{απόκρισης} = \frac{δ_{τελ} - δ_{αρχ}}{f_{δειγμ} \cdot dδ} \quad (1.39)$$

1.3.4.3 Προβλήματα κατά τη λειτουργία του P&O

Ο αλγόριθμος είναι απλούστατος και δε βασίζεται σε πολύπλοκες εξισώσεις και πράξεις, αλλά σε μια απλή παρατήρηση. Αν γίνει, όμως, μια πιο καλή ανάλυση της διαδικασίας που ακολουθεί ο αλγόριθμος, θα γίνει αντιληπτό, ότι η μέθοδος ακόμη και αν εντοπίσει το MPP, δε θα μπορεί να το διακρίνει, ώστε να σταματήσει τις διαταραχές του δ. Επομένως, με τη μέθοδο P&O δεν εντοπίζεται το MPP, αλλά γίνεται μια ταλάντωση του σημείου λειτουργίας του φ/β σε μια περιοχή γύρω από το MPP.

Επιπλέον, ξέρουμε 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 το συγκεκριμένο αλγόριθμο, γιατί λόγω της μικρής κλίσης της καμπύλης, η μεταβολή της ισχύος είναι πολύ μικρή σε σχέση με τη μεταβολή του δ. Αυτό σημαίνει ότι για να παρατηρηθεί αξιοσημείωτη μεταβολή στην ισχύ, θα πρέπει να γίνει μια πολύ μεγάλη αλλαγή στο δ.

Πρόβλημα κατά την εκτέλεση του αλγορίθμου μπορεί να προκληθεί και από την απότομη αλλαγή των καιρικών συνθηκών. Για να γίνει πιο κατανοητό θα παρουσιαστεί ένα παράδειγμα μιας τέτοιας κατάστασης, λαμβάνοντας υπόψιν το Σχ.1.29.



Σχ.1.29 Παράδειγμα δυσλειτουργίας του αλγόριθμου P&O [38].

Έστω ότι ο ανιχνευτής MPP που χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο P&O ταλαντεύεται σε μια περιοχή πολύ κοντά στο MPP_1, δηλαδή μεταξύ των σημείων Β και Γ. Αν αυξηθεί η ηλιακή ακτινοβολία, αυτόματα τα φωτοβολταϊκά στοιχεία θα λειτουργούν με βάση κάποια άλλη καμπύλη, που βρίσκεται πιο πάνω από την πρώτη. Άρα, οποιαδήποτε αλλαγή του δ, οδηγεί σε θετική μεταβολή ισχύος.

Αν, λοιπόν, το σημείο λειτουργίας του συστήματος αρχικά ήταν το Γ, ο έλεγχος θα έδινε σήμα να μειωθεί το δ, ώστε να προσεγγιστεί το MPP_1. Αν εκείνη τη στιγμή αυξανόταν η ακτινοβολία, η μείωση του δ θα οδηγούσε στο σημείο Δ, όπου $P_\Delta > P_\Gamma$. Οπότε εφόσον $dP > 0$, θα συνεχιζόταν η μείωση του δ και το νέο σημείο λειτουργίας θα ήταν το Z, που όμως είναι πιο μακριά από το MPP_2, από ότι το Δ. Παρατηρούμε, λοιπόν, ότι αντί να προσεγγίζουμε, απομακρυνόμαστε από το πραγματικό MPP.

Επομένως, η προσέγγιση του MPP θα γινόταν μόνο αν οι καιρικές συνθήκες σταθεροποιούνταν. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να προκύψει τις μέρες που έχει συννεφιά, λόγω της συχνής και απότομης αλλαγής του καιρού και να προκαλέσει σημαντικές απώλειες ισχύος.

1.4 ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ (Σ.Ρ.)

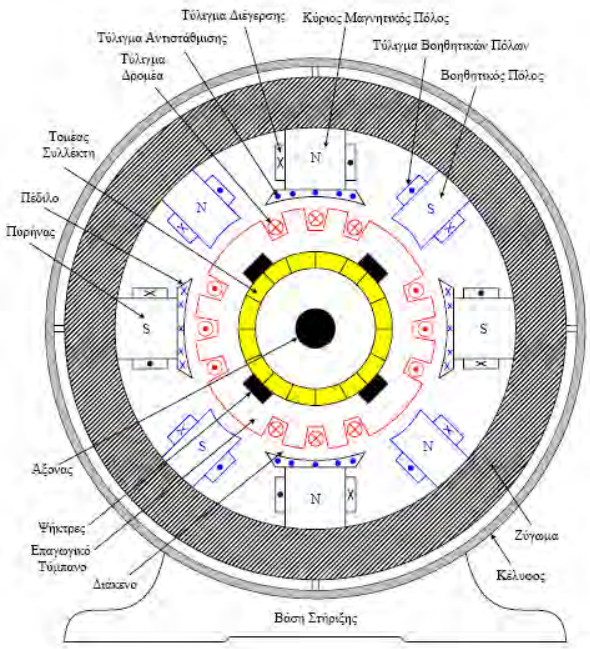
1.4.1 Εισαγωγή – Λειτουργία και βασικές εξισώσεις

Ηλεκτρική μηχανή είναι η συσκευή που μετατρέπει τη μηχανική ενέργεια σε ηλεκτρική και αντίστροφα. Μια τέτοια συσκευή, όταν χρησιμοποιείται για τη μετατροπή μηχανικής ενέργειας σε ηλεκτρική ονομάζεται γεννήτρια, ενώ όταν μετατρέπει την ηλεκτρική σε μηχανική ονομάζεται κινητήρας.

Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος είναι κινητήρες που μετατρέπουν την συνεχή ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική. Τα ρεύματα και οι τάσεις στο εσωτερικό των κινητήρων αυτών είναι εναλλασσόμενα, αλλά έχουν συνεχή έξοδο μόνο επειδή υπάρχει ένας μηχανισμός που μετατρέπει τις εσωτερικές εναλλασσόμενες τάσεις σε συνεχείς. Ο συγκεκριμένος μηχανισμός ονομάζεται συλλέκτης και για αυτό συχνά οι μηχανές Σ.Ρ. ονομάζονται «μηχανές με συλλέκτη». Τα αναφερόμενα στις επόμενες παραγράφους αντλούνται από τη βιβλιογραφία [42-44].

Το βασικότερο τμήμα του κινητήρα Σ.Ρ. είναι ο δρομέας ή αλλιώς ρότορας, που έχει τη δυνατότητα να περιστρέφεται γύρω από τον σταθερό άξονά του και μαζί με αυτόν περιστρέφεται το επαγωγικό τύμπανο και ο συλλέκτης. Το απαραίτητο μαγνητικό πεδίο για την κίνηση του δρομέα παράγεται από το πηνίο (τύλιγμα διεγέρσεως) που περιτυλίγει το βόρειο και το νότιο πόλο ενός ηλεκτρομαγνήτη διεγέρσεως, που είναι στο εξωτερικό ακίνητο μέρος της μηχανής, το στάτη.

Επειδή ακριβώς, οι ηλεκτρομαγνήτες διέγερσης (δηλαδή οι κύριοι πόλοι και το τύλιγμα διέγερσης) βρίσκονται επί του εξωτερικού ακίνητου μέρους της μηχανής, τον στάτη, η μηχανή Σ.Ρ. λέγεται και «μηχανή εξωτερικών πόλων». Ο αγώγιμος δρομέας βρίσκεται μέσα σε μια κυκλική εγκοπή του σιδηρομαγνητικού αυτού πυρήνα και το διάκενο, που σχηματίζεται ανάμεσα στο δρομέα και στους ημικυκλικούς πόλους του στάτη, έχει παντού το ίδιο πλάτος. Έτσι η μαγνητική επαγωγή έχει σταθερό μέτρο σε όλη την έκταση του διακένου. Όλα τα παραπάνω στοιχεία ενός κινητήρα Σ.Ρ. φαίνονται στο Σχ.1.30.



Σχ.1.30 Σχεδιάγραμμα τομής μηχανής Σ.Ρ. [44].

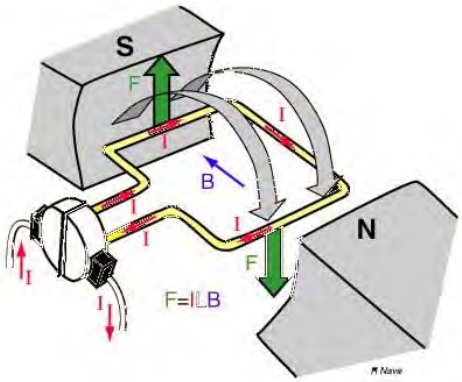
Όταν το τύλιγμα διεγέρσεως του στάτη τροφοδοτηθεί με το συνεχές ρεύμα, ο ρότορας αρχίζει να περιστρέφεται, λόγω δημιουργίας ζευγών δυνάμεων Laplace επί των αγωγών του δρομέα, κάτι που φαίνεται στο Σχ.1.31. Κατά την περιστροφή του δρομέα εντός του μαγνητικού πεδίου, οι αγωγοί στις αυλακώσεις του «τέμνουν τις δυναμικές γραμμές», δηλαδή σχετικά προς το μαγνητικό πεδίο αλλάζουν διαρκώς θέση, με συνέπεια τη δημιουργία ενός ηλεκτρικού πεδίου, σύμφωνα με τη $2^{η}$ εξίσωση του Maxwell. Έτσι, εμφανίζεται μια τάση εξ επαγωγής στα τυλίγματα του δρομέα, που έχουν τοποθετηθεί στις αυλακώσεις του επαγωγικού τυμπάνου. Η τάση αυτή δίνεται από τη σχέση:

$$U = v \cdot B \cdot l \qquad (1.40)$$

$όπου\ v = ταχύτητα\ αγωγού$

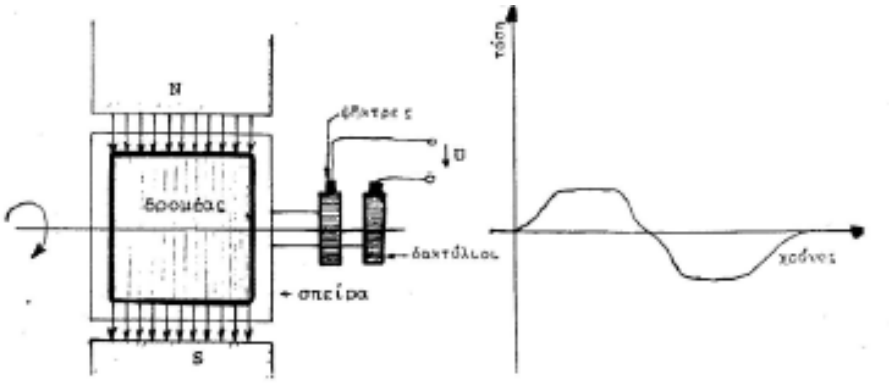
$B = ένταση\ μαγνητικού\ πεδίου$

$l = ενεργό\ μήκος\ αγωγού, δηλαδή\ μήκος\ που\ βρίσκεται\ υπό\ την\ επίδραση\ πεδίου.$



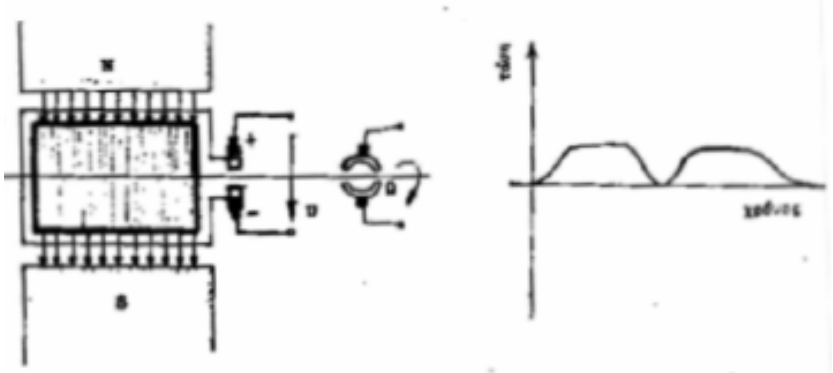
Σχ.1.31 Δημιουργία δύναμης Laplace [45].

Η τάση εξ επαγωγής είναι ίση με το άθροισμα των τάσεων των ενεργών πλευρών της σπείρας, δηλαδή των πλευρών, που είναι κάθετες στις δυναμικές γραμμές και μεταβάλλεται με το χρόνο κατά τον ίδιο τρόπο με την μαγνητική επαγωγή, κατά μήκος της περιφέρειας του δρομέα. Επειδή ο ίδιος αγωγός, κατά την περιστροφή, διέρχεται διαδοχικά μπροστά από το βόρειο και νότιο πόλο, δημιουργείται η εναλλασσόμενη τάση, ώστε το δυναμικό της ψήκτρας να αλλάζει πρόσημο και μεταξύ των δύο ψηκτρών να αναπτύσσεται η τάση που απεικονίζεται στο Σχ.1.32.



Σχ.1.32 Παραγωγή εναλλασσόμενης τάσης δια της περιστροφής ενός δρομέα με μία σπείρα μέσα στο πεδίο ενός μαγνήτη, η οποία συνδέεται με τις ψήκτρες μέσω δύο δακτυλίων [42].

Για να προκύψει συνεχής τάση, πρέπει να αντικαταστήσουμε τους δύο δακτυλίους με έναν δακτύλιο χωρισμένο σε δύο ίσα μέρη μονωμένα μεταξύ τους. Αυτά τα ημικυκλικά περιστρεφόμενα τμήματα ονομάζονται τομείς του συλλέκτη, ενώ οι σταθεροί ακροδέκτες ψήκτρες. Η σχετική διάταξη φαίνεται στο Σχ.1.33.

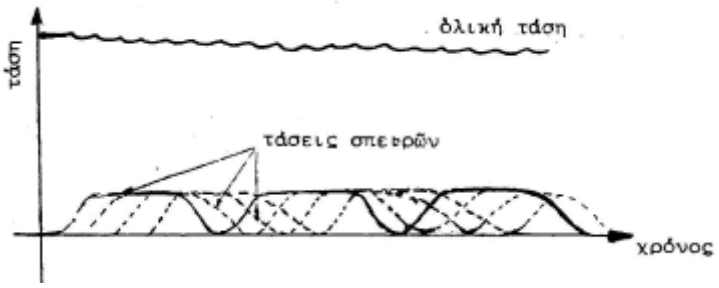


Σχ.1.33 Παραγωγή συνεχούς τάσης μέσω ανόρθωσης της επαγωγικής τάσης κατά μήκος της σπείρας μέσω ενός συλλέκτη με δύο τομείς [42].

Με αυτόν τον τρόπο, η θετική ψήκτρα συνδέεται μόνιμα με την πλευρά που διέρχεται κάτω από τον βόρειο πόλο και η αρνητική αντίστοιχα με εκείνη που βρίσκεται κάτω από το

νότιο πόλο. Ουσιαστικά, κάθε φορά που η τάση αλλάζει πρόσημο, οι ψήκτρες μεταβάλλουν τη σύνδεσή τους και έτσι η τάση των ακροδεκτών έχει σταθερό πρόσημο. Αυτή η συνεχής αλλαγή στις συνδέσεις των ακροδεκτών ονομάζεται μεταγωγή.

Αν τοποθετήσουμε πολλές σπείρες επί του δρομέα, τότε οι παραγόμενες τάσεις προστίθενται και συνολικά προκύπτει μια συνεχής τάση με ελάχιστη διακύμανση, όπως φαίνεται στο Σχ.1.34. Από τα παραπάνω βλέπουμε ότι ο συλλέκτης μαζί με τις ψήκτρες αποτελούν έναν ανορθωτή.



Σχ.1.34 Συνεχής τάση μέσω άθροισης των τάσεων περισσότερων σπειρών τοποθετημένων σε διαφορετικές αυλακώσεις [42].

Η τάση εξ επαγωγής μετά από υπολογισμούς είναι η εξής:

$$U_{\varepsilon\pi} = C \cdot \Omega \cdot \Phi \tag{1.41}$$

$$\text{όπου } C = \frac{p}{a} \cdot \frac{z}{2\pi} = \eta\ \sigma\tau\alpha\theta\varepsilon\rho\acute{\alpha}\ \tau\eta\varsigma\ \mu\eta\chi\alpha\nu\acute{\eta}\varsigma \tag{1.42}$$

$\text{όπου } p = \zeta\varepsilon\acute{\upsilon}\gamma\eta\ \pi\acute{o}\lambda\omega\nu$

$\alpha = \zeta\varepsilon\acute{\upsilon}\gamma\eta\ \pi\alpha\rho\acute{\alpha}\lambda\lambda\eta\lambda\omega\nu\ \kappa\lambda\acute{\alpha}\delta\omega\nu$

$z = \sigma\upsilon\nu o\lambda\iota\kappa\acute{o}\varsigma\ \alpha\rho\iota\theta\mu\acute{o}\varsigma\ \alpha\gamma\omega\gamma\acute{\omega}\nu\ \sigma\tau\iota\varsigma\ \alpha\upsilon\lambda\alpha\kappa\acute{\omega}\sigma\varepsilon\iota\varsigma$

$\Omega = \gamma\omega\nu\iota\alpha\kappa\acute{\eta}\ \tau\alpha\chi\acute{\upsilon}\tau\eta\tau\alpha\ \pi\varepsilon\rho\iota\sigma\tau\rho o\phi\acute{\eta}\varsigma$

$\Phi = \mu\alpha\gamma\nu\eta\tau\iota\kappa\acute{\eta}\ \rho o\acute{\eta}.$

Η τάση στους ακροδέκτες της μηχανής είναι:

$$U_T = U_{\varepsilon\pi} \pm (I_T \cdot R_T + U_\Psi) \tag{1.43}$$

$\text{όπου } I_T = \rho\varepsilon\acute{\upsilon}\mu\alpha\ \tau\upsilon\mu\pi\acute{\alpha}\nu o\upsilon$

$R_T = \alpha\nu\tau\acute{\iota}\sigma\tau\alpha\sigma\eta\ \tau\upsilon\mu\pi\acute{\alpha}\nu o\upsilon$

$U_\Psi = \tau\acute{\alpha}\sigma\eta\ \sigma\tau\eta\nu\ \alpha\nu\tau\acute{\iota}\sigma\tau\alpha\sigma\eta\ \varepsilon\pi\alpha\phi\acute{\eta}\varsigma\ \mu\varepsilon\tau\alpha\xi\acute{\upsilon}\ \psi\eta\kappa\tau\rho\acute{\omega}\nu\ \kappa\alpha\iota\ \sigma\upsilon\lambda\lambda\acute{\varepsilon}\kappa\tau\eta$

$-\ \gamma\iota\alpha\ \gamma\varepsilon\nu\nu\acute{\eta}\tau\rho\iota\alpha, +\ \gamma\iota\alpha\ \kappa\iota\nu\eta\tau\acute{\eta}\rho\alpha$

Γενικά η τάση στις ψήκτρες παραλείπεται συνήθως, γιατί είναι σχετικά πολύ πιο μικρή από την τάση τυμπάνου.

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή μετά από υπολογισμούς είναι:

$$M = C \cdot \Phi \cdot I_T \quad (1.44)$$

Η μηχανική ροπή που παίρνουμε στον άξονα του κινητήρα είναι μικρότερη λόγω τριβών που ασκούνται στον άξονα.

Η προσλαμβανόμενη ισχύς στον κινητήρα είναι:

$$P_{\pi\rho} = U_T \cdot I_T \quad (1.45)$$

ενώ η αποδιδόμενη ισχύς είναι:

$$P_{\alpha\pi} = M \cdot \Omega = U_{\varepsilon\pi} \cdot I_T \quad (1.46)$$

που προφανώς είναι μικρότερη από την προσλαμβανόμενη, λόγω απωλειών χαλκού (στα τυλίγματα) και απωλειών σιδήρου (υστέρησης και δινορρευμάτων).

1.4.2 Συνδεσμολογίες και χαρακτηριστικές καμπύλες

Για τη λειτουργία των μηχανών Σ.Ρ. χρησιμοποιούμε χαρακτηριστικές καμπύλες, οι οποίες εκφράζουν τη σχέση μεταξύ βασικών λειτουργικών μεγεθών. Στους κινητήρες έχουμε τις καμπύλες ταχύτητας-ροπής. Η σχέση μεταξύ ταχύτητας και ροπής στους κινητήρες είναι η εξής:

$$\Omega = \frac{U_T}{C \cdot \Phi} - \frac{R_T}{(C \cdot \Phi)^2} \cdot M \quad (1.47)$$

Για μηδενική ροπή $M = 0$, έχουμε την ταχύτητα σε κατάσταση εν κενώ:

$$\Omega_o = \frac{U_T}{C \cdot \Phi} \quad (1.48)$$

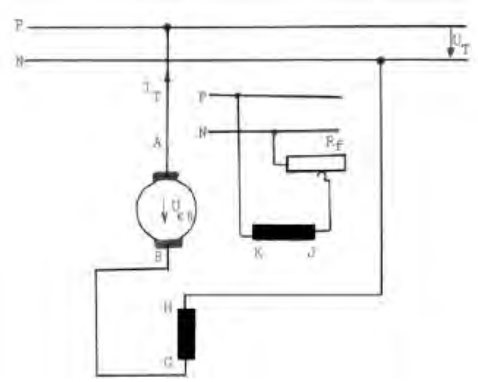
Συνεπώς:

$$\frac{\Omega}{\Omega_o} = 1 - \frac{R_T}{U_T} \cdot \frac{1}{C \cdot \Phi} \cdot M \quad (1.49)$$

Με βάση αυτήν την εξίσωση χαράσσουμε τις χαρακτηριστικές καμπύλες για κάθε τύπο μηχανής.

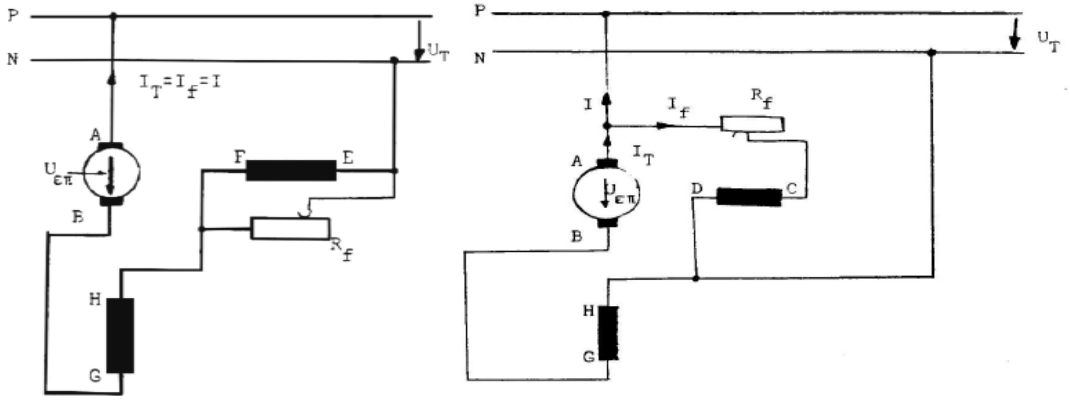
Στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος δεν υπάρχει μια καθολική χαρακτηριστική λειτουργίας. Αντίθετα, κάθε τύπος κινητήρα παρουσιάζει τις δικές του ιδιαιτερότητες σε ό,τι αφορά τις καμπύλες ροπής-στροφών. Αυτές οι ιδιαιτερότητες οφείλονται στο διαφορετικό τρόπο, με τον οποίο δημιουργούμε το μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό των μηχανών. Αυτό εξαρτάται από το πώς είναι συνδεδεμένο το κύκλωμα που διεγείρει τα πηνία, που είναι υπεύθυνα για τη δημιουργία του μαγνητικού πεδίου, με το κύκλωμα των ρευματοφόρων αγωγών, οι οποίοι τροφοδοτούνται από μια εξωτερική πηγή συνεχούς ρεύματος.

Έτσι, υπάρχουν οι κινητήρες ξένης διέγερσης, όπου το τύλιγμα διέγερσης τροφοδοτείται από ξεχωριστή πηγή και δε συνδέεται με τους αγωγούς, όπως απεικονίζεται στο Σχ.1.35.



Σχ.1.35 Κύκλωμα ξένης διέγερσης [42].

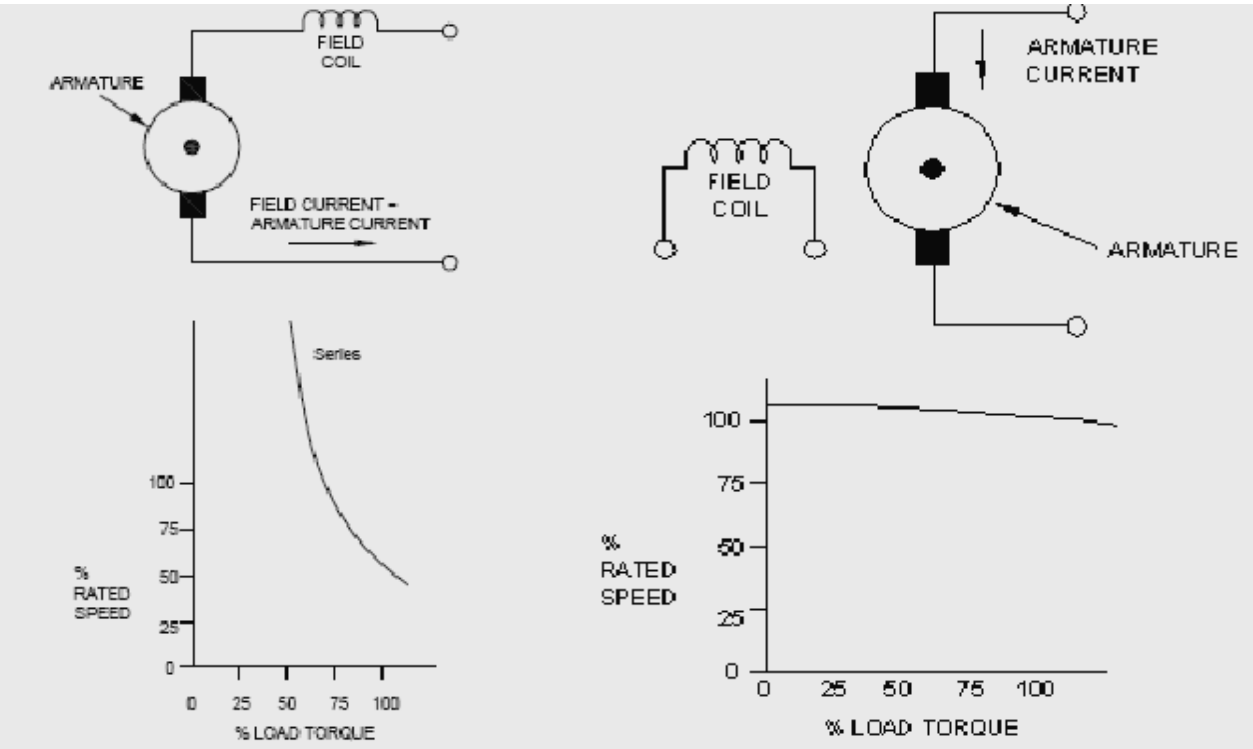
Επίσης, υπάρχουν κινητήρες με διέγερση σε σειρά και κινητήρες παράλληλης διέγερσης, στους οποίους το τύλιγμα διέγερσης συνδέεται σε σειρά ή παράλληλα αντίστοιχα, με τους ρευματοφόρους αγωγούς, όπως φαίνεται στο Σχ.1.36.



Σχ.1.36 Κυκλώματα διέγερσης σε σειρά και παράλληλης διέγερσης αντίστοιχα [42].

Τέλος, υπάρχουν και οι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη, οι οποίοι αντί για τύλιγμα διέγερσης διαθέτουν μόνιμο μαγνήτη για τη δημιουργία του απαραίτητου μαγνητικού πεδίου. Έναν τέτοιον κινητήρα θα εξετάσουμε και θα χρησιμοποιήσουμε στην παρούσα εργασία. Σε αυτούς τους κινητήρες η μαγνητική ροή Φ είναι σταθερή.

Ενδεικτικά, στο Σχ.1.37, φαίνονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες για κινητήρες με διέγερση σε σειρά και παράλληλης/ξένης διέγερσης.



Σχ.1.37 Καμπύλη ροπής-στροφών για διέγερση σε σειρά και παράλληλη/ξένη/μόνιμου μαγνήτη διέγερση [44].

1.4.3 Κινητήρας Σ.Ρ. με μόνιμους μαγνήτες (Permanent Magnet DC Machine-PMDC)

Ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος με μόνιμους μαγνήτες, ο οποίος φαίνεται στο Σχ.1.38, διαθέτει κύριους πόλους κατασκευασμένους από μόνιμους μαγνήτες και για αυτό δε διαθέτει τύλιγμα διέγερσης. Αυτοί οι κινητήρες παρουσιάζουν ορισμένα πλεονεκτήματα, για αυτό και προτιμώνται σε μερικές εφαρμογές.

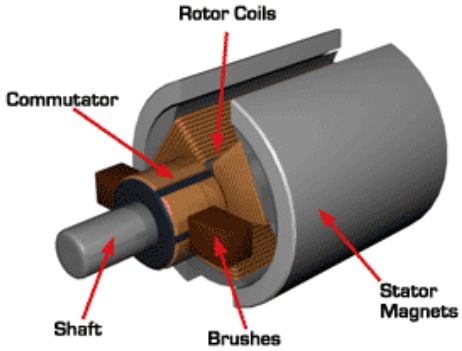
Λόγω απουσίας τυλίγματος διέγερσης, έχουν μειωμένες απώλειες χαλκού και είναι δυνατό να έχουν πολύ μικρότερο μέγεθος από τους αντίστοιχους κινητήρες ξένης ή παράλληλης διέγερσης. Οι κινητήρες με μόνιμους μαγνήτες συναντώνται πολύ συχνά σε μικρά μεγέθη με ονομαστική ισχύ ίση με το κλάσμα του ίππου, όπου το κόστος και ο χώρος για ξεχωριστό κύκλωμα διέγερσης δεν μπορεί να εξασφαλιστεί. Αυτός είναι και ο βασικός λόγος που προτιμήθηκε και στην παρούσα εργασία. Επιπλέον, παρουσιάζουν μεγάλη ροπή στην εκκίνηση.

Όμως, αυτοί οι κινητήρες παρουσιάζουν και ορισμένα μειονεκτήματα. Οι μόνιμοι μαγνήτες δεν είναι δυνατό να παράγουν τόσο μεγάλη μαγνητική επαγωγή, όσο ένα ξεχωριστό κύκλωμα διέγερσης και έτσι ο κινητήρας αυτός παρουσιάζει μικρότερη επαγόμενη ροπή ανά μονάδα ρεύματος οπλισμού, από έναν κινητήρα ξένης ή παράλληλης διέγερσης με το ίδιο μέγεθος και ίδια δομή.

Επίσης, αυτοί οι κινητήρες παρουσιάζουν τον κίνδυνο της απομαγνήτισης. Όπως είναι λογικό, το ρεύμα στους αγωγούς του δρομέα, παράγει με τη σειρά του κάποιο δικό του μαγνητικό πεδίο. Η μαγνητεγερτική δύναμη του δρομέα αφαιρείται από αυτή των πόλων του στάτη σε κάποια σημεία κάτω από τα πέλματα των πόλων και προστίθεται στην μαγνητεγερτική δύναμη των πόλων σε κάποια άλλα σημεία κάτω από τα πέλματα των πόλων, μειώνοντας έτσι τη συνολική μαγνητική ροή στο εσωτερικό της μηχανής. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται αντίδραση τυμπάνου. Σε έναν κινητήρα μόνιμου μαγνήτη η μαγνητική ροή των πόλων είναι ίση με την παραμένουσα ροή των μαγνητών. Αν το ρεύμα στο τύμπανο γίνει πολύ μεγάλο, υπάρχει μια πιθανότητα η μαγνητεγερτική δύναμη του τυμπάνου να απομαγνητίσει τους πόλους, μειώνοντας μόνιμα ή αντιστρέφοντας το μαγνητικό τους πεδίο. Η απομαγνήτιση μπορεί, επίσης, να συμβεί μετά από υπερβολική αύξηση της θερμοκρασίας κατά τη διάρκεια παρατεταμένων υπερφορτίσεων.

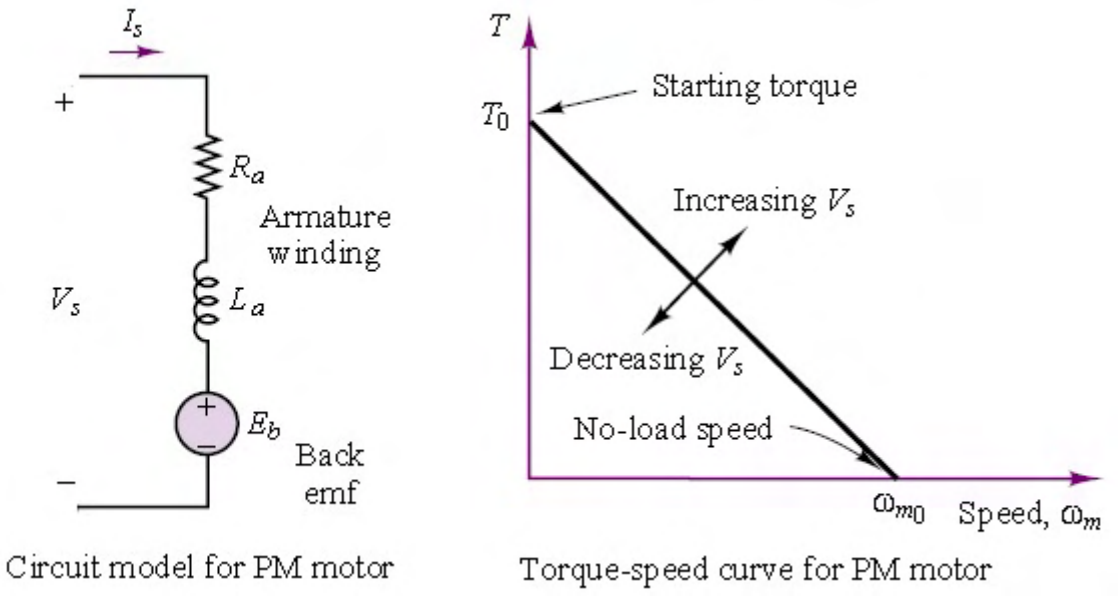
Τα τελευταία 30 χρόνια έχει δημιουργηθεί ένας μεγάλος αριθμός καινούριων μαγνητικών υλικών, που έχουν τα κατάλληλα χαρακτηριστικά για την παραγωγή μόνιμων μαγνητών. Οι βασικοί τύποι τέτοιων υλικών είναι τα κεραμικά μαγνητικά υλικά και τα μαγνητικά υλικά σπάνιων γαιών [43].

Ουσιαστικά, ένας PMDC κινητήρας είναι η ίδια μηχανή με τον κινητήρα παράλληλης διέγερσης, εκτός από το ότι στον πρώτο $\Phi = σταθερό$. Έτσι, δεν είναι δυνατή η ρύθμιση της ταχύτητας ενός τέτοιου κινητήρα με τη μεταβολή του ρεύματος διέγερσης ή της μαγνητικής ροής στο εσωτερικό του. Οι μόνοι δυνατοί τρόποι ελέγχου της ταχύτητας του κινητήρα αυτού είναι ο έλεγχος μέσω της τάσης ή της αντίστασης οπλισμού (τυμπάνου), όπως είναι εμφανές από τη σχέση (1.47).



Σχ.1.38 Ο κινητήρας Σ.Ρ. με μόνιμους μαγνήτες [46].

Στο Σχ.1.39 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα και η χαρακτηριστική ροπής-στροφών του PMDC κινητήρα. Είναι εμφανής η απουσία τυλίγματος διέγερσης. Παρατηρούμε ότι η ταχύτητα του μειώνεται γραμμικά, καθώς η ροπή αυξάνεται, και το αντίστροφο.



Σχ.1.39 Ισοδύναμο κύκλωμα και χαρακτηριστική κινητήρα μόνιμου μαγνήτη [47].

1.4.4 Τεχνικά χαρακτηριστικά κινητήρα

Στο Σχ.1.40 φαίνεται ο κινητήρας που αγοράστηκε για την εργασία. Επιλέχθηκε έτσι ώστε να ταιριάζει με τα χαρακτηριστικά του φ/β που διαθέτουμε.



Σχ.1.40 Ο κινητήρας μόνιμου μαγνήτη που χρησιμοποιήθηκε, της εταιρείας LEESON [48].

Τα βασικά χαρακτηριστικά του είναι τα εξής:

$I = 5.3A, V = 24\ V, P_{απ} = 100W, M = 42\ oz - in = 0.297\ N - m, n = 3000\ rpm.$

Περισσότερα αναφέρονται στο φυλλάδιο που παρατίθεται στο Παράρτημα Δ.

1.5 ΑΝΤΛΙΑ

1.5.1 Εισαγωγή

Η τροφοδοσία με νερό υπήρξε από πολύ παλιά μια ζωτική ανάγκη κάθε κοινωνίας. Αυτή η ανάγκη οδήγησε τον κόσμο στο να κατασκευάζει κατά καιρούς διάφορες συσκευές, που θα τις ονομάζαμε προγόνους των σημερινών αντλητικών συστημάτων. Γενικά γνωρίζουμε ότι οι αντλίες εφευρέθηκαν πριν από τις κινητήριες μηχανές. Τα αναφερόμενα στις επόμενες παραγράφους αντλούνται από τη βιβλιογραφία [44,49].

Η βασική αρχή λειτουργίας αυτών στην αρχαιότητα στηριζόταν σε δοχεία, τα οποία βυθίζονταν στο νερό και στη συνέχεια τα ανύψωναν με απλούς μηχανισμούς, όπως π.χ. σε ένα πηγάδι. Σημαντική ήταν και η κατασκευή του ανυψωτικού τροχού. Στην ουσία ήταν ένας μεγάλος τροχός, που στην περιφέρειά του στερέωναν κουβάδες, οι οποίοι κατά την περιστροφή του τροχού βυθίζονταν και γέμιζαν νερό και κατόπιν ανυψώνονταν και άδειαζαν το νερό σε αρδευτικά αυλάκια. Από την ιστορία πληροφορούμαστε ότι ο εφευρέτης της φυγοκεντρικής αντλίας θεωρείται ο Γάλλος, Denis Papin, που την περιέγραψε το 1637 και κατασκευάστηκε το 1705.

Οι αντλίες καταλαμβάνουν ένα πολύ μεγάλο κεφάλαιο της μηχανολογίας. Η σημασία των αντλιών στην καθημερινή πρακτική είναι πολύ μεγάλη και για αυτό η βιβλιογραφία έχει πάρει μεγάλη έκταση.

Οι αντλίες είναι υδραυλικές μηχανές, που τις κατατάσσουμε στις εργομηχανές, επειδή για να λειτουργήσουν καταναλώνουν έργο. Με τον όρο αντλίες εννοούμε όλες εκείνες τις μηχανές, που κινούμενες με τη βοήθεια ενός ηλεκτρο-κινητήρα, μεταδίδουν πιεστική και κινητική ενέργεια σε ένα ρευστό, που διέρχεται μέσω αυτών. Δηλαδή η μηχανική ενέργεια στην έξοδο της αντλίας είναι μεγαλύτερη της αντίστοιχης στην είσοδο. Με άλλα λόγια οι αντλίες χρησιμοποιούνται, γενικώς, για να δώσουν σε μια ποσότητα ρευστού τη δυνατότητα να υπερνικήσει μια συγκεκριμένη διαφορά ύψους ή/και πίεσης. Ουσιαστικά, η αντλία λειτουργεί σαν μια ανυψωτική μηχανή. Η λειτουργία της αντλίας βασίζεται στην τάση που έχουν τα ρευστά να ρέουν από σημεία υψηλότερης πίεσης σε σημεία χαμηλότερης πίεσης.

Η διακίνηση του υγρού γίνεται μέσα από σωληνώσεις, οι οποίες συνδέονται με την είσοδο και την έξοδο της αντλίας. Στο ένα άκρο της δημιουργείται, με κατάλληλο τρόπο, υποπίεση (κενό), οπότε γίνεται αναρρόφηση ρευστού, ενώ στο άλλο άκρο της εκρέει το ρευστό, αφού έχει αυξηθεί, με κατάλληλο τρόπο, η μηχανική του ενέργεια. Αυτή η αύξηση

της μηχανικής ενέργειας επιτυγχάνεται με την κατάλληλη κίνηση ενός μηχανικού στοιχείου της αντλίας.

Υπάρχουν πολλά είδη αντλιών, που διαφέρουν, καταρχήν, στον τρόπο με τον οποίο μεταδίδουν ενέργεια στο υγρό. Ακόμη, παρουσιάζουν διαφορές και στις χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας τους. Επίσης, οι επιδόσεις τους διαφέρουν ανάλογα με το μέγεθός τους, ενώ επηρεάζονται και από τα χαρακτηριστικά του υγρού που διακινούν. Πριν, όμως, εξετάσουμε τις βασικές κατηγορίες αντλιών, θα γίνει μια σύντομη παρουσίαση των νόμων, που διέπουν την κίνηση των υγρών.

1.5.2 Βασικές αρχές κίνησης ρευστών

Η κίνηση των ασυμπίεστων ρευστών, δηλαδή των νευτώνειων υγρών, περιγράφεται από την εξίσωση Bernoulli, η οποία είναι έκφραση της αρχής διατήρησης της ενέργειας και σημαίνει ότι κατά μήκος της ροής ενός υγρού, αν αγνοήσουμε την τριβή που οφείλεται στο ιξώδες του υγρού, η μηχανική του ενέργεια είναι σταθερή. Η έκφραση που δίνει τη μηχανική ενέργεια ανά μονάδα μάζας του υγρού είναι η εξίσωση Bernoulli:

$$\frac{u^2}{2} + \frac{p}{\rho} + g \cdot h = \sigma\tau\alpha\theta. \quad (1.50)$$

όπου $u = \eta\ \tau\alpha\chi\acute{\upsilon}\tau\eta\tau\alpha\ \tau\sigma\upsilon\ \upsilon\gamma\rho\sigma\acute{\upsilon}$

$p = \eta\ \pi\acute{\iota}\epsilon\sigma\eta$

$h = \tau\sigma\ \sigma\tau\alpha\tau\iota\kappa\acute{\sigma}\ \acute{\upsilon}\psi\sigma\varsigma\ \tau\eta\varsigma\ \sigma\tau\acute{\alpha}\theta\mu\eta\varsigma\ \tau\sigma\upsilon\ \upsilon\gamma\rho\sigma\acute{\upsilon}$

$g = \eta\ \epsilon\pi\iota\tau\acute{\alpha}\chi\upsilon\nu\sigma\eta\ \tau\eta\varsigma\ \beta\alpha\rho\acute{\upsilon}\tau\eta\tau\alpha\varsigma$

$\rho = \eta\ \pi\upsilon\kappa\nu\acute{\sigma}\tau\eta\tau\alpha\ \tau\sigma\upsilon\ \upsilon\gamma\rho\sigma\acute{\upsilon}.$

Διαιρώντας με g, η εξ. (1.50) γίνεται:

$$\frac{u^2}{2\cdot g} + \frac{p}{\gamma} + h_z = \sigma\tau\alpha\theta. \quad (1.51)$$

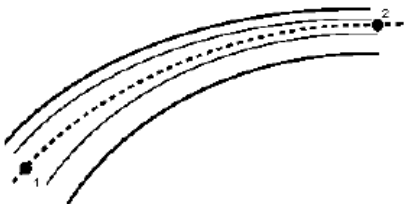
$$\text{όπου } \gamma = \rho \cdot g = \tau\sigma\ \epsilon\iota\delta\iota\kappa\acute{\sigma}\ \beta\acute{\alpha}\rho\sigma\varsigma\ \tau\sigma\upsilon\ \upsilon\gamma\rho\sigma\acute{\upsilon}. \quad (1.52)$$

Στην παραπάνω εξίσωση ο πρώτος όρος εκφράζει την κινητική ενέργεια ανά μονάδα μάζας του υγρού, ο δεύτερος όρος εκφράζει την ενέργεια λόγω πίεσης ανά μονάδα μάζας του υγρού και ο τρίτος όρος δίνει τη δυναμική ενέργεια ανά μονάδα μάζας, που οφείλεται στο ύψος στάθμης του υγρού, σε σχέση με το ύψος αναφοράς.

Αν κατά μήκος της ροής ενός υγρού εξετάσουμε δυο σημεία, όπως φαίνεται στο Σχ.1.41, και εφαρμόσουμε την εξίσωση Bernoulli, θα πάρουμε:

$$\frac{p_1}{\gamma} + \frac{{u_1}^2}{2\cdot g} + h_1 = \frac{p_2}{\gamma} + \frac{{u_2}^2}{2\cdot g} + h_2 \quad (1.53)$$

που σημαίνει ότι ανεξάρτητα από τη μεταβολή της πίεσης, της ταχύτητας ή της στάθμης του υγρού, η μηχανική ενέργεια παραμένει σταθερή.



Σχ.1.41 Γραμμές ροής υγρού μέσα σε σωλήνα. Μεταξύ δυο σημείων ισχύει η Α.Δ.Ε [44].

Αν εξετάσουμε τη ροή ενός υγρού μέσα σε ένα σύστημα αντλίας και σωληνώσεων, τότε η εξίσωση της μηχανικής ενέργειας θα είναι:

$$\frac{p_{in}}{\rho} + \frac{{u_{in}}^2}{2} + g \cdot h_{in} + w_{int} = \frac{p_{out}}{\rho} + \frac{{u_{out}}^2}{2} + g \cdot h_{out} + w_{loss} \quad (1.54)$$

όπου w_{int} *είναι το* $\frac{καθαρ\ ό\ έργο}{ενέργεια}$ *που προσφέρει η αντλία στο υγρό ανά μονάδα μάζας*

w_{loss} *είναι οι απώλειες που εμφανίζονται, κυρίως λόγω τριβών.*

Αν θεωρήσουμε ότι η διατομή των σωληνώσεων είναι σταθερή και η παροχή υγρού ίδια:

$$Q = \frac{V}{t} = \frac{όγκος\ υγρού\ στην\ κατάθλιψη}{χρόνος} \left(\frac{1m^3}{s} = \frac{1000lit}{s}\right) \quad (1.55)$$

τότε η ταχύτητα είναι και αυτή σταθερή.

Αν, επίσης, θεωρήσουμε ότι τα σημεία εισόδου και εξόδου, που εξετάζουμε, βρίσκονται στο ίδιο σημείο, η εξ. (1.54) γίνεται:

$$w_{int} = \frac{p_{out} - p_{in}}{\rho} + w_{loss} \quad (1.56)$$

Φαίνεται από εδώ ότι η ενέργεια, που προσφέρει η αντλία στο υγρό, μετατρέπεται σε διαφορά πίεσης ανάμεσα στην είσοδο και την έξοδό της. Στη συνέχεια, η διαφορά πίεσης μετατρέπεται σε διαφορά ύψους στάθμης, καθώς το υγρό ανεβαίνει μέσα στο σωλήνα.

Αν διαιρέσουμε την εξ. (1.56) με g, ουσιαστικά την εκφράζουμε σε μονάδες ύψους:

$$h_{tot} = \Delta h_p + h_{loss} \quad (1.57)$$

όπου $h_{tot} = \frac{w_{int}}{g}$ (1.58)

$h_{loss} = \frac{w_{out}}{g}$ (1.59)

Δh_p *η διαφορά ύψους πίεσης που ισούται με τη διαφορά ύψους στάθμης* Δh_z*,*

αν η διατομή είναι σταθερή.

Η πίεση στην επιφάνεια του υγρού εκεί όπου γίνεται η άντληση, με την πίεση στο σημείο όπου γίνεται η κατάθλιψη του υγρού στη δεξαμενή αποθήκευσης είναι ίδια και ίση με την ατμοσφαιρική πίεση. Οπότε, η διαφορά τους είναι μηδενική. Άρα, η απαιτούμενη ενέργεια που πρέπει να δώσει η αντλία στο υγρό εξαρτάται από τη διαφορά ύψους του σημείου άντλησης και κατάθλιψης και από τις απώλειες.

1.5.3 Χαρακτηριστικά ύψη αντλητικού συστήματος

Τα χαρακτηριστικά ύψη ενός αντλητικού συστήματος, τα οποία απεικονίζονται και στο Σχ.1.42, είναι:

1) Το στατικό ύψος αναρρόφησης, δηλαδή η υψομετρική διαφορά ανάμεσα στην στάθμη της δεξαμενής αναρρόφησης και στον άξονα της αντλίας.

2) Το στατικό ύψος κατάθλιψης, δηλαδή η υψομετρική διαφορά ανάμεσα στην στάθμη της δεξαμενής αποθήκευσης και στον άξονα της αντλίας.

3) Το στατικό ολικό ύψος Δh_z, που είναι η υψομετρική διαφορά ανάμεσα στην στάθμη της δεξαμενής αναρρόφησης και στην δεξαμενή αποθήκευσης. Ισχύει ότι: Ολικό ύψος = ύψος αναρρόφησης + ύψος κατάθλιψης.

4) Το ισοδύναμο ύψος απωλειών h_{loss}, το οποίο εκφράζει σε μονάδες ύψους τις απώλειες λόγω τριβών. Από την εξίσωση D'Archy – Weisbach:

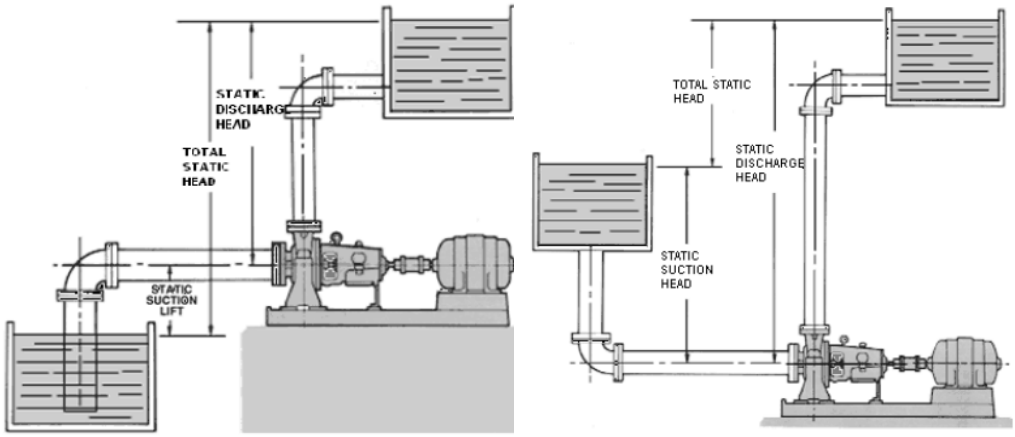
$$h_{loss} = \lambda \cdot \left(\frac{l}{d_n}\right) \cdot \left(\frac{u^2}{2 \cdot g}\right) \tag{1.60}$$

$όπου\ \lambda = συντελεστής\ τριβής\ που\ βρίσκεται\ από\ το\ διάγραμμα\ Moody$

$l = το\ μήκος\ των\ σωληνώσεων$

$d_n = η\ υδραυλική\ διάμετρος\ των\ σωληνώσεων.$

5) Το ολικό μανομετρικό ύψος h_{tot}, το οποίο είναι το άθροισμα όλων των παραπάνω.



Σχ.1.42 Σχεδιάγραμμα αντλητικού συστήματος και χαρακτηριστικά ύψη [44].

1.5.4 Έργο, ισχύς και βαθμός απόδοσης αντλίας

Στην εξίσωση (1.58)($h_{tot} = \frac{w_{int}}{g}$) είδαμε την ενέργεια που μεταδίδει η αντλία στο υγρό ανά μονάδα μάζας. Άρα, η συνολική ενέργεια που δίνει η αντλία σε έναν όγκο υγρού V, μάζας m είναι:

$$W_{int} = m \cdot g \cdot h_{tot} = \rho \cdot g \cdot V \cdot h_{tot} = \gamma \cdot V \cdot h_{tot} \quad (1.61)$$

Η ισχύς που μεταβιβάζεται, τελικά, στο διακινούμενο υγρό από την αντλία είναι ίση με: $P_{int} = \frac{W_{int}}{t} = \gamma \cdot Q \cdot h_{tot}$ (1.62)

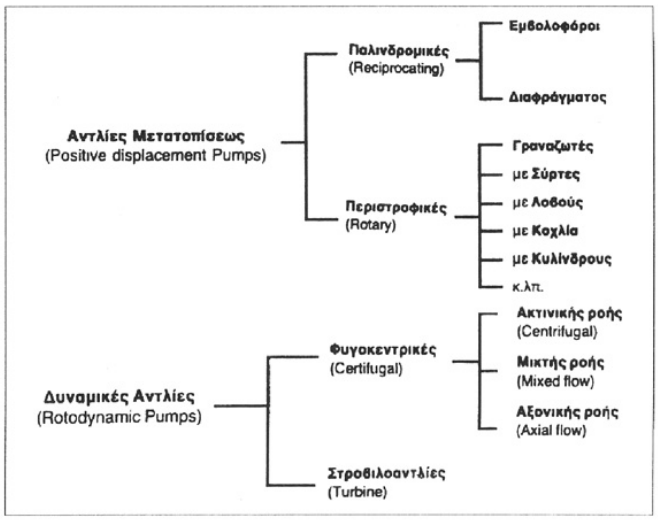
Η ισχύς που μεταβιβάζει η αντλία στο υγρό προέρχεται, όπως είπαμε και στην προηγούμενη ενότητα, από τον κινητήρα με τον οποίο είναι μηχανικά συζευγμένη. Η ισχύς στην έξοδο του κινητήρα είναι από την εξ. (1.46) ($P_{\alpha\pi} = M \cdot \Omega$). Λόγω απωλειών από τριβές στα έδρανα του άξονα και στα πτερύγια της αντλίας, ο βαθμός απόδοσης της αντλίας είναι:

$$\eta = \frac{P_{int}}{P_{\alpha\pi}} \quad (1.63)$$

που συνήθως κυμαίνεται μεταξύ 0,4-0,9.

1.5.5 Κατηγορίες αντλιών

Οι αντλίες χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες, ανάλογα με τον τρόπο που μεταδίδουν ενέργεια στο υγρό, Δυναμικές και Θετικής Μετατόπισης. Σε αυτές τις δύο κατηγορίες διακρίνονται οι υποκατηγορίες τους, όπως φαίνεται στο Σχ.1.43.



Σχ.1.43 Κατηγοριοποίηση αντλιών [49].

--Στις αντλίες δυναμικού τύπου, η κινητική ενέργεια προσδίδεται στο υγρό μέσω μιας περιστρεφόμενης πτερωτής.

--Στις αντλίες θετικής μετατόπισης, το υγρό εκτοπίζεται από έναν χώρο και προωθείται προς έναν άλλο, είτε με ένα μηχανικό μέσο (έμβολο, παλλόμενο διάφραγμα, περιστρεφόμενος μηχανισμός), είτε με αέρα.

Παρακάτω θα ασχοληθούμε μόνο με τις δυναμικές αντλίες, που είναι και πιο διαδεδομένες.

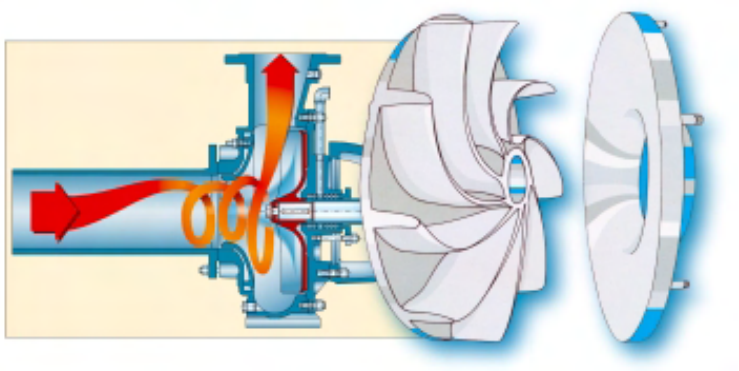
1.5.5.1 Φυγοκεντρικές αντλίες (Centrifugal)

Μια φυγοκεντρική αντλία είναι κατασκευασμένη βασικά από έναν τροχό (ρόδα) με πτερύγια στερεωμένα σταθερά στην περιφέρεια, που ονομάζεται φτερωτή. Αυτή η φτερωτή περιβάλλεται από έναν κυκλικό συλλέκτη (κέλυφος), που παραλαμβάνει το νερό από την φτερωτή και το οδηγεί στον καταθλιπτικό αγωγό-έξοδος. Ονομάστηκε φυγοκεντρική, γιατί η κίνηση του νερού μέσα στη φτερωτή ακολουθεί μια πορεία από το κέντρο (αναρρόφηση-είσοδος) προς την περιφέρεια, αξιοποιώντας τη φυγόκεντρο δύναμη, όπως φαίνεται στο Σχ.1.44.

Με λίγα λόγια, το υγρό μετακινούμενο από το κέντρο της φτερωτής προς την περιφέρεια προκαλεί μια πτώση της πίεσης στο κέντρο. Έτσι, νέα ποσότητα υγρού κινείται μέσα στο σωλήνα αναρρόφησης προς το σημείο χαμηλής πίεσης, που είναι το κέντρο της φτερωτής. Με αυτόν τον τρόπο, δημιουργείται μια συνεχής ροή από την αναρρόφηση στην κατάθλιψη της αντλίας.

Το κέλυφος της αντλίας έχει μια διατομή αυξανόμενη σταθερά, έτσι ώστε καθώς το υγρό μετακινείται, η ταχύτητά του να ελαττώνεται. Όμως, η ενέργεια δε χάνεται, αλλά διατηρείται. Έτσι, η ελάττωση της κινητικής ενέργειας συνεπάγεται αύξηση της πίεσης του υγρού.

Μια τυπική φυγοκεντρική αντλία απεικονίζεται στο Σχ.1.45.



Σχ.1.44 Ροή υγρού σε φυγοκεντρική αντλία [50].

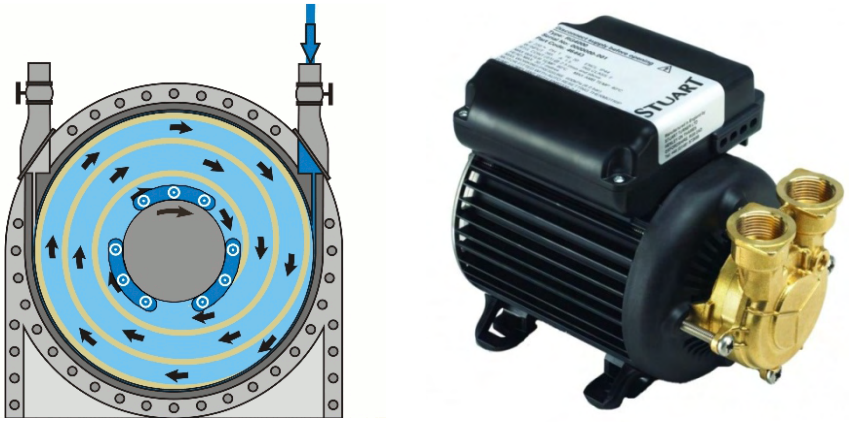


Σχ.1.45 Οριζόντια φυγοκεντρική αντλία επιφάνειας [51].

1.5.5.2 Στροβιλοαντλίες (Turbine)

Μια τέτοια αντλία, σε πολύ μικρότερη κλίμακα βέβαια, χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία. Οι αντλίες αυτές λέγονται και αναγεννητικές (regenerative) ή περιφερικές (peripheral) ή δινοαντλίες (vortex).

Σε αυτές τις αντλίες το υγρό εισέρχεται στο ένα, εκ των δύο στόμιο, και προχωράει μέσω ενός περιβλήματος στην περιφέρεια μιας φτερωτής με την περιστροφή της οποίας, κινείται μέσα στο περίβλημα με κατεύθυνση το στόμιο εξόδου, όπως φαίνεται στο Σχ.1.46.



Σχ.1.46 Στροβιλοαντλία [52].

1.5.6 Χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας αντλιών

Η λειτουργία μιας αντλίας καθορίζεται από τρεις χαρακτηριστικές καμπύλες, οι οποίες είναι:

1) Το ολικό μανομετρικό ύψος προς την ογκομετρική παροχή.

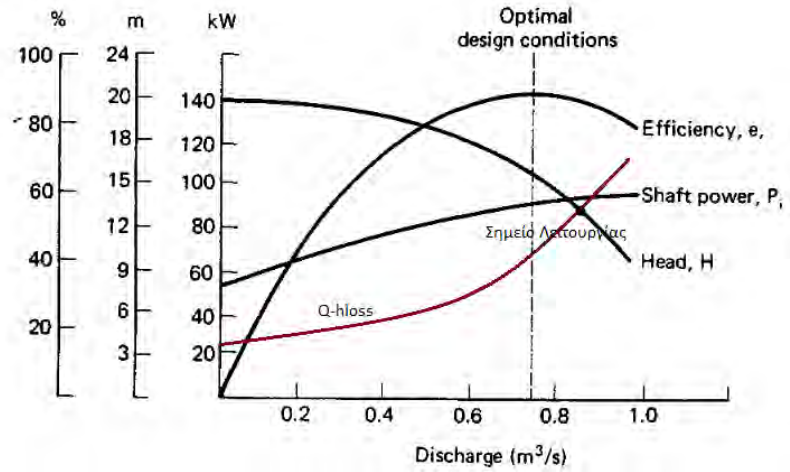
2) Η απαιτούμενη αξονική ισχύς προς την ογκομετρική παροχή.

3) Ο βαθμός απόδοσης προς την ογκομετρική παροχή.

Η μορφή των χαρακτηριστικών καμπυλών εξαρτάται από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά και την ταχύτητα περιστροφής του άξονα της αντλίας. Οι χαρακτηριστικές

καμπύλες σχεδιάζονται για σταθερό αριθμό στροφών του άξονα της αντλίας, συγκεκριμένη διάμετρο φτερωτής και αναφέρονται σε ρευστό συγκεκριμένου ιξώδους.

Η καμπύλη Q-h_{tot} (παροχής - μανομετρικού ύψους) είναι η σημαντικότερη χαρακτηριστική καμπύλη κάθε αντλίας και το σχήμα της εξαρτάται από την κατηγορία και τον τύπο της. Οι δυναμικές αντλίες με σταθερό αριθμό στροφών εμφανίζουν αύξηση της παροχής ελαττώμενου του ύψους και αντιστρόφως. Στο Σχ.1.47 φαίνονται και οι τρεις χαρακτηριστικές καμπύλες μιας δυναμικής αντλίας.



Σχ.1.47 Καμπύλες δυναμικής αντλίας με σταθερό αριθμό στροφών [53].

Σε κάθε περίπτωση, το σημείο λειτουργίας της αντλίας είναι το σημείο στο οποίο τέμνονται η παραπάνω καμπύλη και η καμπύλη Q-h_{loss}, όπως φαίνεται στο Σχ.1.47. Για να κάνουμε σωστή επιλογή αντλίας πρέπει το σημείο λειτουργίας να είναι στη ζώνη μέγιστης υδραυλικής απόδοσης. Εμπειρικά, οι κατασκευαστές αντλιών προβλέπουν ότι το σωστό σημείο αντιστοιχεί στα 2/3 (65%) της μέγιστης παροχής της καμπύλης Q-h_{tot} και αυτό διότι το σημείο εμπίπτει στη ζώνη της μέγιστης απόδοσης. Η ζώνη μέγιστης υδραυλικής απόδοσης καταγράφεται στο Σχ.1.47 ως “optimal design conditions”.

1.5.7 Τεχνικά χαρακτηριστικά αντλίας

Η αντλία που επιλέχθηκε είναι της εταιρείας Tellarini κωδ.14 με τα εξής χαρακτηριστικά:

$Max\ rpm$: 2900

$Max\ height$: $20m$

$Capacity$: $32\frac{lt}{min}$

Η αντλία που αγοράστηκε φαίνεται στο Σχ.1.48. Περισσότερα στοιχεία παρατίθενται στο Παράρτημα Δ.



Σχ.1.48 Η αντλία που χρησιμοποιήθηκε.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Προσομοίωση των μονάδων του συστήματος σε περιβάλλον MATLAB/SIMULINK – Διαστασιολόγηση των στοιχείων του μετατροπέα

2.1 Εισαγωγή – Δομή Κεφαλαίου

Στο κεφάλαιο αυτό, αρχικά εξετάζεται/προσομοιώνεται η λειτουργία της κάθε μονάδας του συστήματος ξεχωριστά και στη συνέχεια ενώνονται οι μονάδες αυτές σε επιμέρους υποσυστήματα, έτσι ώστε να διερευνηθεί η λειτουργική τους συμπεριφορά. Στην αρχή, η παλμοδότηση του ημιαγωγικού στοιχείου ισχύος του μετατροπέα γίνεται μέσω παλμογεννήτριας ($\delta = \sigma\tau\alpha\theta.$), ενώ στο τέλος του κεφαλαίου περιλαμβάνεται και η ανίχνευση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος (MPPT). Η προσομοίωση του συνολικού συστήματος γίνεται στο επόμενο κεφάλαιο.

Συγκεκριμένα, οι ενότητες διαρθρώνονται ως εξής:

1) Στην ενότητα 2.2, προσομοιώνεται το φ/β με φορτίο πηγή τάσης εξαρτώμενη από ράμπα.
   Σκοπός: -έλεγχος ορθής λειτουργίας φ/β
   -κατασκευή I-V και P-V χαρακτηριστικών φ/β
   -επίδραση ακτινοβολίας και θερμοκρασίας στις χαρακτηριστικές του φ/β

2) Στην ενότητα 2.3, προσομοιώνεται το φ/β με φορτίο ωμική αντίσταση.
   Σκοπός: -Με $R_o = Ro_{opt} \rightarrow V_{pv} = V_{mp}$
   -Με $R_o < Ro_{opt} \rightarrow V_{pv} < V_{mp}$
   -Με $R_o > Ro_{opt} \rightarrow V_{pv} > V_{mp}$

3) Στην ενότητα 2.4, γίνεται η διαστασιολόγηση του μετατροπέα.
   Σκοπός: -υπολογισμός διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας
   -υπολογισμός πηνίου εξομάλυνσης (για CCM λειτουργία)
   -υπολογισμός πυκνωτή εισόδου
   -υπολογισμός πυκνωτή εξόδου
   -υπολογισμός Ro_{opt} για διάφορες τιμές δ

4) Στην ενότητα 2.5, προσομοιώνεται ο μετατροπέας (χωρίς και με φίλτρο εισόδου) με dc πηγή τάσης και φορτίο αντίσταση, $\delta = 0.3$ (λειτουργία ως buck).
Σκοπός: -έλεγχος ορθής λειτουργίας μετατροπέα (υποβιβασμός τάσης για οποιοδήποτε φορτίο) – μόνο CCM λειτουργία
-έλεγχος ορθής λειτουργίας φίλτρου εισόδου

5) Στην ενότητα 2.6, προσομοιώνεται το φ/β με το φίλτρο εισόδου, το μετατροπέα και με φορτίο αντίσταση, $\delta = 0.576$ (λειτουργία ως boost).
Σκοπός: -Μόνο με $R_o = Ro_{opt} \rightarrow V_{pv} = V_{mp}$

6) Στην ενότητα 2.7, προσομοιώνεται το φ/β με το μετατροπέα και φορτίο αντίσταση, με MPPT έλεγχο.
Σκοπός: -έλεγχος ορθής λειτουργίας ελέγχου – λειτουργία στο MPP για οποιοδήποτε φορτίο
-η τιμή του φορτίου επηρεάζει μόνο την τιμή της τάσης εξόδου
-παρουσίαση επίδρασης χρόνου δειγματοληψίας και βήματος μεταβολής δ στην ταχύτητα απόκρισης και την ακρίβεια του ελέγχου

7) Στην ενότητα 2.8, προσομοιώνεται ο το φορτίο κινητήρας/αντλία με dc πηγή τάσης.
Σκοπός: -έλεγχος ορθής λειτουργίας κινητήρα με μέγιστο φορτίο
-εύρεση σημείου λειτουργίας

8) Στην ενότητα 2.9, προσομοιώνεται ο το φορτίο κινητήρας/αντλία με το φ/β.
Σκοπός: -υπολογισμός της ωμικής αντίστασης στην οποία «αντιστοιχεί» το φορτίο κινητήρας/αντλία.

Στο Σχ.2.1 παρουσιάζεται ξανά, για λόγους ευκολίας, το σχηματικό διάγραμμα του συνολικού συστήματος. Τα στοιχεία του κινητήρα και της αντλίας επελέγησαν έτσι ώστε να συνάδουν με τα χαρακτηριστικά του φ/β που ήταν διαθέσιμο στο ΕΗΜΕ.

Τα 2 φωτοβολταϊκά πλαίσια του εργαστηρίου τα συνδέσαμε παράλληλα και θεωρούμε ότι έχουν πάντα τα ίδια χαρακτηριστικά τάσης και ρεύματος, λόγω ίδιων χαρακτηριστικών ηλιοφάνειας και θερμοκρασίας (δηλαδή δε θα θεωρήσουμε ότι το ένα είναι υπό σκιά και το άλλο όχι). Ουσιαστικά, προσομοιώνονται σαν ένα. Έτσι:

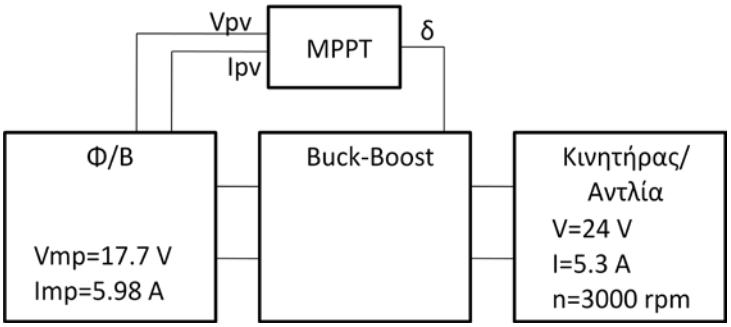
$P_{mp} = 53 \cdot 2 = 106W$

$V_{mp} = 17.7V$

$I_{mp} = 2.99 \cdot 2 = 5.98A$

$V_{oc} = 21.88V$

$I_{sc} = 3.15 \cdot 2 = 6.3A$



Σχ.2.1 Σχηματικό διάγραμμα συνολικού συστήματος – Κυριότερα χαρακτηριστικά των υπό μελέτη μονάδων.

2.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΜΕ ΦΟΡΤΙΟ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΑΠΟ ΡΑΜΠΑ

Για την προσομοίωση του φωτοβολταϊκού πάνελ βασιστήκαμε στη μελέτη των K.Khouzam και K.Hoffman (Real-Time Simulation of Photovoltaic Modules) [54] και συγκεκριμένα στο Interpolation Model. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται, όταν οι κατασκευαστικές παράμετροι του «μοντέλου διόδων» ενός φ/β δεν είναι διαθέσιμες. Έτσι χρειάζονται μόνο οι ακόλουθες παράμετροι, που τις γνωρίζουμε:

-Η τάση ανοιχτοκυκλώματος $V_{oc.}$

-Το ρεύμα βραχυκύκλωσης $I_{sc.}$

-Η μέγιστη τάση $V_{mp.}$

-Το μέγιστο ρεύμα $I_{mp.}$

Επίσης, μπορεί να γίνει μια εκτίμηση της σε σειρά και της παράλληλης αντίστασης. Θεωρήσαμε αντίστοιχα $R_S = 0.2\Omega$ και $R_{SH} = 610\Omega$, τιμές οι οποίες είναι μέσα στα πραγματικά όρια, με βάση τη βιβλιογραφία [54].

Αρχικά θεωρούμε $T = 25°C$ και $\frac{G}{1000} = \varphi = 1000\frac{W}{m^2} =$ $ισχύς\ αιχμής$. Μετρήσεις θα γίνουν και για διαφορετικές τιμές ηλιοφάνειας και θερμοκρασίας, στο τέλος της ενότητας αυτής.

Το μοντέλο του Khouzam χρησιμοποιεί τις εξισώσεις που αναλύθηκαν στο 1ο Κεφάλαιο, τροποποιημένες όσον αφορά τους συμβολισμούς.

Το πρώτο στάδιο της προσομοίωσης του φωτοβολταϊκού πάνελ στο Simulink είναι η κατασκευή των εξισώσεων σε δομικά μπλοκ και όχι με φυσικά στοιχεία, όπως θα γίνει στην προσομοίωση του μετατροπέα ή του κινητήρα. Οι εξισώσεις είναι οι εξής:

Καταρχάς, οι δύο σταθερές $C_1 και\ C_2$ [54] υπολογίζονται από τα μετρούμενα σημεία:

$$C_1 = (1 - \frac{I_{mp}}{I_{sc}}) \cdot \exp(\frac{-V_{mp}}{C_2 \cdot V_{oc}}) \quad (2.1)$$

$$C_2 = \frac{(\frac{V_{mp}}{V_{oc}} - 1)}{\ln(1 - \frac{I_{mp}}{I_{sc}})} \quad (2.2)$$

Δύο παράμετροι $D_1\ και\ V_R$ [54] μετρώνται για να υπολογιστεί η επίδραση της θερμοκρασίας και της ακτινοβολίας:

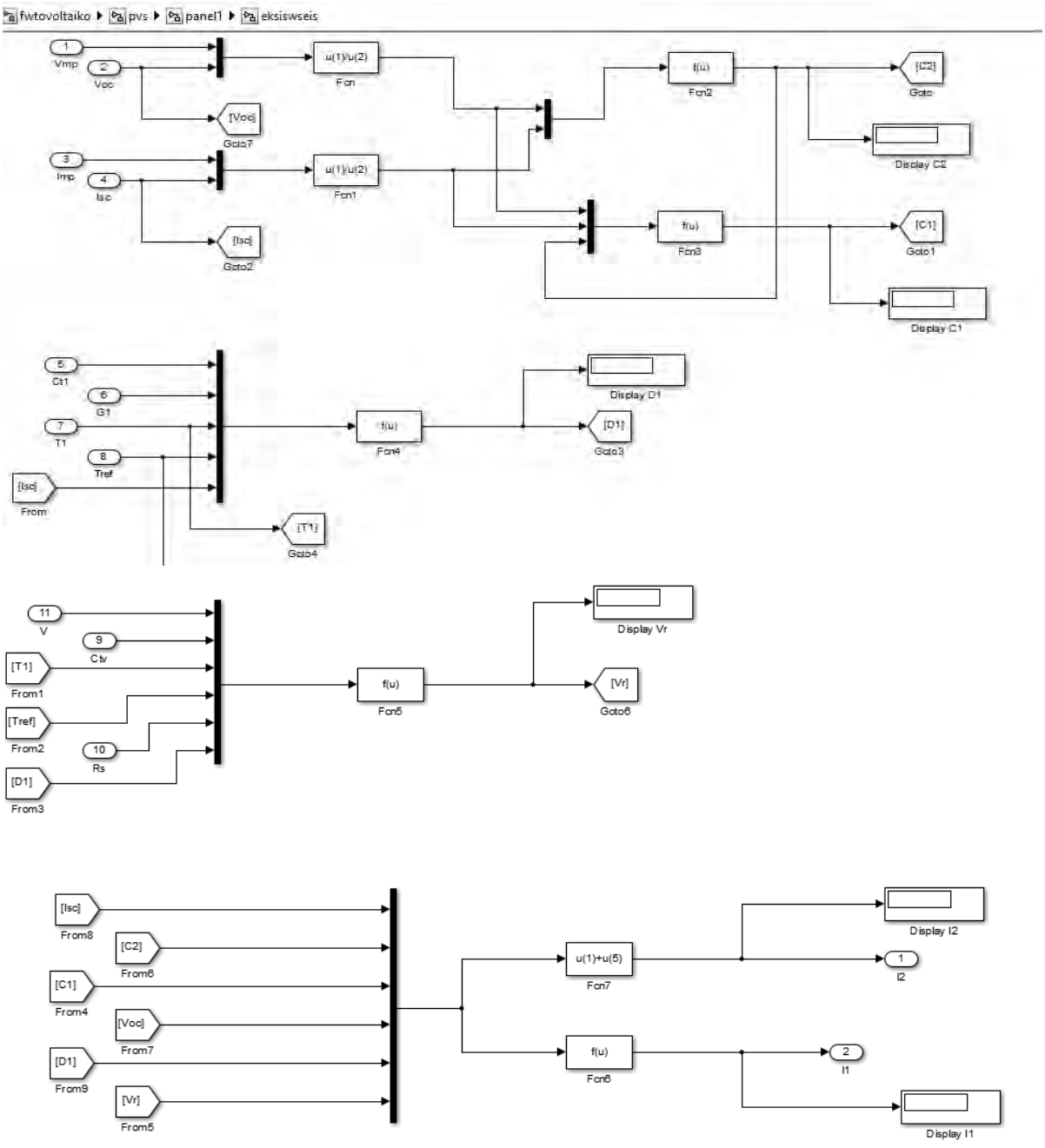
$$D_1 = a \cdot \varphi \cdot (T - T_{REF}) + I_{sc} \cdot (\varphi - 1) \quad (2.3)$$

$$V_R = V + \beta \cdot (T - T_{REF}) + R_S \cdot D_1 \quad (2.4)$$

Έτσι:

$$I = I_{sc} \cdot \left(1 - C_1 \cdot \left[\exp\left(\frac{V_R}{C_2 \cdot V_{oc}}\right) - 1\right]\right) + D_1 = (I_{sc} + D_1) - \left(I_{sc} \cdot C_1 \cdot \left[\exp\left(\frac{V_R}{C_2 \cdot V_{oc}}\right) - 1\right]\right) = I_2 - I_1 \quad (2.5)$$

$$V = C_2 \cdot V_{oc} \cdot \ln\left(\frac{[1 - \frac{I - D_1}{I_{sc}}]}{C_1} + 1\right) - \beta \cdot (T - T_{REF}) - R_S \cdot D_1 \quad (2.6)$$

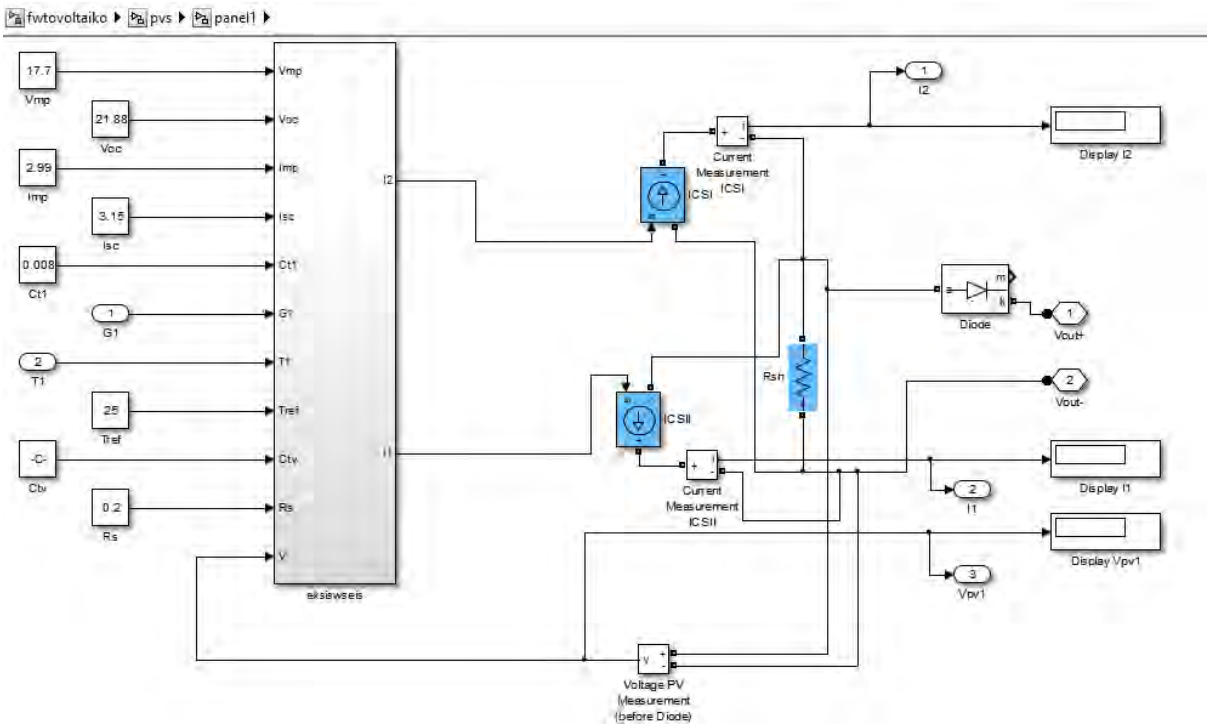


Σχ.2.2 Δομικά μπλοκ εξισώσεων για την κατασκευή του μοντέλου ενός φ/β πλαισίου.

Στο Σχ.2.2 φαίνεται η κατασκευή των εξισώσεων για τον υπολογισμό των C_2, C_1, D_1, V_r, I_2, I_1 με εισόδους τα V_{oc}, I_{sc}, I_{mp}, V_{mp}, τις θερμοκρασίες T και T_{REF}, την ακτινοβολία

G/1000=φ, δύο σταθερές C_{t1}=0.008=α και C_{tv}=0.0043=β, οι οποίες εξάγονται από το φυλλάδιο του κατασκευαστή του φ/β και R_S=0.2Ω.

Στο Σχ.2.3, όπου φαίνεται το ισοδύναμο μοντέλο «διόδων» του φ/β, παρατηρούμε ένα βρόχο – loop, καθώς ο υπολογισμός μας βασίζεται στην είσοδο του μεγέθους V, που βγαίνει, όμως, από τη μέτρηση της τάσης εξόδου (δεν χρησιμοποιούμε καθόλου την εξίσωση (2.6) – απλά μετράμε την έξοδο). Με επιλογή των κατάλληλων χρόνων και παραμέτρων στο Simulink, ώστε το σύστημα να προλάβει να μετρήσει την τάση εξόδου, λύσαμε το πρόβλημα που εμφανιζόταν στην ανάδραση.



Σχ.2.3 Δομικά μπλοκ για την κατασκευή του μοντέλου ενός φ/β πλαισίου.

Παρατηρούμε:

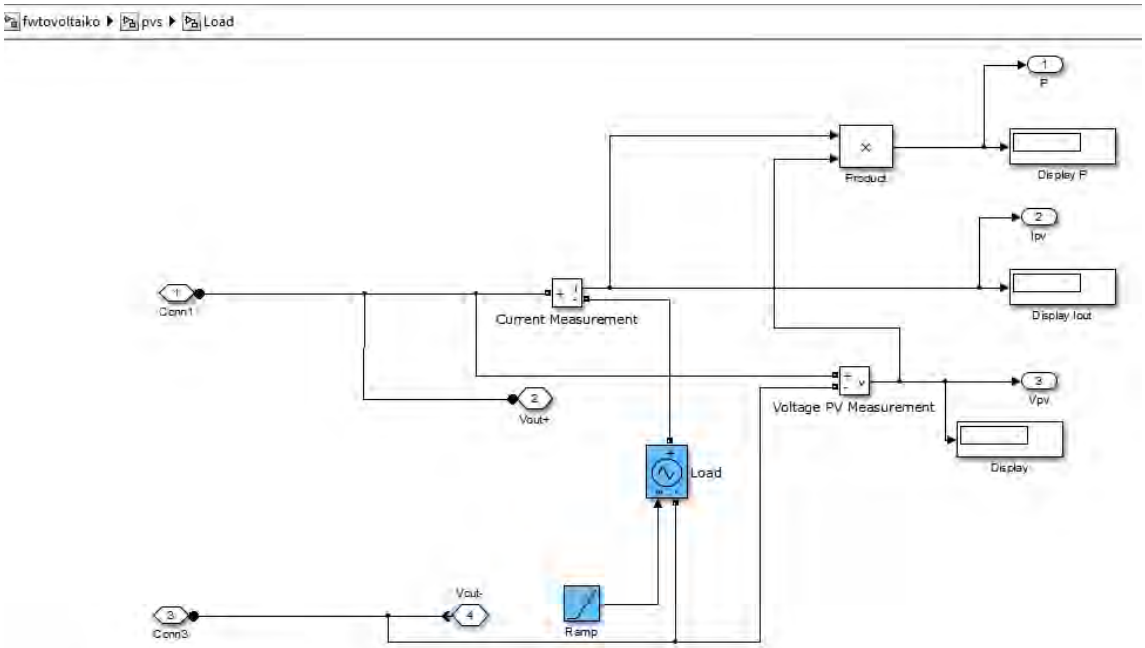
$$I_2 = I_{sc1} = I_{CSI} = I_{sc} + D_1 \quad (2.7)$$

$$I_1 = I_{sc2} = I_{CSII} = I_{sc} \cdot C_1 \cdot \left[\exp\left(\frac{V_R}{C_2 \cdot V_{oc}}\right) - 1\right]) \quad (2.8)$$

Έπειτα, αφαιρούνται και τελικά $I = I_2 - I_1$ (2.9)

Αυτά τα δύο εσωτερικά ρεύματα αναπαριστούν, το μεν I_2 την πηγή ρεύματος στο ισοδύναμο κύκλωμα του ηλιακού κυττάρου, το δε I_1 το ρεύμα της ισοδύναμης διόδου, πάλι από το ισοδύναμο κύκλωμα (βλ. Σχ.1.10).

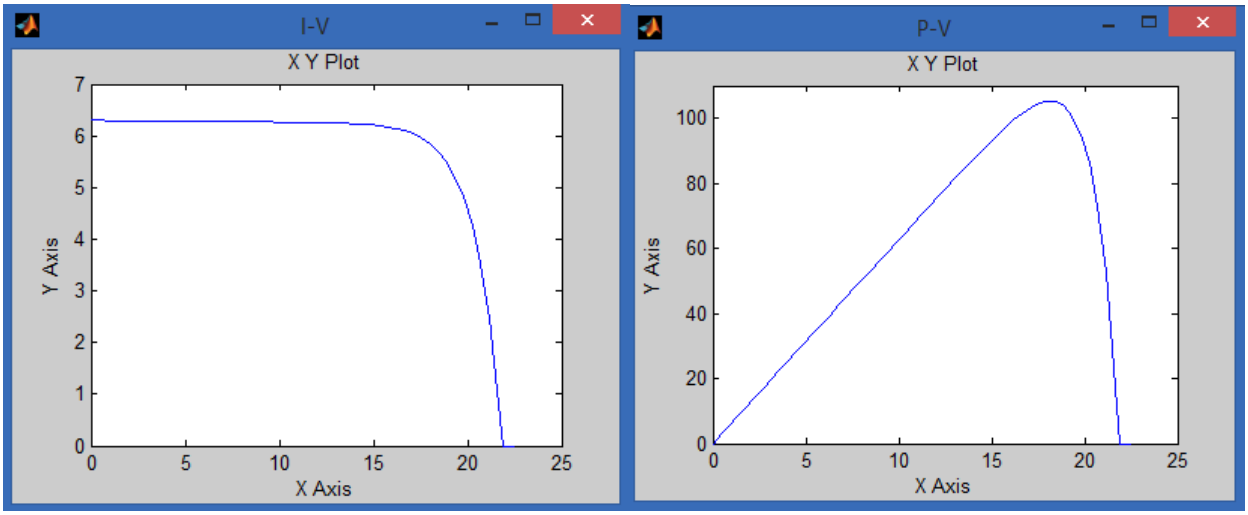
Στη συγκεκριμένη προσομοίωση του φωτοβολταϊκού, μιας και το μελετούμε αυτοτελώς, βάλαμε αρχικά ως φορτίο μια εξαρτώμενη πηγή τάσης οδηγούμενη από μια ράμπα με κλίση 0.5, όπως φαίνεται στο Σχ.2.4. Δηλαδή, το φορτίο αυτό «εξαναγκάζει» την τάση εξόδου να αυξάνεται 0.5V κάθε 1sec. Άρα, για να φτάσει στο $V_{oc} = 21.88V$ το σύστημά μας, μιας και η λειτουργία του κυκλώματος εξαρτάται από το φορτίο κάθε φορά, χρειάζεται χρόνο 43.76sec. Θέσαμε stop time 45sec.



Σχ.2.4 Μπλοκ διασύνδεσης με φορτίο.

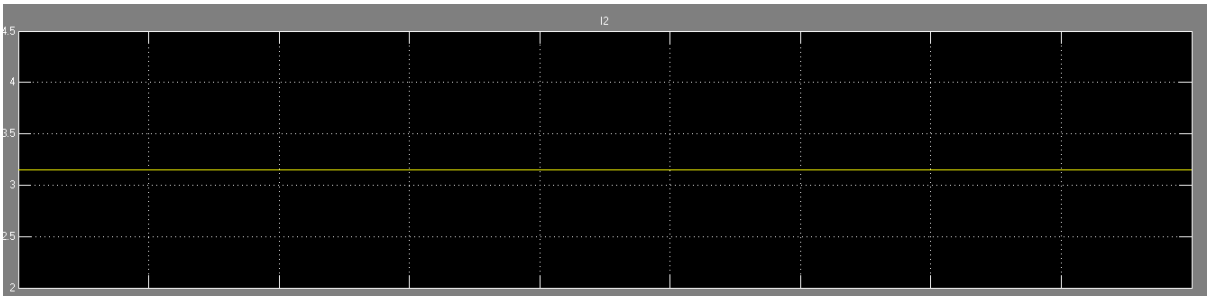
Το σημείο λειτουργίας της φωτοβολταϊκής γεννήτριας είναι το σημείο που τέμνονται η I-V χαρακτηριστική του φ/β με την I-V χαρακτηριστική του φορτίου.

Ουσιαστικά, η ράμπα είναι σαν μια μεταβλητή αντίσταση**,** η οποία θεωρητικά παίρνει τιμές από 0 εώς άπειρο. Έτσι, όσο πιο μικρή είναι η αντίσταση, τόσο μεγαλύτερος ο λόγος $\frac{1}{R_o}$, άρα μεγάλη και η κλίση της χαρακτηριστικής του φορτίου (πιο κοντά στον άξονα των y). Οπότε, το σημείο λειτουργίας αρχίζει από το (I_{sc}-V) = (6.3, 0) και καθώς αυξάνεται η αντίσταση, μειώνεται αντίστοιχα ο λόγος $\frac{1}{R_o}$, άρα και η κλίση της χαρακτηριστικής του φορτίου (πλησιάζει τον άξονα των x), με αποτέλεσμα να καταλήγει στο (I-V_{oc}) = (0, 21.88) και έτσι, όπως φαίνεται στο Σχ.2.5, να διαγράφεται όλη η χαρακτηριστική I-V και P-V του φωτοβολταϊκού, επειδή, ακριβώς, η χαρακτηριστική του φ/β τέμνεται σε όλα της τα σημεία με τη χαρακτηριστική του φορτίου.



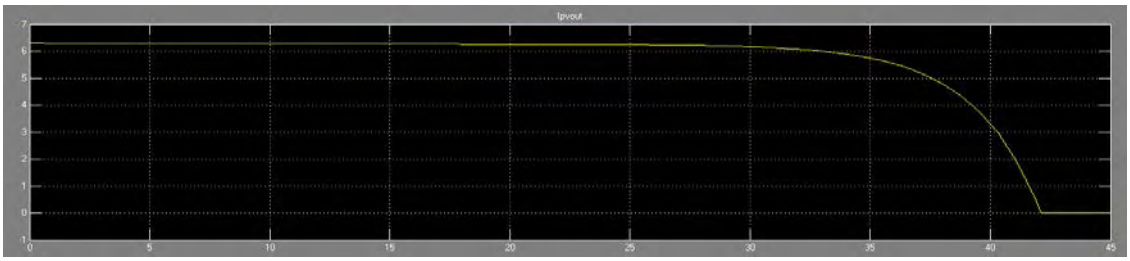
Σχ.2.5 I-V και P-V χαρακτηριστικές.

Στο ισοδύναμο κύκλωμα του φωτοβολταϊκού-ηλιακού κυττάρου (βλ. Σχ.1.10) έχουμε μια πηγή ρεύματος, η οποία, στην περίπτωσή μας, δίνει 3.15A σταθερά σε κάθε φ/β πλαίσιο, όπως φαίνεται στο Σχ.2.6. Το ρεύμα αυτό μοιράζεται στον κλάδο της ισοδύναμης διόδου και στον κλάδο του φορτίου.

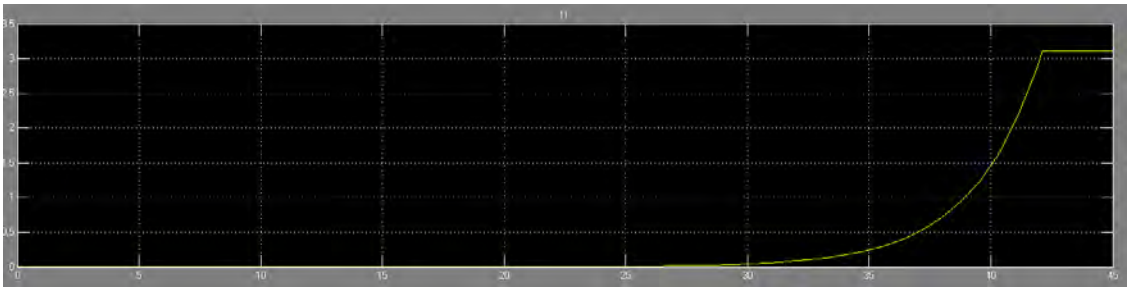


Σχ.2.6 Το ρεύμα της πηγής ρεύματος του ισοδύναμου κυκλώματος του φ/β.

Αρχικά, όπως φαίνεται στο Σχ.2.7, το φορτίο τραβάει όλο το ρεύμα 3.15A (6.3 και τα 2 πλαίσια μαζί), καθώς αρχικά έχουμε μια πολύ μικρή -σχεδόν μηδενική- αντίσταση στην έξοδο. Καθώς, όμως, η ράμπα αυξάνεται, δηλαδή αυξάνεται η αντίσταση και η τάση στην έξοδο, μειώνεται το ρεύμα που μπορεί να περάσει στο φορτίο και αυξάνεται παραβολικά το ρεύμα που περνά στην ισοδύναμη δίοδο, όπως φαίνεται στο Σχ.2.7. Στα 43.76sec στην ισοδύναμη δίοδο περνά όλο το ρεύμα της ισοδύναμης πηγής ρεύματος και στο φορτίο μηδενικό ρεύμα.



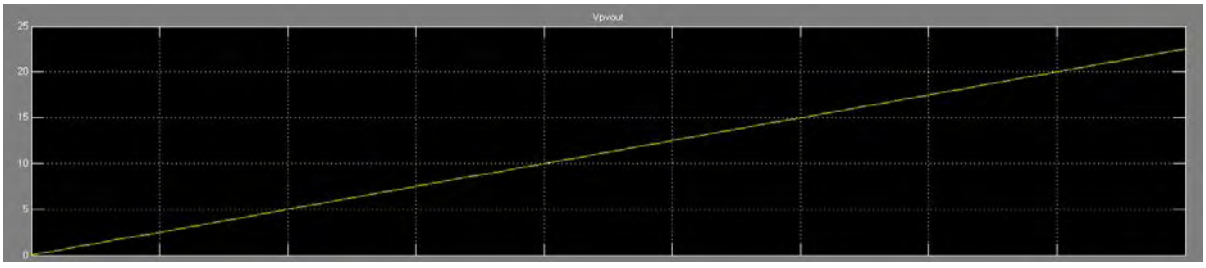
Σχ.2.7 Το ρεύμα στο φορτίο.



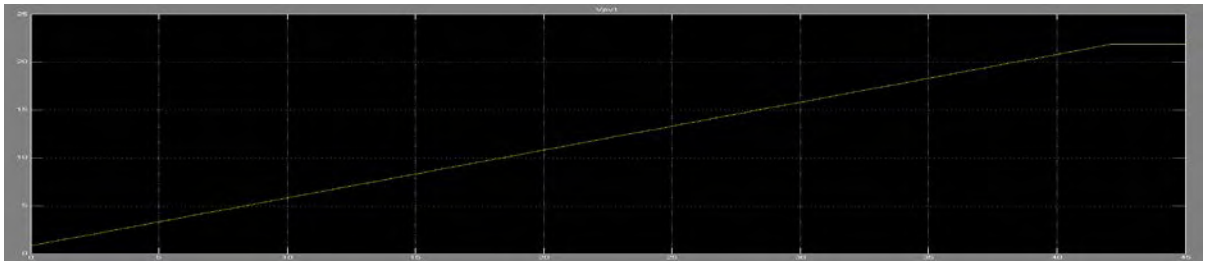
Σχ.2.8 Το ρεύμα στην ισοδύναμη δίοδο.

Αν δεν υπήρχε η δίοδος πριν την έξοδο του φ/β που φαίνεται στο Σχ.2.3, το φορτίο (που είναι πηγή τάσης εδώ) θα διαρρεόταν από αρνητικό-ανάστροφο ρεύμα, με αποτέλεσμα ουσιαστικά να στέλνει η πηγή τάσης της εξόδου ενέργεια στην είσοδο, πράγμα ανεπιθύμητο. Έτσι, με την δίοδο πριν την έξοδο καταφέρνουμε να διατηρούμε τα μεγέθη αναλλοίωτα.

Μάλιστα, παρατηρούμε πως μετά τα 43.76sec, παρόλο που η τάση εξόδου αυξάνεται γραμμικά καθώς έχουμε τη ράμπα, όπως φαίνεται στο Σχ.2.9, η τάση στην έξοδο του φ/β σταθεροποιείται στα 21.88V=V_{oc}, όπως φαίνεται στο Σχ.2.10, λόγω της εισαγωγής της διόδου που αναφέρθηκε προηγουμένως.

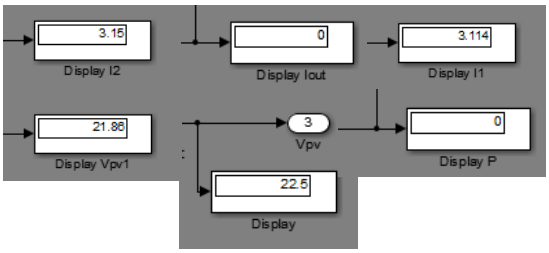


Σχ.2.9 Η τάση στο φορτίο.



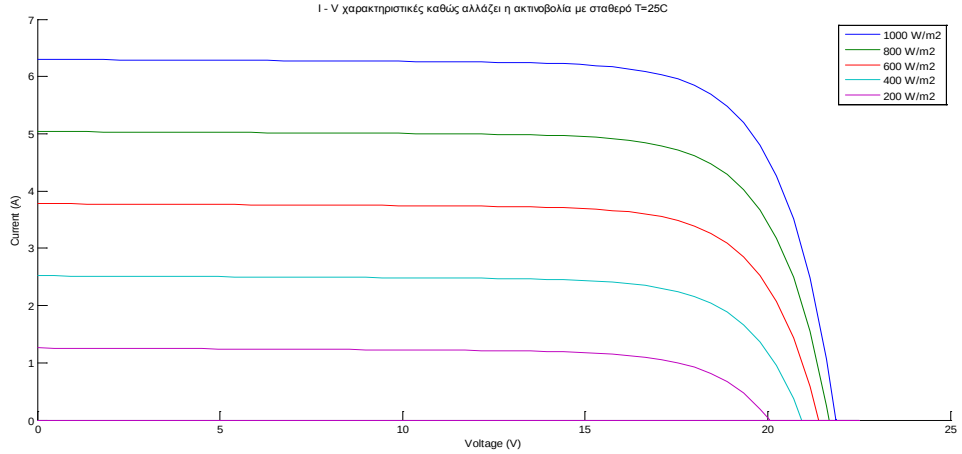
Σχ.2.10 Η τάση του φωτοβολταϊκού.

Οι τελικές τιμές των παραπάνω μεγεθών φαίνονται στο Σχ.2.11.

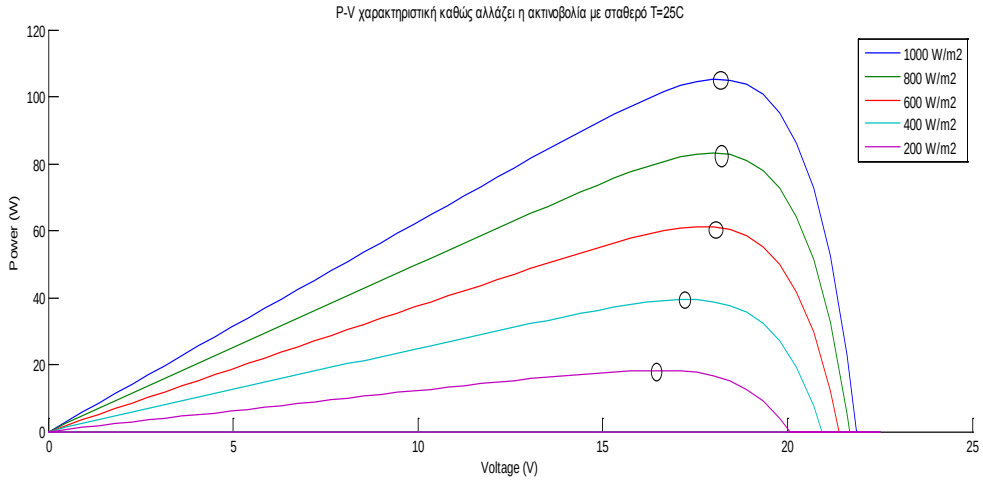


Σχ.2.11 Οι τελικές τιμές των ρευμάτων, των τάσεων και της ισχύος του φ/β σε display.

Στη συνέχεια, μεταβάλλαμε την ακτινοβολία, με σταθερή θερμοκρασία για να δούμε πως επηρεάζονται οι I-V και P-V χαρακτηριστικές του φ/β, όπως φαίνονται στα Σχ.2.12 και Σχ.2.13. Παρατηρούμε πως η μεταβολή εισερχόμενης ισχύος εκφράζεται κυρίως ως μεταβολή του ρεύματος. Παρόλα αυτά, παρατηρούμε πως και τα V_{mp} και V_{oc} μεταβάλλονται, αλλά πολύ λιγότερο. Πάντως τα αποτελέσματα της προσομοίωσης ταυτίζονται με τα αντίστοιχα θεωρητικά (βλ. Σχ.1.12).

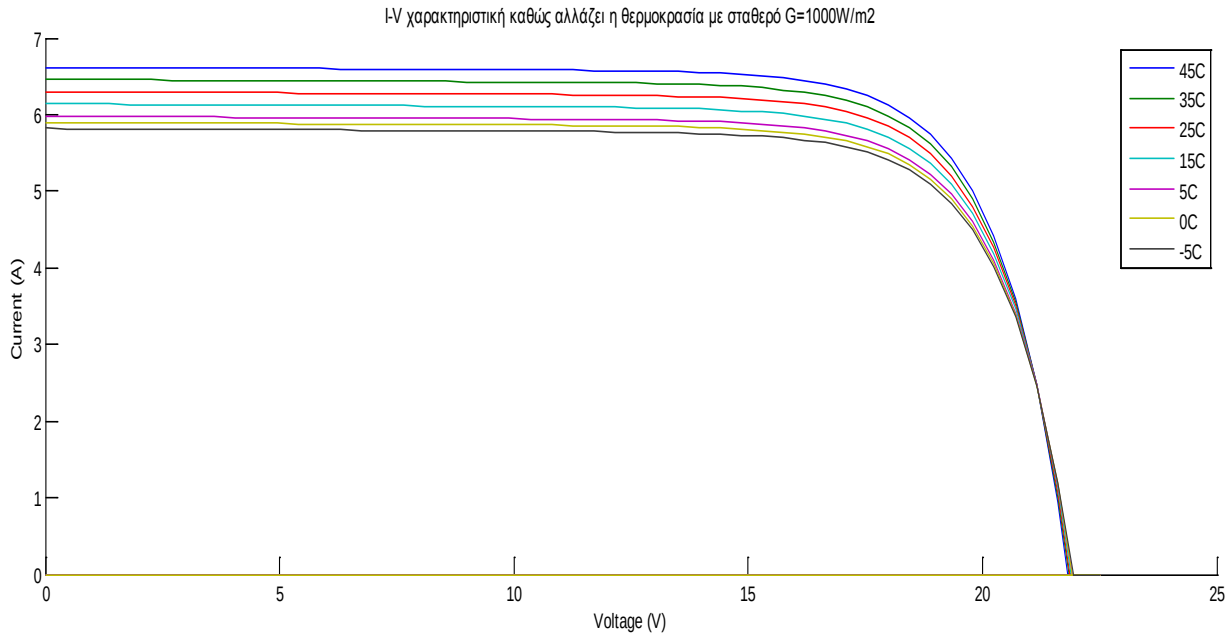


Σχ.2.12 I-V χαρακτηριστικές με αλλαγή ακτινοβολίας.

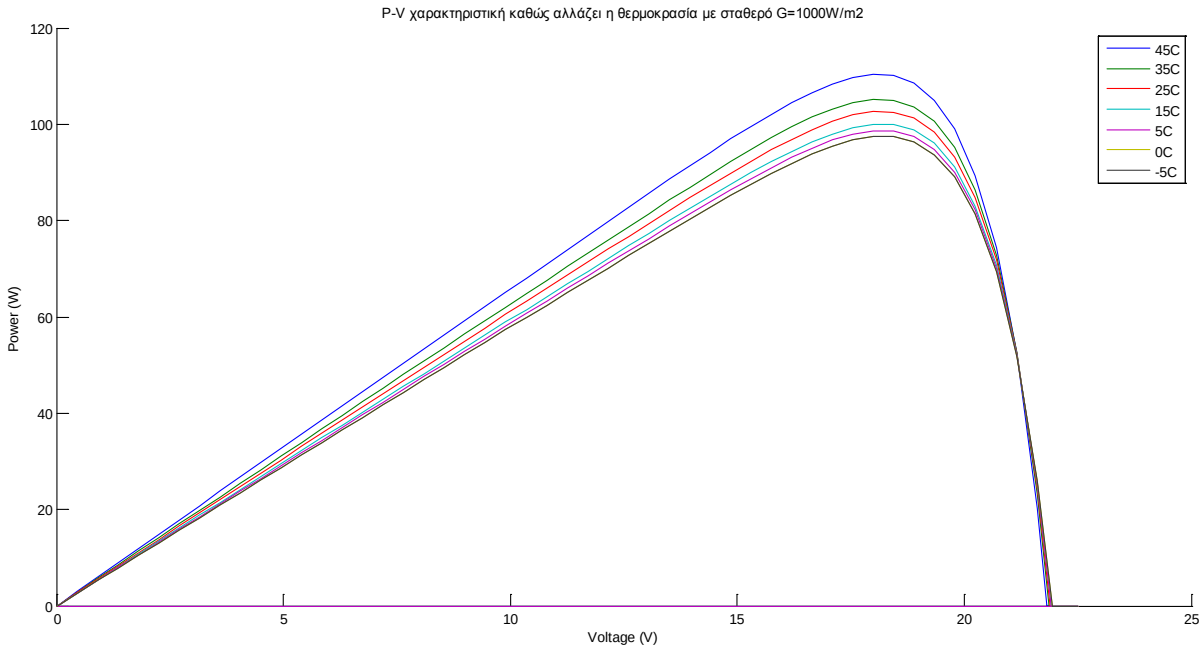


Σχ.2.13 P-V χαρακτηριστικές με αλλαγή ακτινοβολίας. Με κύκλο είναι τα διάφορα MPP.

Τέλος, μεταβάλλαμε τη θερμοκρασία, με σταθερή την ακτινοβολία, για να δούμε πως επηρεάζονται οι I-V και P-V χαρακτηριστικές του φ/β, όπως φαίνονται στα Σχ.2.14 και Σχ.2.15. Παρατηρούμε πως το ρεύμα επηρεάζεται πολύ λιγότερο, από ότι όταν μεταβάλλαμε την ακτινοβολία. Η τάση, παρόλα αυτά, ενώ κανονικά έπρεπε να μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα με τη θερμοκρασία (βλ. Σχ.1.13), βλέπουμε πως δεν επηρεάζεται τόσο. Αυτό οφείλεται στο ότι δεν έχουν προσομοιωθεί όλοι οι παράγοντες που επηρεάζουν τη λειτουργία ενός πραγματικού φ/β.



Σχ.2.14 I-V χαρακτηριστικές με αλλαγή θερμοκρασίας.



Σχ.2.15 P-V χαρακτηριστικές με αλλαγή θερμοκρασίας.

Γενικά, παρατηρούμε πως η επίδραση της ακτινοβολίας είναι πολύ μεγαλύτερη και πιο σημαντική από την επίδραση της θερμοκρασίας. Συγκεκριμένα, παρακάτω υπάρχει πίνακας με τις μέγιστες ισχείς κάθε φορά και την αντίστοιχη μεταβολή.

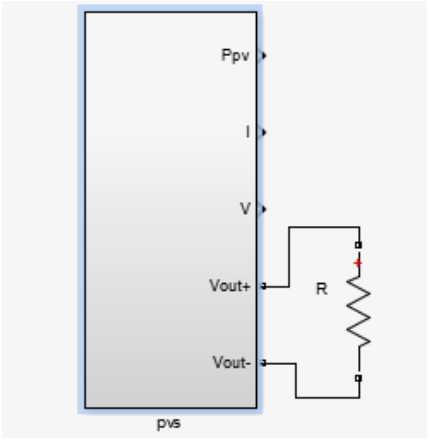
Για $T = 25°C$ Για $G = 1000 \frac{W}{m^2}$

Ακτινοβολία (W/m^2)	Pmax (W)	Θερμοκρασία (°C)	Pmax (W)
1000	**105.2**	45	**110.3**
800	83.14	35	105.2
600	61.11	25	102.6
400	39.41	15	100
200	**18.31**	5	98.72
		0	97.41
		-5	**95.36**

Πίνακας 1. Αλλαγή ακτινοβολίας ή θερμοκρασίας και αντίστοιχη αλλαγή στην ισχύ.

2.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΜΕ ΦΟΡΤΙΟ-ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ

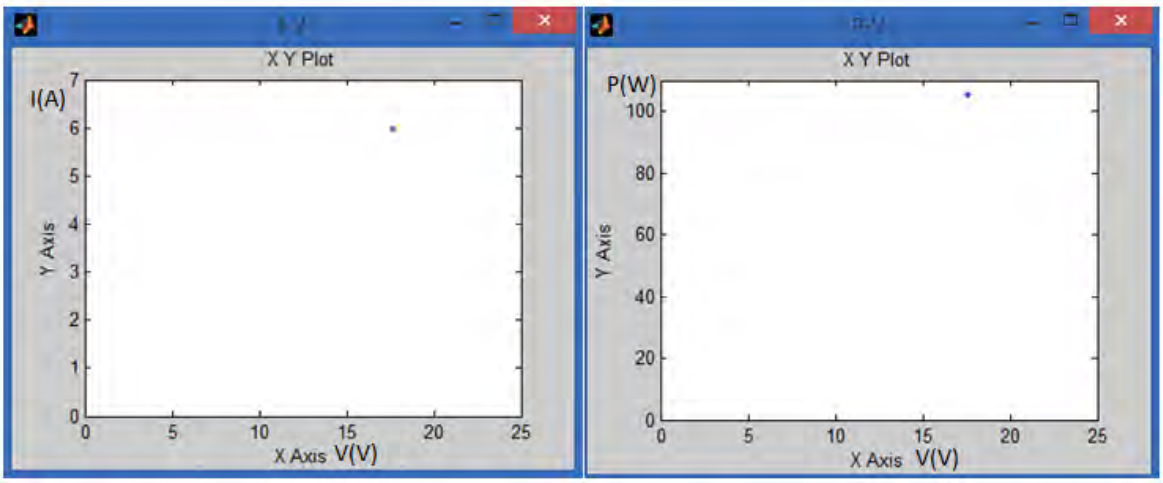
Στην ενότητα αυτή προσομοιώνουμε το φ/β με φορτίο μια ωμική αντίσταση, όπως φαίνεται στο Σχ.2.16. Αν η τιμή της αντίστασης αυτής είναι η βέλτιστη $Ro_{opt} = \frac{V_{mp}}{I_{mp}} = \frac{17.7}{5.98} = 2.96\Omega$, «εξαναγκάζουμε» το σύστημα να λειτουργεί στο V_{mp}, στο I_{mp} άρα και στη P_{mp}, χωρίς να κάνουμε εμείς κανέναν απολύτως εξωτερικό έλεγχο.



Σχ.2.16 Το φ/β συνδεδεμένο με μια αντίσταση.

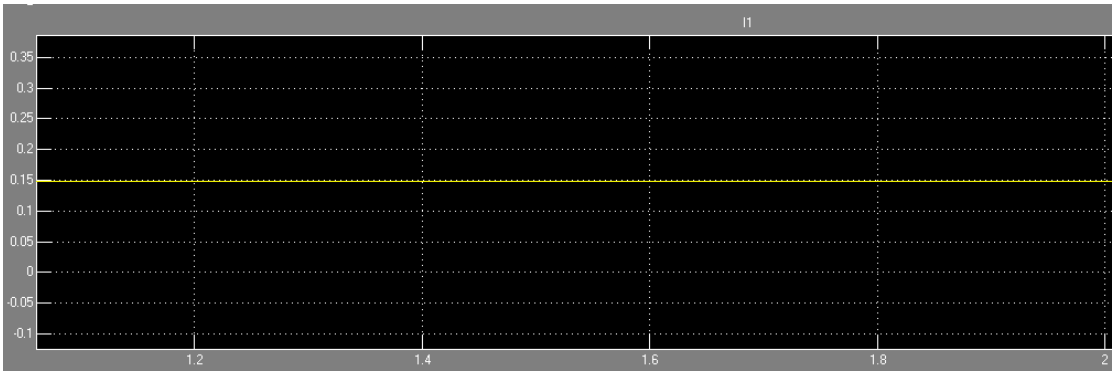
Όντως, όπως φάνηκε στην προσομοίωση, η τάση εξόδου είναι V_{mp}=17.6V, το ρεύμα εξόδου είναι I_{mp}=5.95A και η ισχύς εξόδου είναι P_{mp}=104.6W. Η μικρή απόκλιση από τις ακριβείς τιμές οφείλεται στην στρογγυλοποίηση της τιμής του φορτίου.

Στο Σχ.2.17 είναι εμφανές το σημείο λειτουργίας του συστήματος ως η τομή της χαρακτηριστικής του φορτίου με την χαρακτηριστική του φωτοβολταϊκού.



Σχ.2.17 Το σημείο λειτουργίας του συστήματος.

Καταλαβαίνουμε, πως εφόσον το φορτίο διαρρέεται από $5.98A = I_{mp}$, το υπόλοιπο ρεύμα $6.3 - 5.98 = 0.32A$ πάει στις ισοδύναμες διόδους των 2 πάνελ (0.16Α σε κάθε μία), όπως φαίνεται στο Σχ.2.18.



Σχ.2.18 Το ρεύμα στην ισοδύναμη δίοδο με φορτίο τη βέλτιστη αντίσταση.

Στη συνέχεια, κάναμε την ίδια με προσομοίωση με $R_o < Ro_{opt}$ και $R_o > Ro_{opt}$ και είδαμε τα εξής:

--Με $R_o < Ro_{opt} \rightarrow V_{pv} < V_{mp}$

--Με $R_o > Ro_{opt} \rightarrow V_{pv} > V_{mp}$

2.4 ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΛΟΓΗΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

Στην ενότητα αυτή διαστασιολογήσαμε τα στοιχεία του μετατροπέα, καθώς και το βέλτιστο ωμικό φορτίο που αυτός πρέπει να έχει για συγκεκριμένους λόγους κατάτμησης δ, ώστε να λειτουργεί (χωρίς εξωτερικό έλεγχο) στο MPP.

2.4.1 Υπολογισμός διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας

Αρχικά, σημαντικό βήμα στο σχεδιασμό του μετατροπέα είναι η επιλογή κατάλληλης συχνότητας λειτουργίας, που συνήθως κυμαίνεται από 50 εώς 300 kHz. Η συχνότητα λειτουργίας δείχνει, ουσιαστικά, πόσο γρήγορα ανοιγοκλείνει το MOSFET-διακόπτης. Περιορίζεται σε αυτές τις τιμές, λόγω των απωλειών που παρουσιάζονται στο διακόπτη κατά τις μεταβάσεις. Όταν ο διακόπτης μεταβαίνει από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής, το ρεύμα και η τάση στα άκρα του έχουν ταυτόχρονα υψηλές τιμές, με αποτέλεσμα την στιγμιαία απώλεια ισχύος (διακοπτικές απώλειες). Όσο πιο γρήγορος είναι ένα διακόπτης, τόσο μικρότερες οι διακοπτικές απώλειες, καθώς είναι πιο σύντομο το χρονικό διάστημα που λαμβάνει χώρα αυτό το φαινόμενο. Ωστόσο, ο βαθμός απόδοσης του μετατροπέα πέφτει με την άνοδο της συχνότητας, εξαιτίας αυτού του φαινομένου. Από την άλλη, η επιλογή υψηλότερης συχνότητας βοηθάει στη χρησιμοποίηση μικρότερων παθητικών στοιχείων.

Επιλέχθηκε $f_s = 50kHz,\ T_s = 0.00002sec = 20\mu sec$, συχνότητα αρκετά μεγάλη, ώστε να μην χρειαστεί υπερβολικά μεγάλο φίλτρο εξομάλυνσης, αλλά και αρκετά μικρή ώστε να αποφευχθούν οι υψηλές διακοπτικές απώλειες.

2.4.2 Υπολογισμός πυκνωτή εισόδου

Στην είσοδο του buck–boost κανονικά υπάρχει ένας πυκνωτής C_i για να απορροφά την εναλλασσόμενη συνιστώσα του ρεύματος εισόδου, ώστε ο μετατροπέας να διαρρέεται από συνεχές ρεύμα. Εμείς βάλαμε ένα φίλτρο L-C, για να συμπεριλάβουμε τις επαγωγές των καλωδίων. Ουσιαστικά, το φίλτρο εισόδου αυτό παρέχει τα διακοπτικά ρεύματα στο μετατροπέα.

Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου πρέπει να είναι:

$$f_c = 10\% \cdot f_s \Rightarrow \frac{1}{2\cdot\pi\cdot\sqrt{L\cdot C}} = 0.1 \cdot 50 \cdot 10^3 \Rightarrow \quad (2.1)$$

$$L \cdot C = \frac{1}{(2\cdot 3.14\cdot 0.1\cdot 50\cdot 10^3)^2} \Rightarrow L \cdot C = 1.01 \cdot 10^{-9}$$

Βάζουμε $C_i = 1mF, L_i = 1.01\mu H.$

2.4.3 Υπολογισμός πηνίου εξομάλυνσης

Για τον υπολογισμό του πηνίου εξομάλυνσης του μετατροπέα που κατασκευάσθηκε, θεωρήσαμε $\delta = 0.5$, που είναι το οριακό δ ανάμεσα σε λειτουργία ως buck και λειτουργία ως boost.

Τάση εισόδου του μετατροπέα θεωρούμε τη $V_{mp} = 17.7V$.

Ελάχιστο ρεύμα εξόδου του μετατροπέα θεωρούμε $I_{outmin} = 10\% \cdot I_{κινητ\ ήρα} = 0.1 \cdot 5.3 = 0.53A$

Για να είμαστε σε CCM πρέπει:

$$L_{fmin} \geq \frac{V_i \cdot T_s \cdot \delta \cdot (1-\delta)}{2 \cdot I_{outmin}} = \frac{17.7 \cdot 0.00002 \cdot 0.5 \cdot 0.5}{2 \cdot 0.53} = 83.5\mu H \quad (2.2)$$

Για να είμαστε ασφαλώς σε CCM παίρνουμε:

$L_f = 10 \cdot L_{fmin} = 835\mu H = 0.835mH$

2.4.4 Υπολογισμός πυκνωτή εξόδου

Ισχύει: $\Delta Vo = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{I_o \cdot T_s \cdot \delta}{C_o} = 0.1 = 10\%\ κυμάτωση\ τάσης\ εξόδου$ (2.3)

και $I_o = I_{outm\ ax} = 5.3A = I_{κινητ\ ήρα}$

Άρα, $C_o = \frac{I_o \cdot T_s \cdot \delta}{\Delta V_O} = \frac{5.3 \cdot 0.00002 \cdot 0.5}{0.1} = 0.53mF$

2.4.5 Υπολογισμός βέλτιστου ωμικού φορτίου

Η βέλτιστη αντίσταση εισόδου του μετατροπέα είναι η $R_{inopt} = 2.96\,\Omega$, που είπαμε πριν, ότι είναι και η βέλτιστη αντίσταση εξόδου του φ/β, για την οποία αυτό λειτουργεί στο MPP. Τώρα, όμως, παρεμβάλλεται ο μετατροπέας. Οπότε:

Θεωρώντας, $Pin = Pout \Rightarrow \frac{Vin^2}{Rin} = \frac{Vo^2}{Ro} \Rightarrow \frac{\cancel{Vin^2}}{Rin} = \frac{\cancel{Vin^2} \cdot \left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2}{Ro} \Rightarrow Ro = Rin \cdot \left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2$ (2.4)

-Για $\delta = 0.5$: $Ro = 2.96 \cdot (\frac{0.5}{1-0.5})^2 = 2.96\Omega = Rin$

-Για $\delta = 0.3$ (buck): $Ro = 2.96 \cdot (\frac{0.3}{1-0.3})^2 = 0.54\Omega < 2.96\Omega$

-Για $\delta = 0.576$ (boost): $Ro = 2.96 \cdot (\frac{0.576}{1-0.576})^2 = 5.418\Omega > 2.96\Omega$.

Για τις τιμές αυτές θα έχουμε λειτουργία στο MPP χωρίς εξωτερικό έλεγχο

[Το $\delta = 0.576$ βγήκε από τη σχέση $\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1-\delta}$ όπου θέλουμε:

$V_i = V_{mp} = 17.7V$ και $V_o = V_{κινητ\ ήρα} = 24V$.]

2.5 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ BUCK–BOOST (ΧΩΡΙΣ ΚΑΙ ΜΕ ΦΙΛΤΡΟ ΕΙΣΟΔΟΥ), ΜΕ DC ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΦΟΡΤΙΟ-ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ (ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΩΣ BUCK)

Η αρχική προσομοίωση του μετατροπέα έγινε με μια απλή dc πηγή τάσης, με τιμή όσο το επιθυμητό $V_{mp} = 17.7V$, τάση στην οποία θέλουμε να λειτουργεί το φ/β για να έχουμε μέγιστη ισχύ, με τυχαίο σταθερό $\delta = 0.3 < 0.5$ και με φορτίο ωμική αντίσταση.

Οπότε, θα έχουμε τάση εξόδου μικρότερη από την τάση εισόδου, δηλαδή ο μετατροπέας λειτουργεί ως μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (ως buck).

Συγκεκριμένα:

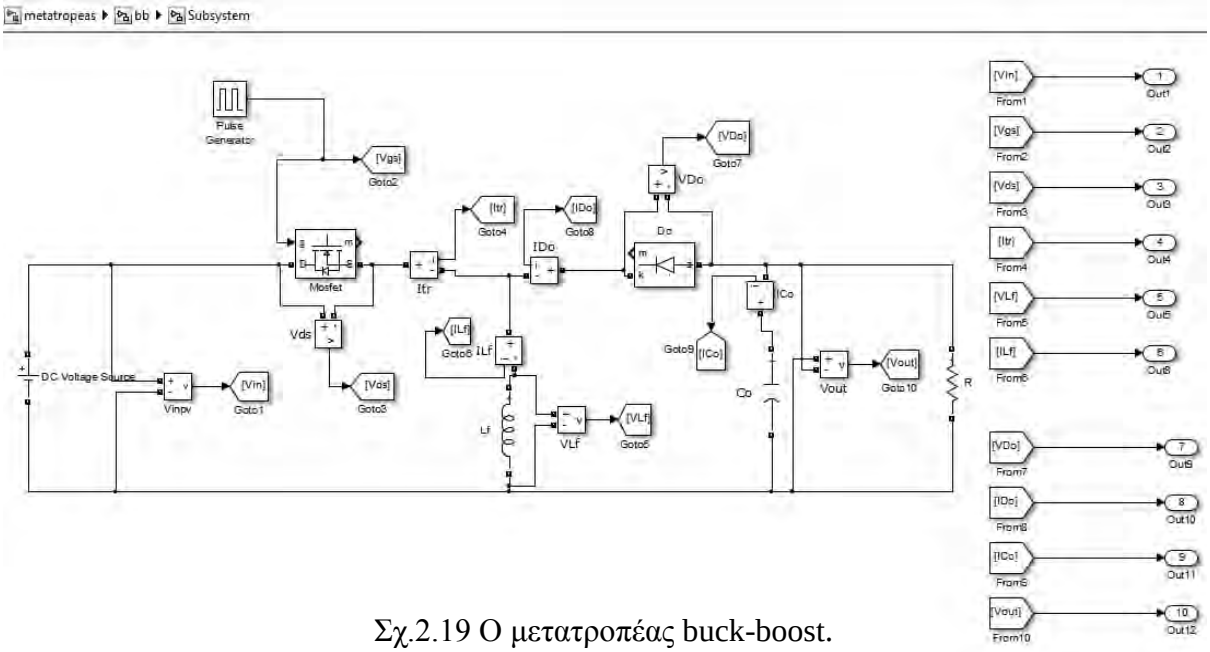
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1-\delta} = \frac{0.3}{0.7} \Rightarrow V_O = V_i \cdot \frac{0.3}{0.7} = 17.7 \cdot \frac{0.3}{0.7} = 7.59V < 17.7V$$

Για να έχουμε ισχύ εισόδου του μετατροπέα τη μέγιστη ισχύ του φ/β ($P_{in} = 106\,W$), θα πρέπει $R_o = \frac{{V_o}^2}{P_o} = 0.54\Omega$ (θεωρούμε $P_o = P_i$, λόγω ιδανικών στοιχείων μετατροπέα).

Έτσι, $I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{7.59}{0.54} = 13.97A \cong 14A$ και $I_i = \frac{P_{in}}{Vi} = \frac{106}{17.7} = 5.98A = I_{mp}$.

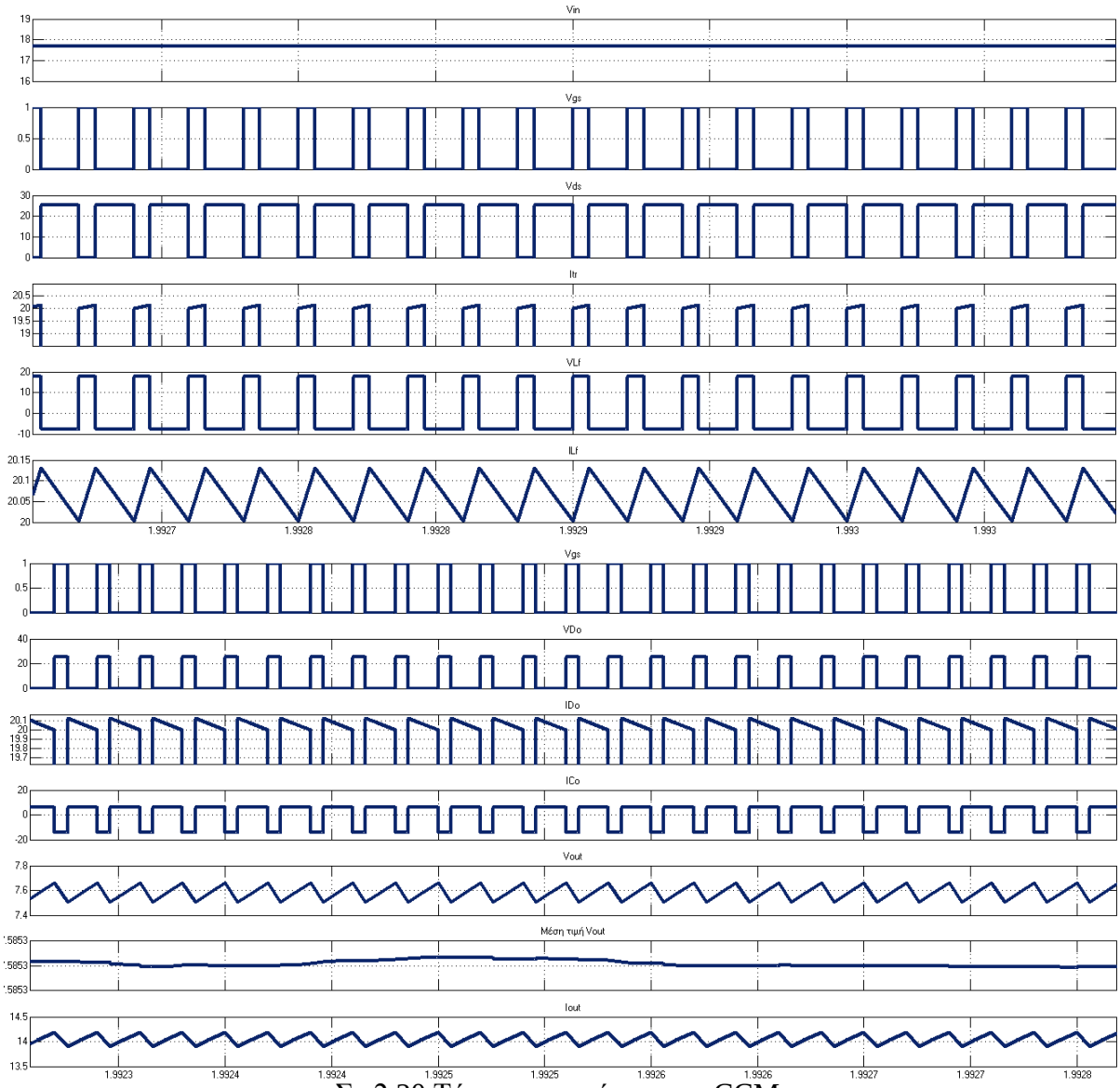
Οι παλμοί εδώ δίνονται από ένα μπλοκ που παράγει τετραγωνικούς παλμούς – μια παλμογεννήτρια, με πλάτος 1V. $Stop\ time = 2sec$, αρκετό ώστε να έχουν τελειώσει τα μεταβατικά φαινόμενα για να μπορέσουμε να δούμε τη μόνιμη κατάσταση.

Στο Σχ.2.19 φαίνεται ο μετατροπέας buck-boost στο Simulink.



Σχ.2.19 Ο μετατροπέας buck-boost.

Αρχικά προσομοιώθηκε ο μετατροπέας χωρίς φίλτρο εισόδου. Στο Σχ.2.20 παρατηρούμε, πως η τάση εξόδου ταλαντώνεται γύρω από μία σταθερή τιμή V_o=7.6V<V_i=17.7V και το ρεύμα εξόδου ταλαντώνεται επίσης γύρω από μια σταθερή τιμή I_o=14 A.



Σχ.2.20 Τάσεις και ρεύματα σε CCM.

Στο Σχ.2.20 επιπλέον παρατηρούμε:

$V_{ds}=V_i+V_o=17.7+7.6=25.3V=V_{Do}$

Το I_{tr} και το I_{Do} κυμαίνονται από I_{Lfmin}=20A μέχρι I_{Lfmax}=20.13A

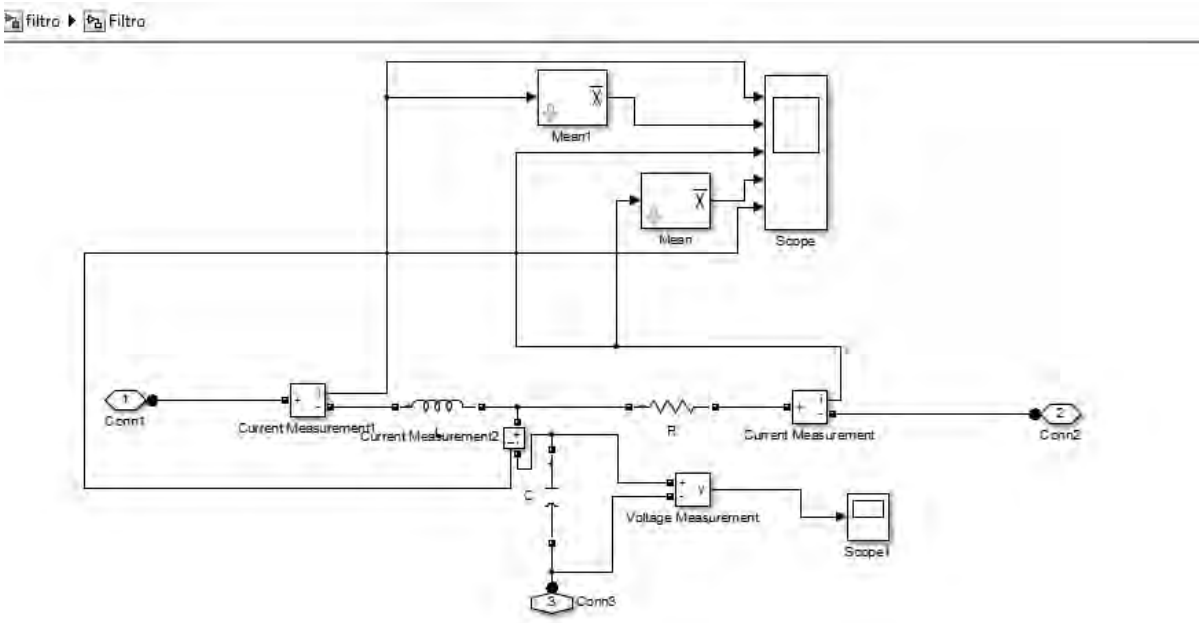
Όντως, από την εξίσωση $Io + Ii = \frac{(ILfmin + ILfmax)}{2}$ και από την $I_{Lfmax} - I_{Lfmin} = \frac{Vi}{Lf} \cdot \delta \cdot Ts$

αν αντικαταστήσουμε τα I_o=14A και τα I_i=5.98A θα επαληθευτούν οι παραπάνω τιμές.

Το V_{Lf} κυμαίνεται από V_i=17.7V εώς $-V_o$=-7.59V

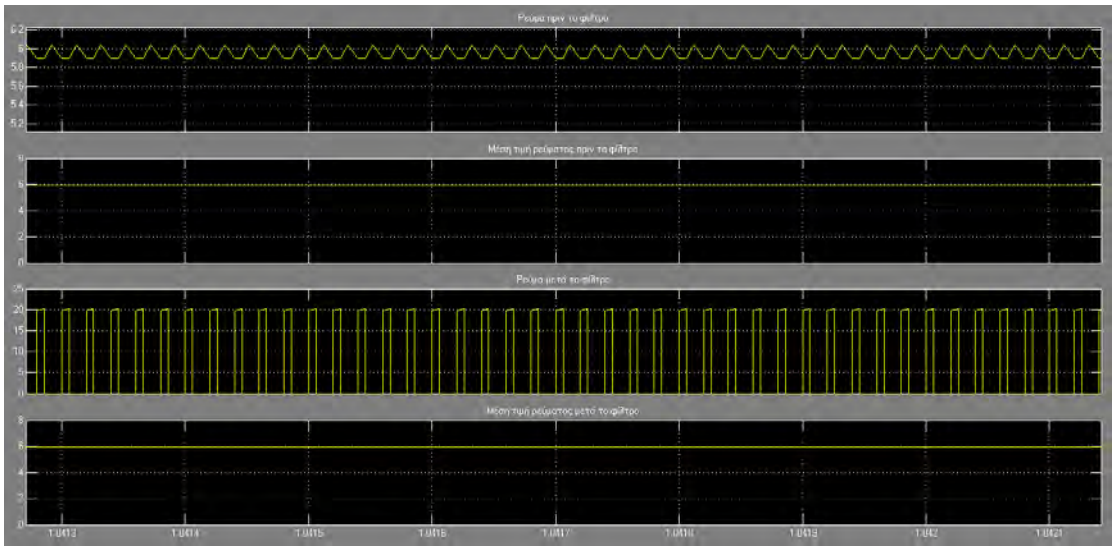
Το I_{Co} προκύπτει από την αφαίρεση I_{Do}-I_o (η κυματομορφή του ρεύματος διόδου μετατοπισμένη κατά 14 Α κάτω).

Στην συνέχεια, βάλαμε και το φίλτρο στην είσοδο του μετατροπέα, το οποίο φαίνεται στο Σχ.2.21.



Σχ.2.21 Το μπλοκ του φίλτρου εσωτερικά.

Στο Σχ.2.22 φαίνεται ότι το φίλτρο παρέχει τα διακοπτικά ρεύματα που προαναφέρθηκαν, ενώ το μέσο ρεύμα πριν και μετά το φίλτρο είναι ίδιο.



Σχ.2.22 Κυματομορφές στιγμιαίου και μέσου ρεύματος πριν και μετά το φίλτρο.

Επίσης, από την κυματομορφή της τάσης του πυκνωτή του φίλτρου βλέπουμε ότι φορτίζεται στα 0.01sec.

Ο μετατροπέας δεν επηρεάζεται καθόλου. Το μόνο που παρατηρούμε είναι ότι με την εισαγωγή του φίλτρου παρουσιάζεται μια μικρή κυμάτωση στην τάση εισόδου, όπως φαίνεται στο Σχ.2.23.



Σχ.2.23 Μικρή κυμάτωση στην τάση εισόδου του μετατροπέα.

Η παραπάνω προσομοίωση έγινε και για $\delta > 0.5$. Αυτό που βγήκε σαν συμπέρασμα είναι ότι δεν επηρεάζεται η λειτουργία και η έξοδος του μετατροπέα από το φορτίο, αφού κάθε φορά έχουμε V_{in}=17.7V=ct και σταθερό δ. Απλώς, όσο μεγαλώνουμε το φορτίο, τόσο μειώνεται η κυμάτωση της τάσης εξόδου στη μόνιμη κατάσταση, αφού ισχύει $\Delta V_O = \frac{V_o \cdot T_s \cdot \delta}{C_o \cdot R_L}$. Το φορτίο επηρεάζει απλά κάθε φορά το πόσο ρεύμα θα περάσει, δηλαδή την ισχύ εισόδου.

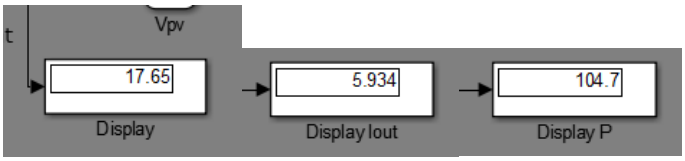
2.6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ Φ/Β – ΦΙΛΤΡΟΥ – BUCK–BOOST – ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ (ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΩΣ BOOST) - ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΜΕ ΠΑΛΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑ

Σε αυτήν την προσομοίωση, εφόσον έχουμε παλμογεννήτρια, έχουμε $\delta = \sigma\tau\alpha\theta$. Όμως, επειδή στην είσοδο τώρα δεν έχουμε σταθερή τάση, αλλά φωτοβολταϊκό, η τάση εξόδου του φ/β εξαρτάται από το φορτίο στην έξοδο.

Όσο μικρότερο/μεγαλύτερο φορτίο R_o=f(δ), τόσο μικρή/μεγάλη αντίστοιχα η τάση στην έξοδο: $\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1-\delta} \rightarrow V_i = V_{pv} = V_o \cdot \frac{1-\delta}{\delta} = R_o \cdot I_o \cdot \frac{1-\delta}{\delta}$. Έτσι, καθορίζεται η τάση εισόδου του μετατροπέα, άρα η έξοδος του φ/β.

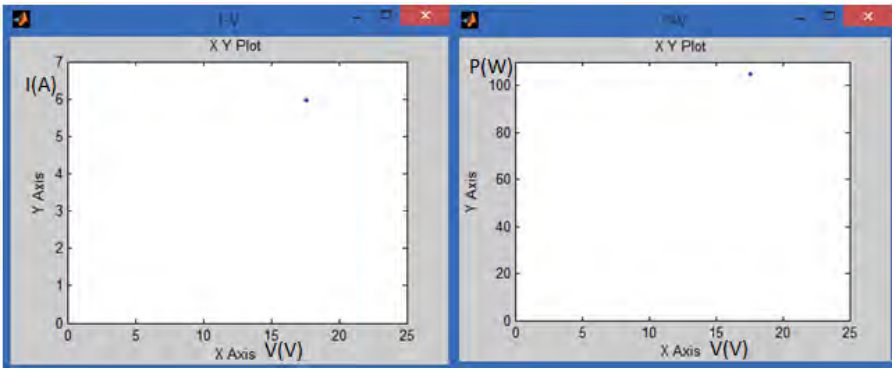
Επειδή τώρα θέλουμε ανύψωση τάσης στην έξοδο του μετατροπέα και συγκεκριμένα $V_o = 24V$(ονομαστική τάση κινητήρα), από $\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1-\delta} \rightarrow \delta = 0.576$. Για αυτήν την τιμή του δ, το βέλτιστο ωμικό φορτίο για το οποίο το φ/β θα λειτουργήσει στο MPP χωρίς κανέναν εξωτερικό έλεγχο είναι (όπως έχει υπολογιστεί στην ενότητα 2.4) $R_o = 2.96 \cdot (\frac{0.576}{1-0.576})^2 = 5.418\Omega > 2.96\Omega$. Γενικά για $R_o > 2.96\Omega \rightarrow boost\ \lambda\epsilon\iota\tau ουργία$ και για $R_o < 2.96\Omega \rightarrow buck\ \lambda\epsilon\iota\tau ουργία$.

Όντως, όπως παρατηρούμε στο Σχ.2.24, με αυτήν την τιμή του ωμικού φορτίου το φ/β λειτούργησε στο MPP, με ελάχιστη απόκλιση. Δηλαδή, το φορτίο-βέλτιστη αντίσταση «έκανε-ανάγκασε» το φ/β να λειτουργήσει στο (V_{mp}, I_{mp}) και αφού είχαμε ρυθμίσει το $\delta = 0.576 = \sigma\tau\alpha\theta$. η έξοδος ήταν η αναμενόμενη, $V_o \approx 24V$.



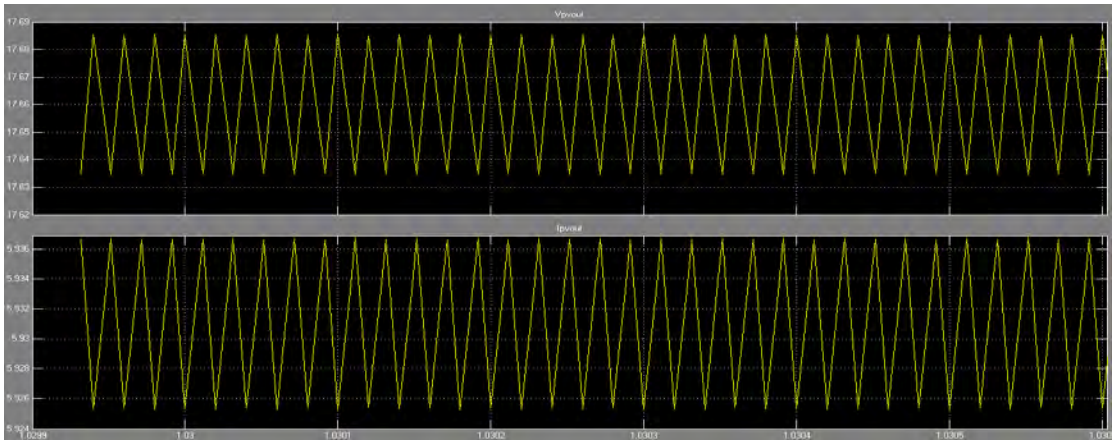
Σχ.2.24 Οι τελικές τιμές ισχύος, ρεύματος και τάσης εξόδου του φωτοβολταϊκού.

Στο Σχ.2.25 βλέπουμε το σημείο λειτουργίας του φ/β πάνω στις χαρακτηριστικές I-V και P-V.

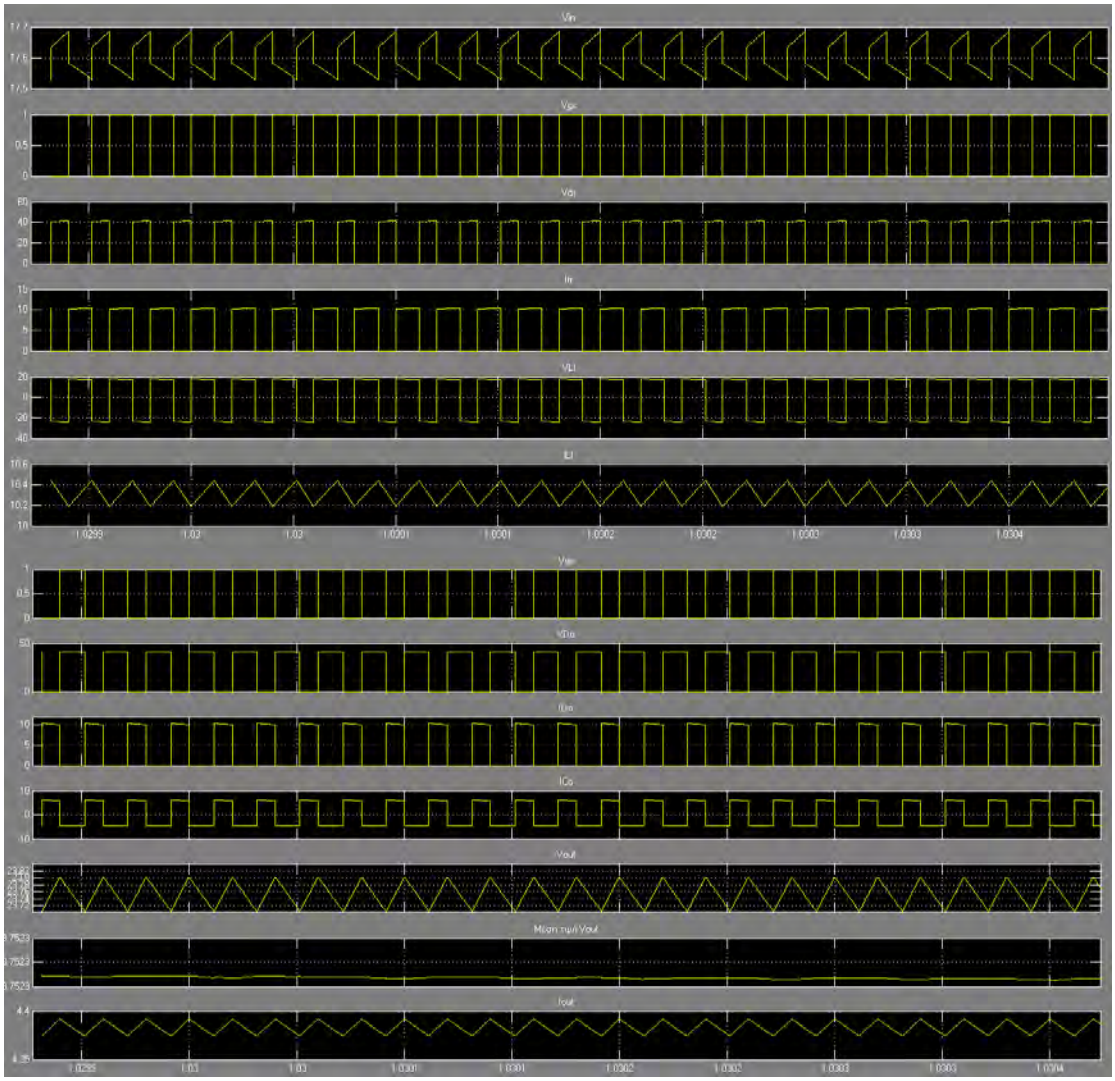


Σχ.2.25 Το σημείο λειτουργίας πάνω στο V_{mp}, I_{mp} και P_{mp}.

Στο Σχ.2.26 βλέπουμε την τάση και το ρεύμα εξόδου του φ/β σε μεγέθυνση. Παρατηρούμε, πολύ μικρή ταλάντωση και στα δύο μεγέθη.



Σχ.2.26 Η τάση και το ρεύμα εξόδου του φ/β σε μεγέθυνση.



Σχ.2.27 Οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος πάνω στα στοιχεία του μετατροπέα.

Στο Σχ.2.27 φαίνονται οι τάσεις και τα ρεύματα στα στοιχεία του μετατροπέα. Παρατηρούμε, πως η τάση εξόδου ταλαντώνεται γύρω από μία σταθερή τιμή V_o=23.75V>V_i=17.7V με μια κυμάτωση 0.1V και το ρεύμα εξόδου ταλαντώνεται επίσης γύρω από μια σταθερή τιμή I_o=4.4 A = $\frac{104.7}{23.75}$.

$V_{ds}=V_i+V_o$=17.7+24=41.7V=V_{Do}

Το I_{tr} και το I_{Do} κυμαίνονται από I_{Lfmin}=10.2A μέχρι I_{Lfmax}=10.4A.

Όντως, από την εξίσωση $Io + Ii = \frac{(ILfmin + ILfmax)}{2}$ και από την $I_{Lfmax} - I_{Lfmin} = \frac{Vi}{Lf} \cdot \delta \cdot Ts$ αν αντικαταστήσουμε τα I_o=4.4A και τα I_i=5.934A θα επαληθευτούν οι παραπάνω τιμές.

Το V_{Lf} κυμαίνεται από V_i=17.7V εώς $-V_o$=-24V. Το I_{Co} προκύπτει από την αφαίρεση I_{Do}-I_o (η κυματομορφή του ρεύματος διόδου μετατοπισμένη κατά 4.4 A κάτω).

Η παραπάνω προσομοίωση δοκιμάστηκε και για buck με δ=0.3 και για boost με δ=0.576. Και στις δύο περιπτώσεις δοκιμάστηκαν Ro_{opt}, R_o<Ro_{opt} και R_o>Ro_{opt}, όπου για δ=0.3: R_{opt}=0.54Ω και για δ=0.576: R_{opt}=5.418Ω. Αυτό που βγήκε σαν συμπέρασμα είναι ότι αλλάζοντας το φορτίο, αλλάζει η τάση εξόδου του φωτοβολταϊκού**.** Βεβαίως, ο μετατροπέας υποβιβάζει ή ανυψώνει κανονικά, αναλόγως με το δ του.

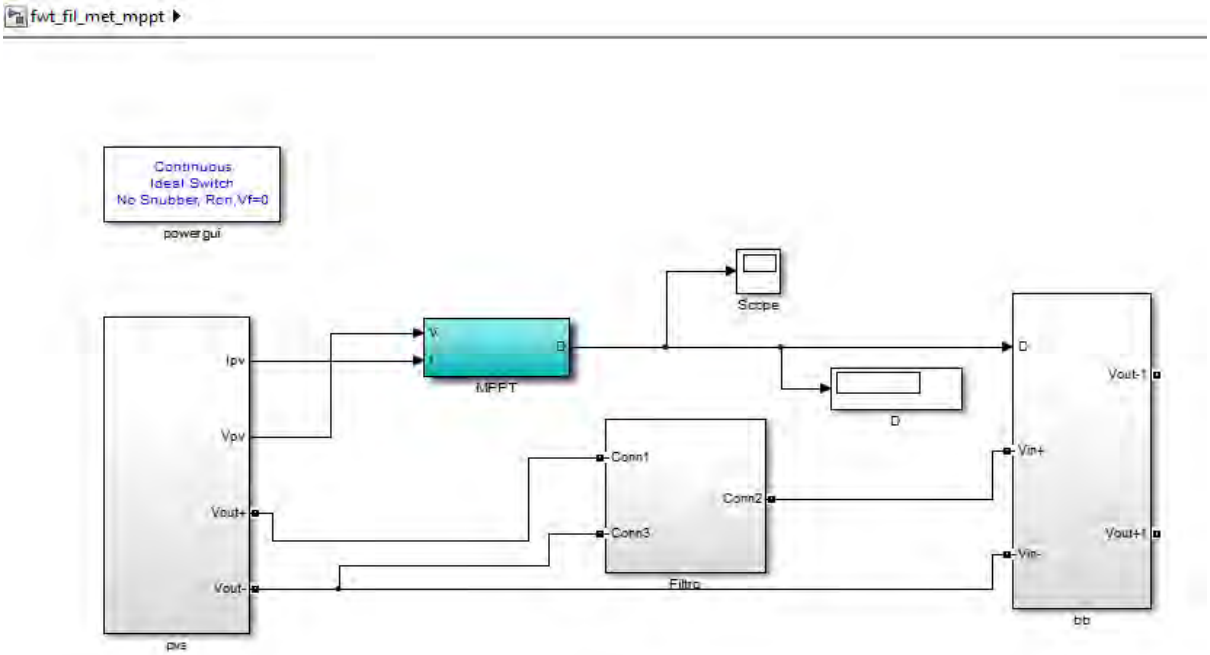
	R_{opt}		**R_o<Ro_{opt}**		**R_o>Ro_{opt}**	
	Vi	**Vo**	**Vi**	**Vo**	**Vi**	**Vo**
Buck (δ=0.3)	17.7	7.6	7	3	21.5	9.2
Boost (δ=0.576)	17.7	24	10.4	13.9	20.03	26.5

Πίνακας 2. Αλλαγές στην τάση εισόδου και εξόδου του μετατροπέα ανάλογα με την τιμή του φορτίου του.

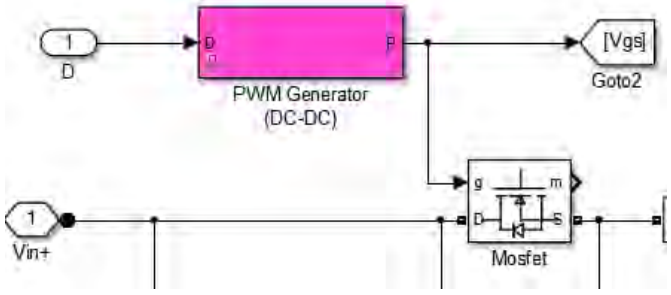
2.7 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ Φ/Β – ΦΙΛΤΡΟΥ – BUCK–BOOST – ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ (ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΩΣ BOOST) - ΕΛΕΓΧΟΣ MPPT

Κρατώντας ίδια τα χαρακτηριστικά του φωτοβολταϊκού, του φίλτρου, του μετατροπέα και του φορτίου βάζουμε στη θέση της παλμογεννήτριας, τον έλεγχο.

Ουσιαστικά, όπως φαίνεται στο Σχ.2.28, τοποθετούμε πρώτα το μπλοκ του MPPT, που έχει ως είσοδο το ρεύμα και την τάση που έχει κάθε φορά το φ/β και ως έξοδο το δ. Στη συνέχεια, τοποθετούμε το μπλοκ παραγωγής παλμών κατά PWM με είσοδο το δ(t) που βγάζει κάθε φορά ο έλεγχος και έξοδο τους διαμορφωμένους κατά PWM παλμούς, όπως φαίνεται στο Σχ.2.29.



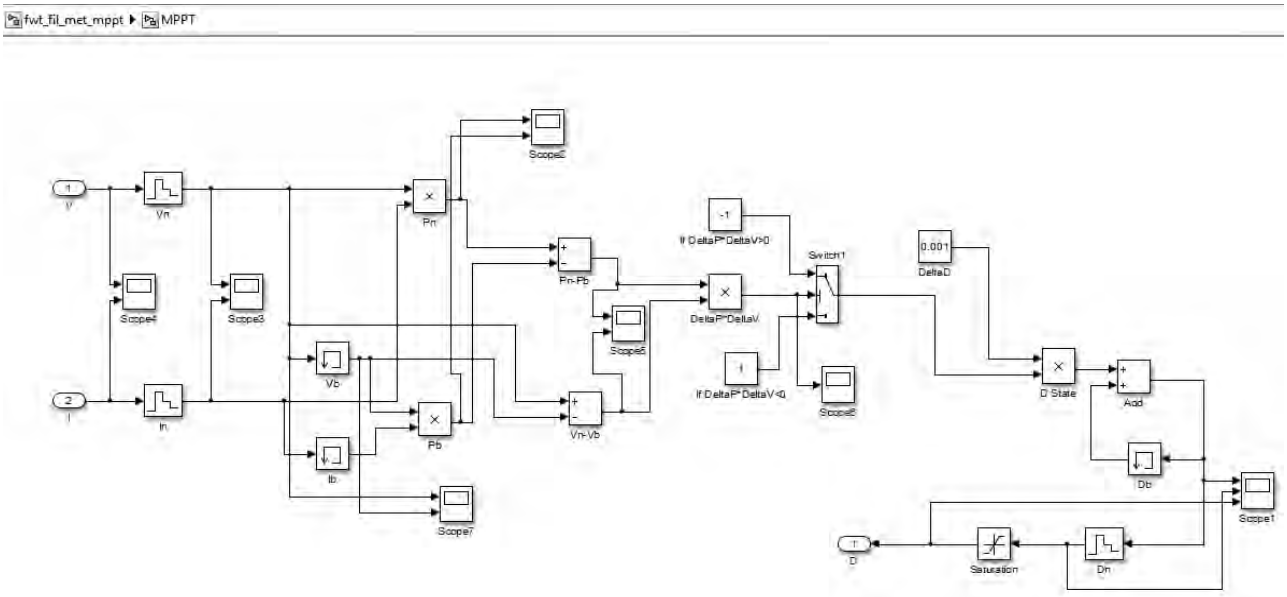
Σχ.2.28 Σύνδεση φ/β-φίλτρου-μετατροπέα-φορτίου – Παλμοδότηση μέσω MPPT.



Σχ.2.29 Το μπλοκ παραγωγής παλμών κατά PWM.

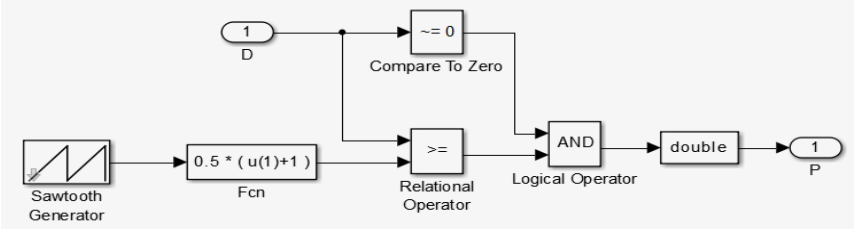
Όπως φαίνεται στο Σχ.2.30, το μπλοκ MPPT υλοποιήθηκε με δομικά μπλοκ της βιβλιοθήκης του Simulink και όχι με κώδικα, όπως αρχικά επιχειρήθηκε, καθώς έτσι είναι πιο εύκολη η ρύθμιση του χρόνου δειγματοληψίας με απλά μπλοκ Zero Order Hold.

Η λογική του παραπάνω ελέγχου βασίζεται στη θεωρία που αναλύθηκε στο κεφάλαιο 1.3 για τον έλεγχο MPPT Perturb & Observe (P&O). Συγκεκριμένα, δειγματοληπτούμε (sample) τις τιμές της τάσης και του ρεύματος εξόδου του φωτοβολταϊκού και τις κρατάμε σταθερές (hold) για 1msec. Αυτές τις τιμές τις πολλαπλασιάζουμε για να βγάλουμε κάθε φορά την ισχύ. Την ίδια διαδικασία κάνουμε και άλλη μια φορά, με το memory μπλοκ. Έτσι, βρίσκουμε το dP και dV και ανάλογα με το πρόσημο του γινομένου τους, προσθέτουμε ή αφαιρούμε αναλόγως 0.001, που είναι το βήμα μεταβολής του δ, από την τελευταία τιμή του δ. Τέλος, κρατάμε σταθερή για 1msec, πάλι, την τιμή του δ και μετά την οριοθετούμε ανάμεσα στο 0-1, με το μπλοκ κορεσμού (saturation).



Σχ.2.30 Το μπλοκ του MPPT εσωτερικά.

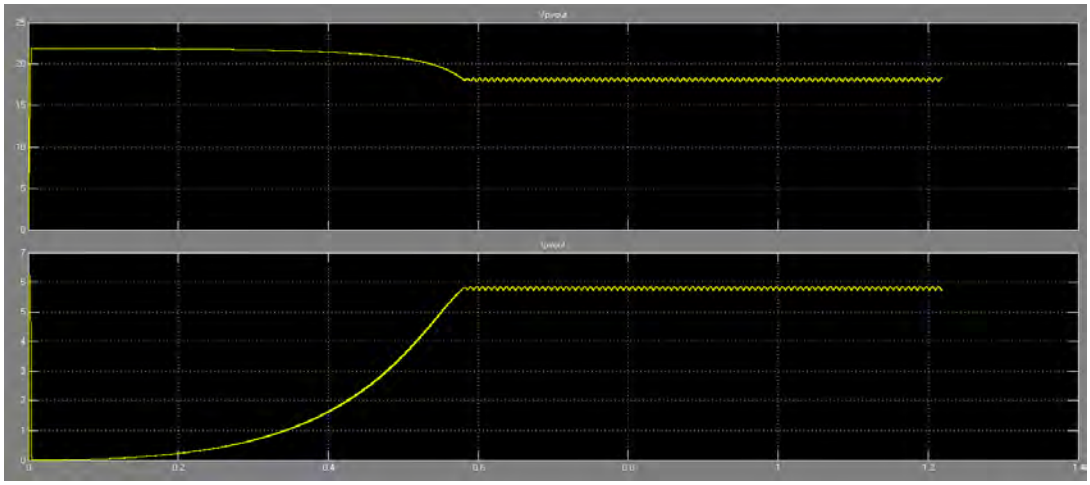
Έπειτα, όπως φαίνεται στο Σχ.2.31, το δ που βγάζει ο έλεγχος κατατέμνεται από μια πριονωτή κυματομορφή με συχνότητα τη συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα και έτσι παράγονται οι τετραγωνικοί παλμοί που οδηγούν το Mosfet.



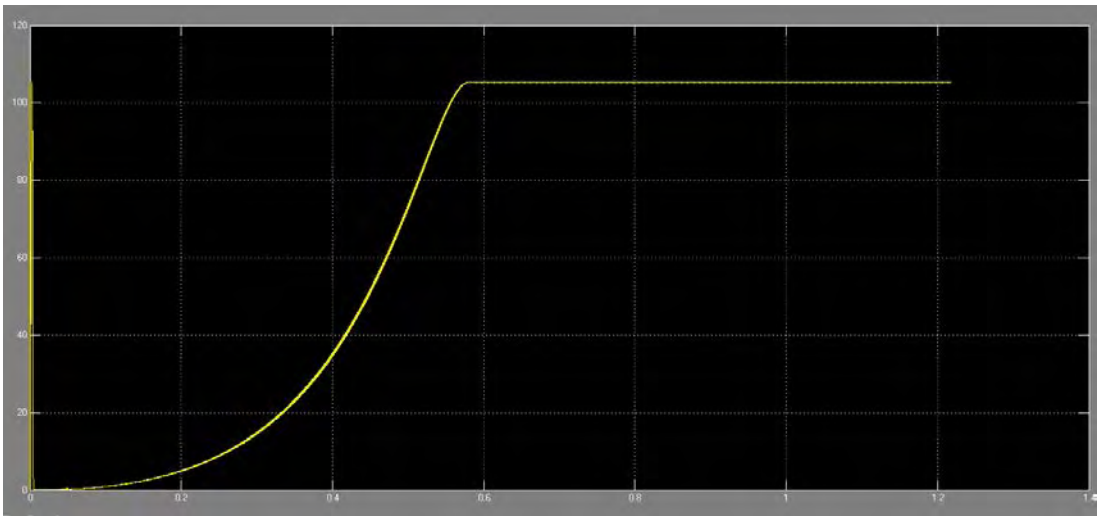
Σχ.2.31 Το μπλοκ του PWM εσωτερικά.

Τώρα, εφόσον έχουμε έλεγχο, η τάση εξόδου του φ/β είναι πάντα το V_{mp}, ανεξαρτήτως φορτίου. Το φορτίο επηρεάζει την τάση εξόδου του μετατροπέα, άρα το δ.
Ισχύει:
-Για $R_o<2.96\Omega=R_{inopt}$: λειτουργία ως buck.
-Για $R_o>2.96\Omega=R_{inopt}$: λειτουργία ως boost.
Παρακάτω, φαίνονται οι διάφορες κυματομορφές για $R_o=5.418\Omega>2.96\Omega$ (για $V_o=24V$).

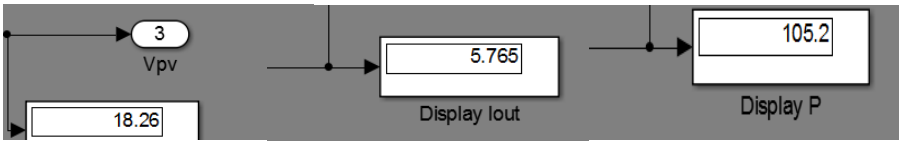
Στο Σχ.2.32 είναι εμφανές, πως μετά από πολύ λίγο χρόνο (περίπου 0.55sec), ο έλεγχος βρίσκει και σταθεροποιείται στο MPP. Το ίδιο φαίνεται στο Σχ.2.33 για την ισχύ. Άρα, ο έλεγχός μας είναι σωστός και λειτουργεί. Οι τελικές τιμές τάσης, ρεύματος και ισχύος εξόδου του φ/β φαίνονται στο Σχ.2.34.



Σχ.2.32 Η τάση και το ρεύμα εξόδου του φ/β.

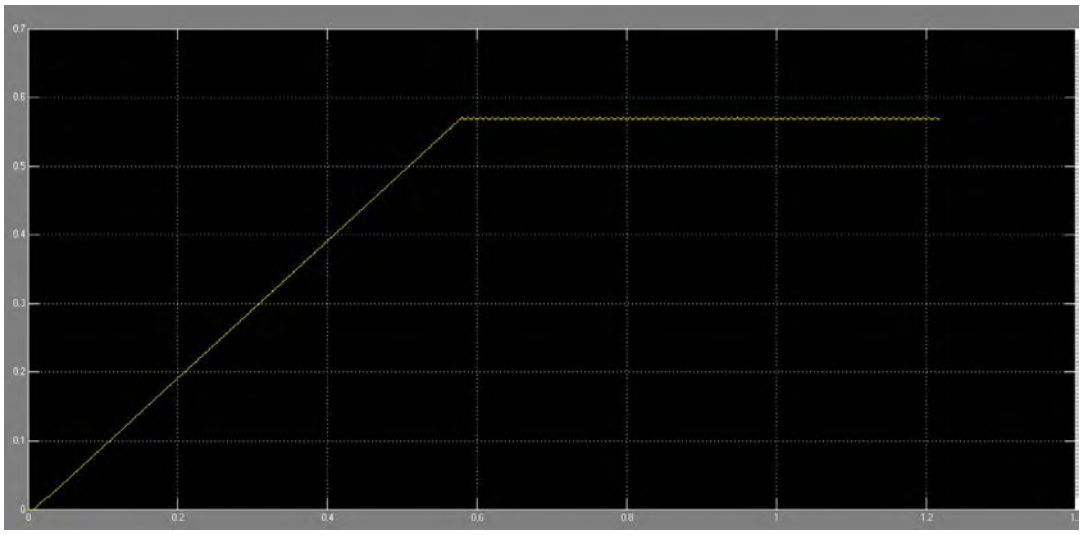


Σχ.2.33 Η ισχύς εξόδου του φ/β.



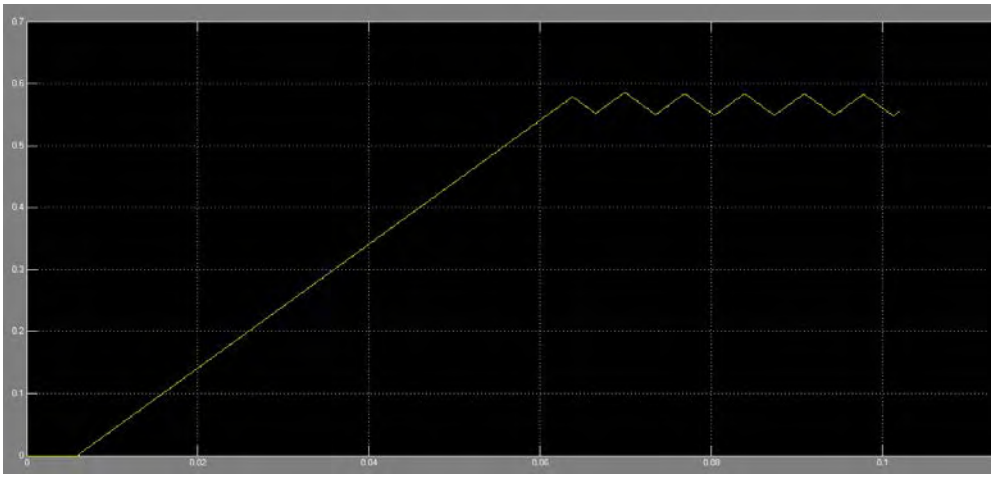
Σχ.2.34 Οι τελικές τιμές τάσης, ρεύματος και ισχύος εξόδου του φ/β.

Στο Σχ.2.35, βλέπουμε, πως για συχνότητα δειγματοληψίας του MPPT 1kHz, δηλαδή sample time του zero order hold **1msec = hold time = convert time** και για βήμα μεταβολής του δ κατά **0.001** παίρνουμε πολύ καλά αποτελέσματα. Παρατηρούμε μια αρκετά σταθεροποιημένη τιμή του δ. Το μειονέκτημα μιας τέτοιας δειγματοληψίας είναι η αργή απόκριση του συστήματος (σταθεροποιείται στα 0.55sec περίπου).



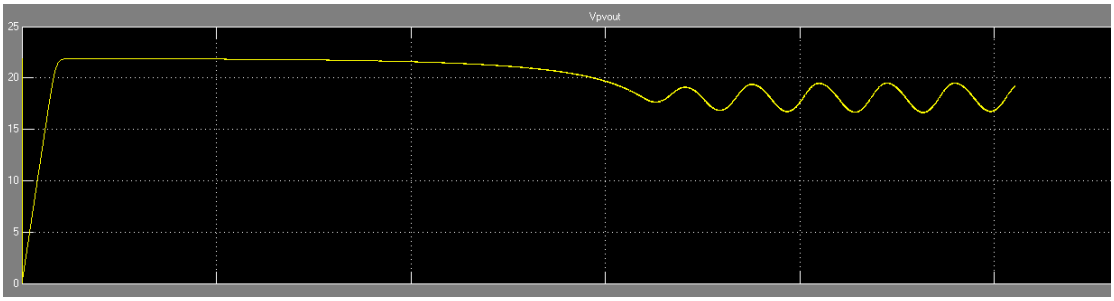
Σχ.2.35 Το δ αυξάνεται από το 0 και σταθεροποιείται στο 0.57.

Ενδεικτικά, η κυματομορφή του δ για συχνότητα δειγματοληψίας (hold time) 10kHz, και όχι 1kHz όπως πριν, και ίδιο βήμα μεταβολής του δ φαίνεται στο Σχ.2.36.



Σχ.2.36 Το δ με μεγαλύτερη ταλάντωση.

Παρατηρούμε πως παρότι η απόκριση είναι πολύ πιο γρήγορη (σταθεροποιείται στα 0.07sec περίπου σε σχέση με τα 0.55sec πριν) γιατί κάνουμε πιο συχνή δειγματοληψία, η ταλάντωση είναι πολύ μεγαλύτερη γύρω από το MPP, όπως φαίνεται στο Σχ.2.37.

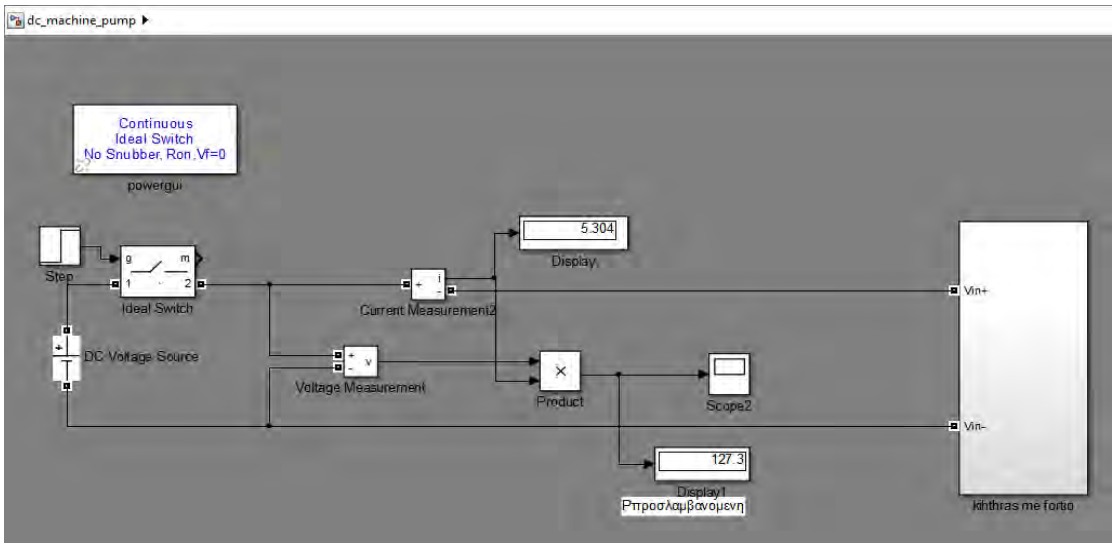


Σχ.2.37 Η τάση εξόδου του φ/β, αν κάναμε «πιο γρήγορο» έλεγχο. Παρατηρούμε, μεγάλη ταλάντωση γύρω από το V_{mp}.

Τέλος, κάνοντας προσομοιώσεις με διάφορα ωμικά φορτία στην έξοδο, το συμπέρασμα που βγήκε είναι ότι ο έλεγχός μας λειτουργεί ανεξαρτήτως φορτίου. Το φορτίο, ανάλογα με το αν θα είναι μεγαλύτερο ή μικρότερο από 2.96Ω, καθορίζει το αν ο μετατροπέας θα κάνει ανύψωση ή υποβιβασμό αντίστοιχα, δηλαδή καθορίζει την τάση εξόδου του μετατροπέα και το δ.

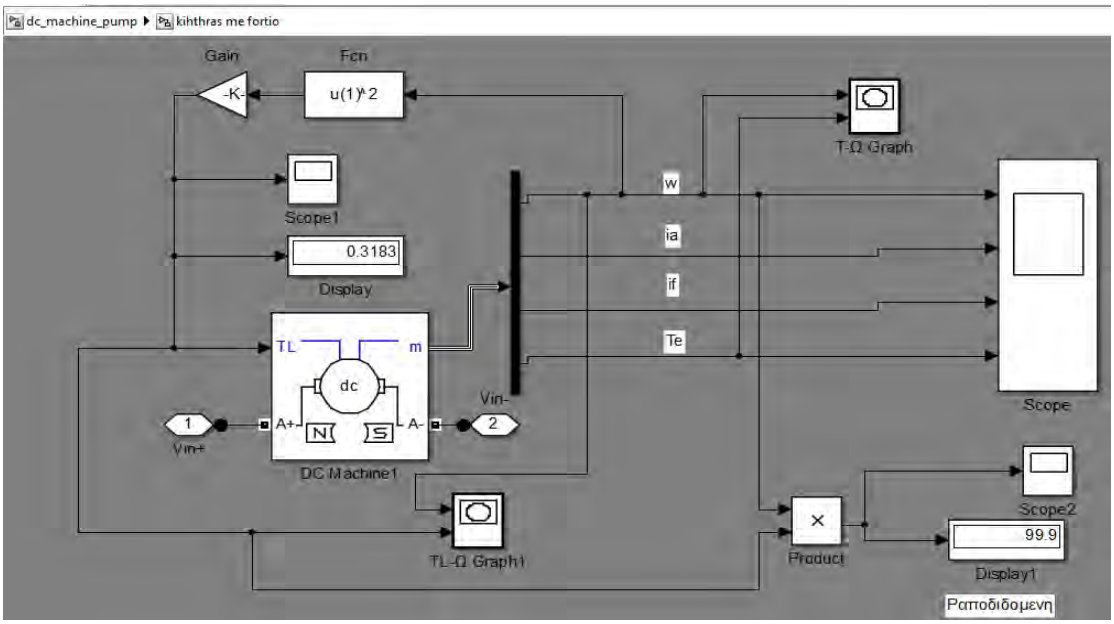
2.8 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ & ΑΝΤΛΙΑΣ ΜΕ DC ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ

Στην ενότητα αυτή προσομοιώνουμε το φορτίο κινητήρας-αντλία με μια dc πηγή τάσης, η οποία ρυθμίζεται στην ονομαστική τιμή της τάσης του κινητήρα που αγοράσαμε, δηλαδή στα 24V. Σε σειρά με την πηγή βάζουμε έναν ιδανικό διακόπτη, ο οποίος κλείνει μετά τα 0.1sec, για να μπορέσουμε να δούμε την μετάβαση από το μηδενικό στο μέγιστο ρεύμα, ισχύ και ροπή.



Σχ.2.38 Το μπλοκ κινητήρας-αντλία σε σύνδεση με μια πηγή συνεχούς τάσης.

Ο κινητήρας προσομοιώνεται με το μπλοκ του Simulink, DC machine, όπως φαίνεται στο Σχ.2.39.



Σχ.2.39 Το μπλοκ του κινητήρα εσωτερικά.

Ο κινητήρας είναι μόνιμου μαγνήτη και έτσι προσομοιώνεται. Δεν υπάρχει επίδραση πεδίου (I_f=0), παρά μόνο ένα ζεύγος μαγνητών. Η μηχανική είσοδος είναι η ροπή φορτίου M_L, η οποία ξέρουμε από τα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα [55], ότι για φορτίο-αντλία είναι ανάλογη του τετραγώνου της γωνιακής ταχύτητας στην έξοδο του κινητήρα (M_L=f(ω^2)).

Καθώς δεν ήταν διαθέσιμα όλα τα τεχνικά χαρακτηριστικά του κινητήρα μας σε datasheet, έπρεπε να υπολογίσουμε με κάποιες υποθέσεις και παραδοχές κάποιες από τις παραμέτρους της μηχανής Σ.Ρ.

Γενικά, ισχύει: $\mathrm{J}\cdot\frac{d\Omega}{dt}=\mathrm{M_e}-\mathrm{M_L}-\mathrm{B_m}\cdot\Omega-\mathrm{T_f}$ (2.5)

όπου $J=$ ροπή αδράνειας

$\frac{d\Omega}{dt}=$ μεταβολή γωνιακής ταχύτητας

$M_e=$ ηλεκτρομαγνητική ροπή

$M_L=$ ροπή φορτίου

B_m και $T_f=$ συντελεστές τριβής

Υποθέτοντας ότι σε μόνιμη κατάσταση οι τριβές είναι μηδενικές-αμελητέες (B_m=0 και T_f=0) και ότι η ταχύτητα είναι σταθερή ($\frac{d\Omega}{dt}=0$) θεωρούμε ότι M_L=M_e, δηλαδή ότι η ροπή φορτίου είναι ίση με την ηλεκτρομαγνητική ροπή στον άξονα της μηχανής.

Ο κινητήρας έχει max στροφές $n=3000\,rpm\rightarrow\Omega=2\cdot\pi\cdot n=314\frac{rad}{s}$.

Άρα, $P=M\cdot\Omega\Rightarrow M_L=M_e=\frac{P}{\Omega}=\frac{P}{2\cdot\pi\cdot n}=\frac{100}{2\cdot3.14\cdot\frac{3000}{60}}=0.318\,N\cdot m$

Το παραπάνω αποτέλεσμα συμφωνεί με μια μικρή απόκλιση με τα χαρακτηριστικά του κινητήρα που έχουμε, ο οποίος έχει ροπή $=42oz-in=0.297Nm$.

Ο υπολογισμός του συντελεστή ροπής γίνεται ως εξής: $M=C\cdot\Phi\cdot I_T\Rightarrow$

$C\cdot\Phi=\frac{M}{I_T}=\frac{0.318}{5.3}=0.06\,V\cdot s=0.06\frac{N\cdot m}{A}=Voltage\ Constant=Torque\ Constant$

Η εξίσωση της μηχανής Σ.Ρ. αμελώντας την τάση στις ψήκτρες και την τάση στην επαγωγή του τυμπάνου, καθώς θεωρούνται αμελητέες, είναι:

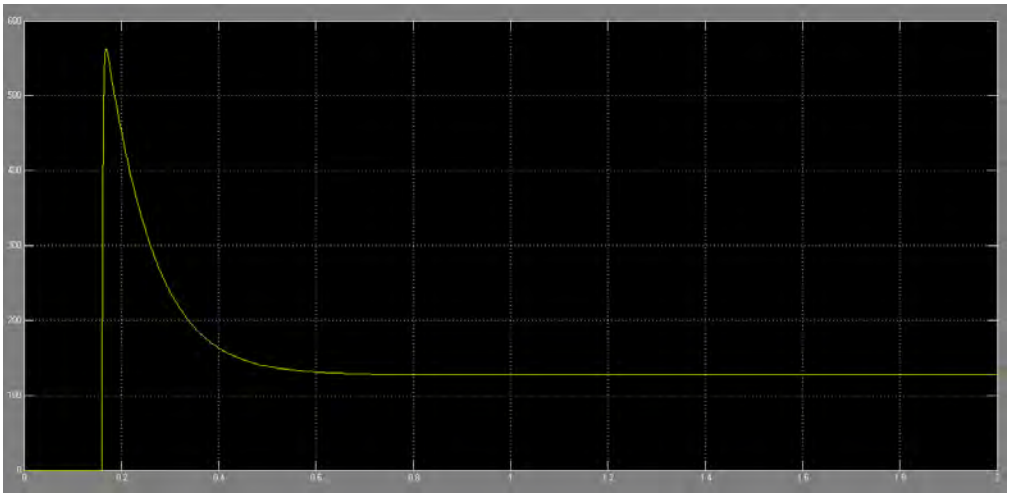
$V_T=E+R_T\cdot I_T+L_T\cdot\frac{dI_T}{dt}=C\cdot\Phi\cdot\Omega+R_T\cdot I_T+L_T\cdot\frac{dI_T}{dt}\Rightarrow$

$24=0.06\cdot314+R_T\cdot5.3+0\Rightarrow\ R_T=\frac{24-18.84}{5.3}=\frac{5.16}{5.3}=0.974\Omega$

Θεωρούμε μηδενική αρχική ταχύτητα του κινητήρα και L_T=0.002H, $J_{ολ}$=0.0005kgm^2=ολική ροπή αδράνειας του συστήματος [48].

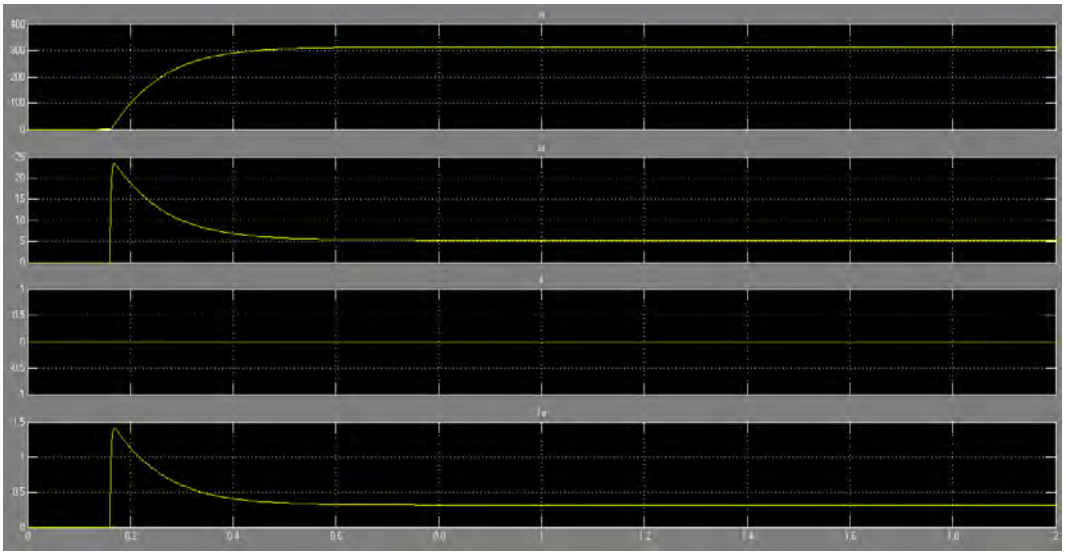
Για την προσομοίωση του φορτίου-αντλίας : $M_L = K \cdot \Omega^2$ $και$ $P = K \cdot \Omega^3$, $αφού$ $P = M \cdot \Omega$. Άρα, $K = \frac{P}{\Omega^3} = \frac{100}{314^3} = 3.23 \cdot 10^{-6}$.

Στο Σχ.2.40 φαίνεται η ισχύς εισόδου του κινητήρα. Όπως βλέπουμε, ξεκινά από τα 562W, πράγμα λογικό αφού στην εκκίνηση τραβά το μέγιστο ρεύμα (περίπου 23.5A). Σταθεροποιείται στα 24·5.3=127.2W.



Σχ.2.40 Ισχύς εισόδου κινητήρα.

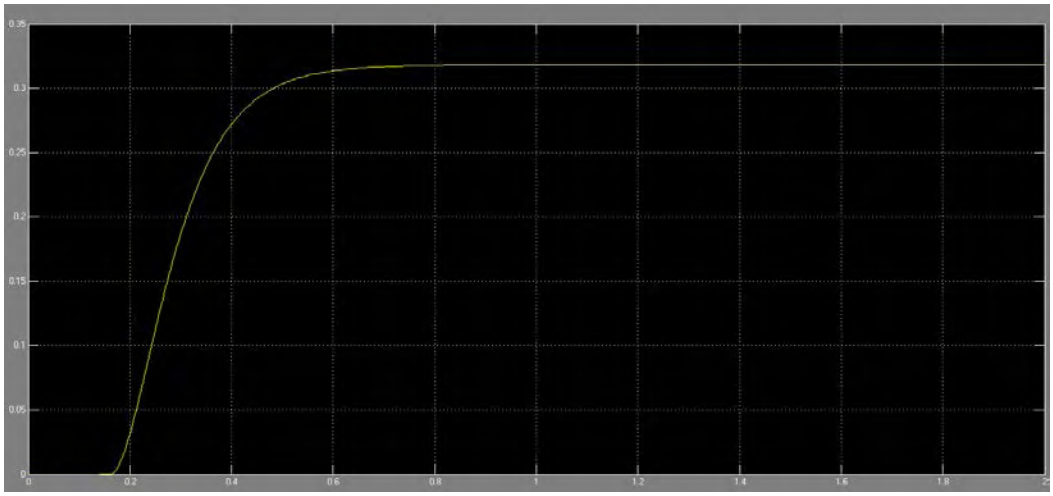
Στο Σχ.2.41 βλέπουμε την ταχύτητα να σταθεροποιείται στα 314rad/s, το ρεύμα τυμπάνου να ξεκινά από τα 23.5A (ο κινητήρας μας έχει 40A μέγιστο ρεύμα) και να καταλήγει στα 5.3A, το ρεύμα πεδίου μηδενικό και την ηλεκτρομαγνητική ροπή από 1.4Nm να πέφτει στα 0.318Nm.



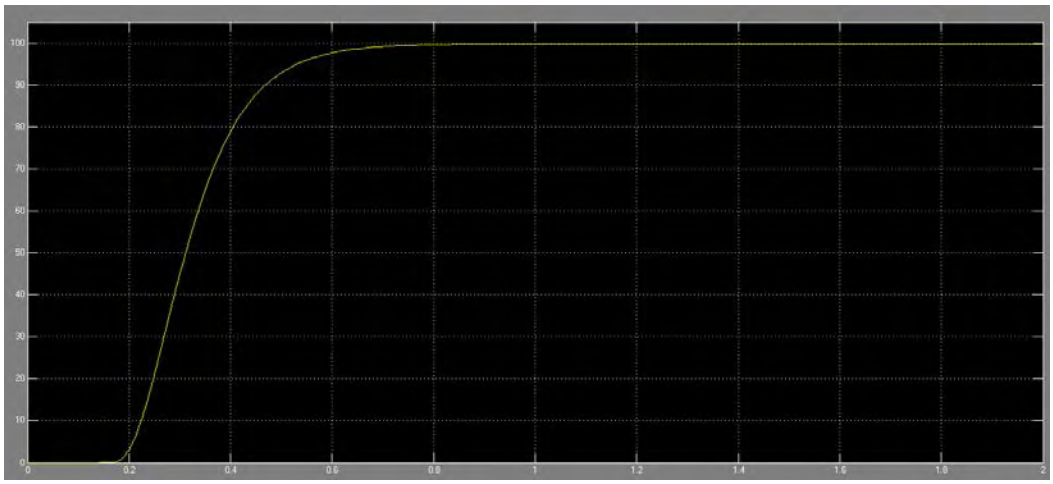
Σχ.2.41 Διαγράμματα ταχύτητας (rad/s), ρεύματος τυμπάνου, ρεύματος πεδίου και ηλεκτρομαγνητικής ροπής στον άξονα.

Προσομοιώνοντας τον κινητήρα εν κενώ βλέπουμε $\Omega_o = 400\frac{rad}{s} = \frac{V_T}{C\cdot\Phi} = \frac{24}{0.06}$.

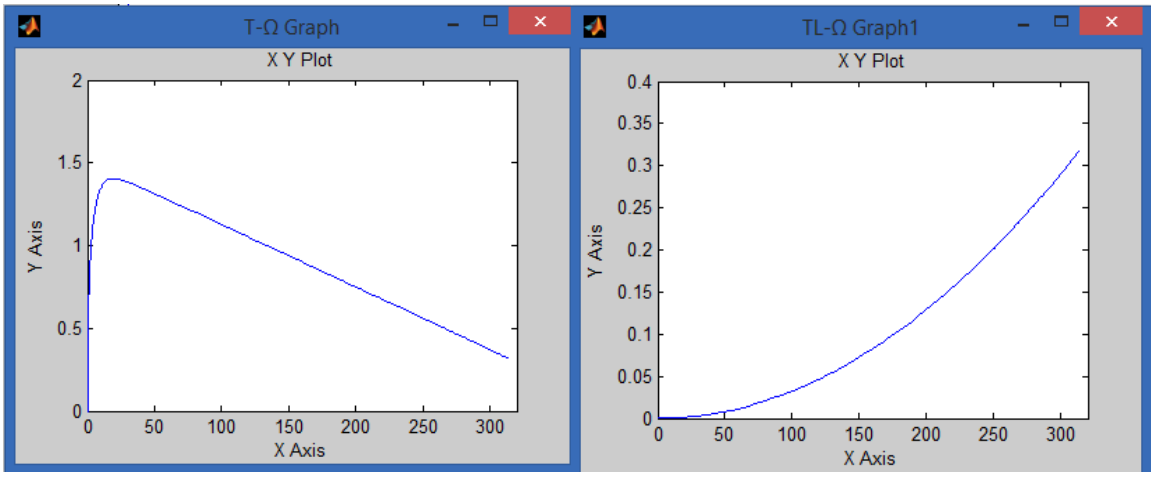
Στα Σχ.2.42 και 2.43 φαίνεται η ροπή φορτίου και η ισχύς εξόδου του κινητήρα αντίστοιχα.



Σχ.2.42 Η ροπή φορτίου 0.318Nm.

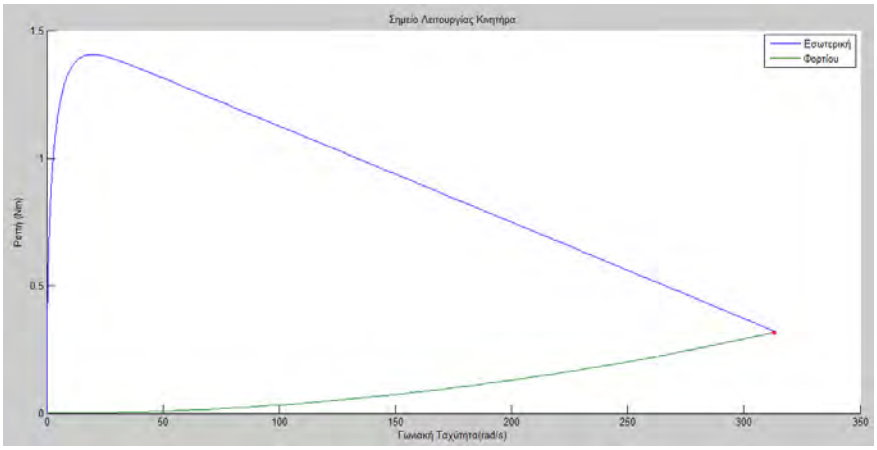


Σχ.2.43 Η ισχύς εξόδου του κινητήρα 100W.



Σχ.2.44 Χαρακτηριστική ροπής-στροφών κινητήρα (δεξιά) και αντλίας (αριστερά).

Στο Σχ.2.44 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές ροπής στροφών του κινητήρα και της αντλίας-φορτίου. Στο Σχ.2.45 φαίνεται το σημείο λειτουργίας του συστήματος ως τομή των δύο προαναφερθέντων χαρακτηριστικών καμπυλών.

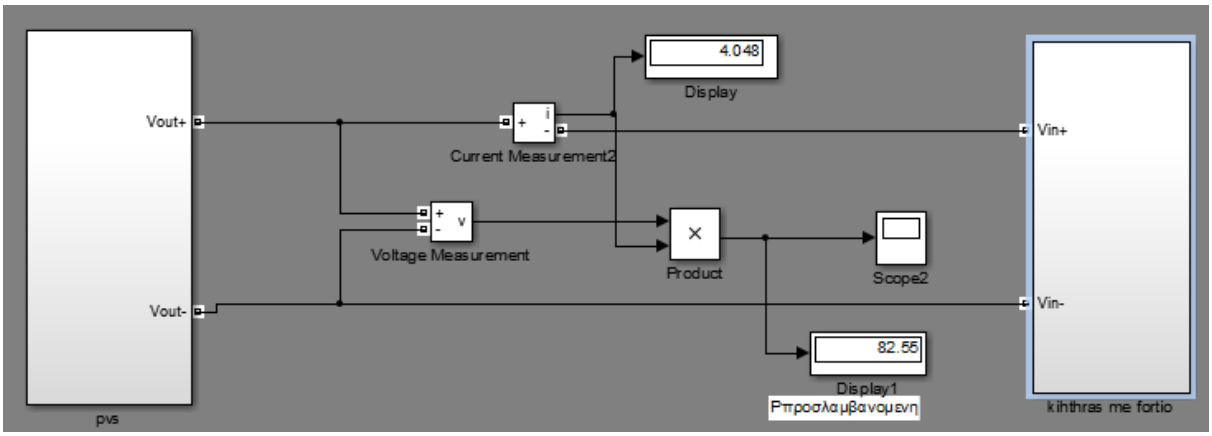


Σχ.2.46 Σημείο λειτουργίας κινητήρα-αντλίας.

2.9 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΜΕ ΦΟΡΤΙΟ ΤΟΝ ΚΙΝΗΤΗΡΑ Σ.Ρ. & ΤΗΝ ΑΝΤΛΙΑ

Η προσομοίωση αυτή αντιστοιχεί σε πραγματικό σύστημα, το «άμεσα συνδεδεμένο φωτοβολταϊκό αντλητικό σύστημα», όπως φαίνεται στο Σχ.2.47. Δεν είναι διαδεδομένο, καθώς δεν κατασκευάζεται κάτι τέτοιο πλέον, χωρίς να παρεμβάλλεται μετατροπέας ισχύος, λόγω πολύ χαμηλής απόδοσης.

Παρόλα αυτά, η προσομοίωση αυτή έγινε για να δούμε σε ποια τάση εξόδου θα λειτουργεί το φ/β, αν είναι άμεσα συνδεδεμένο με το φορτίο-κινητήρα/αντλία. Έτσι, από το V_{pv} και το I_{pv} μπορούμε να υπολογίσουμε σε «πόσα ohm αντιστοιχεί» αυτό το φορτίο, σαν να ήταν ωμική αντίσταση.



Σχ.2.47 Φ/β άμεσα συνδεδεμένο με τον κινητήρα/αντλία.

Τελικά, βγήκε V_{pv}=20.39V και I_{pv}=4.048A. Άρα, το φορτίο κινητήρας-αντλία αντιστοιχεί σε R= $\frac{20.39}{4.048} = 5.04\Omega$.

Αυτό το αποτέλεσμα, προφανώς, εξαρτάται από την παραμετροποίηση του κινητήρα, η οποία έγινε για τάση τυμπάνου 24V και ρεύμα τυμπάνου 5.3A, δηλαδή για μέγιστο φορτίο. Για άλλο φορτίο βγάζουμε άλλη αντίσταση (π.χ. για n=1500rpm έχουμε R=2.5Ω)

Το παραπάνω αποτέλεσμα θα μας χρειαστεί στο κεφάλαιο 3.

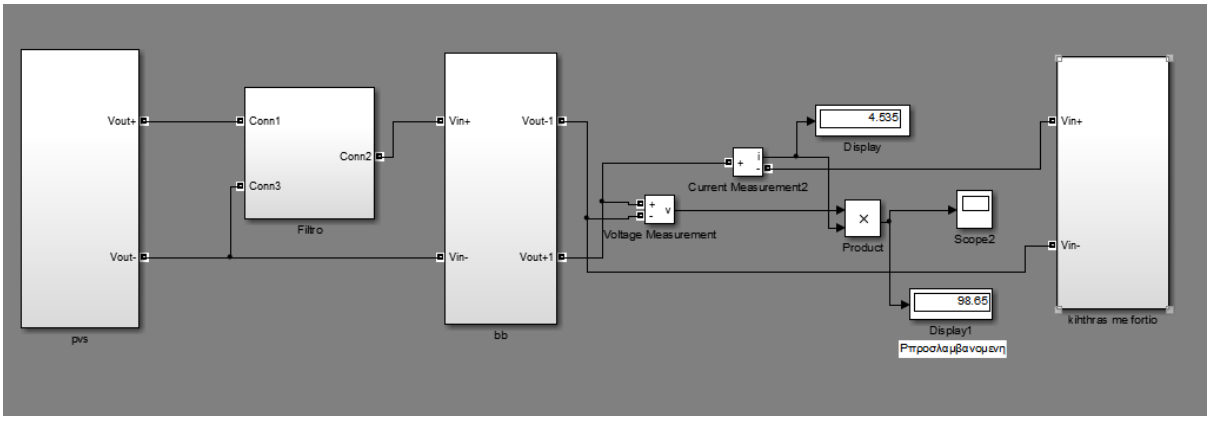
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Προσομοίωση του υπό μελέτη συνολικού συστήματος

3.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΝΟΛΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ $(\boldsymbol{G}, \boldsymbol{T}) = \boldsymbol{\sigma\tau\alpha\theta}.$ – ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΜΕ ΠΑΛΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑ

Στην ενότητα αυτή θα εξετάσουμε όλες τις μονάδες συνδεδεμένες μαζί. Συγκεκριμένα, προσομοιώνουμε το συνολικό σύστημα που περιλαμβάνει: φωτοβολταϊκό – φίλτρο εισόδου – μετατροπέα – κινητήρα/αντλία. Οι παλμοί παρέχονται από μια παλμογεννήτρια, με σταθερό δ=0.576. Συχνότητα λειτουργίας f_s=50kHz.

Όλες οι τιμές των στοιχείων των ξεχωριστών δομικών μπλοκ μένουν ίδιες με τις προηγούμενες ενότητες. Οι εξωτερικές παράμετροι-συνθήκες (ακτινοβολία και θερμοκρασία) μένουν σταθερές, G=1000W/m^2 και T=25ºC.



Σχ.3.1 Ολική διασύνδεση μπλοκ.

Στην προηγούμενη ενότητα, είδαμε ότι το φορτίο κινητήρας-αντλία «αντιστοιχεί» σε μια ισοδύναμη αντίσταση 5.04Ω. Επομένως, με βάση τη μελέτη που κάναμε στην ενότητα 2.6, όπου είχαμε ακριβώς αυτό το σύστημα, μόνο που για φορτίο είχαμε αντίσταση, περιμένουμε τα εξής:

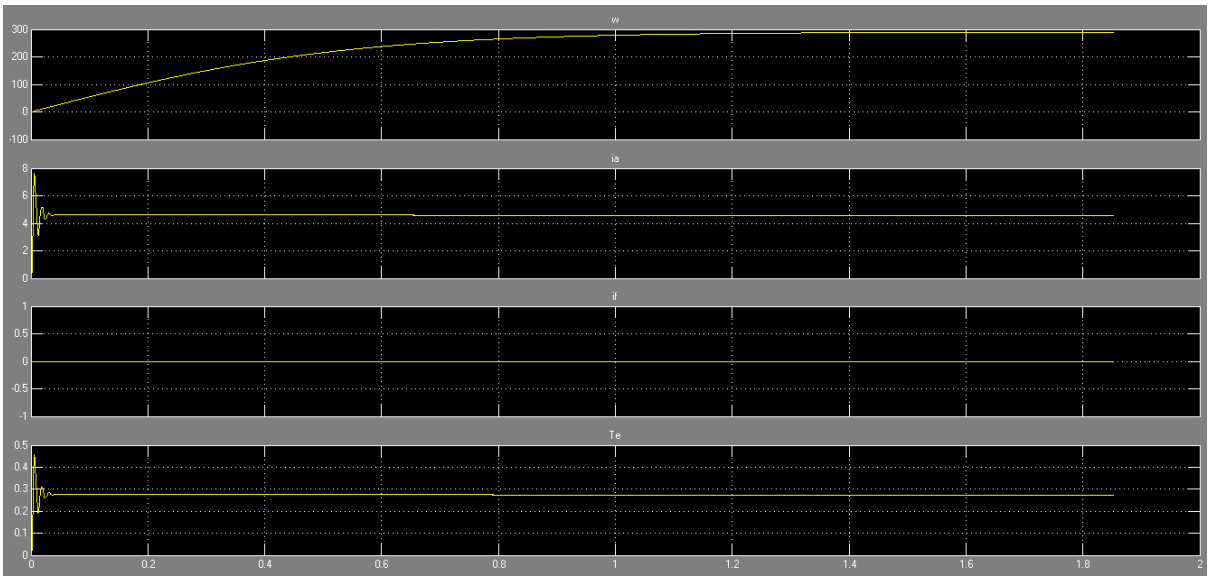
1) Εφόσον δ>0.5, ο μετατροπέας θα κάνει ανύψωση τάσης, ανεξαρτήτως φορτίου.

2) Ξέρουμε, ότι η τάση εξόδου του φωτοβολταϊκού επηρεάζεται από το φορτίο. Μάλιστα είδαμε, ότι για boost με δ=0.576: R_{opt}=5.418Ω, το φ/β λειτουργεί στο MPP και επομένως βγάζει $V_o = V_i \cdot \frac{\delta}{1-\delta} = 17.7 \cdot \frac{0.575}{0.425} = 24V$. Επομένως, τώρα με R=5.04Ω<R_{opt} → V_i<17.7V και V_o<24V.

Όντως, $V_{pv}=V_i=16.2V$, $I_{pv}=I_i=6.137A$, $P_i=99.41W$ και $V_o=22.81V$, $I_o=4.54A$, $P_o=98.65W$.

Στον κινητήρα έχουμε τελική τιμή ροπής φορτίου $M_L=0.27Nm$ και ισχύ στην έξοδό του 78.63W.

Στο Σχ.3.2 φαίνονται τα διαγράμματα ταχύτητας, ρεύματος τυμπάνου και ηλεκτρομαγνητικής ροπής στον κινητήρα.



Σχ.3.2 Διαγράμματα ταχύτητας (300 rad/s), ρεύματος τυμπάνου (4.5A), ρεύματος πεδίου (0A) και ηλεκτρομαγνητικής ροπής (0.27Nm) στον άξονα.

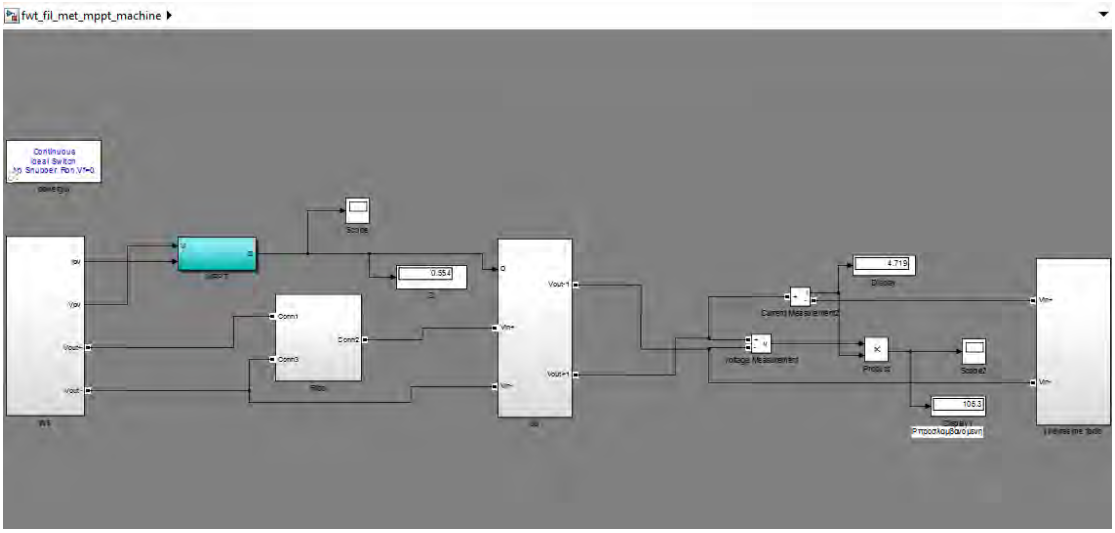
Η ίδια προσομοίωση έγινε και για buck με δ=0.3. Ξέρουμε ότι για buck με δ=0.3: $R_{opt}=0.544\Omega$, το φ/β λειτουργεί στο MPP και επομένως βγάζει $V_o = V_i \cdot \frac{\delta}{1-\delta} = 17.7 \cdot \frac{0,3}{0,7} = 7.59V$. Επομένως, τώρα με $R=5.04\Omega>R_{opt} \rightarrow V_i>17.7V$ και $V_o>7.59V$.

Όντως, οι τιμές στην μόνιμη κατάσταση είναι $V_{pv}=V_i=21.75V$, $I_{pv}=I_i=0.5A$, $P_i=10.22W$ και $V_o=9.32V$, $I_o=1.1A$, $P_o=10.2W$.

Στον κινητήρα έχουμε τελική τιμή γωνιακής ταχύτητας 137rad/s, τελική τιμή ροπής φορτίου $T_L=0.06Nm$ και ισχύ στην έξοδό του 8.5W.

3.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΝΟΛΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ $(\boldsymbol{G}, \boldsymbol{T}) = \boldsymbol{\sigma\tau\alpha\theta.}$ – ΕΛΕΓΧΟΣ MPPT

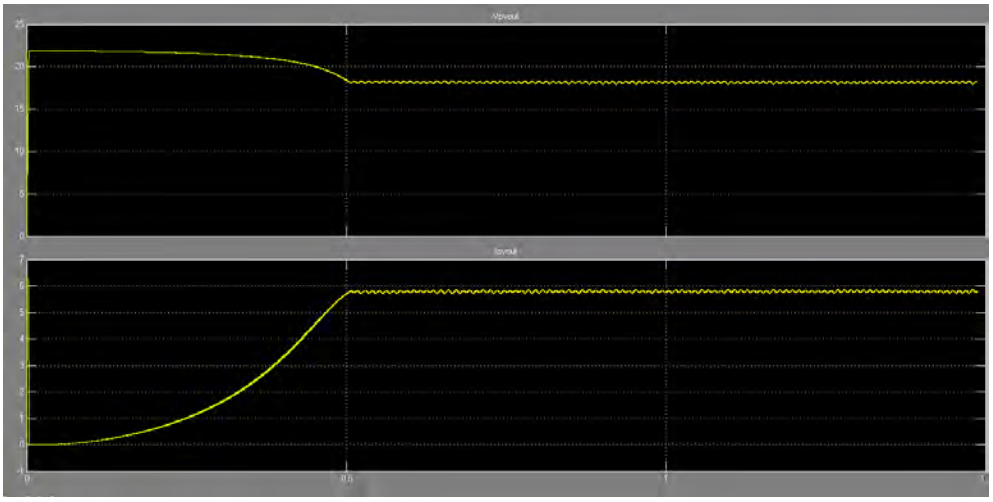
Στην ενότητα αυτή προσομοιώνουμε ακριβώς το ίδιο σύστημα με την προηγούμενη, μόνο που στη θέση της παλμογεννήτριας εισάγουμε το μπλοκ του ελέγχου. Συγκεκριμένα, προσομοιώνουμε μαζί τη φωτοβολταϊκή γεννήτρια, τον MPPT έλεγχο, το φίλτρο με το μετατροπέα και το φορτίο κινητήρας-αντλία, όπως φαίνεται στο Σχ.3.3.



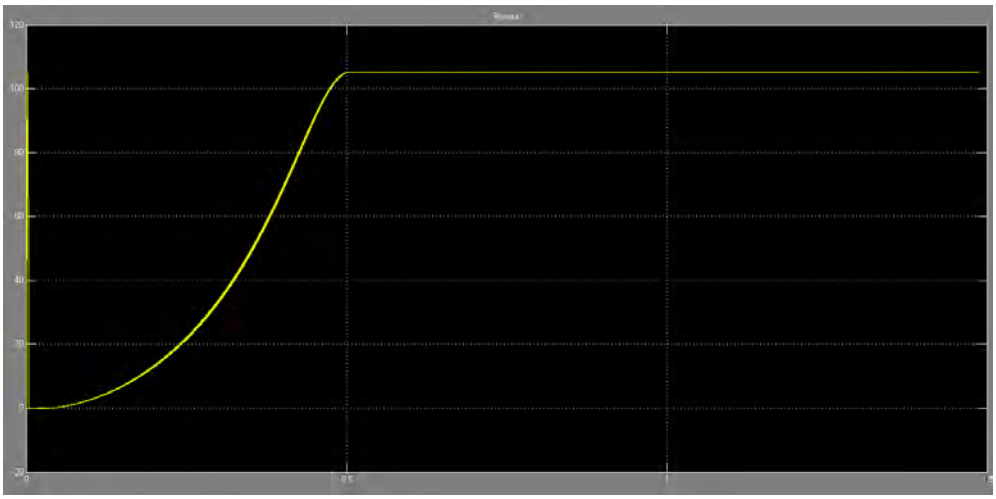
Σχ.3.3 Διασύνδεση όλων των μπλοκ μαζί με MPPT.

Συνδέθηκαν όλα τα μπλοκ με τις τιμές των στοιχείων που είχαν και στις προηγούμενες προσομοιώσεις και θεωρώντας σταθερή ακτινοβολία-ηλιοφάνεια G=1000 W/m^2 και σταθερή θερμοκρασία T=25ºC και στα 2 πάνελ, έχουμε τα παρακάτω αποτελέσματα.

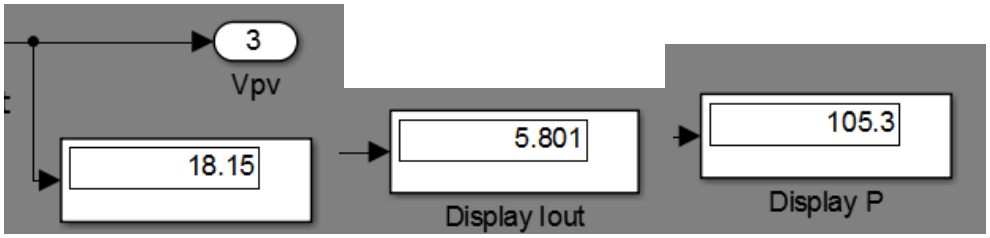
Στα Σχ.3.4 και Σχ.3.5 παρατηρούμε, ότι ο έλεγχος λειτούργησε και βρήκε το MPP, με ελάχιστη απόκλιση. Παρατηρούμε, ότι αρχικά πάει ακαριαία στη μέγιστη τιμή της τάσης και μετά αρχίζει να επενεργεί ο έλεγχος. Όσο αυξάνεται το δ, τόσο προσεγγίζεται το V_{mp}, I_{mp} και το P_{mp}, με πολύ μικρή ταλάντωση. Οι τελικές τιμές τάσης, ρεύματος και ισχύος εξόδου του φ/β απεικονίζονται στο Σχ.3.6.



Σχ.3.4 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος εξόδου του φ/β.



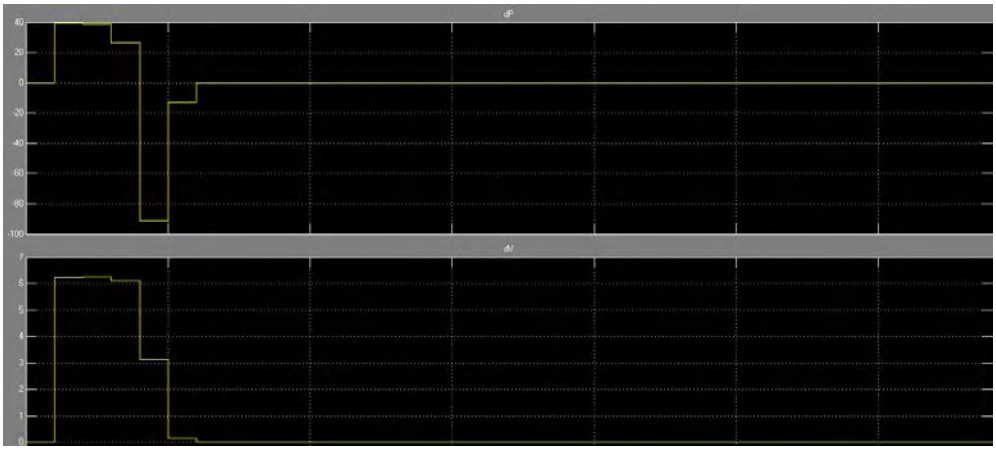
Σχ.3.5 Κυματομορφή ισχύος εξόδου φ/β.



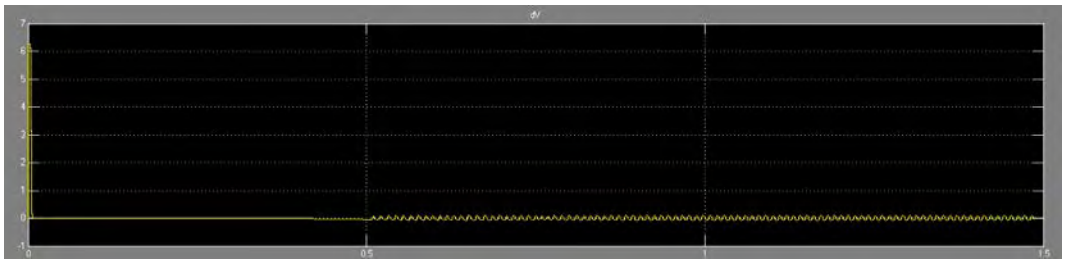
Σχ.3.6 Οι τελικές τιμές ισχύος, ρεύματος και τάσης εξόδου του φ/β.

Στο Σχ.3.7, παρατηρούμε πως μέχρι να βρει το MPP, υπάρχουν διαφορές στις ισχείς και τις τάσεις, ανάμεσα σε 2 διαδοχικές δειγματοληψίες. Όταν το βρει, αυτές μηδενίζονται. Παρόλα αυτά, στο Σχ.3.8 παρατηρούμε, μια μικρή ταλάντωση στο dV και μετά τα 0.5sec, γεγονός που μας αποδεικνύει, ότι ο έλεγχος συνεχίζει να λειτουργεί και αφού βρεθεί το MPP, γιατί όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 1.3, πάντα πρέπει να υπάρχει μια μικρή

αυξομείωση της τάσης για να βρίσκεται κάθε στιγμή το MPP. Αν δεν υπήρχε αυτή η μικρή μεταβολή στην τάση, το σύστημα δεν θα αντιλαμβανόταν πιθανή αλλαγή στις χαρακτηριστικές καμπύλες, λόγω αλλαγής ηλιοφάνειας ή/και θερμοκρασίας.

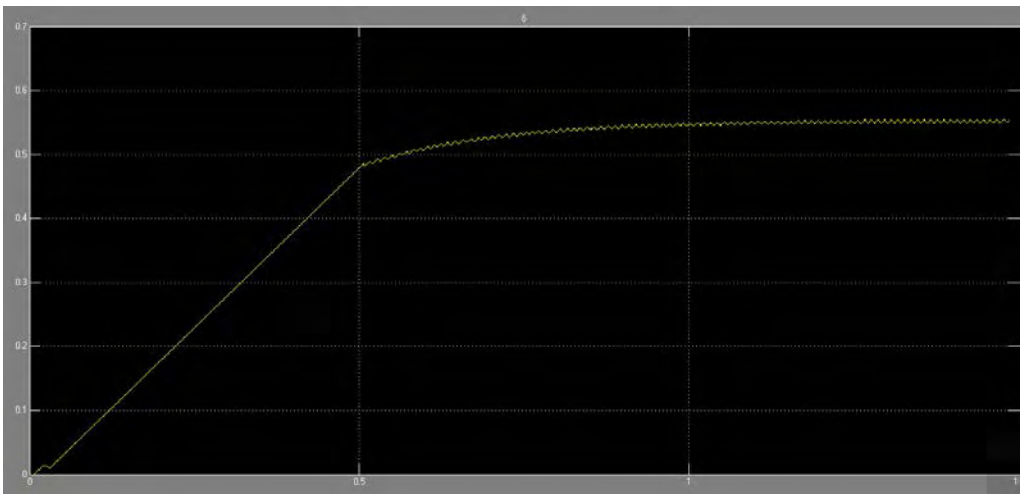


Σχ.3.7 Οι διαφορές ισχύος και τάσης κάθε στιγμή, dP και dV αντίστοιχα.



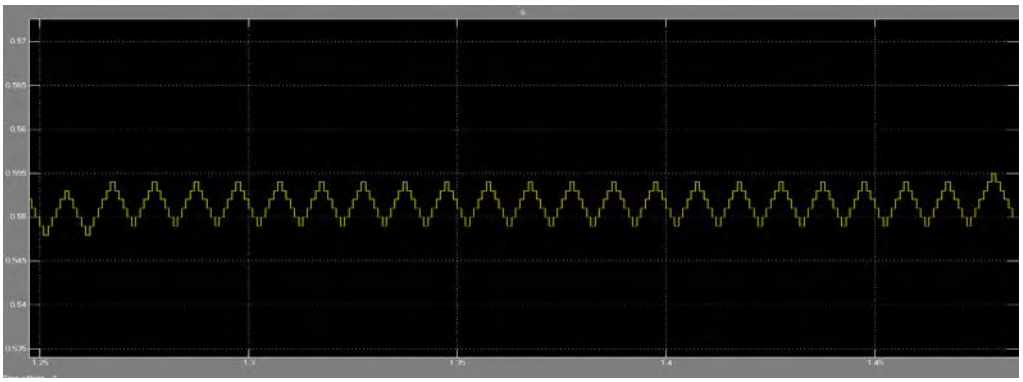
Σχ.3.8 Οι διαφορές τάσης, dV, κάθε στιγμή, σε μεγέθυνση.

Στο Σχ.3.9, παρατηρούμε, πολύ μικρή ταλάντωση του δ, λόγω πολύ αργής δειγματοληψίας (1kHz) και σχετικά μικρού βήματος μεταβολής του δ (0.001), αλλά αργή απόκριση.



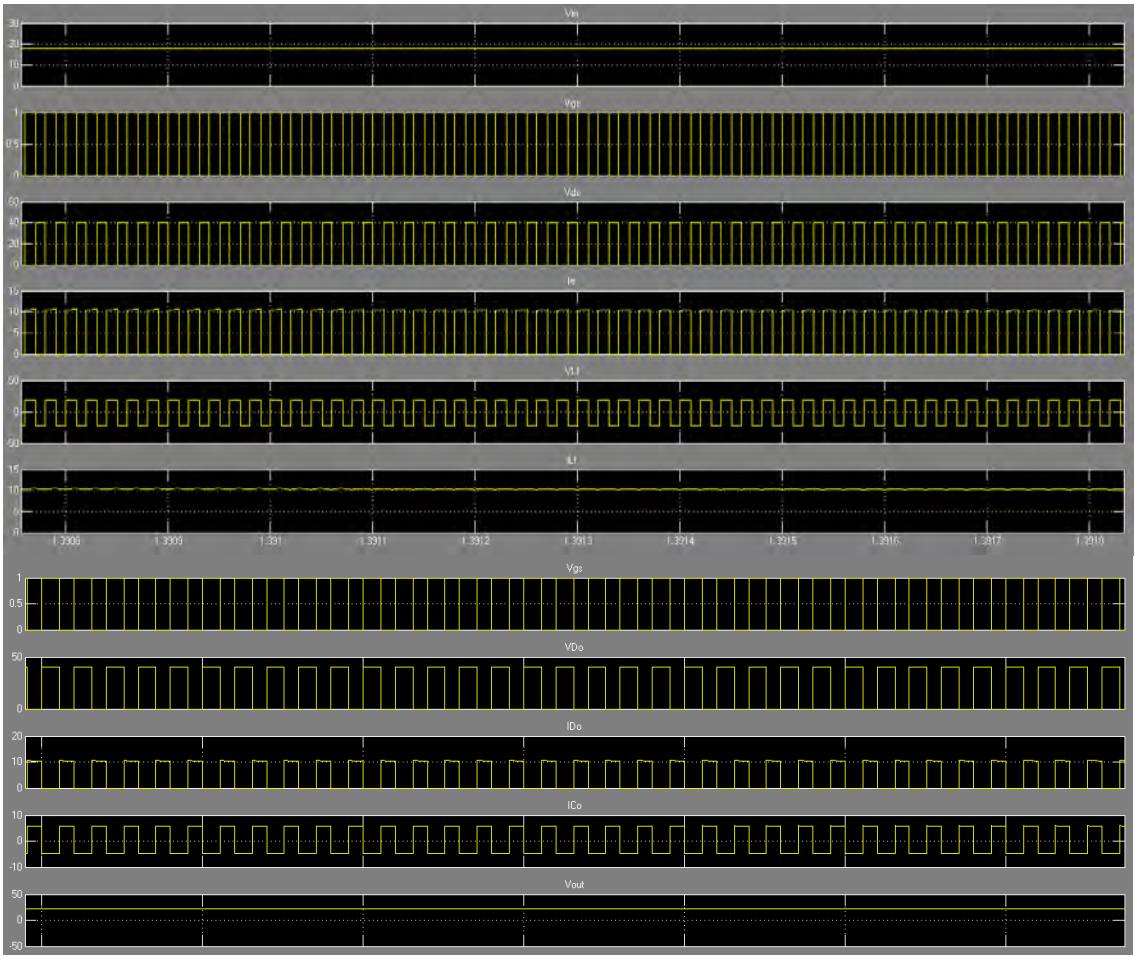
Σχ.3.9 Η κυματομορφή του δ, που προσεγγίζει το 0.576.

Η μικρή και μόνιμη ταλάντωση του δ, που φαίνεται στο Σχ.3.10, είναι αναμενόμενη, γιατί όπως έχει αναφερθεί και στην ενότητα 1.3, αυτή είναι ένα εγγενές πρόβλημα του αλγορίθμου P&O, ο οποίος δεν σταματά στο MPP, αλλά ταλαντώνεται γύρω του.

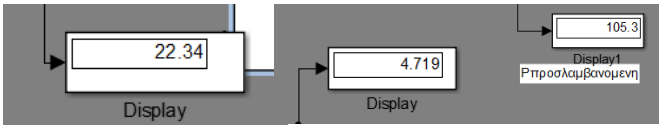


Σχ.3.10 Η κυματομορφή του δ, σε μεγέθυνση.

Στο Σχ.3.11 φαίνονται οι τιμές τάσης και ρεύματος στα στοιχεία του μετατροπέα, αφού έχει προσεγγιστεί το MPP. Οι τελικές τιμές τάσης ρεύματος και ισχύος εξόδου του μετατροπέα απεικονίζονται στο Σχ.3.12.



Σχ.3.11 Τάση και ρεύμα στα στοιχεία του μετατροπέα.



Σχ.3.12 Τάση, ρεύμα και ισχύς εξόδου μετατροπέα, που είναι και οι τιμές εισόδου στον κινητήρα.

Παρατηρούμε:

V_{in}=18.15V ≅ V_{mp}=17.7V

V_o=22.34V≅ V_o=24V

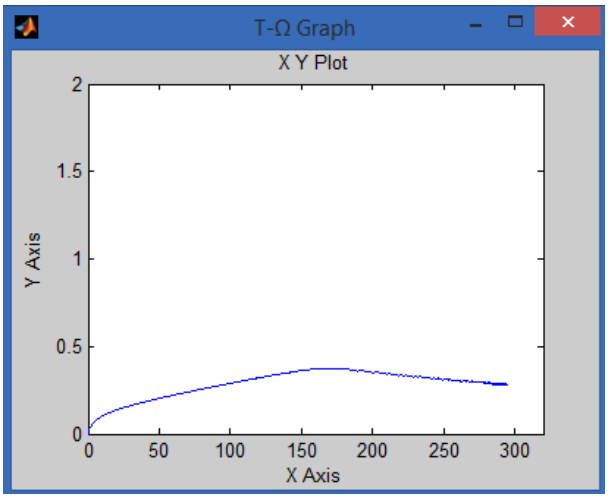
$V_{ds}=V_i+V_o$=18.15+22.34=40.49V=V_{Do}

Το I_{tr} και το I_{Do} κυμαίνονται από I_{Lfmin}≅10 A μέχρι I_{Lfmax}=12.2 A (είμαστε ασφαλώς σε CCM)

Όντως, από την εξίσωση $Io + Ii = \frac{(ILfmin + ILfmax)}{2}$ και από την $I_{Lfmax} - I_{Lfmin} = \frac{Vi}{Lf} \cdot \delta \cdot Ts$ αν αντικαταστήσουμε τα I_o=4.719A και τα I_i=5.801A θα επαληθευτούν οι παραπάνω τιμές.

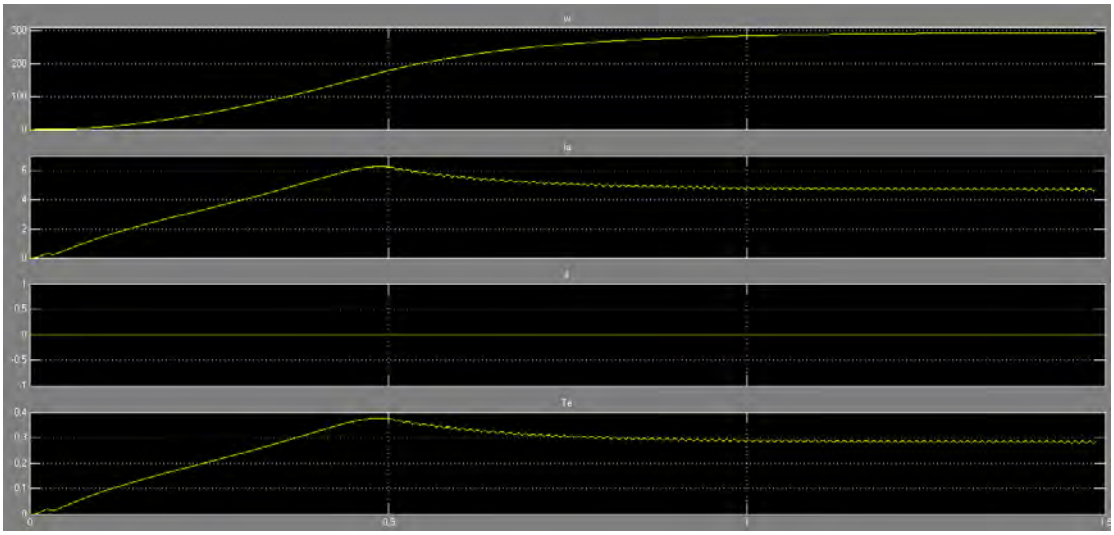
Το V_{Lf} κυμαίνεται από V_i=18.15V εώς –V_o=-22.34V

Το I_{Co} προκύπτει από την αφαίρεση I_{Do}-I_o (η κυματομορφή του ρεύματος διόδου μετατοπισμένη κατά 4.719 A κάτω).



Σχ.3.13 Χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-στροφών κινητήρα.

Η καμπύλη του Σχ.3.13 προσεγγίζει αυτήν του Σχ.2.44, αν και παρατηρούμε ότι ο κινητήρας έχει τη μέγιστη ροπή του για τις μέσες στροφές και όχι για μηδενικές. Δηλαδή, αργεί να αυξήσει τη ροπή του. Κοντά στα 300 rad/s, η ροπή είναι 0.28 Nm. Η ισχύς στην έξοδο είναι 82.43W.



Σχ.3.14 Διαγράμματα ταχύτητας (rad/s), ρεύματος τυμπάνου, ρεύματος πεδίου και η/μ ροπής στον άξονα.

Στα διαγράμματα του Σχ.3.14 βλέπουμε ότι οι στροφές του κινητήρα προσεγγίζουν τις 2865rpm, το ρεύμα τυμπάνου έχει μέγιστη τιμή τα 6.1A και τελική τιμή τα 4.8A περίπου και τέλος η ροπή έχει μέγιστη τιμή 0.38Nm (στα 180rad/s) και τελική 0.28Nm.

Όπως φάνηκε, λοιπόν, από όλα τα παραπάνω διαγράμματα το σύστημα όχι μόνο λειτούργησε στο MPP, αλλά «πήγε μόνο του» κοντά στο επιθυμητό δ, άρα πολύ κοντά στην επιθυμητή τάση εξόδου (24V ονομαστική τάση κινητήρα). Και αυτό, γιατί ο κινητήρας «αντιστοιχεί», όπως είδαμε, σε αντίσταση 5.04Ω>2.96Ω (άρα λειτουργεί ως boost) και μάλιστα είναι πολύ κοντά στην R_{opt}=5.418Ω.

Εδώ πρέπει να σημειωθεί, ότι αν θέλαμε να λειτουργήσουμε το κινητήρα με μεγαλύτερη ροπή φορτίου (π.χ. $K=T_L/\Omega^2=1.5\cdot10^{-5}$) και έτσι αντιστοιχούσε σε αντίσταση μικρότερη από 2.96Ω, τότε ο μετατροπέας θα λειτουργούσε ως buck. Συγκεκριμένα, προσομοιώθηκε ο κινητήρας με φορτίο που αντιστοιχούσε σε 2.5Ω<2.96Ω και βγάλαμε $\delta = 0.38$.

3.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΝΟΛΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΛΛΟΜΕΝΕΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΥΣ ($G \neq ct$) – ΕΛΕΓΧΟΣ MPPT

Στην προσομοίωση αυτή, κρατήσαμε σταθερή τη θερμοκρασία (T=25ºC), καθώς αποδείχθηκε (βλ. Πίνακας 1), ότι η μεταβολή της δεν επηρεάζει τόσο πολύ την έξοδο του φωτοβολταϊκού όσον αφορά την ισχύ, όσο η μεταβολή της ακτινοβολίας.

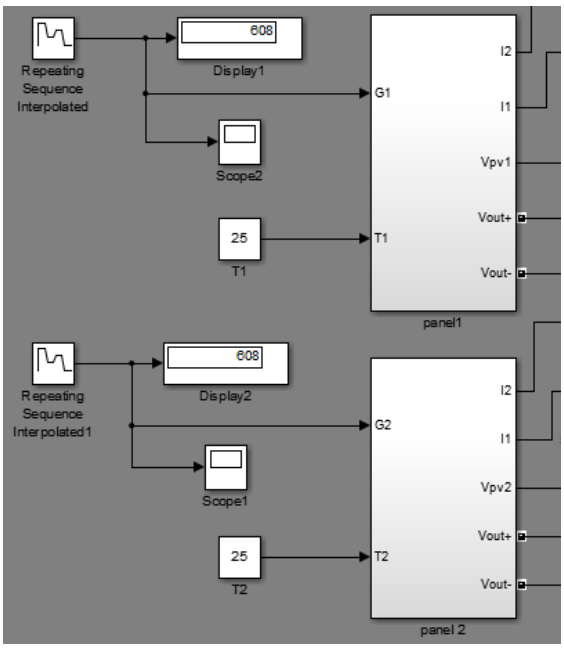
Έτσι, η ηλιοφάνεια μεταβλήθηκε μέσω ενός repeating sequence interpolated μπλοκ στο Simulink, όπως φαίνεται στο Σχ.3.15.

Μεταβάλλαμε την ακτινοβολία G ταυτόχρονα και στα 2 πάνελ, στις ακόλουθες τιμές με αυτή τη σειρά: [1000, 1000, 600, 600]W/m^2, σε αυτές [0 0.75 1 1.75]sec τις χρονικές στιγμές αντίστοιχα, με stop time τα 1.75sec. Ουσιαστικά, η ακτινοβολία ξεκινά στα 0sec από τα 1000W/m^2 και διατηρείται τόση μέχρι τα 0.75sec. Βάλαμε 0.75sec, γιατί είδαμε και στο Σχ.3.9, ότι για συχνότητα δειγματοληψίας 1kHz, τόσο χρόνο κάνει περίπου μέχρι να προσεγγίσει το σωστό δ, δηλαδή να πάει κοντά στο MPP. Έπειτα, μειώνεται σταδιακά με μικρό βήμα για τα επόμενα 0.25sec, οπότε και φτάνει στην επόμενη ακτινοβολία (600W/m^2) στην οποία βρίσκεται για τα επόμενα 0.75sec. Θα μπορούσαμε να κάνουμε βηματική (step) μεταβολή στην ακτινοβολία, όμως μια τόσο απότομη αλλαγή δεν υφίσταται σε πραγματικό σύστημα, καθότι στην πραγματικότητα η ηλιοφάνεια αλλάζει σταδιακά. Για αυτό και εμείς δίνουμε ένα χρόνο (0.25sec), μέχρι να πάει στην επόμενη ακτινοβολία, όπως φαίνεται στο Σχ.3.16.

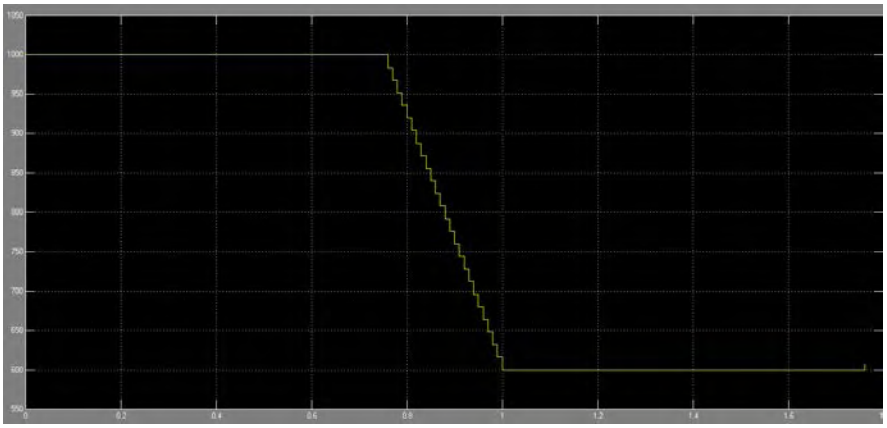
Η συγκεκριμένη προσομοίωση γίνεται για να δούμε πώς αποκρίνεται το σύστημα στις διάφορες μεταβολές της ηλιακής ακτινοβολίας. Όπως είπαμε και στην ενότητα 1.3, όσο μειώνεται το G, η καμπύλη P-V γίνεται πιο επίπεδη και έτσι το dP είναι πολύ πιο μικρό από το dV. Οπότε, για να παρατηρηθεί αξιοσημείωτη μεταβολή στην ισχύ, θα πρέπει να γίνει μεγάλη αλλαγή στην τάση.

Ταυτόχρονα, θέλουμε να δούμε πώς αποκρίνεται το σύστημα σε μια σχετικά απότομη (0.25sec) αλλαγή της ακτινοβολίας, που οφείλεται για παράδειγμα σε μια ξαφνική συννεφιά ή μια ξαφνική λιακάδα. Ουσιαστικά, θέλουμε να δούμε σε πόσο χρόνο ο έλεγχος αντιλαμβάνεται την αλλαγή χαρακτηριστικής καμπύλης (δηλαδή την μείωση ή την αύξηση της εισερχόμενης ισχύος) και βρίσκει (ή τουλάχιστον κινείται στην σωστή κατεύθυνση για να βρει) το νέο MPP.

Ο χρόνος δειγματοληψίας ρυθμίστηκε στα 1msec και το dδ=0.001, για να έχουμε μικρή ταλάντωση του δ.

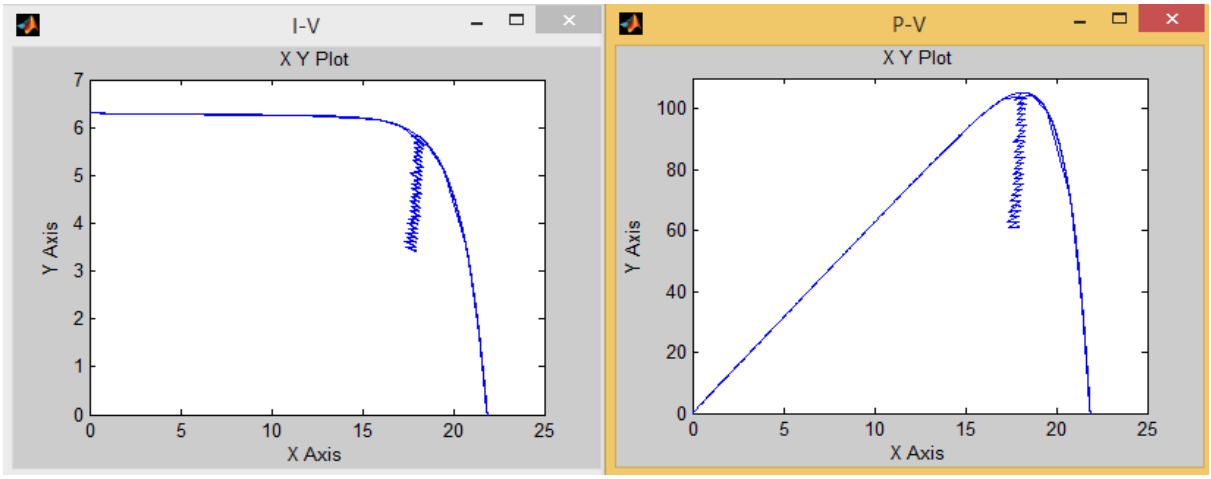


Σχ.3.15 Τα repeating sequence interpolated μπλοκ που συνδέθηκαν ως είσοδοι.

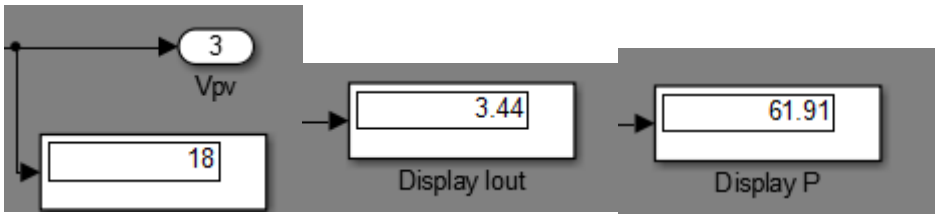


Σχ.3.16 Η μεταβολή της ακτινοβολίας από 1000 σε 600 W/m^2 μέσα σε 0.25 sec.

Στις I-V και P-V χαρακτηριστικές του Σχ.3.17, παρατηρούμε πως όταν αλλάζει η ακτινοβολία, το σημείο λειτουργίας του συστήματος μετατοπίζεται σταδιακά, από το MPP_1 των 1000W/m^2 στο MPP_2 των 600W/m^2. Δεν χάνει τον προσανατολισμό του ο έλεγχος. Επίσης, παρατηρούμε πως εφόσον πάει κατευθείαν στο MPP_2, δεν σχηματίζεται όλη η I-V ή P-V χαρακτηριστική για 600W/m^2, καθώς η τάση λειτουργίας είναι σταθερή $V_{pv}=V_{mp}=17.7V$. Απλά, μειώνεται η ισχύς, που εκφράζεται ως μείωση του ρεύματος λειτουργίας.

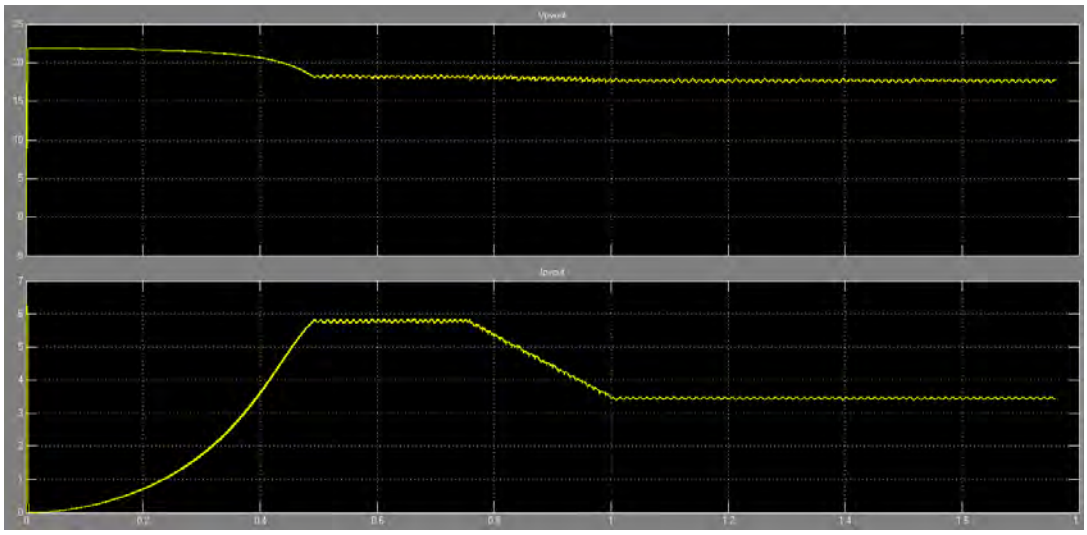


Σχ.3.17 Οι χαρακτηριστικές I-V και P-V.



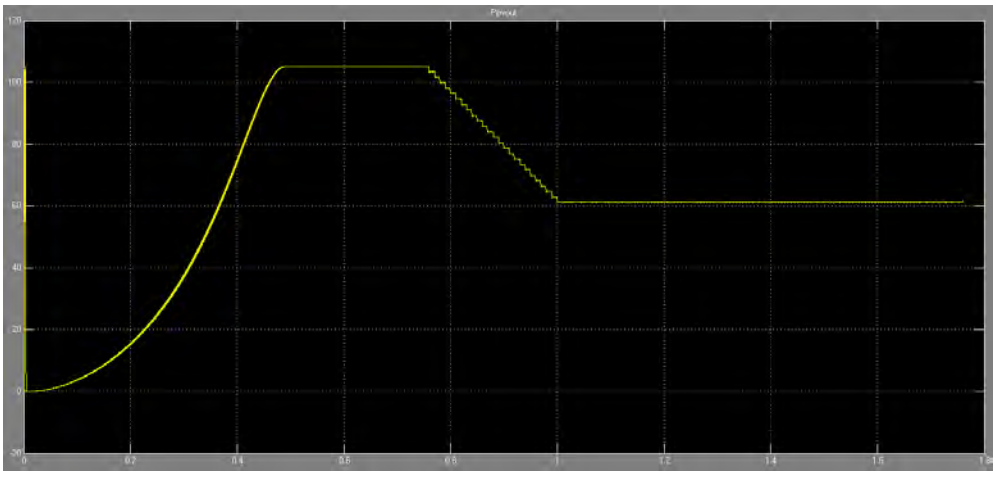
Σχ.3.18 Οι τελικές τιμές των V_{pv}, I_{pv} και P_{pv} του φωτοβολταϊκού.

Στο Σχ.3.18 παρατηρούμε, πως ο έλεγχος έχει εντοπίσει το V_{mp} με πολύ μικρή απόκλιση, ενώ το ρεύμα είναι μικρότερο από 5.98A, εφόσον με $G=600W/m^2$, έχουμε ισχύ εξόδου της τάξης των 60W. Οπότε, με σταθερή τάση εισόδου, έχουμε μικρότερο ρεύμα εισόδου.

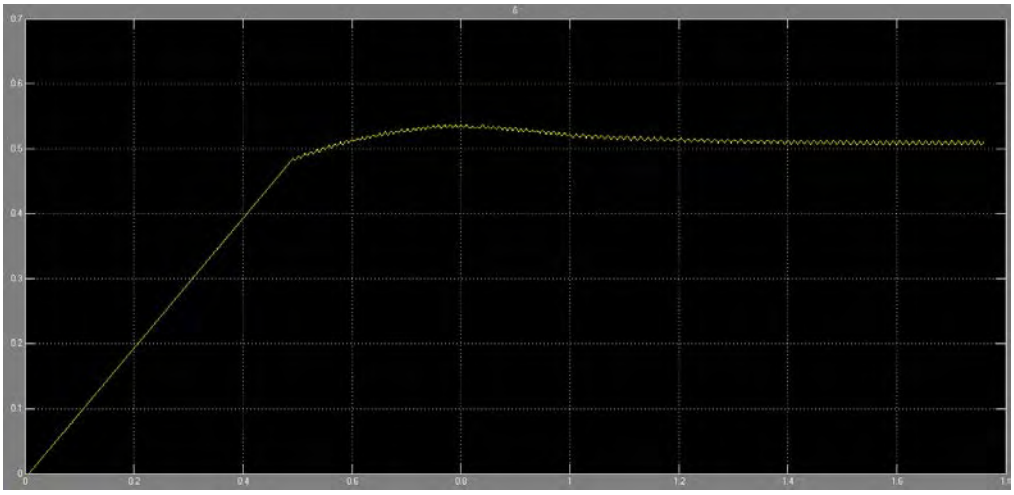


Σχ.3.19 Η τάση και το ρεύμα εξόδου του φωτοβολταϊκού.

Στο Σχ.3.19 παρατηρούμε, πως η τάση δεν αυξομειώνεται από την αλλαγή ακτινοβολίας, ενώ το ρεύμα μειώνεται σταδιακά μέχρι να σταθεροποιηθεί στη νέα του τιμή 3.5A, λόγω μείωσης εισερχόμενης ισχύος. Το ίδιο γίνεται και στην ισχύ εξόδου του φ/β, όπως φαίνεται στο Σχ.3.20.

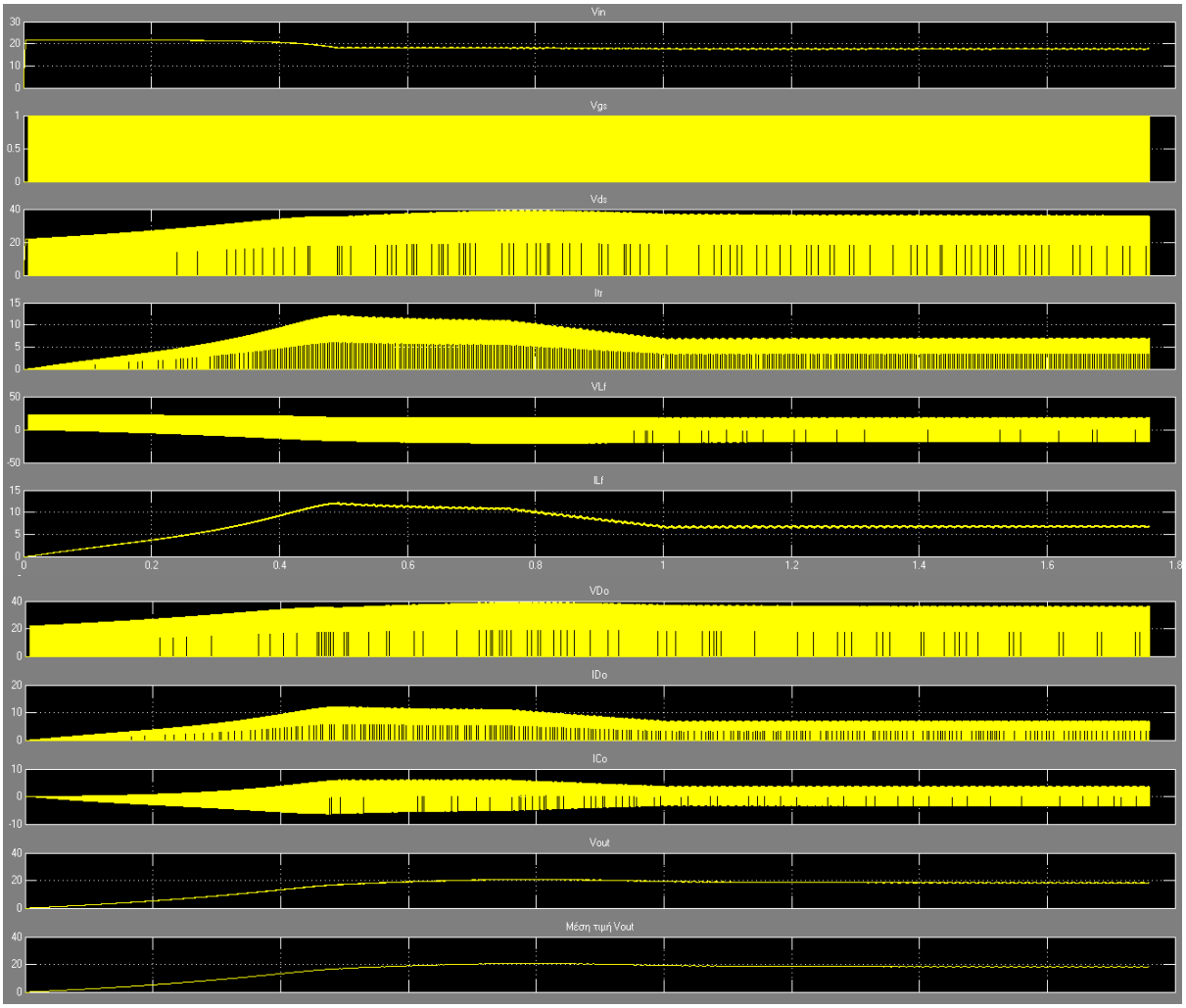


Σχ.3.20 Η ισχύς εξόδου του φ/β, που μειώνεται, λόγω μείωσης εισερχόμενης ακτινοβολίας.



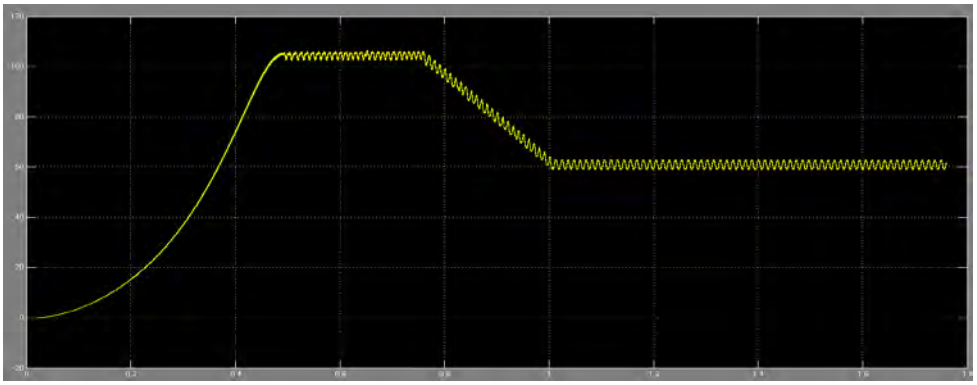
Σχ.3.21 Ο λόγος κατάτμησης δ.

Στο Σχ.3.21 παρατηρούμε, πως το duty cycle τη χρονική στιγμή 0.75sec έχει προσεγγίσει το επιθυμητό $\delta = 0.576$ για το MPP_1 και με την αλλαγή ακτινοβολίας μειώνεται σταδιακά μέχρι να σταθεροποιηθεί σε $\delta = 0.511$ για το MPP_2. Παρατηρούμε, ότι κάνει περίπου 0.2sec μέχρι να σταθεροποιηθεί στο σωστό δ για την επόμενη ακτινοβολία. Και στις δύο ακτινοβολίες, $\delta > 0.5$, οπότε ο μετατροπέας κάνει boost. Όντως, στα παρακάτω διαγράμματα φαίνεται V_{out}=18.21V>17.7V.

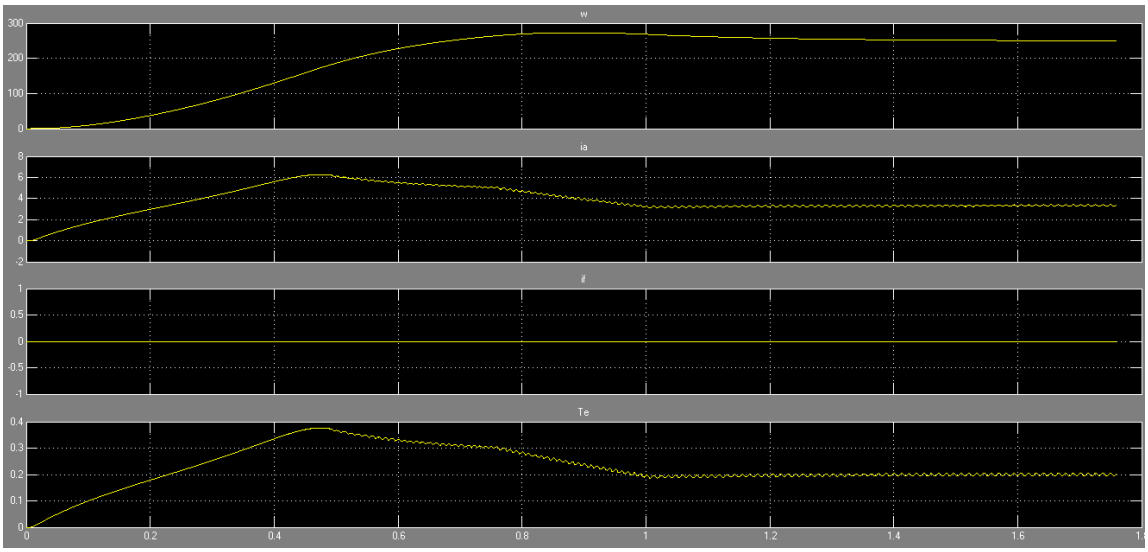


Σχ.3.22 Τάσεις και ρεύματα στον μετατροπέα.

Στις κυματομορφές του Σχ.3.22 δεν έχει γίνει μεγέθυνση, για να φανεί η επίδραση της μείωσης του ρεύματος εισόδου στα διάφορα στοιχεία του μετατροπέα. Για G=600W/m^2 η τάση εξόδου είναι 18.21V**,** το ρεύμα εξόδου είναι 3.366A και η ισχύς εξόδου του μετατροπέα 61.93W. Αυτές οι τιμές είναι οι τιμές τάσης, ρεύματος και ισχύος εισόδου (όπως φαίνεται στο Σχ.3.23) στον κινητήρα.

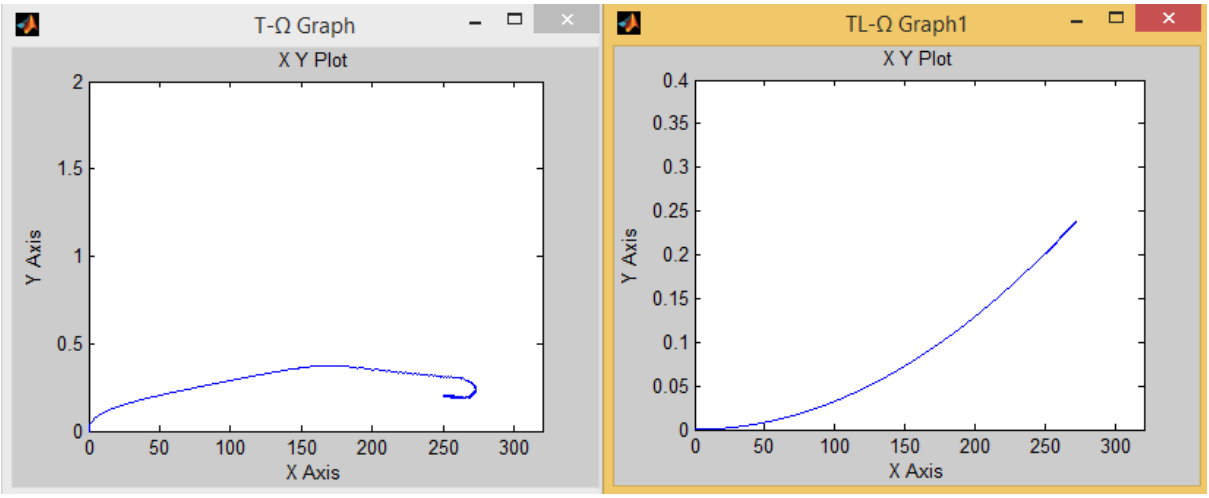


Σχ.3.23 Η προσλαμβανόμενη ισχύς στον κινητήρα.



Σχ.3.24 Διαγράμματα ταχύτητας (rad/s), ρεύματος τυμπάνου, ρεύματος πεδίου και ηλεκτρομαγνητικής ροπής στον άξονα.

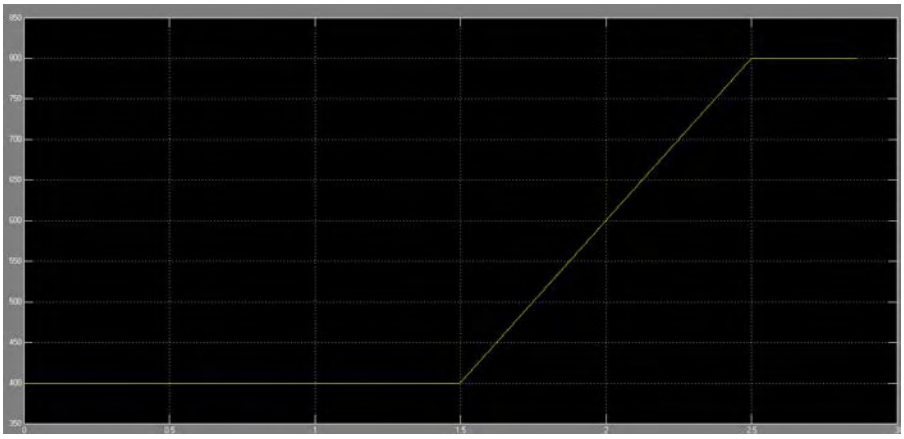
Στα διαγράμματα του Σχ.3.24 βλέπουμε ότι οι στροφές του κινητήρα, το ρεύμα τυμπάνου και η ηλεκτρομαγνητική ροπή μειώνονται με τη μείωση της εισερχόμενης ισχύος.



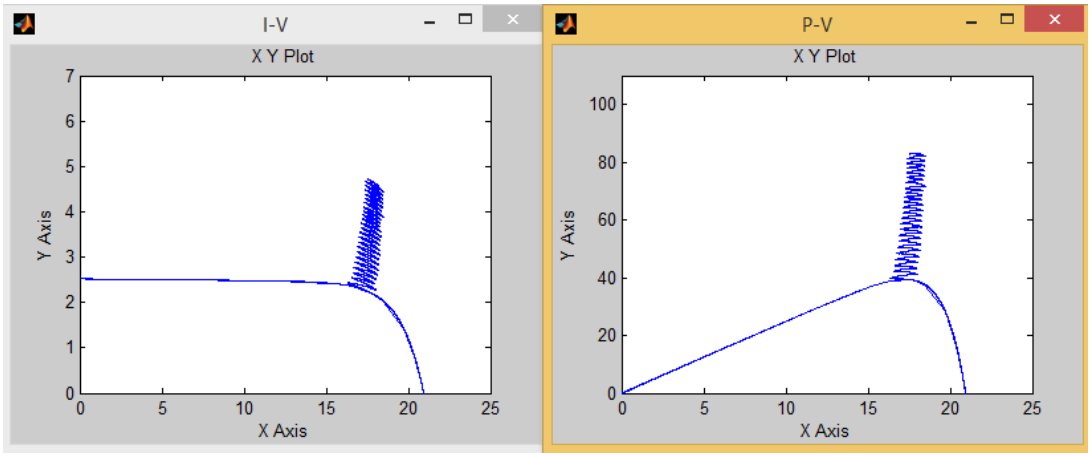
Σχ.3.25 Οι χαρακτηριστικές ροπής-στροφών του κινητήρα (αριστερά) και της αντλίας (δεξιά).

Στο Σχ.3.25 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές για τον κινητήρα και την αντλία. Παρατηρούμε μείωση των στροφών του κινητήρα, καθώς μειώνεται η εισερχόμενη ισχύς.

Παρακάτω, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της αντίστοιχης προσομοίωσης, με την ακτινοβολία G να αυξάνεται ως εξής: [400, 400, 800, 800]W/m^2, σε αυτές [0 1.5 2.5 4]sec τις χρονικές στιγμές αντίστοιχα, όπως φαίνεται στο Σχ.3.26. Εδώ, αφήσαμε 1sec για να πάει από την μία ακτινοβολία στην άλλη.

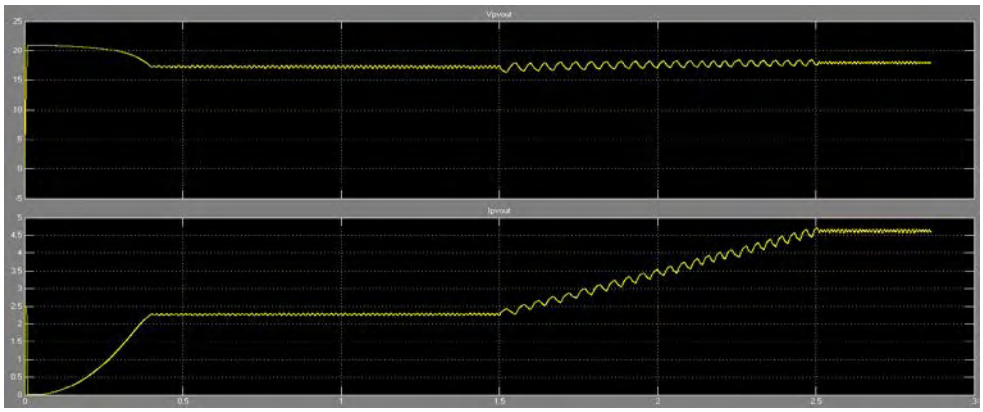


Σχ.3.26 Η μεταβολή της ακτινοβολίας από 400 σε 800 W/m^2 μέσα σε 1 sec.



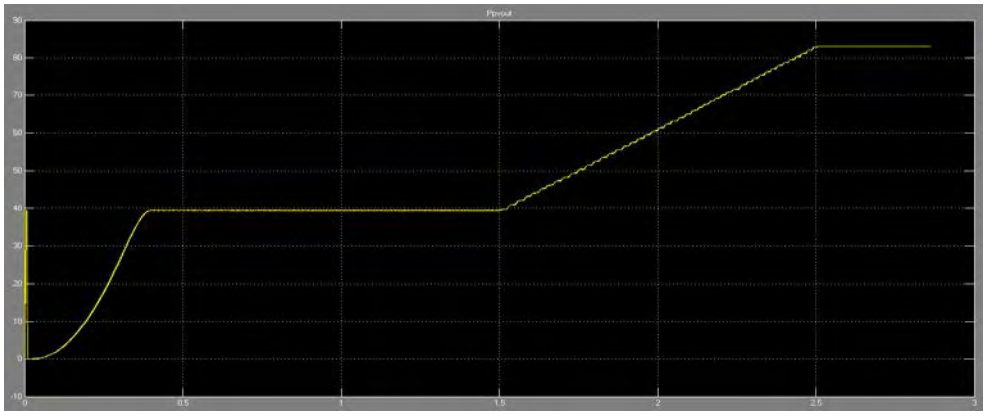
Σχ.3.27 I-V και P-V χαρακτηριστικές.

Στο Σχ.3.27 βλέπουμε πως το σημείο λειτουργίας μετακινείται σταδιακά στο MPP της νέας χαρακτηριστικής, χωρίς αυτή να σχηματίζεται ολόκληρη. Απλώς έχουμε αύξηση ισχύος, με σταθερή τάση λειτουργίας 18V, τελική τιμή ρεύματος 4.619A και τελική τιμή ισχύος 83.14W. Η ταλάντωση της τάσης είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη της προηγούμενης προσομοίωσης (βλ. Σχ.3.17), καθώς τώρα αφήσαμε περισσότερο χρόνο μετάβασης από τη μία ακτινοβολία στην άλλη.

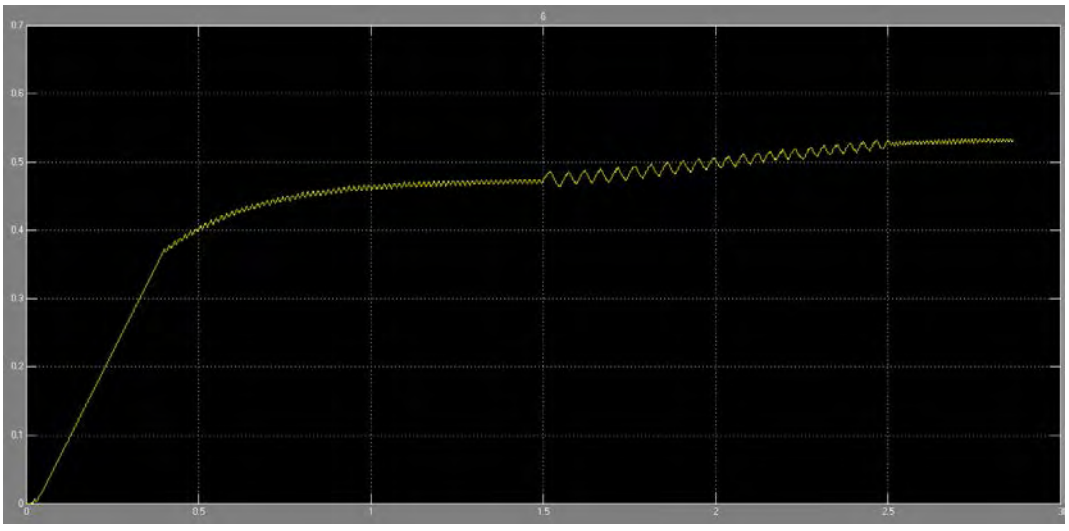


Σχ.3.28 Η τάση και το ρεύμα εξόδου του φωτοβολταϊκού.

Στο Σχ.3.28 παρατηρούμε, πως η τάση ταλαντώνεται πιο πολύ κατά τη διάρκεια μετάβασης από την μία ακτινοβολία στην άλλη, όπως εξηγήθηκε προηγουμένως, χωρίς όμως να χάνει το V_{mp}. Το ρεύμα αυξάνεται, λόγω αύξησης της εισερχόμενης ισχύος, όπως φαίνεται στο Σχ.3.29.



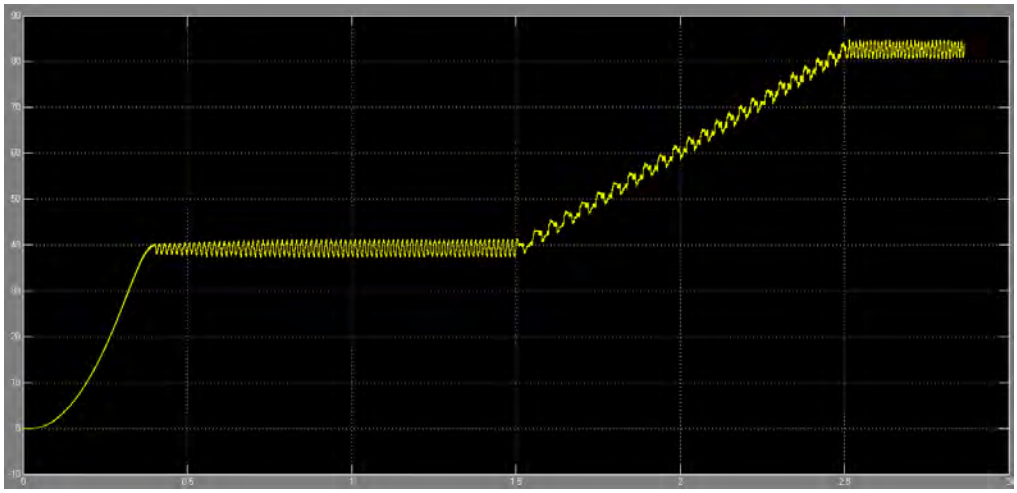
Σχ.3.29 Η ισχύς εξόδου του φ/β, που αυξάνεται, λόγω αύξησης εισερχόμενης ακτινοβολίας.



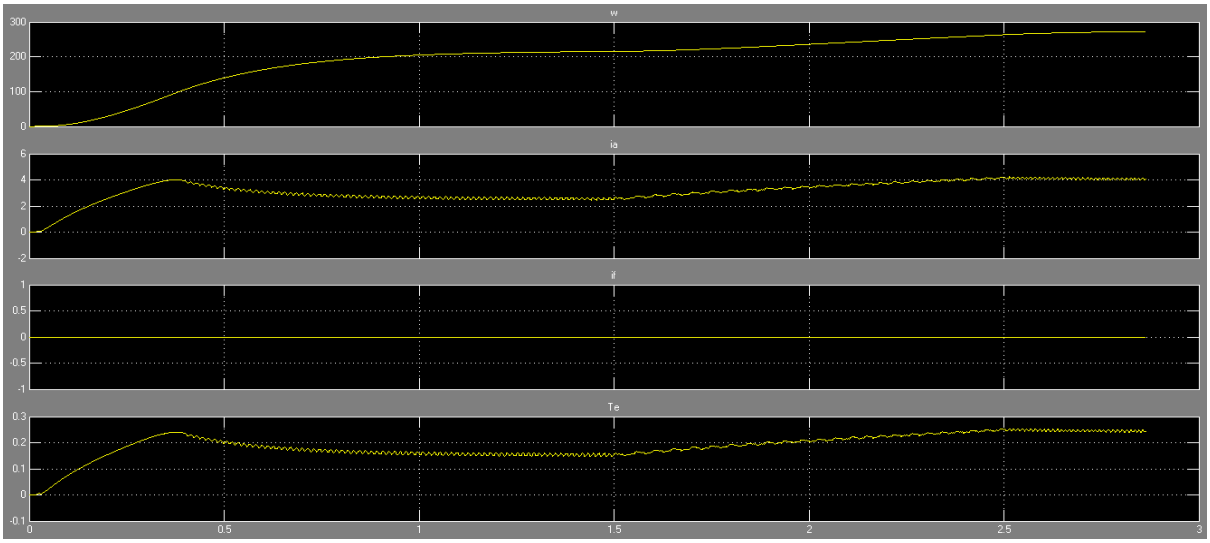
Σχ.3.30 Ο λόγος κατάτμησης δ.

Στο Σχ.3.30 παρατηρούμε, πως το duty cycle τη χρονική στιγμή 1.5sec έχει προσεγγίσει το επιθυμητό $\delta = 0.475$ για το MPP_1 και με την αλλαγή ακτινοβολίας αυξάνεται σταδιακά μέχρι να σταθεροποιηθεί σε $\delta = 0.534$ για το MPP_2. Εδώ, παρατηρούμε ότι για G=400W/m^2 ο μετατροπέας λειτουργεί σαν buck. Γενικά, παρατηρήσαμε ότι μόνο για G>600W/m^2 έχουμε $\delta > 0.5$ (θα εξηγηθεί στο 6ο Κεφάλαιο).

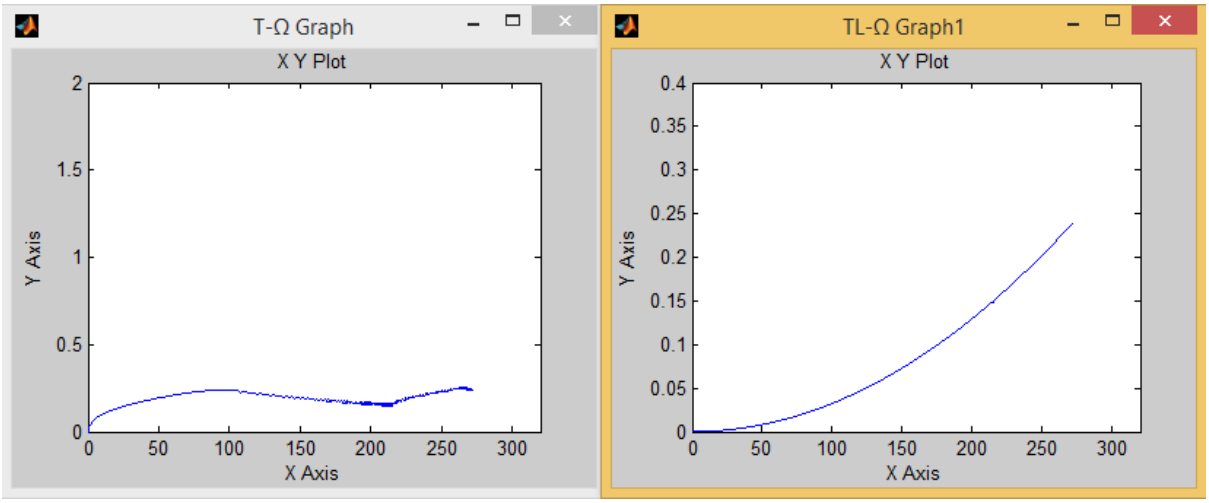
Για G=800 W/m^2 η τάση εξόδου είναι 20.41V, το ρεύμα εξόδου είναι 4.109A και η ισχύς εξόδου του μετατροπέα 83.94W. Αυτές οι τιμές είναι οι τιμές τάσης, ρεύματος και ισχύος εισόδου (όπως φαίνεται στο Σχ.3.31) του κινητήρα.



Σχ.3.31 Η προσλαμβανόμενη ισχύς στον κινητήρα.



Σχ.3.32 Διαγράμματα ταχύτητας (rad/s), ρεύματος τυμπάνου, ρεύματος πεδίου και ηλεκτρομαγνητικής ροπής στον άξονα.



Σχ.3.33 Χαρακτηριστική ροπής-στροφών κινητήρα (αριστερά) και αντλίας (δεξιά).

Στα Σχ.3.32 και Σχ.3.33 παρατηρούμε αύξηση της ταχύτητας, του ρεύματος τυμπάνου και της ροπής του κινητήρα, καθώς αυξάνεται η εισερχόμενη ισχύς.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Σχεδιασμός και κατασκευή πειραματικής διάταξης

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται η διαδικασία σχεδιασμού και κατασκευής κάθε διάταξης, που χρειάστηκε στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Τα απαραίτητα σχέδια των τυπωμένων κυκλωμάτων έγιναν με τη χρήση του δωρεάν λογισμικού KiCad και παρουσιάζονται στο Παράρτημα Α. Η υλοποίηση έγινε σε πλάκες χαλκού, μονής ή διπλής όψης, οι οποίες τυπώθηκαν στο Ηλεκτροτεχνείο του Πανεπιστημίου Πατρών. Στο Παράρτημα Γ παρουσιάζονται τα τεχνικά φυλλάδια των κατασκευαστών (datasheet) των στοιχείων που επιλέχθηκαν και χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή των διαφόρων μονάδων.

Αρχικά, αποφασίστηκε το πλήθος των ξεχωριστών διατάξεων. Έπειτα, σχεδιάστηκαν τα σχηματικά διαγράμματα (schematics) των πλακετών, στα οποία δεν μας ενδιαφέρει η θέση των στοιχείων, αλλά οι μεταξύ τους συνδέσεις, καθώς και οι συνδέσεις από πλακέτα σε πλακέτα. Τέλος, υλοποιήθηκαν τα pcb, όπου σχεδιάστηκαν οι δρόμοι χαλκού στην κάτω αλλά και στην πάνω όψη, καθώς και η ακριβής θέση των στοιχειών. Τα αποτυπώματα (footprints) αυτών των διαγραμμάτων στάλθηκαν για τύπωμα πάνω στις πλακέτες χαλκού.

4.2 ΔΙΑΧΩΡΙΣΜΟΣ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ

Οι διατάξεις που χρειάσθηκαν, υλοποιήθηκαν σε 3 ξεχωριστές πλακέτες. Η πρώτη περιλαμβάνει τα τροφοδοτικά, η δεύτερη περιλαμβάνει τη διάταξη ελέγχου και η τρίτη το κύκλωμα ισχύος, δηλαδή το μετατροπέα buck-boost και τα διάφορα κυκλώματα μέτρησης, και παλμοδότησης.

Γενικά, ο διαχωρισμός γίνεται, γιατί το μέγεθος της κάθε πλακέτας δεν μπορεί να υπερβεί ένα Α4. Στη δικιά μας περίπτωση, θα μπορούσαν να χωρέσουν όλα σε μία πλακέτα. Παρόλα αυτά, επιλέχθηκε ο διαχωρισμός, έτσι ώστε σε περίπτωση καταστροφής ενός κυκλώματος, να μη χρειάζεται η αλλαγή όλης της πλακέτας, αλλά μόνο η αντικατάσταση του κομματιού που καταστράφηκε. Επίσης, η τοποθέτηση του μικροελεγκτή σε απόσταση από το κύκλωμα ισχύος μειώνει την πιθανή ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή στη λειτουργία του.

Η σύνδεση των τροφοδοσιών γίνεται με καλώδια, ενώ η μεταφορά των λογικών σημάτων με καλωδιοταινία. Τέλος, πρέπει να τονιστεί ότι σε κάθε μεταφορά τροφοδοσίας ή σήματος γίνεται και η μεταφορά της αντίστοιχης γείωσης.

4.3 ΕΠΙΛΟΓΗ ΥΛΙΚΩΝ ΓΙΑ ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ

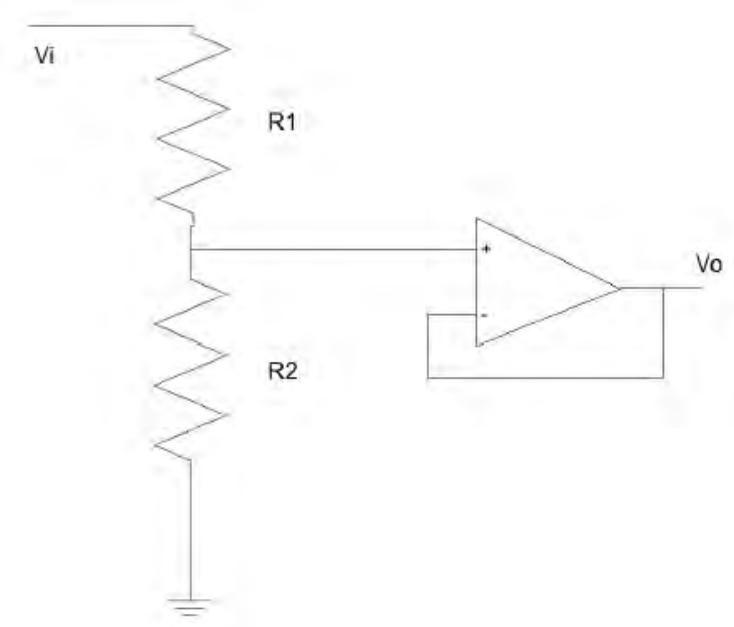
4.3.1 Σύνδεση με τροφοδοσία και φορτίο

Καταρχάς, στην πλακέτα του μετατροπέα τοποθετήθηκαν 4 μπόρνες, 2 στην είσοδο για σύνδεση με τη τροφοδοσία (τροφοδοτικό ή φωτοβολταϊκό) και 2 στην έξοδο για σύνδεση με το φορτίο (αντίσταση ή κινητήρας/αντλία). Σημειώνεται, ότι στην έξοδο η γη είναι πάνω, καθώς ο buck-boost αναστρέφει την πολικότητα στην έξοδο, σε σχέση με την είσοδο.

4.3.2 Μετρητικό τάσης

Για τον έλεγχο MPPT είναι απαραίτητη η μέτρηση της τάσης και του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα, που ταυτόχρονα είναι και η τάση και το ρεύμα εξόδου αντίστοιχα του φωτοβολταϊκού.

Έτσι, αρχικά για τη μέτρηση της τάσης χρησιμοποιήθηκε το κύκλωμα που φαίνεται στο Σχ.4.1.



Σχ.4.1 Κύκλωμα μέτρησης τάσης εισόδου μετατροπέα.

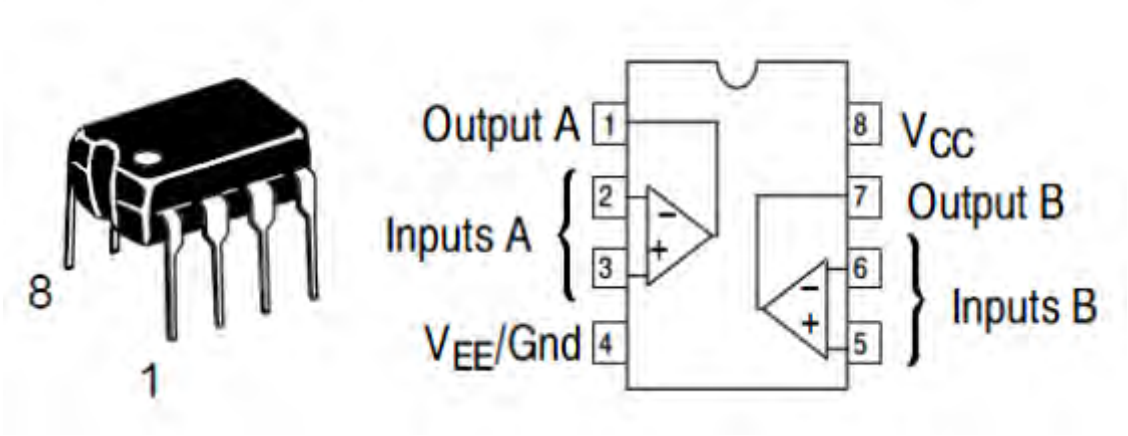
Αποτελείται από ένα διαιρέτη τάσης και έναν τελεστικό ενισχυτή σε συνδεσμολογία ακόλουθου τάσης (buffer). Ο διαιρέτης τάσης φροντίζει, ώστε το σήμα που στέλνεται στην

είσοδο του απομονωτή να είναι από 0 εώς το πολύ 5V, ενώ ο buffer χρησιμοποιείται για ενίσχυση του σήματος και για απομόνωση εισόδου-εξόδου.

Οι τιμές των αντιστάσεων που επιλέχθηκαν είναι R1=5.1kΩ και R2=1.3kΩ. Έτσι, με βάση τον τύπο του διαιρέτη τάσης $V_o = V_i \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = 21.88 \cdot \frac{1.3}{5.1+1.3} = 4.4V$ είναι η μέγιστη τιμή της τάσης που στέλνει το κύκλωμα μέτρησης στο μικροελεγκτή και 0V προφανώς η ελάχιστη.

Η επιλογή των παραπάνω τιμών αντιστάσεων δεν είναι τυχαίος συνδυασμός. Πήραμε υπόψη, πως οι αντιστάσεις είναι φτιαγμένες από άνθρακα και γενικά δεν πρέπει να ξεπερνιέται ένα όριο ισχύος που μπορούν να διαχειριστούν $P = 250\frac{mW}{αντ ίσταση}$. Το μέγιστο ρεύμα που διαρρέει τις αντιστάσεις στη μέτρηση της εισόδου είναι $I = \frac{V}{R} = \frac{21.88}{6.4 \cdot 10^3} = 3.42\text{mA} = 0.00342\text{A}$. Η κατανάλωση στην R1 είναι $P = I^2 \cdot R = 0.00342^2 \cdot 5100 = 0.06W = 60mW < 250mW$ και η κατανάλωση στην R2 είναι $P = I^2 \cdot R = 0.00342^2 \cdot 1300 = 0.015W = 15mW < 250mW$. Οπότε, δεν διατρέχουμε κανέναν κίνδυνο.

Για buffer χρησιμοποιείται το ολοκληρωμένο LM358N, το οποίο εμπεριέχει 2 χαμηλής ισχύος τελεστικούς ενισχυτές, όπως φαίνεται στο Σχ.4.2.

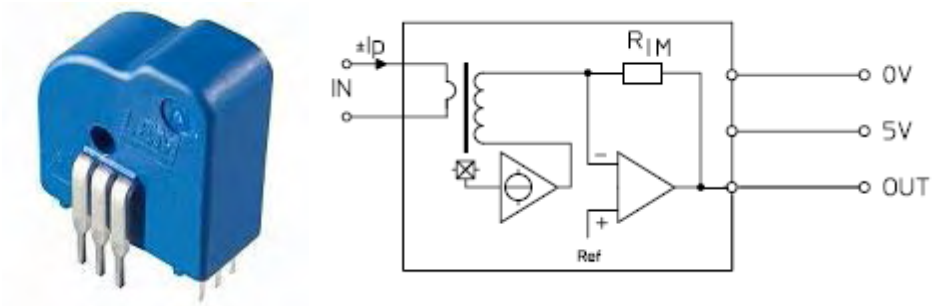


Σχ.4.2 Το ολοκληρωμένο LM358N [56].

Η τροφοδοσία του είναι στον ακροδέκτη 8 και είναι 5V, ενώ η γείωση συνδέεται στον ακροδέκτη 4. Στον ακροδέκτη 3 συνδέεται η έξοδος του διαιρέτη τάσης, ενώ οι ακροδέκτες 1 και 2 βραχυκυκλώνονται και δίνουν την έξοδο σε έναν κοννέκτορα, έτσι ώστε το σήμα να σταλεί στον μικροελεγκτή.

4.3.3 Μετρητικό ρεύματος

Για την μέτρηση του ρεύματος εισόδου, που είναι και αυτό απαραίτητο για τον έλεγχο, χρησιμοποιήθηκε το μετρητικό LTS-6-NP της εταιρείας LEM που φαίνεται στο Σχ.4.3, με δυνατότητα μέτρησης ρεύματος από -19.2A εώς +19.2A. Η λειτουργία του βασίζεται στο φαινόμενο Hall, ενώ ταυτόχρονα προσφέρει γαλβανική απομόνωση. Το δικό μας μέγιστο ρεύμα εισόδου είναι 6.3 A, οπότε είμαστε μέσα στα όρια.



Σχ.4.3 Το μετρητικό ρεύματος LTS-6NP και η αρχή λειτουργίας του [57].

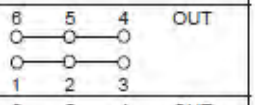
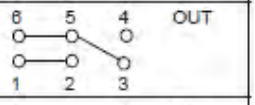
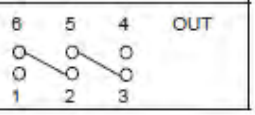
Η έξοδος που δίνει το συγκεκριμένο μετρητικό καθορίζεται από τη σχέση:

$$V_o = 2.5 \pm 0.625 \cdot \frac{I_P}{I_{PN}}, \quad (4.1)$$

όπου $I_P = μέγιστο\ ρεύμα\ που\ θα\ περάσει\ από\ το\ μετρητικό$

$I_{PN} = το\ ονομαστικό\ ρεύμα\ του\ μετρητικού.$

Ανάλογα, με τη σύνδεση των ακροδεκτών του μετρητικού που θα επιλέξουμε, το I_{PN} παίρνει τιμές 2, 3 ή 6 A, όπως φαίνεται στο Σχ.4.4.

Number of primary turns	Primary nominal current rms I_{PN} [A]	Nominal output voltage V_{OUT} [V]	Primary resistance R_P [mΩ]	Primary insertion inductance L_P [μH]	Recommended connections
1	± 6	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	
2	± 3	2.5 ± 0.625	0.81	0.05	
3	± 2	2.5 ± 0.625	1.62	0.12	

Σχ.4.4 Τρεις διαφορετικές συνδέσεις των ακροδεκτών του μετρητικού [57].

Εφόσον, I_P=6.3 A, επιλέχθηκε η δεύτερη συνδεσμολογία με I_{PN}=±3 A. Άρα, $V_o = 2.5 \pm 0.625 \cdot \frac{6.3}{3} = 2.5 \pm 1.3125 = 3.81V$ ή $1.19V$ τιμή τάσης που στέλνει στον μ/ε. Παρατηρούμε, πως παρόλο που μετράει ρεύμα, το σήμα που στέλνει είναι τάση. Κάθε

μέτρηση ρεύματος αντιστοιχίζεται σε μια στάθμη τάσης μεταξύ των ορίων (0.5 - 2.5) V για αρνητικό ρεύμα και (2.5 - 4.5) για θετικό ρεύμα.

Το μετρητικό ουσιαστικά έχει 9 ακροδέκτες. Οι ακροδέκτες 1 και 2 βραχυκυκλώνονται και συνδέονται με την τάση εισόδου, Οι ακροδέκτες 3,5 και 6 επίσης βραχυκυκλώνονται και ο ακροδέκτης 4 είναι η έξοδος, στην οποία θα συνδεθούν μετά οι πυκνωτές εισόδου, γεγονός κατανοητό, αφού το LTS-6NP μετράει ρεύμα, άρα συνδέεται σε σειρά με το κύκλωμα. Οι άλλοι 3 ακροδέκτες, όπως φαίνεται στο Σχ.4.3, είναι η 5V τροφοδοσία του, η γείωση και το σήμα εξόδου, που συνδέεται με τον ακροδέκτη 5 του LM358N. Στον τελευταίο, βραχυκυκλώνουμε τους ακροδέκτες 6 και 7, οι οποίοι στέλνουν το σήμα στον κοννέκτορα, έτσι ώστε να πάει στον μικροελεγκτή. Έτσι, αξιοποιήσαμε τον ίδιο buffer για να στείλουμε και την τάση και το ρεύμα εισόδου.

4.3.4 Γενικά για τα κυκλώματα μέτρησης

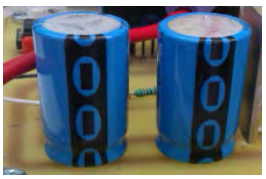
Προκειμένου ο μικροελεγκτής να διαβάζει σωστά τα σήματα που στέλνουν οι διατάξεις μέτρησης, πρέπει η γείωση των μετρητικών και η γείωση που χρησιμοποιείται για τις αναλογικές λειτουργίες του μικροελεγκτή να είναι κοινή.

Επίσης, τονίζεται ότι και στο LM358N και στο LTS-6NP, τοποθετήθηκαν 2 MKT πυκνωτές 100nF, ανάμεσα στην τροφοδοσία τους και τη γείωση.

Ο 4πλος κοννέκτορας που τοποθετήθηκε στην πλακέτα ισχύος για να στέλνει τα σήματα V_{in}, I_{in}, παράλληλα παρέχει την 5V τροφοδοσία στα ολοκληρωμένα και συνδέει την γείωσή τους με τη γείωση του μ/ε. Αντίστοιχος 4πλος κοννέκτορας υπάρχει και στην πλακέτα ελέγχου και συνδέεται με τον πρώτο με μια καλωδιοταινία.

4.3.5 Πυκνωτές εισόδου

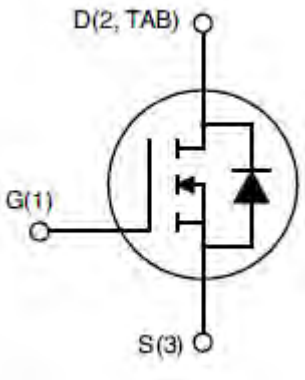
Όπως αναλύθηκε και στα κεφάλαια της προσομοίωσης, στο μετατροπέα buck-boost υπάρχει πυκνωτής στην είσοδο, ο οποίος πέρα από εξομάλυνση της τάσης εισόδου, παρέχει και τα διακοπτικά ρεύματα που απαιτεί ο μετατροπέας, όταν συνδεθεί σε πηγή (π.χ. τροφοδοτικό), που δεν επιτρέπει κάτι τέτοιο. Στην προσομοίωση τον υπολογίσαμε 1mF. Για καλύτερα αποτελέσματα, βάλαμε 2 πυκνωτές 1000μF, με τάση διάσπασης 50V παράλληλα, όπως φαίνεται στο Σχ.4.5.



Σχ.4.5 Δυο παράλληλοι πυκνωτές εισόδου.

4.3.6 Ημιαγωγικό Διακοπτικό Στοιχείο Ισχύος – MOSFET

Με βάση τις προσομοιώσεις που κάναμε, είδαμε ότι το τρανζίστορ διαρρέεται από μέγιστο ρεύμα περίπου 12.2A, σε μόνιμη κατάσταση. Η μέση τιμή του ρεύματος είναι μικρότερη, αλλά για ασφάλεια θεωρούμε αυτήν σαν κριτήριο. Η μέγιστη τάση που πέφτει στα άκρα του διακόπτη είναι 40.49V. Ο τύπος του τρανζίστορ που επιλέχθηκε είναι το STF30N10F7 της εταιρείας ST, που είναι τύπου-n, με τάση αντοχής για υπερτάσεις V_{ds}=100V, I_{max}=24A, $R_{dson(max)}$=0.024Ω, όπως φαίνεται στο Σχ.4.6.



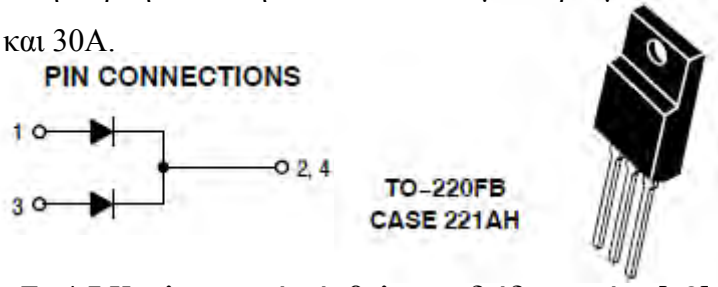
Order codes	V_{DS}	$R_{DS(on)}$ max	I_D	P_{TOT}
STD30N10F7	100 V	0.024 Ω	32 A	50 W
STF30N10F7			24 A	25 W

Σχ.4.6 Κυκλωματικό σύμβολο και χαρακτηριστικά μεγέθη STF30N10F7 [58].

Το τρανζίστορ αυτό μπορεί να λειτουργεί σε μεγάλη διακοπτική συχνότητα (50kHz) και έχει πολύ μικρές απώλειες αγωγής και προφανώς πολύ μικρότερες απαιτήσεις ψύξης, λόγω πολύ μικρής αντίστασης αγωγής.

4.3.7 Δίοδος Ισχύος (ελεύθερης διέλευσης)

Η επιλογή διόδου ισχύος γίνεται με κριτήριο τα ίδια μεγέθη με το Mosfet. Βάσει αυτών επιλέχθηκε Schottky δίοδος, η οποία έχει παραπλήσια συμπεριφορά με τις απλές διόδους, με το πλεονέκτημα ότι η Schottky χρειάζεται πολύ λιγότερο χρόνο για να μεταβεί από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής. Επιλέξαμε τη δίοδο NTSJ30U80CTG της εταιρείας ON Semiconductor που φαίνεται στο Σχ.4.7. Έχει μέγιστη πτώση τάσης κατά την ορθή πόλωση V_F=0.42V και μέσο ρεύμα διόδου I_F=5A. Η δίοδος αυτή αντέχει 80V και 30A.



Σχ.4.7 Κυκλωματικό σύμβολο της διόδου ισχύος [59].

Παρατηρούμε, ότι αυτή η δίοδος έχει 3 ακροδέκτες, επειδή εμπεριέχει διπλές διόδους κοινής καθόδου. Στην κατασκευή βραχυκυκλώσαμε τις ανόδους.

4.3.8 Κατασκευή πηνίου εξομάλυνσης

Το πηνίο που θα χρησιμοποιηθεί στο μετατροπέα τον κρατάει στην περιοχή συνεχούς αγωγής ρεύματος (CCM). Από άποψη αντοχής, το πηνίο οφείλει να αντέχει το μέγιστο ρεύμα 12.2A, έχοντας, μάλιστα, όσο το δυνατόν μικρότερη αντίσταση, ώστε να μην εισάγει περιττές απώλειες στον μετατροπέα.

Επειδή τα πηνία που διατίθενται στο εμπόριο δεν καλύπτουν τις απαιτήσεις της εφαρμογής μας, καθώς οι παράμετροι που επηρεάζουν την επιλογή του πηνίου είναι πολλές, αποφασίστηκε η κατασκευή του στο εργαστήριο. Πριν προχωρήσουμε στη διαδικασία υπολογισμού των διαφόρων παραμέτρων, θα γίνει μια σύντομη θεωρητική μελέτη για τις σχέσεις που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των χαρακτηριστικών ενός μαγνητικού στοιχείου.

<u>Θεωρητική ανάλυση</u>

Η σχέση που συνδέει τη μαγνητική ένταση του πυρήνα με το ρεύμα κάθε σπείρας και τον αριθμό των σπειρών, δίνεται από το νόμο του Ampere:

$$\int H \cdot dl = N \cdot I. \tag{4.2}$$

Για ένα πηνίο με διάκενο g και μήκος πυρήνα l, η σχέση μετασχηματίζεται στην:

$$H_g \cdot g + H_{core} \cdot l = N \cdot I \tag{4.3}$$

όπου H_g η μαγνητική ένταση στο διάκενο

H_{core} η μαγνητική ένταση στο υλικό.

Όμως, για τους υπολογισμούς, η μαγνητική επαγωγή είναι βολικότερο μέγεθος από την μαγνητική ένταση. Συνεπώς, αντικαθιστούμε στην παραπάνω σχέση την μαγνητική επαγωγή σύμφωνα με τον τύπο:

$$B = \mu \cdot H \tag{4.4}$$

και λύνουμε ως προς B:

$$\frac{B}{\mu_o} \cdot g + \frac{B}{\mu_o \cdot \mu_r} \cdot l = N \cdot I \rightarrow B = \frac{\mu_o \cdot N \cdot I}{g + \frac{l}{\mu_r}} \tag{4.5}$$

Επειδή η μαγνητική διαπερατότητα του υλικού μ_r λαμβάνει πολύ μεγάλες τιμές, ο

λόγος $\frac{l}{\mu_r}$ είναι πρακτικά μηδέν. Άρα, η σχέση που προκύπτει για τη μαγνητική επαγωγή είναι:

$$B = \frac{\mu_o \cdot N \cdot I}{g} \quad (4.6)$$

Η μαγνητική ροή κάθε σπείρας ισούται με το γινόμενο της μαγνητικής επαγωγής επί την επιφάνεια της σπείρας, δηλαδή:

$$\Phi = B \cdot A \quad (4.7)$$

Επομένως, η ολική ροή ενός πηνίου με N σπείρες ισούται με:

$$\Phi = B \cdot A \cdot N \quad (4.8)$$

Έτσι, προκύπτει:

$$\Phi = \frac{\mu_o \cdot N^2 \cdot I \cdot A}{g} \quad (4.9)$$

Η επαγωγή του πηνίου ορίζεται ως το πηλίκο της μαγνητικής ροής προς το ρεύμα:

$$L = \frac{\Phi}{I} \quad (4.10)$$

$$\text{Άρα, } L = \frac{\mu_o \cdot N^2 \cdot A}{g} \quad (4.11)$$

Υπενθυμίζουμε, ότι από τη διαστασιολόγηση του μετατροπέα που έγινε στο προηγούμενο κεφάλαιο, βγάλαμε ότι για να είμαστε ασφαλώς σε CCM, $L = 835\mu H$.

Τέλος, η σχέση με την οποία υπολογίζεται ο αριθμός των σπειρών του πηνίου δίνεται από το συνδυασμό των παραπάνω σχέσεων και είναι:

$$N = \frac{L \cdot I}{B \cdot A} \quad (4.12)$$

Επιλογή υλικού, μεγέθους και σχήματος πυρήνα

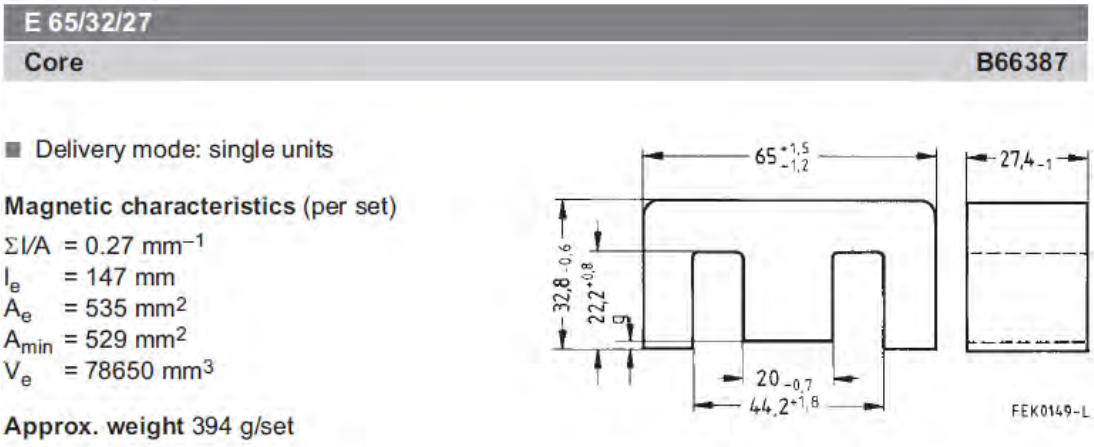
Γενικά, υπάρχουν δύο κατηγορίες πυρήνων: πυρήνες που κατασκευάζονται με βασικό στοιχείο τον σίδηρο (Fe) και ορισμένο ποσοστό προσμίξεων χρωμίου (Cr) και πυριτίου (Si) και πυρήνες που κατασκευάζονται από φερρίτες (υλικά που αποτελούνται από μείγματα οξειδίων και άλλα μαγνητικά υλικά).

Τα κράματα σιδήρου εμφανίζουν μεγάλη ηλεκτρική αγωγιμότητα, οπότε ο συντελεστής απωλειών δινορρευμάτων είναι υψηλός. Γι' αυτό, χρησιμοποιούνται για μαγνητικά στοιχεία που λειτουργούν σε χαμηλές συχνότητες, εώς 1kHz. Η μαγνητική επαγωγή κορεσμού σε αυτά τα υλικά φτάνει τα 1.8T. Όταν σε ένα μαγνητικό υλικό ξεπεραστεί αυτή η τιμή, ο πυρήνας οδηγείται στον κορεσμό. Η κατάσταση του κορεσμού είναι μια κατάσταση, στην οποία ο πυρήνας δεν έχει τη δυνατότητα να αποθηκεύσει παραπάνω ενέργεια από αυτήν που έχει ήδη αποθηκευμένη. Το αποτέλεσμα είναι η συνεχής

αύξηση του ρεύματος που διαρρέει τα τυλίγματα του πηνίου και συνεπώς η αύξηση της θερμοκρασίας του μαγνητικού υλικού, που οδηγεί σε αύξηση των απωλειών.

Όσον αφορά τους πυρήνες που κατασκευάζονται από φερρίτες παρουσιάζουν πολύ υψηλή ειδική ηλεκτρική αντίσταση και επομένως έχουν πολύ μικρές απώλειες δινορρευμάτων. Χρησιμοποιούνται σε υψηλές συχνότητες, εώς 2MHz. Η μαγνητική επαγωγή κορεσμού στους φερρίτες είναι 0.3-0.42T.

Λόγω της υψηλής διακοπτικής συχνότητας της εφαρμογής μας (50kHz) και λόγω του ότι το ρεύμα που θα περάσει είναι μεγάλο επιλέγεται πυρήνας από φερρίτη τύπου 3F3 E65/32/27 της εταιρείας EPCOS, που θεωρείται μεγάλος. Η γεωμετρία του πυρήνα και τα μαγνητικά χαρακτηριστικά του απεικονίζονται στο Σχ.4.8.

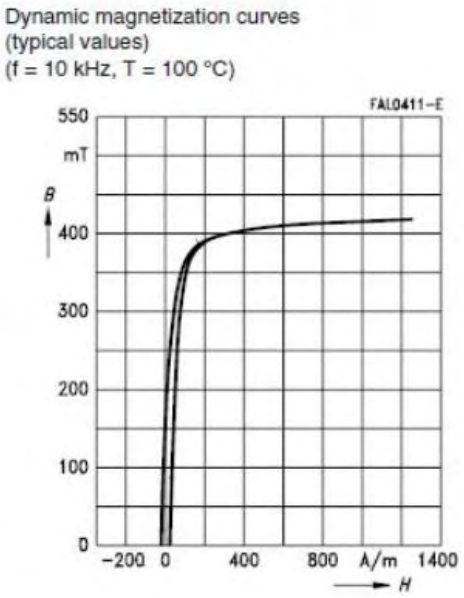


Σχ.4.8 Γεωμετρία και μαγνητικά χαρακτηριστικά του E65.

Το παράθυρο πυρήνα του E65 είναι σχετικά μεγάλο και με ευκολία θα μπορούσε να χωρέσει ένα πηνίο επαγωγής 0.835mH. Μάλιστα, επειδή αγοράστηκε καρκάσα που χωράει 2 ζεύγη πυρήνων, εκμεταλλευτήκαμε το χώρο βάζοντας άλλο ένα ζεύγος E65, ώστε με ασφάλεια να ξέρουμε ότι δεν θα μπει στο κόρο, λόγω ρεύματος αιχμής.

Προσδιορισμός μέγιστης μαγνητικής επαγωγής

Στους 100ºC το B_o, δηλαδή η μέγιστη τιμή της πυκνότητας της μαγνητικής ροής, παίρνει την τιμή 410mT, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.9. Για λόγους ασφαλείας επιλέγεται μια τιμή στο 70% της καμπύλης, δηλαδή στα 280mT. Γενικά, η μέγιστη τιμή της πυκνότητας της μαγνητικής ροής περιορίζεται από δύο παράγοντες: τον κορεσμό και τις απώλειες πυρήνα (απώλειες υστέρησης + απώλειες δινορρευμάτων).



Σχ.4.9 Καμπύλη μαγνήτισης φερρίτη.

Υπολογισμός αριθμού σπειρών

Οι σπείρες του πηνίου υπολογίζονται από την εξίσωση (4.12):

$$N = \frac{L \cdot I_{peak}}{B_o \cdot A_e}$$

όπου A_e η ενεργός διατομή του υλικού

B_o το μαγνητικό πεδίο κορεσμού του πυρήνα, μεγέθη που δίνονται στο φυλλάδιο κατασκευαστή.

Εδώ σημειώνεται, πως επειδή χρησιμοποιήσαμε διπλό πυρήνα, $A_{εολικό} = 2 \cdot A_e = 2 \cdot 535 = 1070 mm^2$. Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, ο αριθμός των σπειρών είναι:

$$N = \frac{L \cdot I_{peak}}{B_o \cdot A_e} = \frac{835 \cdot \cancel{10^{-6}} \cdot 12.2}{280 \cdot 10^{-3} \cdot 1070 \cdot \cancel{10^{-6}}} = 34\ σπείρες.$$

Υπολογισμός διακένου

Το διάκενο χρησιμοποιείται προκειμένου να μετατοπίζει το βρόχο υστέρησης του μαγνητικού υλικού, με σκοπό να καθιστά δυσκολότερη τη μετάβαση σε κατάσταση κορεσμού. Ουσιαστικά, μειώνει το λόγο $\mu = \frac{B}{H}$. Αυτό έχει επίδραση και στην τιμή της επαγωγής, καθότι από την εξίσωση (4.11): $L = \mu \cdot \frac{N^2 \cdot A_e}{I_e}$.

Υπολογίζεται το διάκενο το οποίο πρέπει να προστεθεί στο ενεργό μήκος του αγωγού. Ο τύπος για τον υπολογισμό του διακένου είναι:

$$Σg = \frac{A_e}{\frac{A_e \cdot B_o}{\mu_o \cdot N \cdot I_{peak}} - \frac{(a+d)}{N_g}} \qquad (4.13)$$

$όπου\ Σg = συνολικό\ πλάτος\ διακένου\ για\ ένα\ ζεύγος\ πυρήνων$

$\mu_o = η\ μαγνητική\ διαπερατότητα\ του\ κενού$

$N_g = \ ο\ αριθμός\ των\ κατανεμημένων\ διακένων$

$a, d = οι\ διαστάσεις\ πλάτους\ και\ μήκους\ της\ διατομής\ του\ πυρήνα.$

Ισχύει: $\mu_o=4\cdot\pi\cdot10^{-7}$H/m, a=0.02m, d=0.0274m, Ng=2.

Οπότε, $Σg = 1.94mm$. Συνεπώς, $g = \frac{Σg}{2} = 0.97mm$ το μήκος του κάθε κατανεμημένου διακένου.

Στην κατασκευή το διάκενο βγήκε λίγο μεγαλύτερο, δηλαδή η μαγνητική διαπερατότητα μικρότερη, με αποτέλεσμα η επαγωγή να έχει τιμή περίπου 780μH και 0.058Ω εσωτερική αντίσταση. Το πηνίο που κατασκευάσθηκε φαίνεται στο Σχ.4.10.

Προσδιορισμός χαρακτηριστικών αγωγού

Πριν τον υπολογισμό του αριθμό των κλώνων που χρησιμοποιούνται για τη δημιουργία του αγωγού, πρέπει να τονιστεί η σημαντικότητα χρήσης ενός πολύκλωνου αγωγού, έναντι ενός μονόκλωνου στην κατασκευή των πηνίων. Η μαγνητική ροή που δημιουργείται από το ρεύμα που διαρρέει έναν αγωγό, αλληλεπιδρά με τον ίδιο τον αγωγό, παράγοντας ένα αντίστροφο ηλεκτρομαγνητικό πεδίο, το οποίο αντιστέκεται στην διέλευση του ρεύματος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, να μην μπορούμε να εκμεταλλευτούμε όλη την ωφέλιμη διατομή του αγωγού για τη διέλευσή του, αλλά ένα μικρό μόνο μέρος στην εξωτερική επιφάνεια, με αποτέλεσμα να μειώνεται η ενεργός διατομή του καλωδίου. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως «επιδερμικό» φαινόμενο. Η προκύπτουσα ανομοιόμορφη πυκνότητα ρεύματος έχει ως αποτέλεσμα την μεγάλη αύξηση της πραγματικής αντίστασης του αγωγού και κατά συνέπεια των απωλειών. Άρα, δεν έχει νόημα η χρήση καλωδίων μεγάλης διαμέτρου. Αντί αυτού, χρησιμοποιήθηκαν πολλοί κλώνοι καλωδίων μικρότερης διαμέτρου (τυλίγματα litz). Έτσι, η μείωση της διατομής του αγωγού μειώνει δραματικά και τις επιπτώσεις του επιδερμικού φαινομένου. Επιπρόσθετα, ένας πολύκλωνος αγωγός είναι περισσότερο εύκαμπτος από έναν συμπαγή μονόκλωνο ίδιας διατομής.

Είναι γνωστό ότι η ειδική αντίσταση του χαλκού είναι $2.3\cdot10^{-6}\Omega\cdot$cm, καθώς και ότι ένας αγωγός C_u διατομής 1mm^2 αντέχει μέχρι και 5A ρεύματος. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή, με δεδομένο ότι το μέγιστο ρεύμα του πηνίου είναι 12.2A, η συνολική απαιτούμενη διατομή είναι 2.44 mm^2. Χρησιμοποιήθηκαν αγωγοί διαμέτρου κλώνου

d=0.56mm και άρα ακτίνας ρ=0.28mm. Επομένως, η διατομή ενός κλώνου είναι $E=\pi\cdot\rho^2=0.246176mm^2$. Οπότε, αριθμός κλώνων=$\frac{2.44}{0.246176} = 9.91 \approx 10\ κλώνοι.$

Διαπίστωση επάρκειας χώρου για το τύλιγμα του πηνίου

Στη συνέχεια, πρέπει να υπολογιστεί το παράθυρο του πυρήνα και να συγκριθεί με το συνολικό εμβαδό που καταλαμβάνουν οι σπείρες, ώστε να διαπιστωθεί αν ο διαθέσιμος χώρος είναι επαρκής για το τύλιγμα του πηνίου.

Το παράθυρο πυρήνα υπολογίζεται από τις διαστάσεις, που φαίνονται στο Σχήμα 4.8 ως εξής:

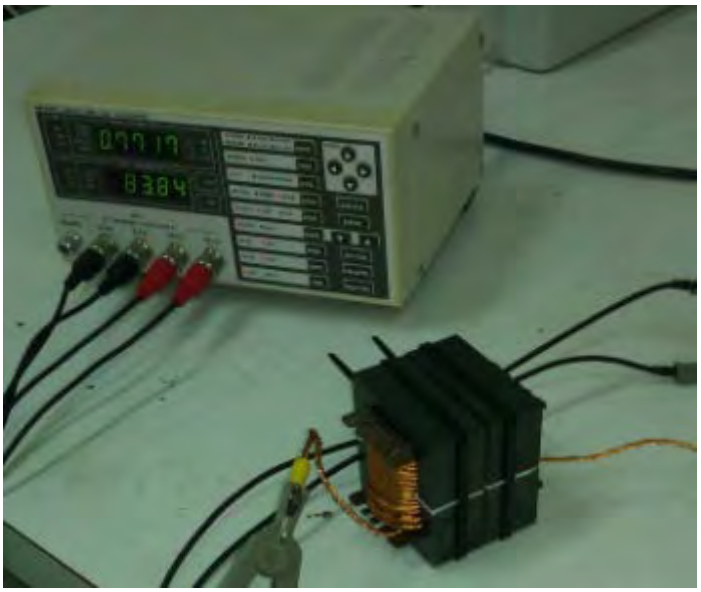
$A_w = (44.2 - 20) \cdot 22.2 = 537.24mm^2$.

Η διατομή του πολύκλωνου αγωγού ύστερα από την περιέλιξη των κλώνων είναι: $A_{conv} = k \cdot \pi \cdot (\frac{d}{2})^2 = 10 \cdot 3.14 \cdot 0.28^2 = 2.462mm^2$.

Το συνολικό εμβαδό που καταλαμβάνουν οι σπείρες είναι:

$A_{tot} = N \cdot A_{conv} = 34 \cdot 2.462 = 83.7mm^2<537.24mm^2$.

Στο σημείο αυτό πρέπει να λάβουμε υπόψη και έναν συντελεστή διόρθωσης ίσο με 0,4, διότι η περιέλιξη των σπειρών γίνεται με το χέρι και είναι πιθανό να δημιουργηθούν κενά. Επομένως, αφού το συνολικό εμβαδό που καταλαμβάνουν οι σπείρες είναι $\frac{83.7}{0.4} = 209.25mm^2$, δηλαδή πολύ μικρότερο του παραθύρου του πυρήνα, το πηνίο μπορεί να τυλιχθεί χωρίς πρόβλημα.



Σχ.4.10 Το πηνίο που κατασκευάσθηκε, με το διπλό ζεύγος πυρήνα E65.

4.3.9 Πυκνωτές εξόδου

Στην έξοδο, για τη σταθεροποίηση της τάσης εξόδου και ουσιαστικά την εξομάλυνση της κυμάτωσής της χρησιμοποιήθηκε ηλεκτρολυτικός πυκνωτής, C_o=0.00051F=510μF, όπως είχε υπολογιστεί στα κεφάλαιο 2. Επίσης, όπως φαίνεται στο Σχ.4.11, παράλληλά του συνδέθηκε πυκνωτής πολυπροπυλενίου (MKP), ο οποίος έχει την ιδιότητα απορρόφησης ρευμάτων γρήγορης συχνότητας, τα οποία αδυνατεί να απορροφήσει ο ηλεκτρολυτικός. Ουσιαστικά, αυτός ελαττώνει τις εν σειρά παρασιτικές αντιστάσεις και επαγωγές (Equivalent Series Resistance – Inductance, ESR και ESL αντίστοιχα). Η χωρητικότητά του είναι 4.7nF. Εδώ επισημαίνεται, ότι ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής συνδέθηκε «με τα αρνητικά πάνω», καθώς ο μετατροπέας αντιστρέφει την πολικότητα στην έξοδο, σε σχέση με την είσοδο.



Σχ.4.11 Οι δύο πυκνωτές που τοποθετούνται στην έξοδο.

4.3.10 Απαγωγοί θερμότητας/Ψυκτικά

Κατά τη λειτουργία των ημιαγωγικών στοιχείων, δηλαδή του Mosfet και της διόδου ισχύος, οι απώλειες που υπάρχουν, μετατρέπονται σε θερμική ενέργεια, η οποία αυξάνει τη θερμοκρασία των στοιχείων. Με την αλόγιστη αύξησή της, καθίσταται δυνατό να καταστραφούν τα στοιχεία. Για να αποφευχθεί αυτό, τοποθετούνται τα στοιχεία πάνω σε μια μεταλλική πλάκα, συνήθως από αλουμίνιο, η οποία είναι κατάλληλα διαμορφωμένη, ώστε να απάγει μεγάλα ποσά θερμότητας, σε σχέση με το μέγεθός της. Το μεταλλικό αυτό αντικείμενο λέγεται απαγωγός θερμότητας ή αλλιώς ψυκτικό σώμα και συνήθως έχει πτυχώσεις για να μεγιστοποιεί το εμβαδόν του, χωρίς να αυξάνει τον όγκο του. Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να μεταφέρει περισσότερη ενέργεια στο περιβάλλον από την επιφάνεια του στοιχείου.

Οι απώλειες που εμφανίζουν τα ημιαγωγικά στοιχεία είναι δύο ειδών: απώλειες αγωγής, δηλαδή ωμικές απώλειες που εξαρτώνται από την αντίσταση που εμφανίζουν τα στοιχεία κατά τη λειτουργία τους και διακοπτικές απώλειες, που εμφανίζονται στην έναυση και τη σβέση και εξαρτώνται από την συχνότητα λειτουργίας.

Ο υπολογισμός του κατάλληλου ψυκτικού γίνεται με τις ακόλουθες σχέσεις:

Οι συνολικές απώλειες είναι: $P_{loss} = P_{loss,mosfet} + P_{loss,diode}$

Όσον αφορά το τρανζίστορ: $P_{loss,mosfet} = P_{s,mosfet} + P_{on,mosfet}$

Οι διακοπτικές απώλειές του είναι: $P_{s,mosfet} = \frac{V \cdot I \cdot f_s \cdot (t_{s(on)} + t_{s(off)})}{2}$ (4.14)

και οι απώλειες αγωγής του είναι: $P_{on,mosfet} = R_{ds,on} \cdot I_{i,rms}^2 \geq R_{ds,on} \cdot I_{i,avg}^2$ (4.15)

Όσον αφορά τη δίοδο: $P_{loss,diode} = P_{on,diode}$, καθότι οι διακοπτικές απώλειες του είναι αμελητέες.

Οι απώλειες αγωγής του είναι: $P_{on,diode} = V_{d,on} \cdot I_{d,avg}$ (4.16)

Η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας της επαφής υπολογίζεται ως εξής:

$T_j = T_a + P_{loss} \cdot (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) \rightarrow R_{\theta SA} = \frac{T_j - T_a}{P_{loss}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CS}$ (4.17)

όπου $R_{\theta SA} = Η\ μέγιστη\ επιτρεπόμενη\ θερμική\ αντίσταση\ του\ ψυκτικού\ σώματος$

$T_a = Η\ θερμοκρασία\ περιβάλλοντος\ (25°C)$

$R_{\theta JC} = Η\ θερμική\ αντίσταση\ μεταξύ\ επαφής\ και\ περιβλήματος\ του\ στοιχείου$

$R_{\theta CS} = Η\ θερμική\ αντίσταση\ περιβλήματος\ και\ απαγωγού\ θερμότητας =$ $0.5\frac{°C}{W}\ (τυπική\ τιμή)$

Στην εφαρμογή μας ισχύουν:

$P_{s,mosfet} = \frac{V \cdot I \cdot f_s \cdot (t_{s(on)} + t_{s(off)})}{2} = \frac{40.49 \cdot 12.2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot (29.5 + 27.6) \cdot 10^{-9}}{2} = 0.71W$, όπου V=V_{ds}, I=$I_{trmax,}$ $t_{s(on)}$ και $t_{s(off)}$ από datasheet

$P_{on,mosfet} = R_{ds,on} \cdot I_{i,rms}^2 = 0.024 \cdot 123.21 = 2.96W$,όπου

$I_{i,rms}^2 = \sqrt{\frac{1}{\delta T} \cdot \int_0^{\delta T} (\frac{12.2+10}{2})^2 dt}^2 = 123.21$

Άρα, $P_{loss,mosfet} = 0.71 + 2.96 = 3.67W$

$P_{on,diode} = V_{d,on} \cdot I_{d,avg} = 0.42 \cdot 11.1 = 4.662W$

$P_{loss} = P_{loss,mosfet} + P_{loss,diode} = 3.67 + 4.662 = 8.332W$

Για το Mosfet, η θερμική αντίσταση μεταξύ απαγωγού και περιβάλλοντος είναι: $R_{\theta SA} = \frac{T_j - T_a}{P_{loss}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CS} = \frac{175-25}{3.67} - 6 - 0.5 = 34.37℃/W$

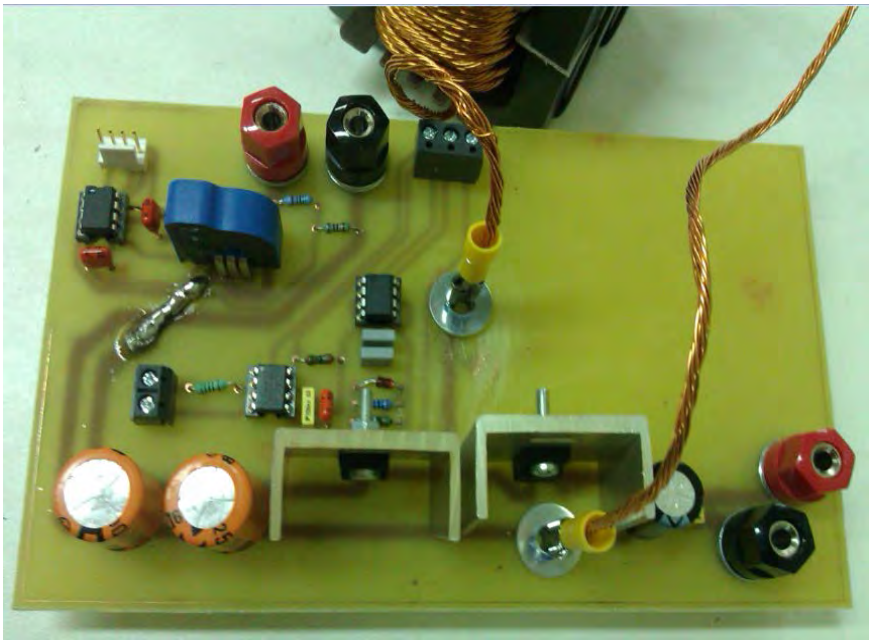
Για τη δίοδο, η θερμική αντίσταση μεταξύ απαγωγού και περιβάλλοντος είναι: $R_{\theta SA} = \frac{T_j - T_a}{P_{loss}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CS} = \frac{150-25}{4.662} - 4 - 0.5 = 22.31℃/W$

Παρατηρούμε, ότι και τα δύο στοιχεία ισχύος έχουν πολύ μεγάλη θερμική αντίσταση, λόγω μικρών απωλειών (στον παρονομαστή). Έτσι, αποφασίστηκε να βάλουμε δυο μικρά ψυκτικά, ουσιαστικά δυο απλές μεταλλικές πλάκες, όπως φαίνεται στο Σχ.4.12, που σίγουρα έχουν μικρότερη θερμική αντίσταση, ένα για το κάθε στοιχείο, αφού δεν υπάρχει ανάγκη για ένα μεγάλο ψυκτικό.



Σχ.4.12 Τα ψυκτικά που εφάπτονται στις πλάτες των στοιχείων ισχύος.

Εδώ σημειώνεται, πως τα υπόλοιπα στοιχεία αυτής της πλακέτας, επειδή έχουν να κάνουν με την πορεία παλμοδότησης του Mosfet, θα αναλυθούν στην επόμενη ενότητα του μικροελεγκτή, παρόλο που έχουν τοποθετηθεί στην πλακέτα του μετατροπέα, η οποία παρουσιάζεται στο Σχ.4.13.



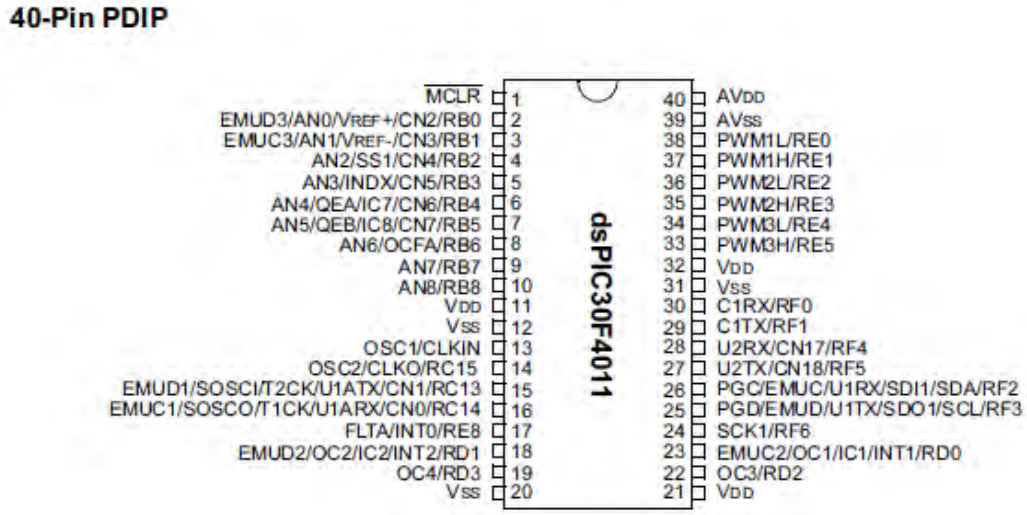
Σχ.4.13 Κάτοψη της πλακέτας του μετατροπέα που κατασκευάσθηκε.

4.4 ΕΠΙΛΟΓΗ ΥΛΙΚΩΝ ΓΙΑ ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ

4.4.1 Μικροελεγκτής dsPIC30F4011

Οι διάφορες λειτουργίες και τα χαρακτηριστικά του μικροελεγκτή, καθώς και η λογική του κώδικα εκτέλεσης θα αναλυθούν στο επόμενο κεφάλαιο. Εδώ, θα αναλυθεί η σύνδεση των ακίδων του μ/ε με τα υπόλοιπα στοιχεία, που είναι απαραίτητα για την παλμοδότηση του τρανζίστορ.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, για την παραγωγή παλμών και τη συλλογή δεδομένων από τα μετρητικά, χρησιμοποιήθηκε ο μ/ε dsPIC30F4011 της Microchip, που χρησιμοποιείται ευρέως στο Εργαστήριο Ηλεκτρομηχανικής Μετατροπής Ενέργειας και είναι ο πιο συνηθισμένος για τέτοιου είδους εφαρμογές. Έχει 40 ακίδες, όπως φαίνεται στο Σχ.4.14, και απαιτεί 5V τροφοδοσία.



Σχ.4.14 Το pin diagram του microcontroller [60].

Στον ακροδέκτη 1 (MasterClear) συνδέεται ένα μπουτόν (NO-Normally Open), το οποίο είναι υπεύθυνο για την επανεκκίνηση του μ/ε. Όταν το μπουτόν δεν είναι πατημένο, το δυναμικό του ακροδέκτη είναι 5V, γιατί είναι συνδεδεμένος μέσω μιας αντίστασης 5kΩ με την 5V τροφοδοσία. Ουσιαστικά, αυτή είναι μια pull-up αντίσταση, ώστε να μην γίνεται συνεχές reset στον μ/ε. Έτσι, ο ελεγκτής δουλεύει κανονικά και μπορεί να προγραμματιστεί. Όταν το μπουτόν είναι πατημένο, το δυναμικό του ακροδέκτη μηδενίζεται και έχουμε επανεκκίνηση /reset. Ο ακροδέκτης 1, δηλαδή το MCLR, είναι επίσης συνδεδεμένο με την 1η είσοδο ενός 6πλου κοννέκτορα, που βρίσκεται στην πλακέτα ελέγχου. Ο κοννέκτορας αυτός συνδέεται με το αναπτυξιακό (στην περίπτωσή μας το Pickit3) μέσω μιας

καλωδιοταινίας και στέλνει ή λαμβάνει τα απαραίτητα για τον προγραμματισμό σήματα του μ/ε στον υπολογιστή, όπως φαίνεται στο Σχ.4.15.

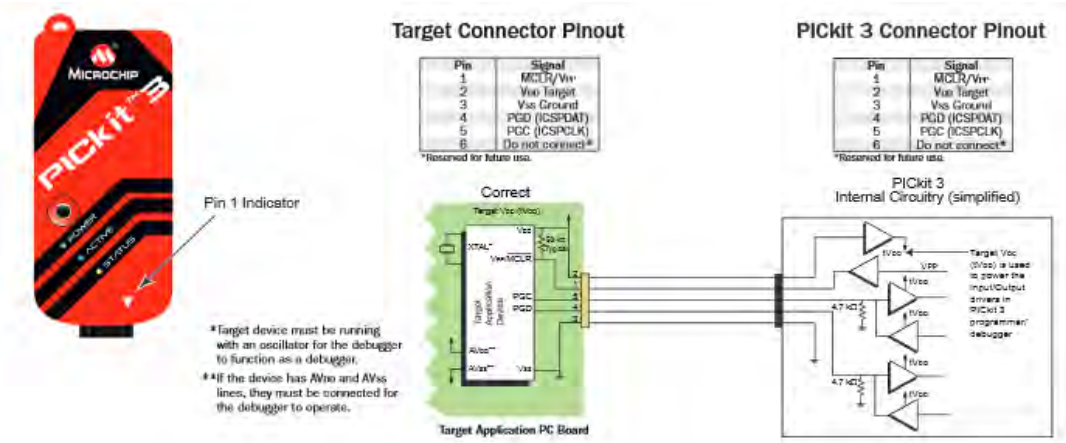
Στους ακροδέκτες 2 (AN0) και 3 (AN1) φτάνουν τα σήματα από τις μετρήσεις της τάσης εισόδου και του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα αντίστοιχα, δηλαδή τα αντίστοιχα εξόδου του φωτοβολταϊκού. Αυτές οι ακίδες είναι συνδεδεμένες με τον 4πλο κοννέκτορα που αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα. Οι υπόλοιπες είσοδοι (ακροδέκτες 4-10/AN2-AN8) δεν χρησιμοποιούνται.

Στους ακροδέκτες 11, 21, 32 και 40 (V_{DD}) συνδέεται η 5V τάση από το τροφοδοτικό, που είναι απαραίτητη για τη λειτουργία του μ/ε, ενώ στους ακροδέκτες 12, 20, 31 και 39 (V_{SS}) συνδέεται η γείωση από το τροφοδοτικό. Οι ακροδέκτες 40 και 39 συνδέθηκαν απευθείας με την έξοδο του τροφοδοτικού, καθότι αυτοί χρησιμοποιούνται για αναλογικές λειτουργίες, σε αντίθεση με τους υπόλοιπους που χρησιμοποιούνται για ψηφιακές. Βέβαια, όλες οι γειώσεις είναι μεταξύ τους συνδεδεμένες, ώστε να υπάρχει κοινή αναφορά. Ανάμεσα σε κάθε τροφοδοσία και γείωση παρεμβλήθηκαν 4 MKT πυκνωτές 100nF ο καθένας, οι οποίοι προστατεύουν τον μ/ε από υπερτάσεις. Οι ακροδέκτες 13-19, 22-24, 27-30, 33-36 και 38 δεν χρησιμοποιούνται, καθώς δεν μας χρειάστηκαν.

Οι ακροδέκτες 25 και 26 είναι τα σήματα PGD και PGC αντίστοιχα και συνδέονται με την 4η και την 5η είσοδο αντίστοιχα του 6πλου κοννέκτορα, που αναφέρθηκε παραπάνω (βλ.Σχ.4.15). Στην ουσία, αυτές οι δύο είσοδοι είναι αυτές από τις οποίες ο μ/ε παίρνει τις εντολές εκτέλεσης κώδικα.

Τέλος, από ο ακροδέκτης 37 (PWM1H) βγαίνει το σήμα του παλμού, από το περιφερειακό παραγωγής παλμών.

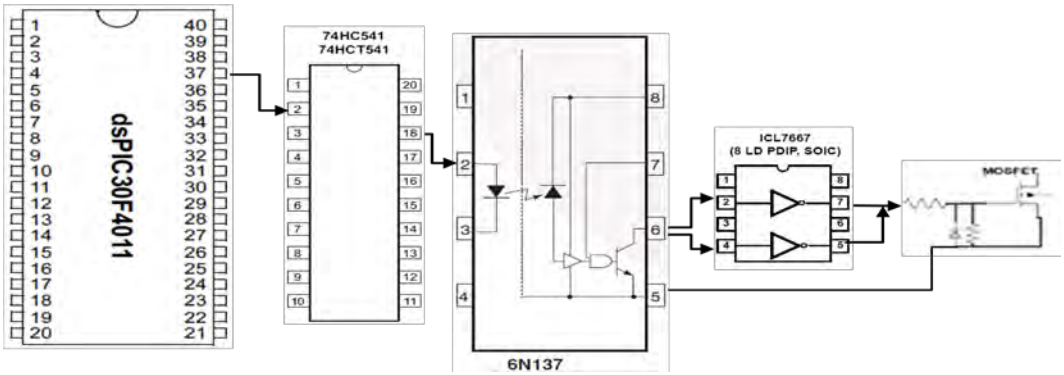
Εδώ να σημειωθεί, ότι στην πλακέτα ελέγχου υπάρχει μια 2πλη κλέμα, η οποία συνδέεται με την 5V τροφοδοσία και τη γείωση του τροφοδοτικού, απαραίτητη για όλες τις παραπάνω λειτουργίες. Μετά την κλέμα, τοποθετήθηκε ηλεκτρολυτικός πυκνωτής 470μF για σταθεροποίηση της τάσης και μετά από αυτόν άλλοι 2 MKT πυκνωτές των 100nF.



Σχ.4.15 Pickit 3 και σχηματικό διάγραμμα για σύνδεση στην πλακέτα [61].

4.4.2 Κύκλωμα παλμοδότησης του Mosfet

Παρακάτω, αναλύεται όλη η πορεία του σήματος παλμού που βγαίνει από την έξοδο του μικροελεγκτή (PWM1H) εώς και την πύλη του Mosfet, όπως φαίνεται στο Σχ.4.16. Υπενθυμίζεται, ότι κάποια από τα στοιχεία του κυκλώματος παλμοδότησης τοποθετήθηκαν στην πλακέτα ισχύος.

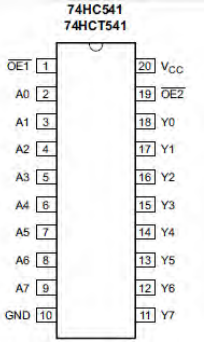


Σχ.4.16 Η πορεία παλμοδότησης του Mosfet.

4.4.2.1 Buffer 74HC541N

Οι παλμοί που βγαίνουν από τον μ/ε οδηγούνται στο ολοκληρωμένο 74HC541, που παρουσιάζεται στο Σχ.4.17.

Symbol	Pin	Description
$\overline{OE1}$	1	output enable input (active LOW)
A0 to A7	2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9	data input
GND	10	ground (0 V)
Y0 to Y7	18, 17, 16, 15, 14, 13, 12, 11	data output
$\overline{OE2}$	19	output enable input (active LOW)
V_{CC}	20	supply voltage

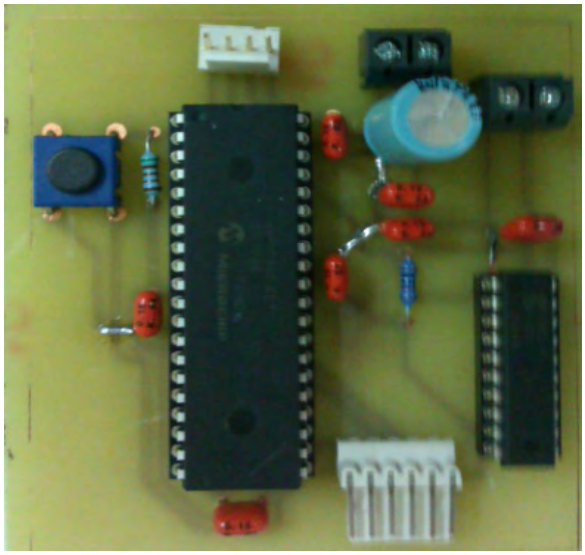


Σχ.4.17 Το ολοκληρωμένο 74HC541 και η περιγραφή των ακροδεκτών του.

Αυτό το 20pin στοιχείο, χρησιμοποιείται σαν buffer, για ενίσχυση του σήματος, καθώς το ρεύμα εξόδου του μ/ε δεν είναι ικανό να οδηγήσει κάποια συσκευή. Στον ακροδέκτη 20 συνδέεται η 5V τροφοδοσία του και στους ακροδέκτες 10 και 19 η γείωση. Το σήμα από τον μ/ε συνδέθηκε στον ακροδέκτη 2. Η είσοδος αυτή έχει συνδεθεί με μια pull-down αντίσταση 10kΩ, έτσι ώστε να αποφεύγεται η αλλαγή της τιμής του σήματος από λογικό 0 σε λογικό 1 (εσφαλμένη ενεργοποίηση ακίδας), εξαιτίας επαγόμενου ηλεκτρομαγνητικού θορύβου μεταξύ μ/ε-ενισχυτή. Γενικά, στις ψηφιακές εισόδους ή εξόδους χρησιμοποιούνται τέτοιες αντιστάσεις, ώστε να κρατιέται η τάση χαμηλά, διότι εάν οι ακίδες έμεναν στον αέρα και ο μ/ε βρισκόταν σε κατάσταση υψηλής εμπέδησης (z-state), η είσοδος ή η έξοδος αντίστοιχα θα έπαιρνε τυχαία τιμή, λόγω της τεχνολογίας C-MOS, που χρησιμοποιείται σε αυτόν.

Ανάμεσα σε τροφοδοσία και γείωση μπήκε ένας πυκνωτής MKT 100nF. Οι ακροδέκτες 3-9 και 11-17 δεν χρειάστηκαν. Το ενισχυμένο σήμα βγαίνει από τον ακροδέκτη 18 και μαζί με τη γείωση στέλνονται σε μια 2πλη κλέμα για σύνδεση με τα υπόλοιπα ολοκληρωμένα στο κύκλωμα ισχύος, όπου υπάρχει μια αντίστοιχη κλέμα.

Στο Σχ.4.18 παρουσιάζεται η πλακέτα του ελέγχου που κατασκευάσθηκε.



Σχ.4.18 Κάτοψη της πλακέτας ελέγχου

4.4.2.2 Optocoupler 6N137

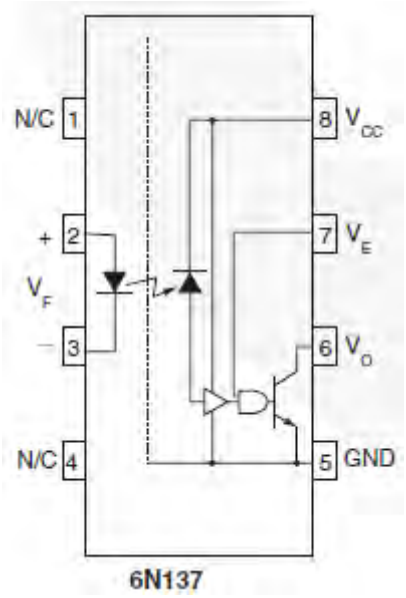
Για λόγους προστασίας, το κύκλωμα ισχύος και το κύκλωμα ελέγχου επιβάλλεται να είναι γαλβανικά απομονωμένα. Αυτό μπορεί να γίνει με δύο τρόπους: οπτικό ή μαγνητικό. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέχθηκε να γίνει οπτική απομόνωση, με χρήση ενός οπτοζεύκτη (optocoupler) του 6N137, που φαίνεται στο Σχ.4.19. Αυτός αποτελείται από μια

φωτοδίοδο στην είσοδο και ένα φωτοτρανζίστορ στην έξοδο. Παράλληλα, σημειώνεται ότι ο οπτοζεύκτης αντιστρέφει τον παλμό, που παίρνει από τον buffer.

Για τον περιορισμό του ρεύματος εισόδου πρέπει να τοποθετηθεί στην είσοδο του ολοκληρωμένου (ακροδέκτης 2) μια αντίσταση. Από τα φυλλάδια του κατασκευαστή, είδαμε ότι αυτή μπορεί να κυμαίνεται από 500 εώς 800Ω, ώστε το ρεύμα που θα διαρρέει την εσωτερική του δίοδο να είναι μέσα στην επιτρεπόμενη τιμή. Επιλέξαμε 510Ω.

Οι ακροδέκτες 3 και 5 συνδέονται με διαφορετική γείωση, αφού το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου έχουν διαφορετικό σημείο αναφοράς. Έτσι, ο ακροδέκτης 3 συνδέεται με τη γη που είναι κοινή με τον μ/ε και αποτελεί τη γη των κυκλωμάτων ελέγχου, η οποία έρχεται από την 2πλη κλέμα μαζί με το σήμα του μ/ε. Ο ακροδέκτης 5 συνδέεται με τη γη που αφορά την πλευρά ισχύος, δηλαδή τα κυκλώματα μετά τη βαθμίδα του optocoupler, την οποία την παίρνει από την 3πλη κλέμα, στην οποία έρχονται τροφοδοσίες 5V και 15V και η γείωση από το τροφοδοτικό. Οι ακροδέκτες 1 και 4 δεν συνδέονται πουθενά. Η «γη» αυτή συνδέεται με την πηγή (source).

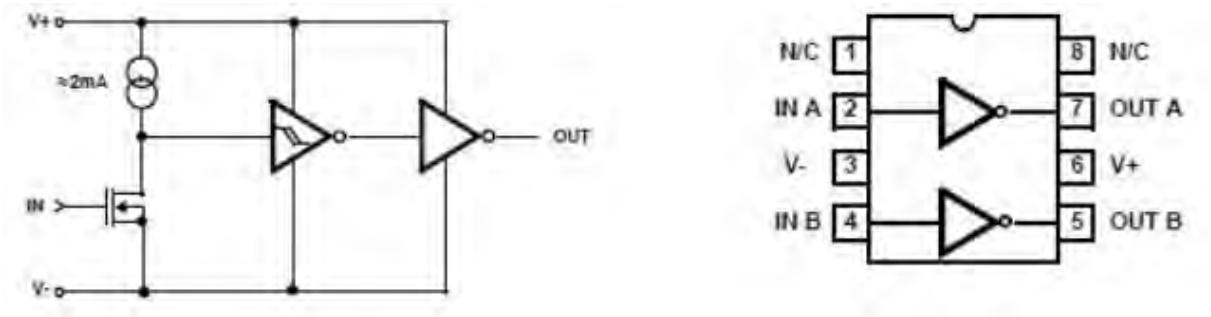
Η ακίδα του enable (ακροδέκτης 7) και ο ακροδέκτης 8 βραχυκυκλώνονται και συνδέονται με την 5V τροφοδοσία. Η τοπολογία του οπτοζεύκτη είναι τοπολογία ανοιχτού συλλέκτη και το σήμα εξόδου είναι ρεύμα. Για αυτό το λόγο, πρέπει να τοποθετήσουμε μια αντίσταση 1.1kΩ μεταξύ εξόδου (ακροδέκτης 6) και τροφοδοσίας (ακροδέκτης 8). Τέλος, όπως και στα άλλα ολοκληρωμένα, για την προστασία από υπερτάσεις, τοποθετήθηκαν 2 πυκνωτές 100nF, ανάμεσα στους ακροδέκτες 8 και 5.



Σχ.4.19 Λειτουργικό διάγραμμα του οπτοζεύκτη 6N137.

4.4.2.3 Driver ICL7667

Για την έναυση του Mosfet απαιτούνται παλμοί τάσης 15V και ορισμένης ισχύος. Τέτοιοι παλμοί δεν γίνεται να δοθούν άμεσα από τον οπτοζεύκτη, καθώς το σήμα που βγάζει είναι πλάτους 5V. Για αυτό, χρησιμοποιήθηκε ο οδηγός παλμών/driver ICL7667, που φαίνεται στο Σχ.4.20, ώστε το σήμα ελέγχου να ενισχυθεί και να καταστεί ικανό για την έναυση του τρανζίστορ. Το ICL7667 είναι driver 2 καναλιών, τα οποία μπορούν να λειτουργήσουν ανεξάρτητα ή να γεφυρωθούν σε ένα, όπως κάναμε στην περίπτωσή μας. Το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο αντιστρέφει και αυτό τους παλμούς, οπότε σε συνδυασμό με τους ανεστραμμένους παλμούς στην έξοδο του οπτοζεύκτη, τελικά παίρνουμε στην έξοδο του driver ενισχυμένους τους αρχικούς παλμούς του μ/ε.



Σχ.4.20 Λειτουργικό διάγραμμα και σχηματικό driver ICL7667.

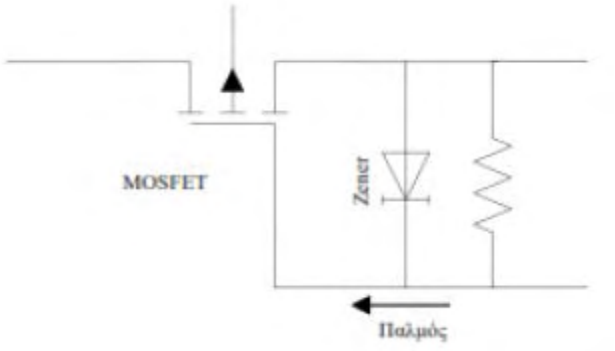
Στους ακροδέκτες 2 και 4 που βραχυκυκλώθηκαν, έρχεται το σήμα από την έξοδο του οπτοζεύκτη, ενώ η έξοδος του driver δίνεται από τους βραχυκυκλωμένους ακροδέκτες 5 και 7. Οι ακροδέκτες 1 και 8 δεν συνδέονται πουθενά. Στον ακροδέκτη 6 έρχεται η 15V τροφοδοσία που χρειάζεται το ολοκληρωμένο και Στον ακροδέκτη 3 η γη του. Η γείωσή του συνδέεται και στο κύκλωμα ισχύος, ώστε το ολοκληρωμένο και το Mosfet να έχουν κοινή αναφορά. Ανάμεσα σε τροφοδοσία και γη παρεμβάλλεται άλλος ένας πυκνωτής 100nF.

Στη συνέχεια, το σήμα εξόδου συνδέεται μέσω μιας αντίστασης με την πύλη του Mosfet. Η αντίσταση αυτή μαζί με την παρασιτική χωρητικότητα του Mosfet δημιουργούν ένα RC κύκλωμα, το οποίο εμποδίζει την εμφάνιση μεγάλου ρεύματος κατά την έναυση του στοιχείου. Λαμβάνοντας υπόψη το datasheet του Mosfet, επιλέξαμε αντίσταση 6Ω.

4.4.2.4 Προστασία Mosfet

Όπως ξέρουμε, το Mosfet παλμοδοτείται μέσω μιας τάσης που εφαρμόζεται ανάμεσα στο Gate και το Source του, $V_{GS.}$ Για να προστατευθεί το τρανζίστορ από παλμούς

μεγαλύτερους του επιθυμητού, που από τα φυλλάδια του κατασκευαστή ξέρουμε ότι είναι 20V, τοποθετείται μια αντιπαράλληλη δίοδος Zener, που άγει σε τάση 18V, μεταξύ του Gate και του Source, όπως φαίνεται στο Σχ.4.21. Έτσι, σε περίπτωση που έρθει επικίνδυνος παλμός, η δίοδος καταρρέει και το ρεύμα περνά από μέσα της, διατηρώντας έτσι ανέπαφο το ημιαγωγικό στοιχείο. Επίσης, για την εκφόρτιση της παρασιτικής χωρητικότητας το διάστημα που άγει η Zener, τοποθετήθηκε παράλληλά της μια αντίσταση 10kΩ. Η τιμή της αντίστασης επιλέγεται μεγάλη, ώστε να δέχεται μηδενικό ρεύμα, στα διαστήματα που δεν άγει η Zener.



Σχ.4.21 Προστασία Mosfet.

4.5 ΕΠΙΛΟΓΗ ΥΛΙΚΩΝ ΓΙΑ ΤΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ

Για την τροφοδοσία των στοιχείων των προηγούμενων μονάδων είναι απαραίτητη η κατασκευή μονάδας τροφοδοσίας.

Η μονάδα τροφοδοσίας χωρίζεται σε δύο αποζευγμένα κυκλώματα τροφοδοτικών συνεχούς τάσης. Το ένα τροφοδοτεί τα στοιχεία στην πλακέτα ισχύος και το άλλο τα στοιχεία στην πλακέτα ελέγχου. Η είσοδος αυτής της μονάδας είναι τα 230V ac rms η μονοφασική τάση από το δίκτυο. Η τάση αυτή, όμως, πρέπει να υποβιβαστεί, πριν συνδεθεί με τα τροφοδοτικά συνεχούς τάσης, γι' αυτό χρησιμοποιήθηκαν 2 μετασχηματιστές, μετά την ασφάλεια των 100mA. Για να επιλέξουμε τους κατάλληλους μετασχηματιστές, έπρεπε να υπολογιστεί πρώτα η ισχύς που απαιτούν, τα στοιχεία που τροφοδοτούν.

Ο 1ος μετασχηματιστής τροφοδοτεί το 6N137 και το ICL7667. Άρα, πρέπει να είναι 230/15V.

Ισχύς 6N137: $5V \cdot 15mA = 0.075VA$

Ισχύς ICL7667: $15V \cdot 8mA = 0.12VA$

Συνεπώς, ο 1ος Μ/Σ πρέπει να είναι ισχύος τουλάχιστον 0.2VA. Επιλέχθηκε 0.35VA.

Ο 2ος μετασχηματιστής τροφοδοτεί τον μικροελεγκτή, το 74HC541, το LM358N και το LTS-6NP. Άρα, πρέπει να είναι 230/5V. Επιλέχθηκε 230/6V.

Ισχύς dsPIC30F4011: $5V \cdot 300mA = 1.5VA$

Ισχύς 74HC541: $5V \cdot 75mA = 0.375VA$

Ισχύς LM358N: $5V \cdot 3mA = 0.015VA$

Ισχύς LTS-6NP: $5V \cdot 30mA = 0.150VA$

Συνεπώς, ο 2ος Μ/Σ πρέπει να είναι ισχύος τουλάχιστον 2.5VA. Επιλέχθηκε 2.8VA.

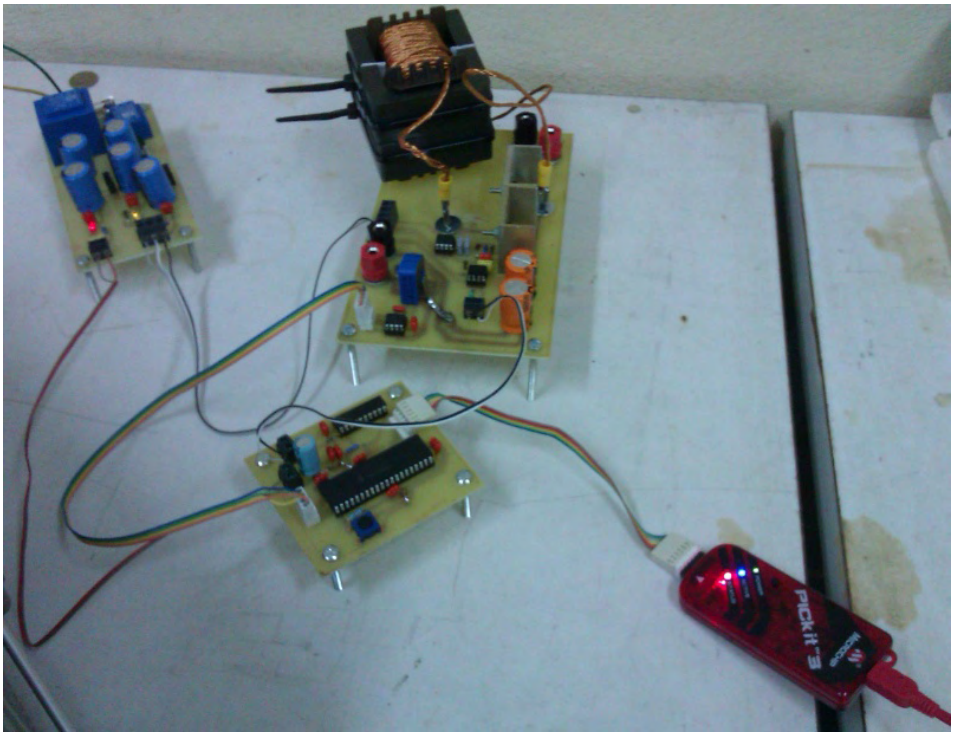
Μετά τους δύο Μ/Σ, μπήκαν δύο ανορθωτικές γέφυρες τύπου 2W10G αντίστοιχα, που εξάγουν συνεχή τάση με κυμάτωση. Έπειτα, τοποθετήθηκαν 2 πυκνωτές εξομάλυνσης σε κάθε κλάδο αντίστοιχα. Ένας ηλεκτρολυτικός 2200 μF, 35V και ένας MKT 470 nF.

Ύστερα, στον πρώτο κλάδο συνδέθηκαν 2 γραμμικά τροφοδοτικά/ σταθεροποιητικά συνεχούς τάσης LM7815 (15V) και LM7805 (5V), ενώ στον δεύτερο μόνο ένας LM7805 (5V). Μετά από κάθε τροφοδοτικό τοποθετήθηκαν πάλι ένας ηλεκτρολυτικός πυκνωτής 2200 μF, 35V και ένας πυκνωτής MKT 470 nF. Για την οπτική επιβεβαίωση της λειτουργίας του καθενός από τα 3 σταθεροποιητικά τάσης, συνδεθήκαν παράλληλα στις εξόδους λαμπτήρες χαμηλής ισχύος τύπου LED, σε σειρά με αντιστάσεις που περιορίζουν το ρεύμα που διαρρέει τα LED, ώστε να μην καταστραφούν. Οι αντιστάσεις μετά τα LM7805 ήταν 1kΩ και μετά το LM7815, 3kΩ. Τέλος, τοποθετήθηκαν 2 κλέμες, μια 3πλη και μια 2πλη για τη διασύνδεση με τις άλλες διατάξεις που κατασκευάστηκαν.

Στο Σχ.4.22 φαίνεται η πλακέτα των τροφοδοτικών, ενώ στο Σχ.4.23 παρουσιάζονται και οι 3 πλακέτες που κατασκευάσθηκαν καθώς και οι μεταξύ τους συνδέσεις.



Σχ.4.22 Κάτοψη της πλακέτας των τροφοδοτικών.



Σχ.4.23 Οι 3 πλακέτες που κατασκευάσθηκαν και οι μεταξύ τους συνδέσεις.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Λειτουργία μικροελεγκτή και βασικά περιφερειακά

5.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΑ ΜΙΚΡΟΫΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

Η χρήση των μικροϋπολογιστικών συστημάτων αφορά την ανάπτυξη και υλοποίηση απλών ή πολύπλοκων λογικών ελέγχου σε διατάξεις μετατροπής της ηλεκτρικής ισχύος, όπως είναι αυτή στην παρούσα διπλωματική εργασία. Ανεξάρτητα από την πολυπλοκότητα του ελέγχου, το μικροϋπολογιστικό σύστημα πρέπει να είναι σε θέση να μετρήσει ένα ή περισσότερα μεγέθη της διάταξης ισχύος, να εκτελέσει τους κατάλληλους αλγορίθμους και να παράγει τα σήματα εκείνα που θα παλμοδοτήσουν τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος. Τα μετρούμενα μεγέθη μπορεί να είναι ρεύματα, τάσεις, στροφές, θερμοκρασία, καθώς και σήματα ελέγχου από το χρήστη. Τα αναφερόμενα στις επόμενες παραγράφους αντλούνται από τη βιβλιογραφία [62].

Η αλματώδης ανάπτυξη και εξέλιξη των επεξεργαστών τα τελευταία χρόνια έχουν αναδείξει τα σύγχρονα μικροϋπολογιστικά συστήματα ως τη βέλτιστη λύση για την υλοποίηση πολύπλοκων και ταχύτατων λογικών ελέγχου, αυξάνοντας την αξιοπιστία, τη χρηστικότητα και την απόδοση των διάφορων τοπολογιών ισχύος.

Τα μικροϋπολογιστικά συστήματα που ενσωματώνουν τα απαραίτητα περιφερειακά για την υλοποίηση μεθόδων ελέγχου λέγονται μικροελεγκτές. Γενικότερα, ο μικροελεγκτής είναι ένας τύπος μικροεπεξεργαστή με έμφαση στην αυτάρκεια και στην υψηλή τιμή απόδοσης/κόστους, σε αντίθεση με ένα μικροεπεξεργαστή γενικού σκοπού (όπως αυτοί που χρησιμοποιούνται σε έναν προσωπικό υπολογιστή). Η μοναδική διαφορά μεταξύ μικροεπεξεργαστή και μικροελεγκτή είναι ότι ο πρώτος αποτελείται από τρία μόνο μέρη:
-Την αριθμητική και λογική μονάδα (ALU),
-Τη μονάδα ελέγχου (CU),
-Τη μνήμη (Memory-registers),
ενώ ο δεύτερος περιλαμβάνει, εκτός από τα παραπάνω, και άλλες μονάδες όπως RAM, ROM, εισόδους, εξόδους, κτλ.

Ο μικροελεγκτής (μ/ε) είναι ένα ολοκληρωμένο, υψηλού βαθμού ολοκλήρωσης (Large Scale Integration Chip), που εκτελεί αριθμητικές και λογικές λειτουργίες, καθώς και τις απαραίτητες λειτουργίες ελέγχου. Για την πραγματοποίηση, όμως, των σκοπών αυτών,

υπάρχουν πολλοί τρόποι, με αποτέλεσμα να υπάρχουν μικροελεγκτές διαφόρων χαρακτηριστικών και δυνατοτήτων. Η επιλογή του κατάλληλου μικροελεγκτή για μία ορισμένη εφαρμογή είναι ζωτικής σημασίας για την επιτυχή πραγματοποίηση του τελικού σκοπού.

Σε αντίθεση με τους επεξεργαστές γενικού σκοπού, στους σύγχρονους μικροελεγκτές δεν υλοποιείται ένας εξωτερικός δίαυλος δεδομένων ή διευθύνσεων, επειδή η μνήμη RAM και ROM ενσωματώνεται στο ίδιο chip με τον επεξεργαστή. Λόγω του παραπάνω γεγονότος, απαιτούνται λιγότερες ακίδες και το ολοκληρωμένο μπορεί να τοποθετηθεί σε ένα μικρότερο και φθηνότερο package.

Τοποθετώντας τη μνήμη και τα υπόλοιπα περιφερειακά σε ένα package, αυξάνεται το κόστος του chip, αλλά μειώνεται το κόστος του συστήματος, αν αυτό υλοποιούταν με ανεξάρτητες μονάδες. Άλλο ένα πλεονέκτημα της ολοκλήρωσης των περιφερειακών είναι ο λιγότερος απαιτούμενος χώρος στην πλακέτα, καθώς επίσης και η μείωση των παρασιτικών τάσεων στα σήματα. Αυτό είναι πολύ σημαντικό, όταν χρησιμοποιείται σε διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, όπου εμφανίζονται υψηλές μεταβολές τάσεων και ρευμάτων, που μπορούν να προκαλέσουν την εμφάνιση παρασιτικών τάσεων στα λογικά σήματα.

Ένας μικροελεγκτής συνήθως ενσωματώνει τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

-Κεντρική μονάδα επεξεργασίας.

-Είσοδοι-Έξοδοι, Σειριακές Θύρες.

-Άλλες σειριακές επικοινωνίες όπως I^2C, SPI, CAN για τη διασύνδεση μεταξύ μικροσυστημάτων.

-Χρονιστές και Watchdog.

-RAM για αποθήκευση δεδομένων.

-ROM, EPROM, EEPROM, ή FLASH MEMORY για αποθήκευση του προγράμματος.

-Γεννήτρια Ρολογιού-συνήθως ένας ταλαντωτής για το χρονισμό κρυστάλλου quartz, συντονιστή ή RC κύκλωμα.

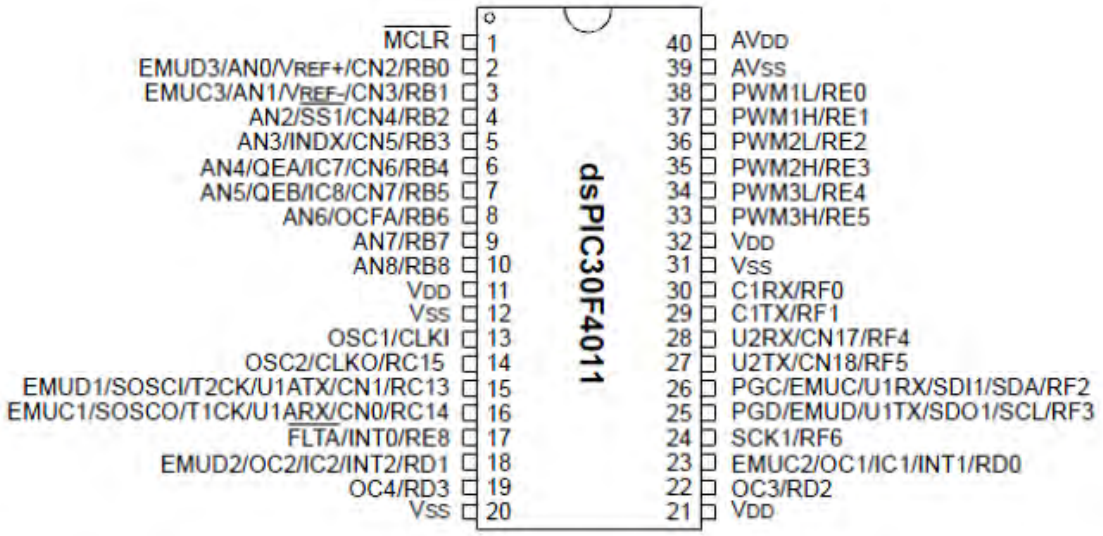
-Μετατροπείς από αναλογικό σε ψηφιακό και αντίστροφα.

-Εξειδικευμένα περιφερειακά όπως γεννήτρια PWM.

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέχτηκε ο μικροελεγκτής dsPIC30F4011 της εταιρίας Microchip, ο οποίος παρουσιάζεται στο Σχ.5.1. Η οικογένεια dsPIC30F υποστηρίζει ένα υπερπλήρες set πανίσχυρων εντολών, οι οποίες περιλαμβάνουν διαχείριση bit, διαχείριση byte, διαχείριση λέξεων (word), διαχείριση μη προσημασμένων διπλών λέξεων (1ong

operations), διαχείριση δεικτών, καθώς και εντολές αλμάτων και κλήσεων. Υπάρχουν γρήγορες εντολές διαχείρισης bit πάνω στους ειδικούς καταχωρητές (SFR) και σε συνδυασμό με την υψηλή ταχύτητα λειτουργίας (30 MIPS), παρέχουν το κλειδί για εφαρμογές πραγματικού χρόνου.

Ο dsPIC30F4011 έχει κεντρική μονάδα επεξεργασίας των 16-bit και παρέχει υποστήριξη λειτουργιών DSP (Digital Signal Processing). Η μνήμη του μικροελεγκτή, αλλά και οι 16 ειδικοί καταχωρητές (SFRs) που χρησιμοποιούνται κατά τον προγραμματισμό του είναι οργανωμένοι σε λέξεις μήκους 16 bit. Το εσωτερικό ρολόι εκτέλεσης των εντολών φτάνει τα 29.48MHz. Το διάγραμμα των ακροδεκτών του μικροελεγκτή παρουσιάστηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, όπου αναλύθηκε η συνδεσμολογία του, αλλά για λόγους ευκολίας, δίνεται ξανά παρακάτω.



Σχ.5.1 Διάγραμμα ακροδεκτών μικροελεγκτή [60].

5.2 ΚΕΝΤΡΙΚΗ ΜΟΝΑΔΑ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑΣ ΚΑΙ ΜΝΗΜΗ ΤΟΥ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ dsP1C30F4011

Το πιο σημαντικό τμήμα του μικροελεγκτή είναι η κεντρική μονάδα επεξεργασίας (CPU). Οι μικροελεγκτές της οικογένειας dsPIC30F έχουν κεντρική μονάδα επεξεργασίας με αρχιτεκτονική (τροποποιημένη κατά Harvard), με βελτιωμένο σύνολο εντολών, περιλαμβάνοντας σημαντική υποστήριξη και σε DSP λειτουργίες. Η CPU έχει εντολές των 24 bit με μεταβλητό μήκος του κώδικα λειτουργίας (opcode). Ο απαριθμητής προγράμματος (PC) είναι 23 bit και μπορεί να διευθυνσιοδοτήσει μέχρι 4M*23bit μνήμης για το πρόγραμμα του χρήστη. Ο ενσωματωμένος μηχανισμός προφόρτωσης (prefetch), που εκτελείται σε ένα μόνο κύκλο, αυξάνει την απόδοση, προσδίδοντας προβλέψιμη εκτέλεση. Όλες οι εντολές

εκτελούνται σε έναν μόνο κύκλο, εκτός από τις εντολές που αλλάζουν τη ροή του προγράμματος, τις μετακινήσεις (mov.d) λέξεων διπλής ακρίβειας (double word) και τις εντολές πινάκων.

Ο dsPIC30F4011 διαθέτει 16 * 16bit καταχωρητές εργασίας (Working registers) στο μοντέλο προγραμματισμού. Κάθε ένας από τους καταχωρητές εργασίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως δεδομένο, ως διεύθυνση ή ως καταχωρητής μετατόπισης διεύθυνσης. Ο 16ος καταχωρητής εργασίας (W15) λειτουργεί ως ένας δείκτης στοίβας (stack pointer), λογισμικά υλοποιημένος για διακοπές και ανακλήσεις υπορουτινών. Το σύνολο των εντολών του μικροελεγκτή έχει δύο είδη εντολών: Τις εντολές MCU και τις εντολές DSP. Και τα δύο είδη εντολών είναι ενσωματωμένα στην αρχιτεκτονική και εκτελούνται από μία κοινή μονάδα εκτέλεσης. Το σύνολο των εντολών περιλαμβάνει πολλούς τρόπους διευθυνσιοδότησης και έχει σχεδιαστεί για βέλτιστη αποτελεσματικότητα του C compiler.

Η μνήμη του επεξεργαστή και όλοι οι καταχωρητές είναι οργανωμένοι σε μήκος των 16bit. Ο dsPIC30F περιλαμβάνει δύο διαφορετικά τμήματα δεδομένων. Τα τμήματα αυτά των δεδομένων μπορεί να προσπελαστούν ξεχωριστά (για DSP εντολές) ή μαζί σαν ένα συνεχές εύρος διευθύνσεων (για τις εντολές MCU). Η μνήμη δεδομένων προσπελαύνεται χρησιμοποιώντας δύο μονάδες παραγωγής διευθύνσεων (AGU) και διαφορετικούς δρόμους δεδομένων.

Γενικότερα, τα χαρακτηριστικά που συγκεντρώνει η αρχιτεκτονική της κεντρικής μονάδας επεξεργασίας dsPIC30F4011 είναι:

-83 βασικές εντολές.

-Εντολές των 24bit με 16bit μονοπάτι (path) διευθύνσεων.

-48Kbytes ενσωματωμένης Flash μνήμης προγράμματος.

-2Kbytes ενσωματωμένης μνήμης δεδομένων RAM.

-1Kbyte μνήμης EEPROM.

-Λειτουργία υπό 30 MIPS (Million Instructions per second).

-Εώς 40MHz εξωτερικό ρολόι.

-4MHz εώς 10MHz ταλαντωτής με ενεργό PLL (4x,8x,16x).

-30 πηγές διακοπών (interrupts).

-3 εξωτερικές πηγές διακοπής (external interrupt).

-Επίπεδα προτεραιότητας για κάθε πηγή διακοπής.

-4 διακοπές Trap στον επεξεργαστή.

-Πίνακας 16x16 καταχωρητών εργασίας.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, ο συγκεκριμένος μικροελεγκτής παρέχει τη δυνατότητα της DSP λειτουργίας. Τα πλεονεκτήματα αυτής είναι:

-Ταυτόχρονη διπλή εισαγωγή δεδομένων (dual data fetch).

-Δύο συσσωρευτές των 40bit με προαιρετική λογική κορεσμού.

-17bit x 17bit μονού κύκλου πολλαπλασιαστή ακεραίων ή δεκαδικών.

-Όλες οι DSP εντολές είναι μονού κύκλου.

-16bit δεξιά ή αριστερή μετατόπιση (shift) μονού κύκλου.

5.3 ΠΕΡΙΦΕΡΕΙΑΚΕΣ ΜΟΝΑΔΕΣ

Βασικό γνώρισμα ενός μ/ε, που τον ξεχωρίζει από έναν επεξεργαστή είναι η ενσωμάτωση περιφερειακών στο ίδιο ολοκληρωμένο. Στο συγκεκριμένο μ/ε πολλά είναι τα περιφερειακά που τον πλαισιώνουν. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται συνοπτικά τα περιφερειακά αυτά και αναλύονται τα πιο σημαντικά που σχετίζονται με τον έλεγχο ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος.

-Ψηφιακές θύρες εισόδου/εξόδου.

-2 χρονιστές (timers).

-Input capture module. Μονάδα εύρεσης και αποτύπωσης χρονικής στιγμής συμβάντος.

-Output compare module.

-Quadrature Encoder Interface.

-10bit μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα.

-Θύρα ασύγχρονης επικοινωνίας RS-232 UART.

-3 Γεννήτριες PWM.

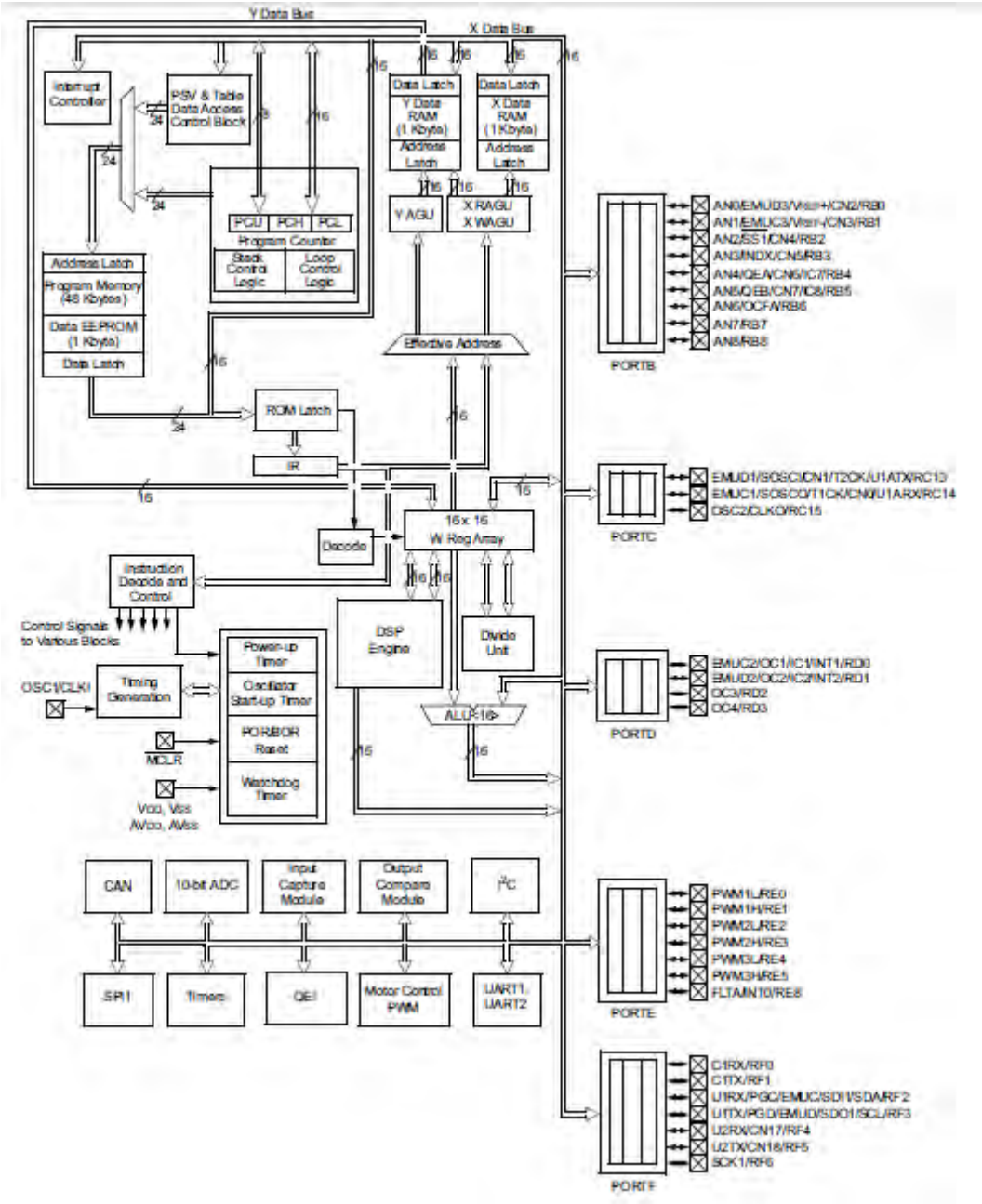
-Μονάδες σειριακής επικοινωνίας βασισμένη στα πρωτόκολλα SPI και I2C.

-Μονάδα CAN.

Το σχεδιάγραμμα που δίνεται στο επόμενο σχήμα, παρουσιάζει το μικροελεγκτή σε επικοινωνία με τα περιφερειακά του. Όπως μπορεί εύκολα να γίνει αντιληπτό, προκειμένου να επιτελούνται πολλές λειτουργίες και εφόσον ο αριθμός των ακίδων του επεξεργαστή είναι περιορισμένος, γίνεται πολύπλεξη των σημάτων των περιφερειακών μεταξύ τους. Κατά αυτόν τον τρόπο, ένας ακροδέκτης του ολοκληρωμένου δύναται να αντιστοιχεί σε περισσότερα του ενός περιφερειακά, ενώ παράλληλα ένα περιφερειακό δύναται να λειτουργεί χωρίς να χρησιμοποιεί όλους του τους ακροδέκτες, απελευθερώνοντάς τους για άλλη λειτουργία. Η ενεργοποίηση των περιφερειακών και η αντιστοίχησή τους με τους

ακροδέκτες πραγματώνεται από τον κώδικα με την κατάλληλη χρήση των ειδικών καταχωρητών SFR- Specific Function Register.

Ο μικροελεγκτής διαθέτει πέντε ψηφιακές θύρες εισόδου-εξόδου, συγκεκριμένου αριθμού ακίδων, όπως φαίνεται στο Σχ.5.2. Όποια ακίδα δεν χρησιμοποιείται από κάποιο άλλο περιφερειακό, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως θύρα εισόδου ή εξόδου.



Σχ.5.2 Block διάγραμμα μικροελεγκτή [60].

5.3.1 Θύρες εισόδου-εξόδου

Όπως παρουσιάζεται στο προηγούμενο σχήμα, υπάρχουν 5 θύρες ψηφιακών εισόδων-εξόδων και για τον περιορισμό του αριθμού των ακίδων έχει γίνει πολύπλεξη των σημάτων αυτών με τις εξόδους των υπόλοιπων περιφερειακών. Όταν ένα περιφερειακό είναι ενεργοποιημένο και χρησιμοποιεί κάποια έξοδο, τότε το αντίστοιχο pin παύει να αποτελεί είσοδος-έξοδος γενικού σκοπού. Υπάρχει περίπτωση, κάποιο περιφερειακό να είναι ενεργοποιημένο, αλλά να μην χρησιμοποιεί όλες τις ακίδες (pin) που του αντιστοιχούν. Τότε, οι αδρανείς ακίδες μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως είσοδοι ή έξοδοι γενικού σκοπού. Η ενεργοποίηση της κάθε ακίδας ως είσοδο ή έξοδο γίνεται από τον κώδικα μέσω των καταχωρητών TRISx (όπου x το χαρακτηριστικό γράμμα της θύρας). Ο καταχωρητής LATx παρέχει δεδομένα στις εξόδους, ενώ διαβάζοντας τον καταχωρητή PORTx ενημερωνόμαστε για την κατάσταση των εισόδων.

5.3.2 Χρονιστές (Timers)

Υπάρχει αποκλειστικά ένας χρονιστής των 16bit (ο timer 1) και 2 χρονιστές των 32bit, που μπορούν να λειτουργήσουν και σαν 2 χρονιστές των 16bit ο καθένας. Έτσι έχουμε τους 2 χρονιστές των 32-bit (timer 2/3 και timer 4/5) ή τους 4 χρονιστές των 16-bit (timer 2, timer 3, timer 4 και timer 5).

Όλοι οι παραπάνω χρονιστές ελέγχονται από τους αντίστοιχους καταχωρητές (όπου x ο αύξων αριθμός του χρονιστή):

TMRX: Το 16bit περιεχόμενο του timer x.

PRx: Η 16bit περίοδος του timer x.

TxCON: Ο καταχωρητής ελέγχου της λειτουργίας του timer x.

Ο timer 1 έχει τρεις διαφορετικούς τρόπους λειτουργίας:

1) Λειτουργία ως χρονιστής, ο οποίος αυξάνεται σε κάθε κύκλο του εσωτερικού ρολογιού του επεξεργαστή μέχρι μία προκαθορισμένη, από το πρόγραμμα του χρήστη, τιμή.

2) Λειτουργία ως σύγχρονος μετρητής παλμών, ο οποίος αυξάνεται σε κάθε παλμό που προέρχεται από εξωτερική πηγή και είναι συγχρονισμένος με το εσωτερικό ρολόι.

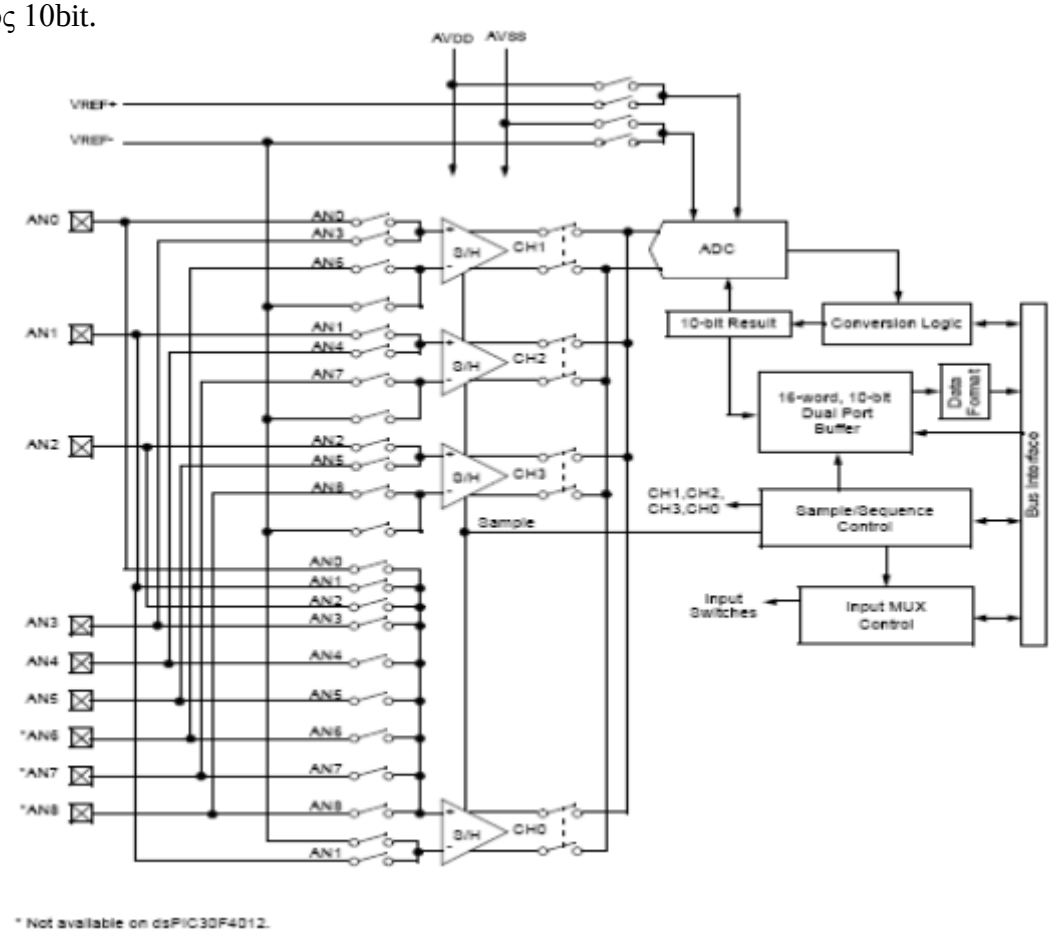
3) Λειτουργία ως ασύγχρονος μετρητής παλμών, ο οποίος αυξάνεται σε κάθε παλμό που προέρχεται από εξωτερική πηγή.

Σε κάθε περίπτωση ο timer 1 ρυθμίζεται, έτσι ώστε όταν επιτευχθεί το επιθυμητό χρονικό διάστημα, διακόπτει την κανονική λειτουργία του προγράμματος του χρήστη και εξυπηρετεί τον timer.

Ο timer 2/3 και ο timer 4/5 υποστηρίζουν όλα τα παραπάνω χαρακτηριστικά, εκτός από τον ασύγχρονο τρόπο λειτουργίας. Και οι δύο αυτοί χρονιστές μπορούν να χρησιμοποιηθούν και ως timers των 32-bit. Επιπροσθέτως, ο timer 2/3 μπορεί να χρησιμοποιηθεί από ένα άλλο περιφερειακό, τον μετατροπέα σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό (A/D converter).

5.3.3 Μονάδα μετατροπής σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό (A/D converter)

Η μονάδα μετατροπής σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό (ADC unit) φαίνεται στο επόμενο σχήμα. Διαθέτει 9 ακίδες εισόδου, όπως φαίνεται στο Σχ.5.3. Οι 9 αυτές ακίδες συνδέονται σε 4 κανάλια δειγματοληψίας και αποθήκευσης (Sample and Hold - S/H). Η δειγματοληψία των σημάτων μπορεί να είναι σειριακή ή παράλληλη, ενώ η μετατροπή σε ψηφιακό σήμα είναι σειριακή. Ο μέγιστος δυνατός ρυθμός δειγματοληψίας μπορεί να φτάσει το 1Msps για δειγματοληψία ενός μόνο καναλιού χρησιμοποιώντας δύο S/H για το ίδιο σήμα. Αν τα υπό δειγματοληψία σήματα είναι περισσότερα, ο ρυθμός δειγματοληψίας πέφτει ανάλογα. Η ADC μονάδα μετατρέπει οποιοδήποτε αναλογικό σήμα από 0-5V σε ψηφιακό εύρους 10bit.



Σχ.5.3 Μονάδα μετατροπής σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό [60].

Η αρχικοποίηση και ο προγραμματισμός της μονάδας μετατροπής σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό γίνεται μέσω των καταχωρητών ειδικού σκοπού:

ADCON1 Καταχωρητής ελέγχου λειτουργίας

ADCON2 Καταχωρητής ελέγχου λειτουργίας

ADCON3 Καταχωρητής ελέγχου λειτουργίας

ADCHS Συνδέει τις επιθυμητές εισόδους στα κανάλια δειγματοληψίας και αποθήκευσης (S/H)

ADPCFG Επιλέγει αν οι ακίδες θα χρησιμοποιηθούν ως αναλογικές είσοδοι ή ως ψηφιακές είσοδοι/έξοδοι γενικού σκοπού

ADCSSL Επιλέγει σε ποιες εισόδους θα γίνει ακολουθιακή δειγματοληψία

Μέσω των παραπάνω καταχωρητών μπορεί να γίνει διαφορική μέτρηση α) μεταξύ σημάτων, β) μεταξύ σημάτων και γης και γ) μεταξύ σήματος και μιας ακίδας (pin) αναφοράς.

Τα βασικά βήματα για την ενεργοποίηση και το σωστό προγραμματισμό του μετατροπέα σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό είναι τα εξής:

--Επιλογή των ακίδων ως αναλογικές είσοδοι ADPCFG<15:0>.

--Επιλογή τάσης αναφοράς ώστε να ταιριάζει με το εύρος της αναλογικής τάσης εισόδου ADCON2<15:13>.

--Επιλογή του ρολογιού μετατροπής ώστε να ταιριάζει ο επιθυμητός ρυθμός δειγματοληψίας με το ρολόι του επεξεργαστή ADCON3<5:0>.

--Προσδιορισμός του αριθμού των S/H καναλιών που θα χρησιμοποιηθούν ADCON2<9:8> και ADPCFG<15:0>.

--Προσδιορισμός στο είδος της δειγματοληψίας (σειριακή/παράλληλη) ADCON1<3> και ADCSSL<15:0>.

--Προσδιορισμός της διασύνδεσης μεταξύ αναλογικών εισόδων και καναλιών δειγματοληψίας και αποθήκευσης ADCHS<15:0>.

--Επιλογή της κατάλληλης ακολουθίας δειγματοληψίας-μετατροπής ADCON1<7:0> και ADCON3<12:8>.

--Επιλογή της μορφής του ψηφιακού αποτελέσματος ADCON1<9:8>.

--Επιλογή του ρυθμού διακοπών ADCON2<5:2>.

--Ενεργοποίηση της μονάδας ADC ADCON1<15>.

Επιλογή του ρυθμού δειγματοληψίας

Η A/D μονάδα έχει ένα μέγιστο ρυθμό πραγματοποίησης μετατροπών. Ένα ειδικό ρολόι T_{AD} ελέγχει το χρονισμό των μετατροπών. Η κάθε μετατροπή από αναλογικό σε ψηφιακό απαιτεί 12 κύκλους του ειδικού ρολογιού $12 \cdot T_{AD}$. Ο χρόνος T_{AD} επιλέγεται από το πρόγραμμα μέσω ενός 6-bit μετρητή. Υπάρχουν 64 πιθανές επιλογές για το χρόνο T_{AD}, οι οποίες προσδιορίζονται από τα ADCS<5:0> και ADCON3<5:0>. Με την παρακάτω εξίσωση υπολογίζεται ο χρόνος T_{AD} ως συνάρτηση του ADCS και της περιόδου του ρολογιού του επεξεργαστή T_{CY}.

$$T_{AD} = \frac{T_{CY} \cdot (ADCS + 1)}{2} \quad \text{ή} \quad ADCS = \frac{2 \cdot T_{AD}}{T_{CY}} - 1$$

5.3.4 Περιφερειακή μονάδα παραγωγής παλμών (Motor Control PWM)

Στο μικροελεγκτή dsPIC30F4011 οι τρεις γεννήτριες διαμόρφωσης παλμών PWM παράγουν δύο σήματα η κάθε μία, το σήμα High και το σήμα Low, τα οποία μπορεί να είναι συμπληρωματικά ή ανεξάρτητα. Έτσι, διαθέτει 6 ακροδέκτες εισόδων/εξόδων της PWM, με τρεις παραγωγούς του λόγου κατάτμησης, αριθμημένους από το 1 εώς το 3, όπως φαίνεται στο Σχ.5.4. Η ύπαρξη τριών γεννητριών παραγωγής PWM καθιστά τον dsPIC30F4011 κατάλληλο για τον έλεγχο μονοφασικών, αλλά και τριφασικών διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος. Επιπλέον, η μονάδα PWM έχει τη δυνατότητα εισαγωγής νεκρού χρόνου, καθώς και τη δυνατότητα για έλεγχο μέσω ράμπας ή τριγωνικής κυματομορφής. Η ανάλυση φτάνει τα 16bit, ενώ επιτρέπονται οι αλλαγές στο λόγο κατάτμησης μέχρι και δύο φορές σε μία περίοδο. Επίσης, υπάρχουν επιπλέον ακίδες ανίχνευσης σφαλμάτων, ώστε να οδηγηθεί η έξοδος της PWM σε κάποιες συγκεκριμένες προεπιλεγμένες καταστάσεις. Ακόμη, δίνει τη δυνατότητα αλλαγής της συχνότητας της PWM σε πραγματικό χρόνο.

Ο έλεγχος του περιφερειακού παραγωγής παλμών PWM γίνεται μέσω 5 καταχωρητών ειδικής λειτουργίας, που είναι:

PTCON Καταχωρητής ελέγχου χρονισμού (επιλογή ράμπας, τριγώνου κλπ)

PTMR Καταχωρητής χρονισμού (timer)

PTPER Καταχωρητής ρύθμισης περιόδου (PTMR=PTPER → PTMR=0, αρχίζει πάλι να μετράει)

PWMCON1Καταχωρητής ελέγχου της PWM

PWMCON2 Καταχωρητής ελέγχου της PWM

PDC1 Καταχωρητής ελέγχου του λόγου κατάτμησης της 1ης PWM

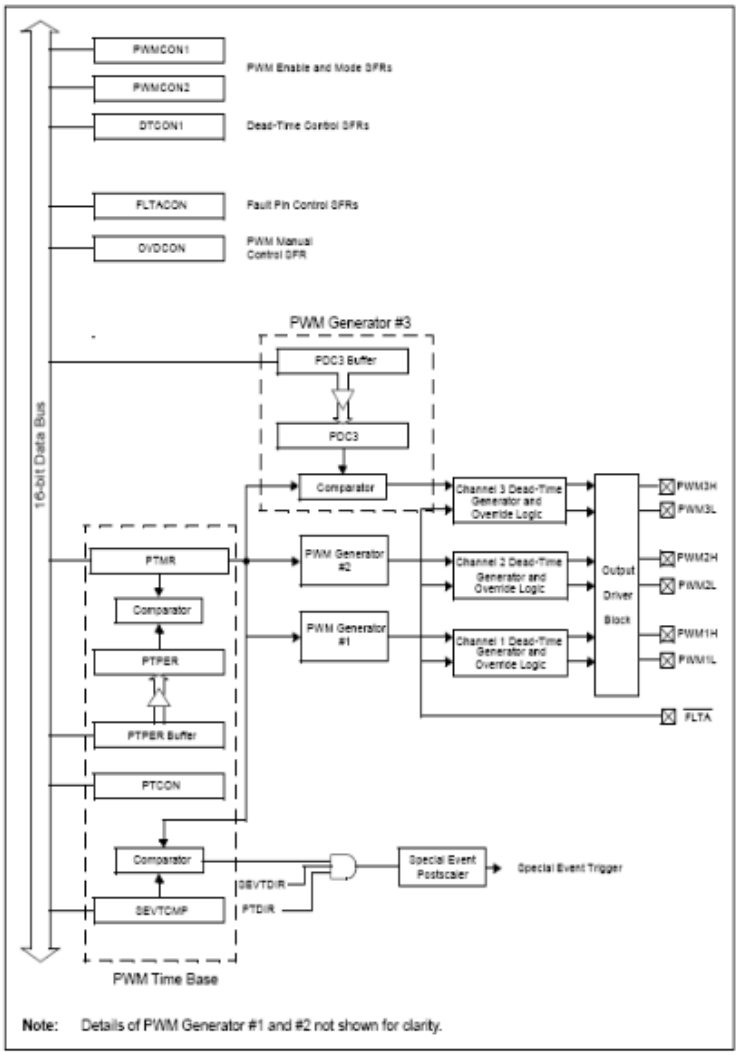
PDC2 Καταχωρητής ελέγχου του λόγου κατάτμησης της 2ης PWM

PDC3 Καταχωρητής ελέγχου του λόγου κατάτμησης της 3ης PWM

Στην ουσία, οι παλμοί PWM παράγονται μετά από τη σύγκριση του μετρητή PTMR με τον καταχωρητή PDCx. Όταν οι δύο αυτοί καταχωρητές είναι ίσοι παράγεται παλμός στην έξοδο, έως ότου ο μετρητής PTMR γίνει ίσος με τον καταχωρητή ελέγχου της περιόδου PTPER.

Η χρονική βάση του PWM παρέχεται από ένα χρονιστή των 15bit μαζί με έναν prescaler και postscaler. Η χρονική βάση της PWM είναι προσπελάσιμη μέσω του PTMR.

Ο καταχωρητής PTPER θέτει την περίοδο μέτρησης του PTMR. Ο χρήστης πρέπει να τοποθετήσει μία 15-bit τιμή στον PTPER<14:0>. Όταν η τιμή του PTMR<14:0> γίνει ίση με τον PTPER<14:0>, τότε είτε η χρονική βάση αρχικοποιείται στο 0, είτε θα αρχίσει να μετράει προς την αντίθετη κατεύθυνση μέχρι τον επόμενο κύκλο ρολογιού. Το ποια από τις δύο δράσεις θα ληφθεί, καθορίζεται από τον επιλεγμένο τρόπο λειτουργίας.



Σχ.5.4 Σχηματικό διάγραμμα της μονάδας PWM [60].

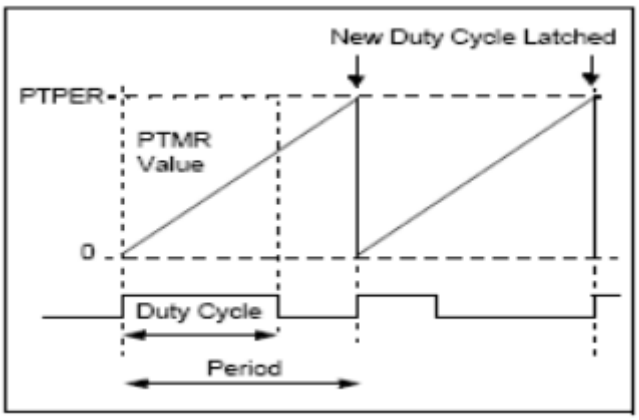
Υπάρχουν 4 διαφορετικοί τρόποι λειτουργίας, οι οποίοι επιλέγονται από τα PTMOD<1:0> του καταχωρητή PTCON. Οι τρόποι λειτουργίας είναι:

α) Free-running mode

Σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας (PTMOD<1:0>=00) ο PTMR αυξάνεται προς μία κατεύθυνση μέχρι να αρχικοποιηθεί στο τέλος της επιλεγμένης περιόδου, όπως φαίνεται στο Σχ.5.5, και ο PTMR θα ξαναρχίσει να μετράει, όσο το PTEN bit (PTCON <15>) είναι set. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας προσφέρεται για δημιουργία PWM μέσω ράμπας (edge aligned), όπως φαίνεται στο Σχ.5.6.

Ουσιαστικά, ο παλμός παράγεται όταν το PTMR=0 και σταματάει όταν PTMR=PDC. Το PDC αλλάζει μία φορά ανά περίοδο.

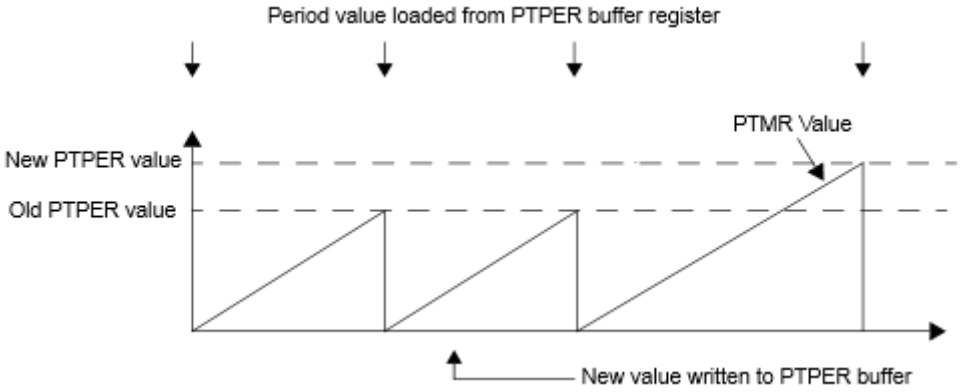
Για την εύρεση του PTPER (ακέραιος) χρησιμοποιείται η επόμενη εξίσωση. Το T_{CY} είναι η περίοδος του ρολογιού του επεξεργαστή, ενώ η μεταβλητή "PTMR Prescale Value" είναι ο πολλαπλασιαστής του χρονιστή της PWM. Οι τιμές του prescaler μπορεί να είναι (1:1, 1:4, 1:16 ή 1:64). $$T_{PWM} = \frac{T_{CY} \cdot (PTPER + 1)}{(PTMR\ Prescale\ Value)}$$



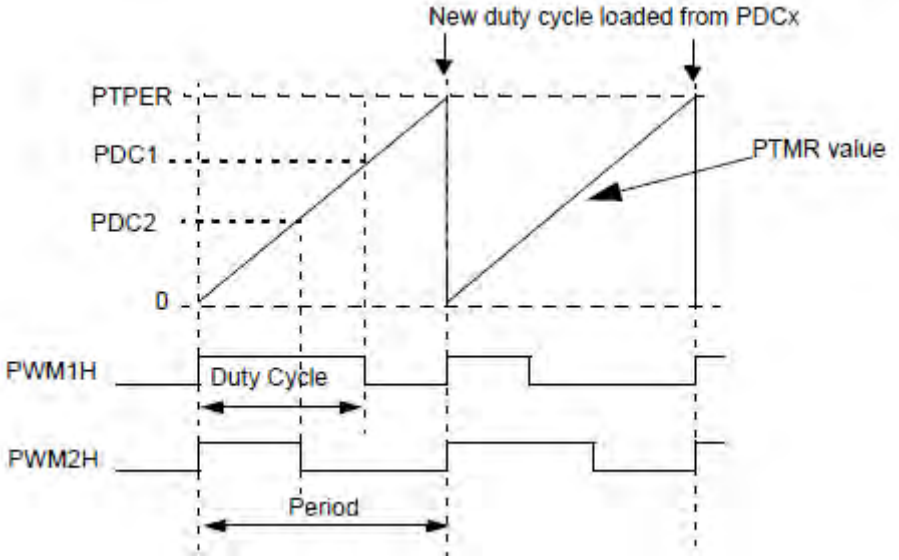
Σχ.5.5 Δημιουργία PWM μέσω ράμπας [60].

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή, θέλουμε να δημιουργήσουμε ράμπα ως φορέα για την παραγωγή παλμών PWM. Για αυτό, μας ενδιαφέρει το Free-running mode, PTMOD<1:0>=00. Το PTDIR (PTMR<15>) που δείχνει την κατεύθυνση της καταμέτρησης είναι unset, έτσι ώστε η μέτρηση να γίνεται μόνο προς τα πάνω. Κάθε φορά που το PTPER=PTMR, γίνεται μια διακοπή και ο PTMR μηδενίζεται. Τα postscaler bits επιλέγονται με τέτοιο τρόπο, ώστε να μειώνουν τη συχνότητα εμφάνισης αυτών των διακοπών. Η εξίσωση με βάση την οποία επιλέγεται το PTPER είναι η εξής:

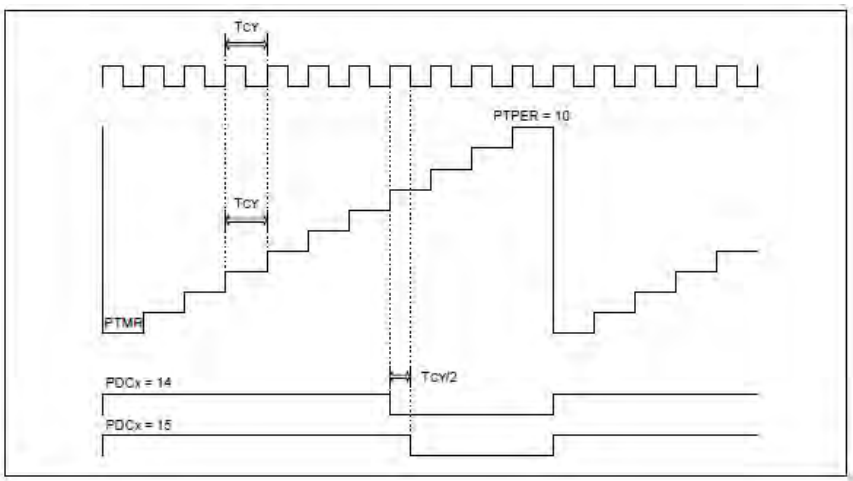
$$PTPER = \frac{FCY}{FPWM \bullet (PTMR\ Prescaler)} - 1$$



Σχ.5.6 Κυματομορφή edge-aligned [60].



Σχ.5.7 Αλλαγή του δ (PDC) σε 2 διαδοχικές περιόδους [60].



Σχ.5.8 Ο τρόπος με τον οποίο επηρεάζει το T_{CY} την μέτρηση του PTMR [60].

Η έξοδος στον μ/ε μας είναι η PWM1H, η οποία θέλουμε να είναι ανεξάρτητη της low. Αυτό ρυθμίζεται από τα PTMOD bits (PWMCON1<11:8>).

Το duty cycle ρυθμίζεται μέσω του καταχωρητή PDC ως εξής:

$$PDC = 2 \cdot \delta \cdot (PTPER + 1) \rightarrow \delta = \frac{PDC}{2 \cdot (PTPER + 1)}$$

β) Single-Shot mode

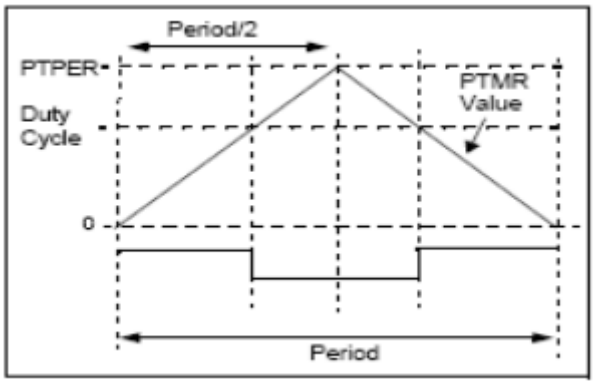
Σε αυτή την κατάσταση (PTMOD<1:0>==01) παράγεται ένας μόνο παλμός.

γ) Continuous up/down mode

Σε αυτή την κατάσταση (PTMOD<1:0>=10) ο PTMR αρχικά αυξάνεται και μόλις επιτευχθεί ταύτιση με τον PTPER αρχίζει να μειώνεται μέχρι το 0, όπου αρχίζει η ίδια διαδικασία από την αρχή, όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας προσφέρεται για δημιουργία PWM μέσω τριγώνου (center aligned), όπως φαίνεται στο Σχ.5.9.

Για την εύρεση του PTPER (ακέραιος) χρησιμοποιείται η επόμενη εξίσωση. Το T_{CY} είναι η περίοδος του ρολογιού του επεξεργαστή, ενώ «PTMR Prescale value» είναι ο πολλαπλασιαστής του χρονιστή της PWM. Οι τιμές του prescaler μπορεί να είναι (1:1, 1:4, 1:16 ή 1:64).

$$T_{PWM} = \frac{2 \cdot T_{CY} \cdot (\text{PTPER} + 1)}{(\text{PTMR Prescale Value})}$$



Σχ.5.9 Δημιουργία PWM μέσω τριγώνου [60].

δ) Continuous up/down mode with interrupts for double updates

Σε αυτή την κατάσταση (PTMOD<1:0>=11) ακολουθείται η ίδια διαδικασία με την προηγούμενη, με το πλεονέκτημα ότι επιτρέπεται η αλλαγή του λόγου κατάτμησης 2 φορές μέσα σε μία περίοδο.

Εισαγωγή νεκρού χρόνου στην PWM

Η εισαγωγή νεκρού χρόνου στην PWM μεταξύ της απενεργοποίησης ενός ακροδέκτη και της ενεργοποίησης του συμπληρωματικού του, πραγματοποιείται έπειτα από την δημιουργία των PWM παλμών. 2 είναι οι καταχωρητές ελέγχου του νεκρού χρόνου:

DTCON1 Καταχωρητής ελέγχου νεκρού χρόνου

DTCON2 Καταχωρητής ελέγχου νεκρού χρόνου

Ο νεκρός χρόνος εισάγεται στο πρόγραμμα από το χρήστη, μέσω ενός 6-bit καταχωρητή. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν 2 διαφορετικοί χρόνοι, εισάγοντας την κατάλληλη τιμή στα DTCON1<13:8> ή DTCON1<5:0>.

$$DTCON = \frac{Dead\ Time}{Prescale\ Value \cdot T_{CY}}$$

Οποιοσδήποτε από τους παραπάνω χρόνους μπορεί να εισαχθεί είτε στο low σήμα είτε στο high. Αυτό επιτυγχάνεται με την κατάλληλη ρύθμιση του καταχωρητή DTCON2.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

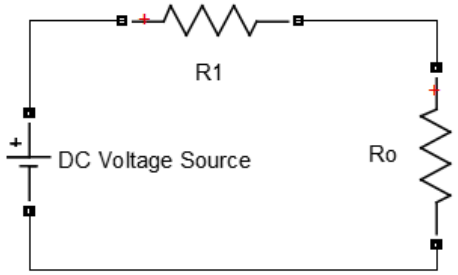
Πειραματικά αποτελέσματα και συμπεράσματα

6.1 ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΦΟΡΤΙΟΥ – ΘΕΩΡΗΜΑ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Στις προσομοιώσεις των κεφαλαίων 2 και 3, λόγω του ότι αρχικά χρησιμοποιήθηκε παλμογεννήτρια για την παλμοδότηση του Mosfet, δόθηκε έμφαση στην επιλογή του κατάλληλου – βέλτιστου φορτίου κάθε φορά, για ένα συγκεκριμένο, σταθερό δ, έτσι ώστε το φ/β να αποδίδει τη μέγιστη ισχύ.

Στην πραγματικότητα, όμως, ο σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας, όπως έχει αναφερθεί και στην ενότητα 1.2, είναι ανεξάρτητα από το φορτίο, να βρίσκεται το κατάλληλο δ μέσω του ελέγχου MPPT, έτσι ώστε, για συγκεκριμένη ηλιοφάνεια και θερμοκρασία, το φ/β να λειτουργεί στο MPP. Το παραπάνω ονομάζεται «προσαρμογή φορτίου» (impedance/load matching). Η προσαρμογή του φορτίου μπορεί να προσφέρει εώς και 25% περισσότερη ισχύ, από την απευθείας σύνδεση του πάνελ με το φορτίο [63].

Συγκεκριμένα, από το «Θεώρημα Μέγιστης Μεταφοράς Ισχύος», που βασίζεται στο θεώρημα Thevenin, γνωρίζουμε πως σε ένα ισοδύναμο κύκλωμα κατά Thevenin, όπως φαίνεται στο Σχ.6.1, το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση R_o είναι: $I = \frac{Vdc}{R1+Ro}$ και η ισχύς που απορροφά η αντίσταση Ro είναι: $P = I^2 \cdot Ro = (\frac{Vdc}{R1+Ro})^2 \cdot Ro$.



Σχ.6.1 Ισοδύναμο Thevenin.

Η ισχύς αυτή παίρνει τη μέγιστη τιμή της για τιμή αντίστασης εξόδου Ro τέτοια ώστε: $\frac{dP}{dRo} = 0 \rightarrow Vdc^2 \cdot \frac{(R1+Ro)^2 - 2 \cdot Ro \cdot (R1+Ro)}{(R1+Ro)^4} = 0 \rightarrow R1 = Ro.$

Για τιμή φορτίου R_o=R_1, η μέγιστη ισχύς στην έξοδο είναι $Pmax = \frac{Vdc^2}{4 \cdot R1}$.

Στην περίπτωσή μας ξέρουμε ότι για το ιδανικό φορτίο του φ/β ισχύει: $Ro_{opt} = \frac{V_{mp}}{I_{mp}} = \frac{17.7}{5.98} = 2.96\Omega$. Άρα, πρέπει R_1=2.96Ω.

Αυτές οι τιμές, βέβαια, ισχύουν μόνο για G=1000W/m^2 και T=25ºC, ώστε να έχουμε ισχύ εισόδου Pin=106W. Αν π.χ. G<1000W/m^2, τότε Pin<106W και αν θεωρήσουμε T=25ºC, ισχύει: Vin=Vmp=17.7V=ct, Iin<Imp=5.98A και άρα $Ro_{opt} > 2.96\Omega$. Π.χ. για G=400W/m^2, Pin≈40W και αν Vin=Vmp=17.7V=ct, τότε Iin=2.26A και άρα $Ro_{opt} = 7.83\Omega$.

Γενικά, όμως, για οποιοδήποτε R_{oopt} κάθε φορά, ισχύει:

--Για Ro<R_{oopt} : buck

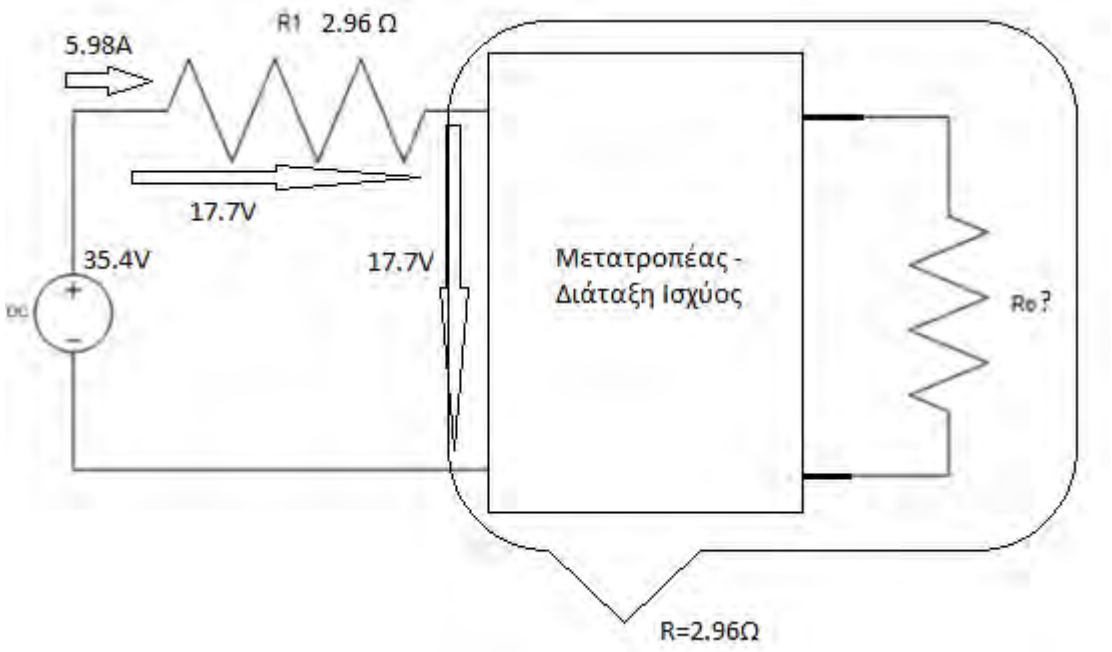
--Για Ro>R_{oopt} : boost

Π.χ. στις προσομοιώσεις της ενότητας 3.3, εφόσον το φορτίο κινητήρας-αντλία αντιστοιχεί σε μια αντίσταση R_o=5.04Ω και για G=400W/m^2 → $Ro_{opt} = 7.83\Omega$, ισχύει: R_o=5.04Ω < $Ro_{opt} = 7.83\Omega$, άρα buck λειτουργία.

Στα G=600W/m^2, Ro=5.04Ω ≈ $Ro_{opt} = 5.05\Omega$, άρα είμαστε οριακά για boost.

Ο πραγματικός κινητήρας, ανάλογα με το φορτίο που θα έχει, θα ισοδυναμεί σε αντίσταση μεγαλύτερη ή μικρότερη των 2.96Ω, επομένως θα φανεί από το πείραμα αν τελικά ο μετατροπέας για μέγιστη ισχύ εισόδου θα κάνει buck ή boost.

Ωστόσο, στην πραγματικότητα, δεν έχουμε το φωτοβολταϊκό άμεσα συνδεδεμένο με την αντίσταση εξόδου, αλλά παρεμβάλλεται ο μετατροπέας, όπως φαίνεται στο Σχ.6.2.



Σχ.6.2 Το πραγματικό ισοδύναμο κύκλωμα.

Ξέρουμε ότι ισχύει: $Pin = Pout \Rightarrow \frac{Vin^2}{Rin} = \frac{Vo^2}{Ro} \Rightarrow \frac{\cancel{Vin^2}}{Rin} = \frac{\cancel{Vin^2}\cdot\left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2}{Ro} \Rightarrow Ro = Rin \cdot \left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2 \Rightarrow Ro = 2.96 \cdot \left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2$.

Άρα, κάθε φορά βάζοντας την αντίσταση εξόδου που έχουμε, βρίσκουμε το δ για το οποίο το σύστημά μας λειτουργεί στο V_{mp}. Αυτό πρέπει να το κάνει ο έλεγχός μας αυτόματα.

Ουσιαστικά, η R_{in} καθορίζει κάθε φορά την ισχύ εισόδου, εφόσον με σταθερή τάση εισόδου, αλλάζει το ρεύμα εισόδου. Πάντα, όμως, πρέπει να γίνεται μια τέτοια «προσαρμογή φορτίου» μέσω κατάλληλης επιλογής του δ, ώστε να «πέφτει πάνω της» μια πτώση τάσης 17.7V, ώστε 35.4-17.7=17.7V στην είσοδο του μετατροπέα. Εδώ επισημαίνεται, πως η μεταβολή της R_{in} αντιπροσωπεύει τη μεταβολή της ακτινοβολίας G, ενώ η μεταβολή της V_{in} αντιπροσωπεύει τη μεταβολή της θερμοκρασίας T.

Στα παρακάτω πειράματα, αρχικά τοποθετείται ως πηγή εισόδου ένα απλό τροφοδοτικό με τάση ίση με V_{mp}=17.7V. Στην περίπτωση αυτή, το πόση ισχύς θα περάσει καθορίζεται από το πόσο ρεύμα θα τραβήξει το φορτίο. Όσο μεγαλύτερο/μικρότερο φορτίο, τόσο μικρότερο/μεγαλύτερο ρεύμα. Σε αυτό, βέβαια, συνυπολογίζονται και οι απώλειες, καθώς ξέρουμε ότι η απόδοση του μετατροπέα είναι γύρω στο 70-90%. Στη συνέχεια, «προσομοιώσαμε» το φ/β, τοποθετώντας στην είσοδο το τροφοδοτικό με μια αντίσταση σε σειρά, έτσι ώστε ανάλογα με την τιμή της R_{in}, να καθορίζουμε εμείς την ισχύ εισόδου. Τέλος, συνδέσαμε το φ/β στην είσοδο της διάταξης.

6.2 ΔΟΚΙΜΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

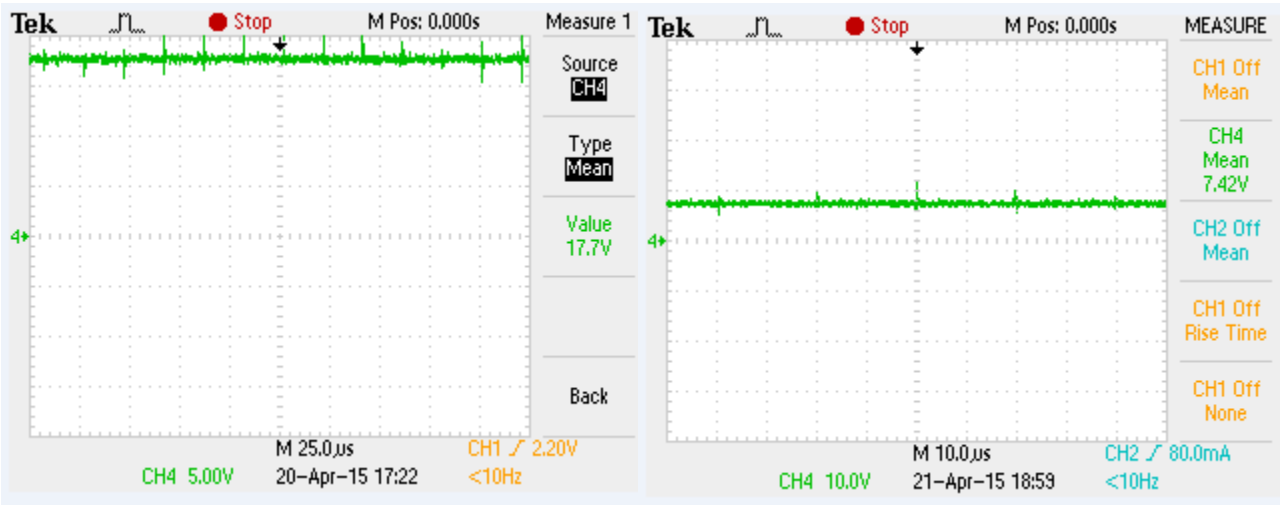
1) Στην ενότητα αυτή επιβεβαιώσαμε την ορθή λειτουργία του μετατροπέα. Βάλαμε σταθερή τάση V_{in}=17.7V στην είσοδό του, παρεχόμενη από ένα τροφοδοτικό και σταθερή αντίσταση στην έξοδο R_o=10Ω, για δυο διαφορετικά δ, παρεχόμενα από το PWM περιφερειακό του μ/ε. Συχνότητα λειτουργίας f_s=50kHz.

Τα αποτελέσματα φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

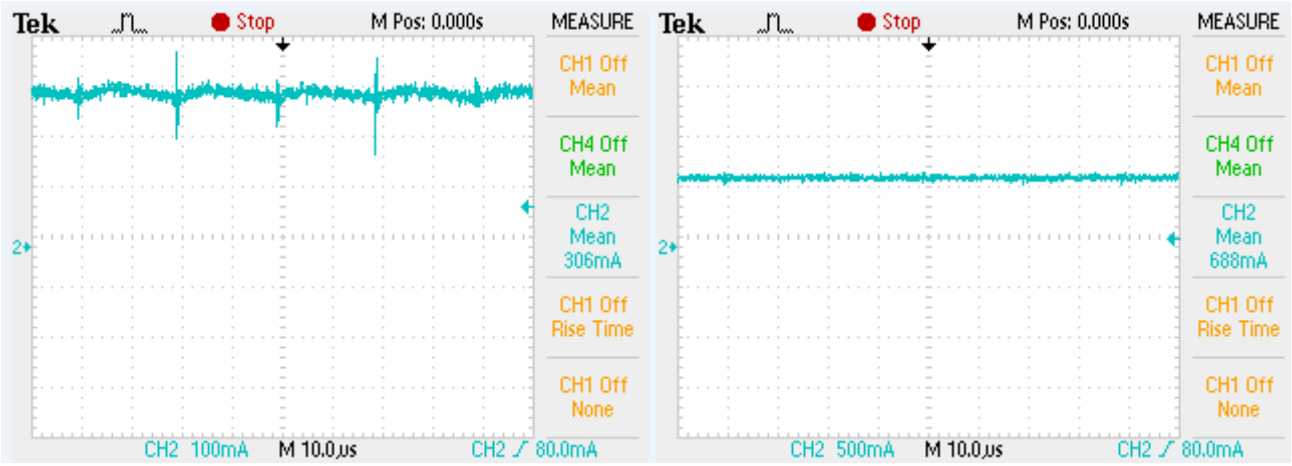
	Vin (V)	Ro (Ω)	δ	Vo (V)	Io (A)	Iin (A)	Pin (W)	Po (W)	n(%)
θεωρητικό	17.7	0.544	0.3	7.59	0.759	0.325	5.76	5.76	100
πραγματικό		10		7.2	0.688	0.3	5.31	4.95	93 (-0,36W)
	Vin (V)	Ro (Ω)	δ	Vo (V)	Io (A)	Iin (A)	Pin (W)	Po (W)	n(%)
θεωρητικό	17.7	5.418	0.576	24	2.4	3.25	57.6	57.6	100
πραγματικό		10		22.6	2.05	2.95	52.2	46.33	89 (-5,87W)

Βλέπουμε πως οι μετρήσεις που πήραμε είναι πολύ κοντά στις θεωρητικές. Όσο μεγαλύτερο δ, τόσο πιο πολλή ώρα άγει το τρανζίστορ, άρα η μέση τιμή του ρεύματος στο πηνίο αυξάνεται και έτσι το κύκλωμα διαρρέεται από υψηλότερα ρεύματα, για αυτό και έχουμε μεγαλύτερες απώλειες αγωγής, άρα μικρότερη απόδοση του μετατροπέα.

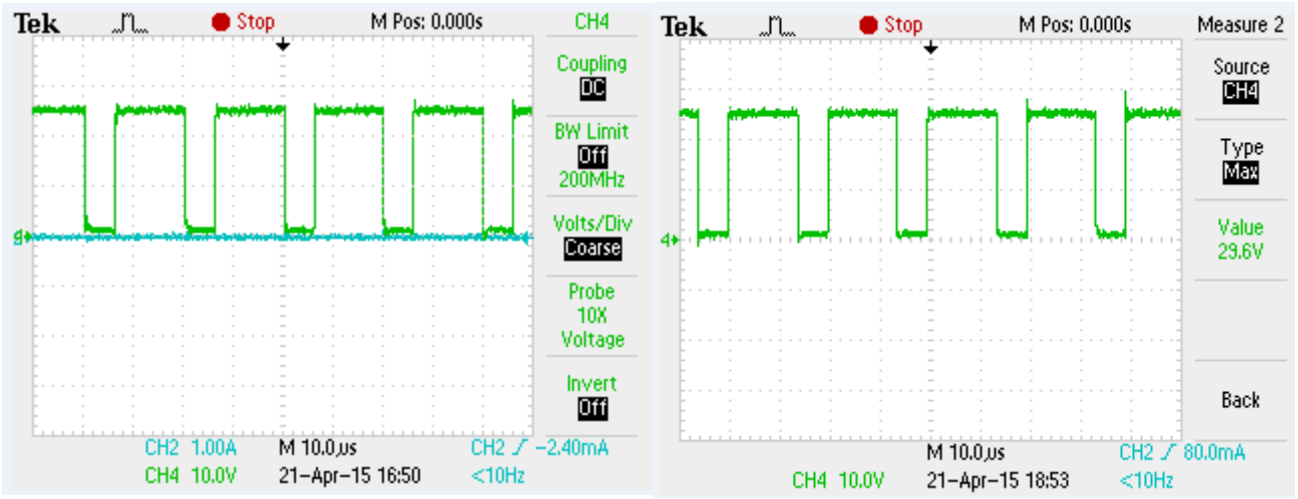
Στα Σχ.6.3 εώς Σχ.6.7, παρατίθενται ενδεικτικά οι κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων που αποδεικνύουν την σωστή λειτουργία του μετατροπέα για buck mode. Το ίδιο ισχύει και για boost.



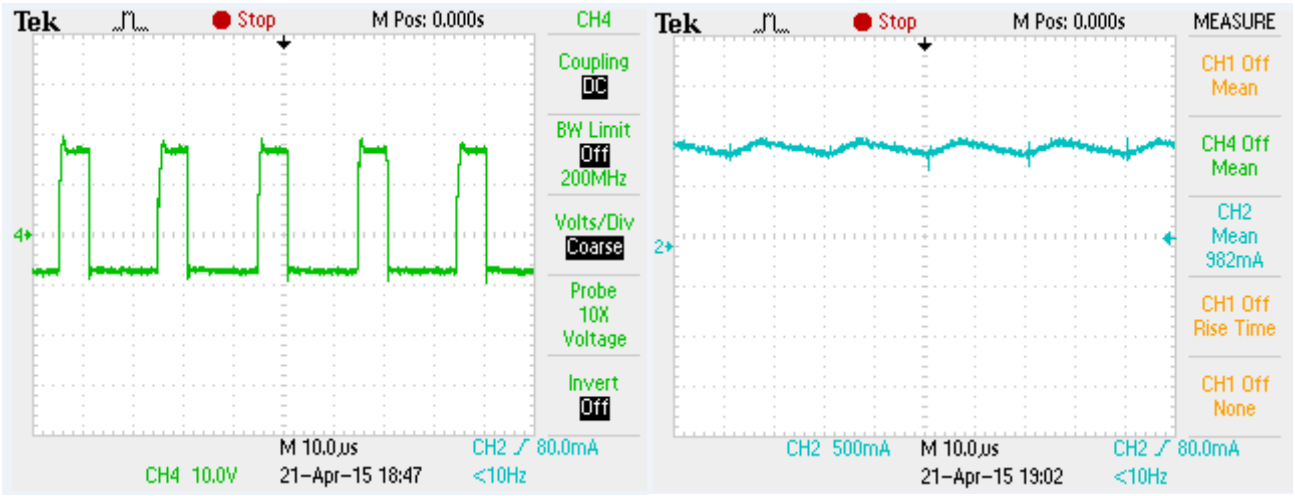
Σχ.6.3 Τάση εισόδου και εξόδου του μετατροπέα.



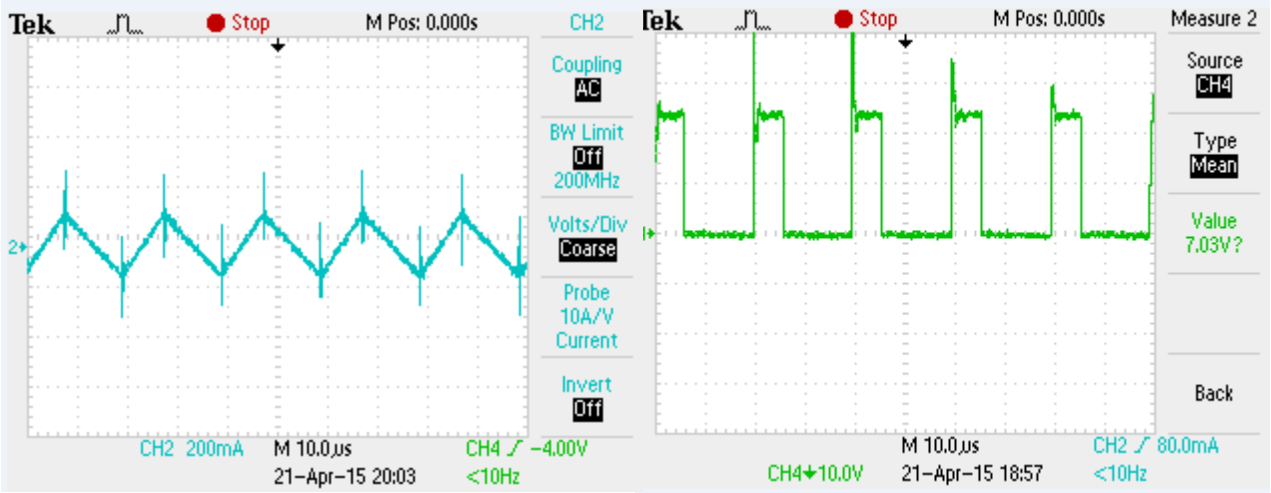
Σχ.6.4 Ρεύμα εισόδου και εξόδου του μετατροπέα.



Σχ.6.5 Παλμοί V_{GS} και τάση V_{DS} στα άκρα του Mosfet.



Σχ.6.6 Τάση και ρεύμα στο πηνίο εξομάλυνσης, από όπου φαίνεται η λειτουργία στην CCM περιοχή.



Σχ.6.7 AC συνιστώσα ρεύματος πηνίου και τάση στη δίοδο ισχύος.

2) Στη συνέχεια, κάναμε ακριβώς το ίδιο πείραμα με φορτίο τον κινητήρα εν κενώ, για να μελετήσουμε τη συμπεριφορά του.

Vin (V)	Ro (Ω)	δ	Vo (V)	Io (A)	Iin (A)	Pin (W)	Po (W)	Ω (rpm)	n(%)
17.7	21.7	0.3	7.3	0.350	0.16	2.83	2.56	910	90 (-0.275W)
17.7	39.5	0.576	23.72	0.6	0.76	15	14.2	3038	94.6 (-0.8W)

Στον παραπάνω πίνακα έχει καταγραφεί ως R_o, η τιμή της αντίστασης στην οποία «αντιστοιχεί» ο κινητήρας εν κενώ, λόγω του ρεύματος που τραβάει. Βέβαια, πρέπει να πάρουμε υπόψη ότι ο κινητήρας δεν είναι καθαρά ωμικό, αλλά ωμικό-επαγωγικό (R-L) φορτίο. Ωστόσο, επειδή η ισχύς είναι χαμηλή, αντίστοιχα μικρού μεγέθους είναι και το τύλιγμα του κινητήρα. Ακόμη, όταν το σύστημα βρίσκεται σε ισορροπία, το τύλιγμα συμπεριφέρεται σαν βραχυκύκλωμα και μόνο στις μεταβατικές καταστάσεις παίζει ρόλο ο επαγωγικός του χαρακτήρας. Οπότε, το ωμικό φορτίο περιγράφει ικανοποιητικά την λειτουργία του συστήματος.

Πάλι βλέπουμε πως όσο αυξάνεται το δ, αυξάνεται η μέση τιμή του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο, άρα και τα ρεύματα εισόδου και εξόδου. Στα παλμογραφήματα που πήραμε επιβεβαιώνεται και πάλι η ορθή λειτουργία του μετατροπέα.

3) Έπειτα, «προσομοιώσαμε» το φ/β, βάζοντας ως πηγή εισόδου το τροφοδοτικό με τάση V_{in}=35.4V και μια αντίσταση σε σειρά R_{in}≈3Ω, ώστε να έχουμε ισχύ εισόδου περίπου 106W. Όπως αναφέρθηκε και πριν, με μεγαλύτερη αντίσταση θα είχαμε μικρότερο ρεύμα εισόδου, άρα και μικρότερη ισχύ.

Συνδέσαμε ως φορτίο μια αντίσταση με τυχαία τιμή R_o=11Ω. Από την εξίσωση $Ro = Rin \cdot \left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2 \rightarrow 11 = 3 \cdot \left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2 \rightarrow \delta = \frac{\sqrt{\frac{Ro}{Rin}}}{1+\sqrt{\frac{Ro}{Rin}}} \rightarrow \delta \cong 0.66$ (Ro>Rin→boost).

Βάζοντας αυτήν την τιμή στον καταχωρητή PDC1 του περιφερειακού PWM είδαμε:

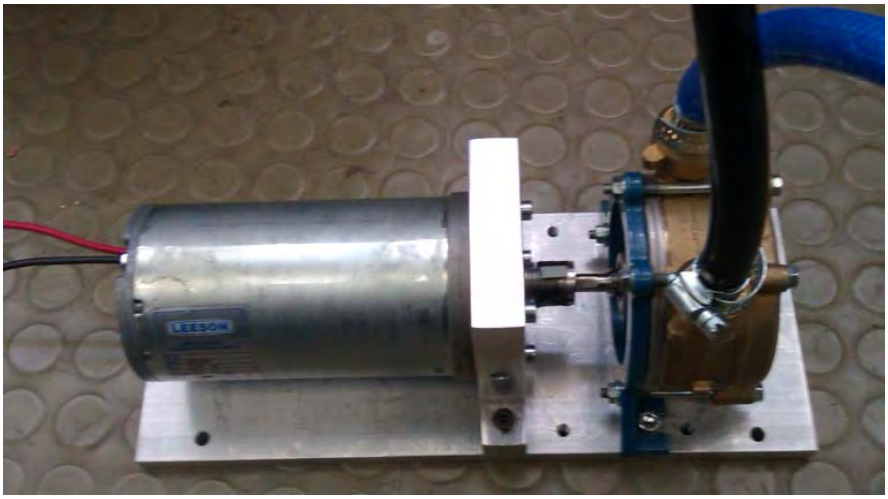
	Vin (V)	Ro (Ω)	δ	Vx	Vo (V)	Io (A)	Iin (A)	Pin (W)	Po (W)	η(%)
θεωρητικό	35.4		0.66	17.7	34.4	3.13	6.08	107.7	107.7	100
πραγματικό	35.4	11	0.66	16.9	29	2.6	5.32	89.9	75.4	83.9 (-14.5W)

4) Τέλος, συνδέσαμε στην είσοδο το τροφοδοτικό και ως φορτίο τον κινητήρα και την αντλία, όπως φαίνονται στο Σχ.6.8, τροφοδοτούμενη με νερό από μια δεξαμενή. Δόθηκε προσοχή να μην ξεκινήσει η αντλία σε στεγνή λειτουργία, γιατί υπήρχε η πιθανότητα να καεί. Και εδώ, δίνονται σταθεροί παλμοί από το περιφερειακό PWM του μ/ε.

	Vin (V)	Ro (Ω)	δ	Vo (V)	Io (A)	Iin (A)	Pin (W)	Po (W)	Ω (rpm)	η(%)
θεωρητικό	16.7	5.418	0.576	22.7	4.41	6.3	105.8	105.8	2500-3000	100
πραγματικό	16.7	κιν/αντλ	0.576	16.7	4	6.3	105.21	66.8	1915	63.5 (-38.41W)

Σε αυτήν την πειραματική δοκιμή, η τάση στην είσοδο είναι 1V μικρότερη, καθώς είδαμε ότι το φορτίο τραβάει αρκετό ρεύμα και θέλαμε να αποφύγουμε την υπερθέρμανση των στοιχείων ισχύος.

Η τάση εξόδου αντί για 22.7V είναι 16.7V (5V μικρότερη από τη θεωρητική), γεγονός λογικό, καθώς τα στοιχεία μας δεν είναι ιδανικά. Εδώ φαίνεται και η ανάγκη αξιοποίησης ενός PI ελεγκτή για τη ρύθμιση της τάσης στην έξοδο.



Σχ.6.8 Ο κινητήρας μηχανικά συνδεδεμένος (με κόμπλερ) με την αντλία.

6.3 ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΕΛΕΓΧΟΥ MPPT

Εφαρμόσαμε $f_{δειγμ}$=9.99Hz < f_{CY}=7.37MHz και dδ=0.005, όπως φαίνεται και από τον κώδικα που παρατίθεται στο Παράρτημα Β.

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΔΟΚΙΜΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ

1) Αρχικά, «προσομοιώσαμε» το φ/β, βάζοντας ως πηγή εισόδου το τροφοδοτικό με τάση V_{in}=35.4V και μια αντίσταση σε σειρά R_{in}≈3Ω, ώστε να έχουμε ισχύ εισόδου περίπου 106W. Συνδέσαμε ως φορτίο μια αντίσταση R_o=11Ω. Από την εξίσωση $Ro = Rin \cdot \left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2 \rightarrow 11 = 3 \cdot \left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2 \rightarrow \delta = \frac{\sqrt{\frac{Ro}{Rin}}}{1+\sqrt{\frac{Ro}{Rin}}} \rightarrow \delta \cong 0.66$ (Ro>Rin→boost). Αυτό το δ πρέπει να μας βρει ο έλεγχος.

Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

	Vin (V)	Ro (Ω)	δ	Vx (V)	Vo (V)	Io (A)	Iin (A)	Pin (W)	Po (W)	n(%)	ταποκρ (sec)
θεωρητικό	35.4	11	**0.66**	**17.7**	34.4	3.13	6.08	107.7	107.7	100	11.2
πραγματικό	35.4	11	**0.65**	**18.05**	30.5	2.9	5.75	103.8	88.45	85.2 (-15.35W)	24

Παρατηρούμε, ότι ο έλεγχός μας βρήκε το επιθυμητό δ και την επιθυμητή τάση εισόδου. Πάλι, βλέπουμε μια απόκλιση της τάσης εξόδου από την θεωρητική, γεγονός αναμενόμενο.

2) Έπειτα, κάναμε το ίδιο, αλλά με φορτίο R_o=2Ω<Ro_{opt}=2.96Ω. Άρα, περιμένουμε buck λειτουργία και συγκεκριμένα δ=0.45.

Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

	Vin (V)	Ro (Ω)	δ	Vx (V)	Vo (V)	Io (A)	Iin (A)	Pin (W)	Po (W)	n(%)	ταποκρ (sec)
θεωρητικό	35.4	2	**0.45**	**17.7**	14.5	7.2	5.89	104.3	104.3	100	7
πραγματικό	35.4	2	**0.459**	**18**	12	5	5.5	99	60	60 (-39W)	7

Παρατηρούμε, πως λόγω υψηλότερου ρεύματος εξόδου, έχουμε μεγαλύτερες απώλειες αγωγής και μικρότερη απόδοση.

3) Στη συνέχεια, συνδέσαμε το τροφοδοτικό με την εν σειρά αντίσταση, με το φορτίο κινητήρας-αντλία. Εδώ, δεν μπορούμε να ξέρουμε για ποιο δ θα λειτουργήσει (buck ή boost), καθώς θα εξαρτηθεί από το φορτίο (μανομετρικό ύψος, πίεση κλπ).

Τα αποτελέσματα φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

	Vin (V)	δ	Vx (V)	Vo (V)	Io (A)	Iin (A)	Pin (W)	Po (W)	η(%)	Ω (rpm)
θεωρητικό	35.4	**0.545**	**17.7**	21.2	4.99	5.98	105.8	105.8	100	2650
πραγματικό	35.4	**0.488**	**17.7**	16.9	4.9	5.6	99.12	82.81	83.5 (-16.31W)	1883

Στο πείραμα αυτό, παρατηρήσαμε πως ενώ ο έλεγχος "στέλνει" δ=0.545, άρα boost λειτουργία, λόγω απωλειών και μη ιδανικών στοιχείων, η τάση στην έξοδο του μετατροπέα είναι μικρότερη από αυτήν της εισόδου και αντιστοιχεί σε δ=0.488 (buck).

4) Τέλος, συνδέθηκε όλη η διάταξη με το φωτοβολταϊκό στην είσοδο και το φορτίο κινητήρας-αντλία στην έξοδο. Το πείραμα έγινε στις 4:45μ.μ. Τα αποτελέσματα φαίνονται παρακάτω αλλά και στο Σχ.6.9.

	Voc (V)	Isc (A)	Vx (V)	Vo (V)	Io (A)	Iin (A)	Pin (W)	Po (W)	η(%)
θεωρητικό	21.88	6.3	**17.7**	16.66	6.35	5.98	105.8	105.8	100
πραγματικό	19.5	4.9	**14.8**	13.96	2.85	4.05	59.9	39.8	66 (-20.1W)

Παρατηρούμε, πως λόγω ακτινοβολίας G<1000W/m^2 και θερμοκρασίας πάνω στο πάνελ T>25ºC, η V_{oc} και το I_{sc} είναι μικρότερα από τα θεωρητικά. Ξέρουμε, όμως, πως V_{mp}≈(70%-82%)·V_{oc} και I_{mp}≈(86%)·I_{sc}. Όντως, η τάση είναι 14.8=(75.9%)·19.5 και το ρεύμα είναι 4.05=(82.7%)·4.9. Άρα, ακόμα και με μικρότερη ηλιοφάνεια και μεγαλύτερη θερμοκρασία ο έλεγχος βρίσκει το πραγματικό σημείο μέγιστης ισχύος.
Και εδώ το δ που στέλνει ο μ/ε είναι δ=0.552, αλλά στην πράξη βλέπουμε buck λειτουργία, που αντιστοιχεί σε δ=0.485.



Σχ.6.9 Τάση και ρεύμα εισόδου και τάση και ρεύμα εξόδου.

Το ίδιο πείραμα έγινε λίγο αργότερα στις 5:00μ.μ., με περισσότερη συννεφιά. Οι μετρήσεις που πήραμε φαίνονται παρακάτω, αλλά και στο Σχ.6.10.

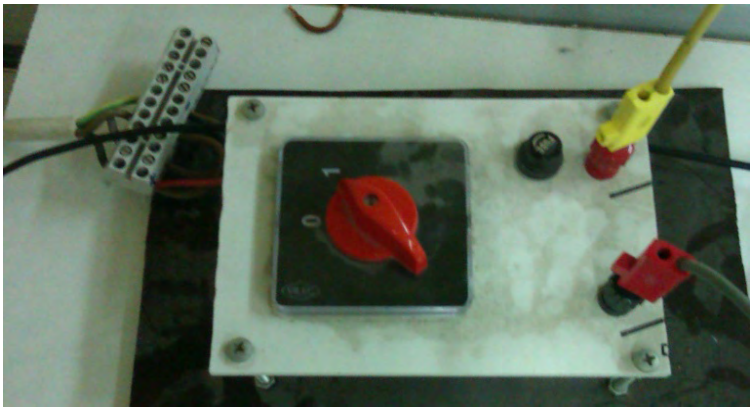
Vx (V)	Vo (V)	Io (A)	Iin (A)	Pin (W)	Po (W)	η(%)
12.9	13.57	3.02	3.92	50.57	41	81 (-9.57W)

Παρατηρούμε μείωση του εισερχόμενου ρεύματος και μικρή μείωση της τάσης.



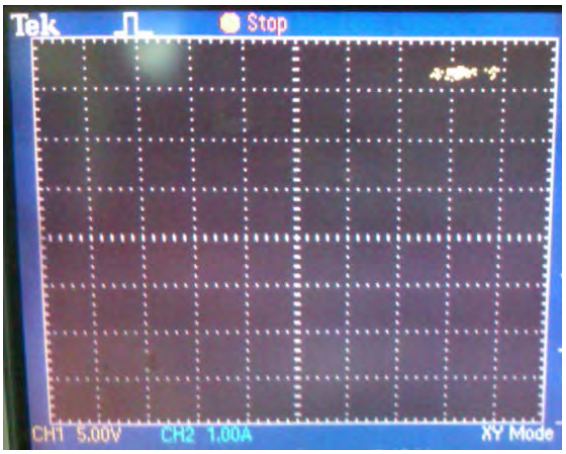
Σχ.6.10 Οι μετρήσεις του τελευταίου πειράματος.

Στο Σχ.6.11 φαίνεται ο διακόπτης παροχής του φ/β.



Σχ.6.11 Ο διακόπτης του φωτοβολταϊκού.

Στο Σχ.6.12, φαίνεται το σημείο λειτουργίας του συστήματος, πάνω στην I-V χαρακτηριστική. Βλέπουμε, πως υπάρχει μια πολύ μικρή ταλάντωση στην τάση.



Σχ.6.12 Το σημείο λειτουργίας του φωτοβολταϊκού.

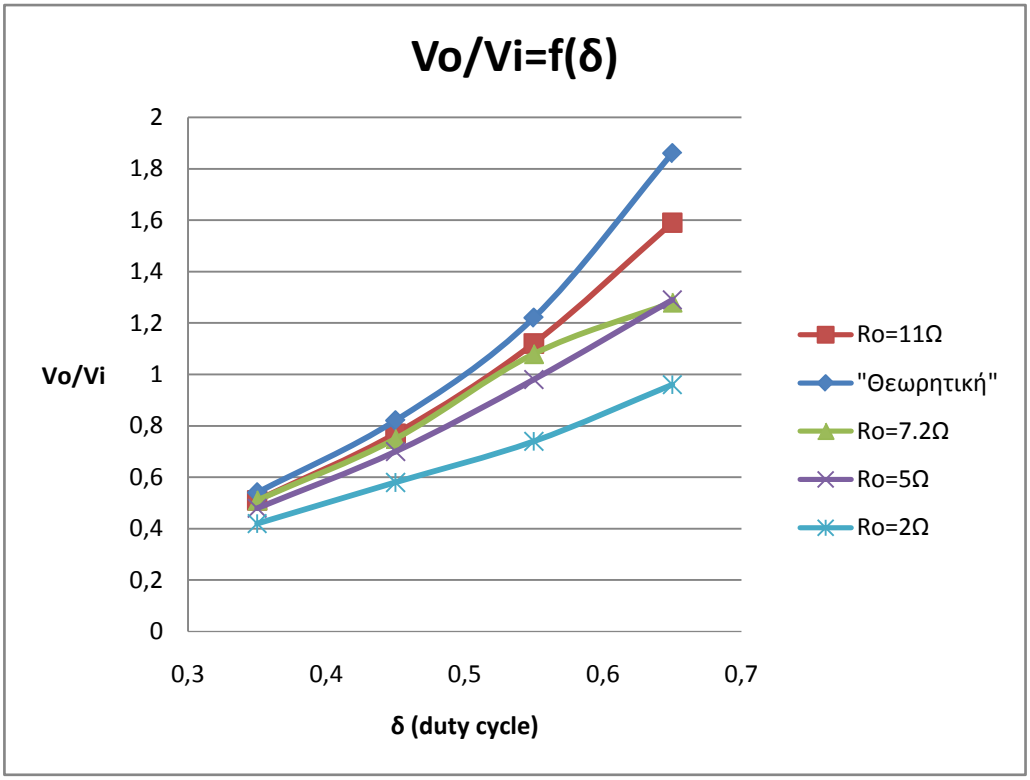
6.4 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ

Στην ενότητα αυτή, παρουσιάζουμε κάποια συγκριτικά διαγράμματα, έτσι ώστε να δούμε την απόκλιση μεταξύ θεωρίας και πράξης.

Vin=17.7 V	δ=0.35					δ=0.45					δ=0.55					δ=0.65				
ΘΕΩΡΗΤΙΚΑ	Vo	Io	Iin	Po	Pi	Vo	Io	Iin	Po	Pi	Vo	Io	Iin	Po	Pi	Vo	Io	Iin	Po	Pi
Ro=11Ω	9.53	0.87	0.47	8,29	8,32	14.48	1.32	1.08	19,11	19,12	21.63	1.97	2.41	42,61	42,66	32.87	2.99	5.55	98,28	98,28
Ro=7.2Ω	9.53	1.32	0.71	12,57	12,57	14.48	2.01	1.64	29,11	29,11	21.63	3	3.67	64,89	64,96	32.87	4.57	8.49	150,22	150,27
Ro=5Ω	9.53	1.91	1.03	18,2	18,23	14.48	2.9	2.37	41,99	41,99	21.63	4.33	5.29	93,66	93,66	32.87	6.57	12.2	215,96	215,96
Ro=2Ω	9.53	4.77	2.59	45,46	45,84	14.48	7.24	5.92	104,84	104,84	21.63	10.82	13.22	234,04	234,04	**32.87**	**16.44**	**30.53**	540,38	540,38

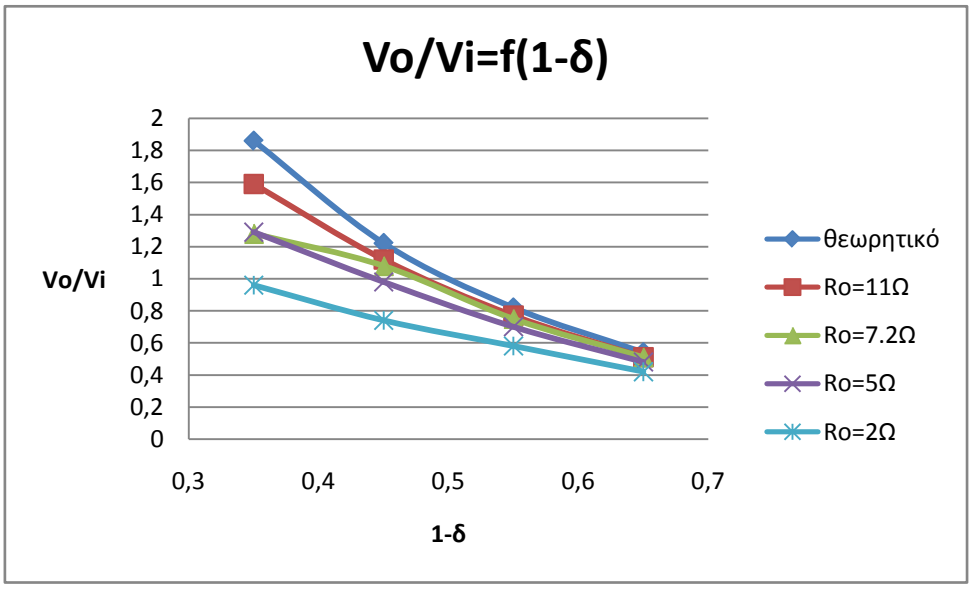
Vin=17.7 V	δ=0.35					δ=0.45					δ=0.55					δ=0.65				
ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ	Vo	Io	Iin	Po	Pi	Vo	Io	Iin	Po	Pi	Vo	Io	Iin	Po	Pi	Vo	Io	Iin	Po	Pi
Ro=11Ω	9.04	0.87	0.5	7,86	8,85	13.54	1.28	1.1	17,33	19,47	19.8	1.86	2.3	36,83	40,71	28.21	2.65	4.9	74,76	86,73
Ro=7.2Ω	8.95	1.15	0.8	10,29	14,16	13.26	1.82	1.6	24,13	28,32	19.11	2.73	3.5	52,17	61,95	22.64	3.32	6.3	75,17	111,51
Ro=5Ω	8.5	1.61	1	14,24	17,7	12.41	2.43	2.1	30,16	37,17	17.4	3.57	4.4	62,12	77,88	22.82	4.72	8.7	107,7	153,99
Ro=2Ω	7.43	3.86	2.1	28,68	37,17	10.26	5.42	4.4	55,61	77,88	13.15	7.06	8.5	92,84	150,45	17!	8,7!	17!	147,9	300,9

Με βάση τις παραπάνω μετρήσεις και τις αντίστοιχες θεωρητικές τιμές, κατασκευάσαμε τα παρακάτω διαγράμματα των Σχ.6.13 εώς Σχ.6.15.

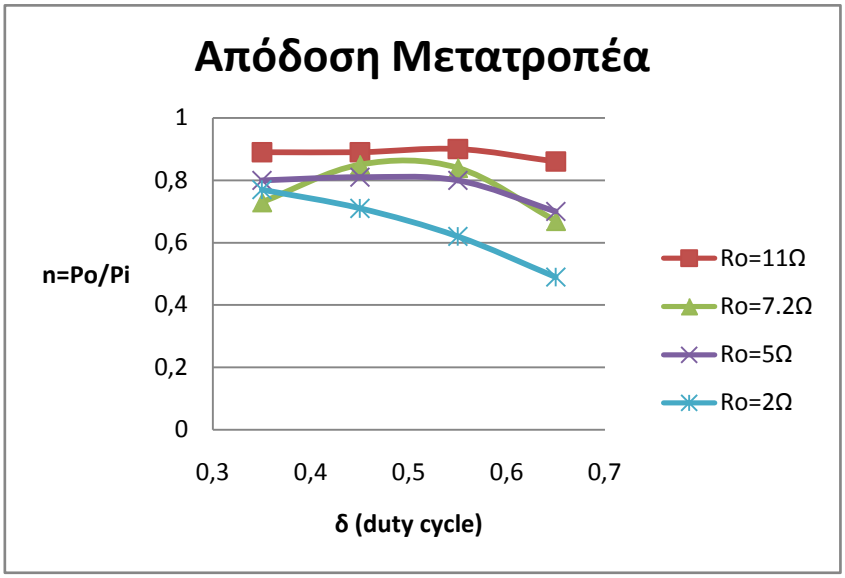


Σχ.6.13 Ο λόγος τάσης εξόδου προς τάση εισόδου ως προς το δ.

Παρατηρούμε, ότι όσο πιο μικρή είναι η αντίσταση, τόσο πιο πολύ αποκλίνουν οι τιμές από τις αντίστοιχες θεωρητικές. Για δ>0.5 πρέπει Vo/Vi>1, παρόλα αυτά, δεν βλέπουμε κάτι τέτοιο για μικρές τιμές R_o, καθώς τότε περνάει μεγαλύτερο ρεύμα και έχουμε περισσότερες απώλειες.



Σχ.6.14 Ο λόγος τάσης εξόδου προς τάση εισόδου ως προς 1-δ.



Σχ.6.15 Η απόδοση του μετατροπέα ως προς το δ, για διάφορα φορτία.

Και στο παραπάνω διάγραμμα βλέπουμε πως όσο αυξάνεται το δ και ειδικά για μικρές τιμές της αντίστασης εξόδου, η απόδοση του μετατροπέα μειώνεται.

6.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΟΠΤΙΚΕΣ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκε, προσομοιώθηκε και κατασκευάστηκε ένα ολοκληρωμένο φωτοβολταϊκό αντλητικό σύστημα. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στον μετατροπέα buck/boost που κατασκευάστηκε, καθώς και στον έλεγχο MPPT P&O, που υλοποιήθηκε.

Κατά την πειραματική διαδικασία ελέγχθηκε η ορθή λειτουργία του μετατροπέα, ο βαθμός απόδοσης του οποίου κρίνεται ικανοποιητικός (70-90%). Παρατηρήθηκε, ότι για μεγαλύτερο λόγο κατάτμησης και μικρότερο φορτίο έχουμε μεγάλες απώλειες. Φάνηκε ότι θα μπορούσε να γίνει καλύτερη επιλογή ψυκτικών, για τη μείωση των απωλειών και την αποφυγή της υπερθέρμανσης των στοιχείων ισχύος.

Στον έλεγχο προσέχθηκε να υπάρχει πάντα μια μικρή διαταραχή του δ, έτσι ώστε το σύστημα να μην οδηγείται σε στασιμότητα σε λάθος σημείο. Επίσης, δόθηκε προσοχή στην κατάλληλη επιλογή χρόνου δειγματοληψίας και βήματος μεταβολής του duty cycle. Η δειγματοληψία σε διαστήματα στα οποία δεν έχει προλάβει να ηρεμήσει το σύστημα από την προηγούμενη μεταβολή, πιθανώς να οδηγήσει σε λανθασμένη κατεύθυνση τον αλγόριθμο. Το ίδιο ισχύει και για πολύ μικρό βήμα μεταβολής του δ, όπου η μεταβολή της ισχύος μπορεί να γίνει συγκρίσιμη με τον ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο.

Συμπεραίνοντας, μπορούμε να πούμε πως ο έλεγχος λειτούργησε αρκετά ικανοποιητικά και γρήγορα, χωρίς να εγκλωβίζεται σε τοπικά μέγιστα. Η ταχύτητα σύγκλισης και η ακρίβειά του είναι εξαιρετικές. Το πραγματικό φωτοβολταϊκό σπάνια δίνει τη μέγιστη ισχύ του, παρόλα αυτά ο κινητήρας φτάνει πολύ ικανοποιητικές στροφές και η αντλία έχει αρκετά μεγάλη παροχή νερού, συγκρινόμενη με το μέγεθός της.

Μελλοντικά, θα είχε πειραματικό ενδιαφέρον να μπει σε σειρά με τον 1ο μετατροπέα, ένας 2ος μετατροπέας buck/boost, στον οποίο θα γίνεται PWM έλεγχος για την ρύθμιση της τάσης εξόδου. Επίσης, θα μπορούσε να τροποποιηθεί ο μετατροπέας έτσι ώστε να περιλαμβάνει και μετρητικό για την τάση εξόδου, με σκοπό να γίνει PI έλεγχος. Ακόμη, θα μπορούσε να αντικατασταθεί ο buck/boost από έναν Cuk μετατροπέα**,** ώστε να κάνουμε σύγκριση των επιδόσεών τους. Επιπλέον, θα μπορούσε να γίνει μελέτη των μεταβατικών καταστάσεων και να εισαχθούν οι απώλειες στην μοντελοποίηση, με σκοπό να κατασκευαστούν κυκλώματα snubbers για την αποφυγή των υπερτάσεων κλπ. Τέλος, θα ήταν ενδιαφέρον, μιας και η εργασία αυτή έχει σκοπό να εισαχθεί ως εργαστηριακή άσκηση, να υλοποιηθεί ένα interface στο Labview, για την καλύτερη απεικόνιση των αποτελεσμάτων.

Βιβλιογραφία

[1] Ζαχαρία Θωμά «*Ήπιες Μορφές Ενέργειας Ι*», Πάτρα, Πανεπιστήμιο Πατρών - Τμήμα Εκτυπώσεων Τυπογραφείου, 2009.

[2] http://www.nature.com/nature/journal/v486/n7401/fig_tab/nature11157_F2.html

[3] http://commons.wikimedia.org/wiki/File:US_Proven_Oil_Reserves_1900_to_2005.png

[4] https://climatechangegr.wordpress.com/category/Αναλύσεις

[5] Dr. A. Moussi, A. Saadi, A. Betka, G.M. Asher "*Photovoltaic Pumping Systems Technologies Trends*", in Larhyss Journal, 2003, pp.127-150.

[6] http://www.self.org/SELF_White_Paper_-_Solar_vs_Diesel.pdf - "*A cost and reliability comparison between solar and diesel powered pumps*", SELF, 2008.

[7] D. Rekioua, E. Matagne "*Photovoltaic Pumping Systems*", Ch.6 of "Optimization of Photovoltaic Power Systems", pp.181-221.

[8] Mohammad A.S. Masoum, Houman Dehbonei, Ewald F. Fuchs "*Theoretical and Experimental Analysis of Photovoltaic Systems with Voltage- and Current-Based Maximum Power-Point Tracking*", in IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.17, 2002, pp.514-522.

[9] P. Kaunmuang, K. Kirtikara, R.Songprakorb, S. Thepa, T. Suwannakum "*Assessment of Photovoltaic Pumping Systems in Thailand –one decade experience*", in Solar Energy Materials and Solar Cells, 2001, pp.529-534.

[10] Hans Bloos, Markus Genther, Detlev Heinemann, Andreas Janssen, Rejane Moraes "*Photovoltaic Pumping Systems A Comparison of Two Concepts*", in EuroSun 96, pp.583-588.

[11] "*Solar Photovoltaic Water Pumping Systems*", available: http://mnre.gov.in/file-manager/UserFiles/technical_specification_WPS_JNNSM.pdf.

[12] P. Andrada, J.Castro "*Solar photovoltaic water pumping system using a new linear actuator*", in GAECE.

[13] M.Abu-Aigah "*Design of Photovoltaic Water Pumping System and Compare it with Diesel Power Pump*", in JUMIE, Vol.5, 2011, pp.273-280.

[14] R. Eyras, O. Perpinan, J. Hungria, I. Rai "*PV Pumping Systems: Cases of Study*", Spain, available: www.researchgate.net.

[15] Teresa D. Morales, John Busch "*Design of Small PV Solar-Powered Water Pump Systems*", in NRCS, 2010, Techical Note No.28.

[16] S.Van Haute, St. Hennenberger, K. Hameyer, R. Belmans, L.De. Gheselle, W. Coppye, J.Nijs "*Effiecient photovoltaic pumping system using a permanent magnet synchronous motor drive*", Belgium, available: www.researchgate.net.

[17] Akihiro Oi "*Design and Simulation of Photovoltaic Water Pumping System*", thesis.

[18] A. Saadi, A. Moussi "*Optimization of buck-boost converter by MPPT Techique with a variable Reference Voltage applied to Photovoltaic Water Pumping System under variable weather conditions*", in Asian Journal of Information Technology 6, 2007, pp.222-229.

[19] R. Illanes, A.De. Fransisco, J.L.Torres, M.De.Blas, J. Appelbaum "*Comparative Study by Simulation of Photovoltaic Pumping Systems with Stationary and Polar tracking arrays*", in Prog.Photovolt., 2003, pp.453-465.

[20] Br. Khiari, A.Sellami, R. Andoulsi "*MPPT Control of Photovoltaic pumping system based on discrete Sliding mode*", in IREC, 2010, pp.66-72.

[21] J. Ghafouri, F. and A. Khayatzadeh "*Dynamic Modeling of Variable Speed Centrifugal Pump Utilizing Matlab/Simulink*", in International Journal of Science and Engineering Investigations, Vol.1, 2012, issue 5.

[22] P. Badari, B.R. Sanjeeva, P. Motepalli, S. Dubey "*Design and Simulation of Solar DC Pump in Simulink*", available: http://ieeexplore.ieee.org.

[23] M. Elgendy, B. Zahawi, D.Atkinson "*Assessment of Perturb and Observe MPPT Algorithm Implementation Techniques for PV Pumping Applications*", in IEE Transactions on Sustainable Energy, Vol.3, 2012, No.1, pp.21-33.

[24] Ahmad Al-Diab, Constantinos Sourkounis "*Variable Step Size P&O MPPT Algorithm for PV Systems*", in 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 2010, pp.1097-1102.

[25] Ζαχαρία Θωμά «*Ήπιες Μορφές Ενέργειας ΙΙ*», Πάτρα, Πανεπιστήμιο Πατρών - Τμήμα Εκτυπώσεων Τυπογραφείου, 2010.

[26]http://el.wikipedia.org/wiki/%CE%A0%CF%85%CF%81%CE%AF%CF%84%CE%B9%CE%BF

[27] http://solarwiki.ucdavis.edu/The_Science_of_Solar/Solar_Basics/C._Semiconductors_and_Solar_Interactions/II._Conduction_in_Semiconductors/2._Impurities_in_Semiconductor

[28] http://physics.teiath.gr/physics/opto_lab/pdf%20files/semiconductors.pdf

[29] http://en.wikipedia.org/wiki/P%E2%80%93n_junction

[30] Α. Φραγκιουδάκη «*Οικιακό φωτοβολταϊκό σύστημα συνδεδεμένο στο δίκτυο*», Διπλωματική Εργασία, Πάτρα – ΗΜΤΥ, 2011.

[31] http://en.wikipedia.org/wiki/Theory_of_solar_cells

[32] http://www.alternative-energy-tutorials.com/energy-articles/solar-cell-i-v-characteristic.html

[33] http://www.amsolar.com/home/amr/page_164

[34] http://www.dimoprasion.gr/?p=1671

[35] Εμμανουήλ Τατάκη «*Σημειώσεις Μαθήματος Ηλεκτρονικών Ισχύος ΙΙ*».

[36] Εμμανουήλ Τατάκη «*Ηλεκτρονικά Στοιχεία Ισχύος και Βιομηχανικές Εφαρμογές*», 6η εκδ. 2003.

[37] Β. Τσιμάρας «*Μελέτη και κατασκευή αυτόνομου φ/β συστήματος χαμηλής ισχύος – Λειτουργία στο σημείο μέγιστης αποδιδόμενης ισχύος*», Διπλωματική Εργασία, Πάτρα - ΗΜΤΥ, 2014.

[38] Χρ. Κοσμάς «*Μελέτη καθορισμού των βέλτιστων σημείων λειτουργίας φωτοβολταϊκών συστημάτων*», Διπλωματική Εργασία, Πάτρα - ΗΜΤΥ, 2010.

[39] Π. Χατζηδάκης «*Ανάλυση λειτουργίας θερμοηλεκτρικών στοιχείων – Απομάστευση μέγιστης ισχύος*», Διπλωματική Εργασία, Πάτρα – ΗΜΤΥ, 2012.

[40] Β. Ρενιέρης «*Σχεδίαση ανιχνευτή μέγιστης ισχύος φ/β συστοιχίας μέσω διακριτού μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελεγκτή ρεύματος για αποδοτική λειτουργία υπό ραγδαία μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες και μερική σκίαση*», Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ – ΗΜΜΥ, 2013.

[41] Ι. Γκαρτζώνης «*Διερεύνηση της λειτουργίας συστήματος διασύνδεσης ανεμογεννήτριας με το δίκτυο χαμηλής τάσης – Κατασκευή διάταξης ανύψωσης τάσης*», Διπλωματική Εργασία, Πάτρα – ΗΜΤΥ, 2013.

[42] Αθανάσιου Ν. Σαφάκα «*Ηλεκτρικές Μηχανές Α – Τόμος 1*», Πάτρα, Πανεπιστήμιο Πατρών - Τμήμα Εκτυπώσεων Τυπογραφείου, 2010.

[43] Stephen J. Chapman «*Ηλεκτρικές Μηχανές*», Εκδ. Τζιόλα, 4η εκδ, 2010.

[44] Δ. Παπαζαχαρία «*Σχεδίαση φωτοβολταϊκής εγκατάστασης για άντληση νερού*», Διπλωματική Εργασία, Πάτρα – ΗΜΤΥ, 2010.

[45] http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/magnetic/motdc.html

[46] http://www.electrical4u.com/permanent-magnet-dc-motor-or-pmdc-motor

[47] http://www.completepowerelectronics.com/permanent-magnet-dc-pmdc-motor/

[48]http://www.leeson.com/leeson/searchproduct.do?invoke=viewProductDetails&motorNo=970.601&productType=

[49] Γεώργιος Φελώνης «*Αντλία – Θεωρία και Εφαρμογές*», Εκδ. Παπασωτηρίου, 2009.

[50] http://www.slideshare.net/ekokiswantoslide/cat-promix-1c071a07c

[51] http://nasosy.pro/c/i/6737/nasos-ebara-cd-70-12-3/

[52] http://en.homeconstructor.de/information-about-the-tesla-turbine.html

[53] http://users.auth.gr/~prinosp/downloads/Kef_Pumps.pd

[54] K. Khouzam, K. Hoffman "*Real-Time Simulation of Photovoltaic Modules*", in Solar Energy, Vol.6, No 6, 1996, pp. 521-526.

[55] Αθανάσιου Ν. Σαφάκα «*Ηλεκτρικά Κινητήρια Συστήματα*», Πάτρα, Πανεπιστήμιο Πατρών - Τμήμα Εκτυπώσεων Τυπογραφείου, 2013.

[56] http://www.ti.com/product/lm358-n

[57] http://www.europowercomponents.com/media/uploads/lts6-np.pdf

[58]http://www.st.com/stebui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00101600.pdf

[59] http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NTSJ30U80CT-D.PDF

[60] http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70135C.pdf

[61] http://www.microchip.com/Developmenttools/ProductDetails.aspx?PartNO=PG164130

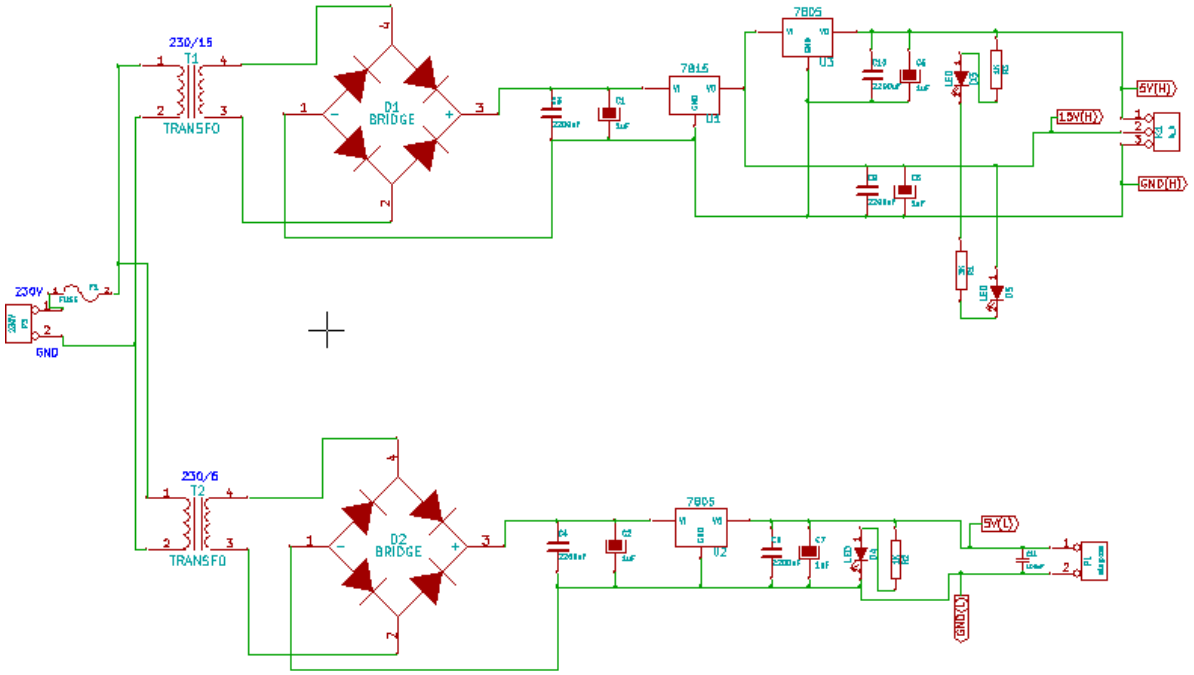
[62] Εμμανουήλ Τατάκη «*Σημειώσεις Εργαστηρίου Ηλεκτρονικών Ισχύος ΙΙ*», Πάτρα, 2011.

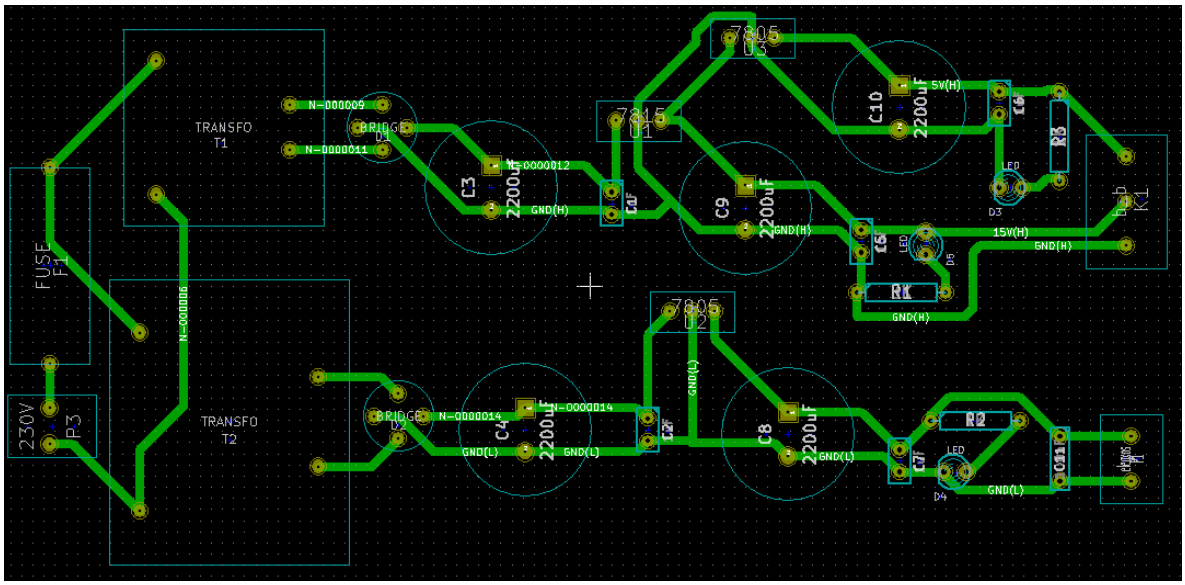
[63] http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.118.1818&rep=rep1&typepdf

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

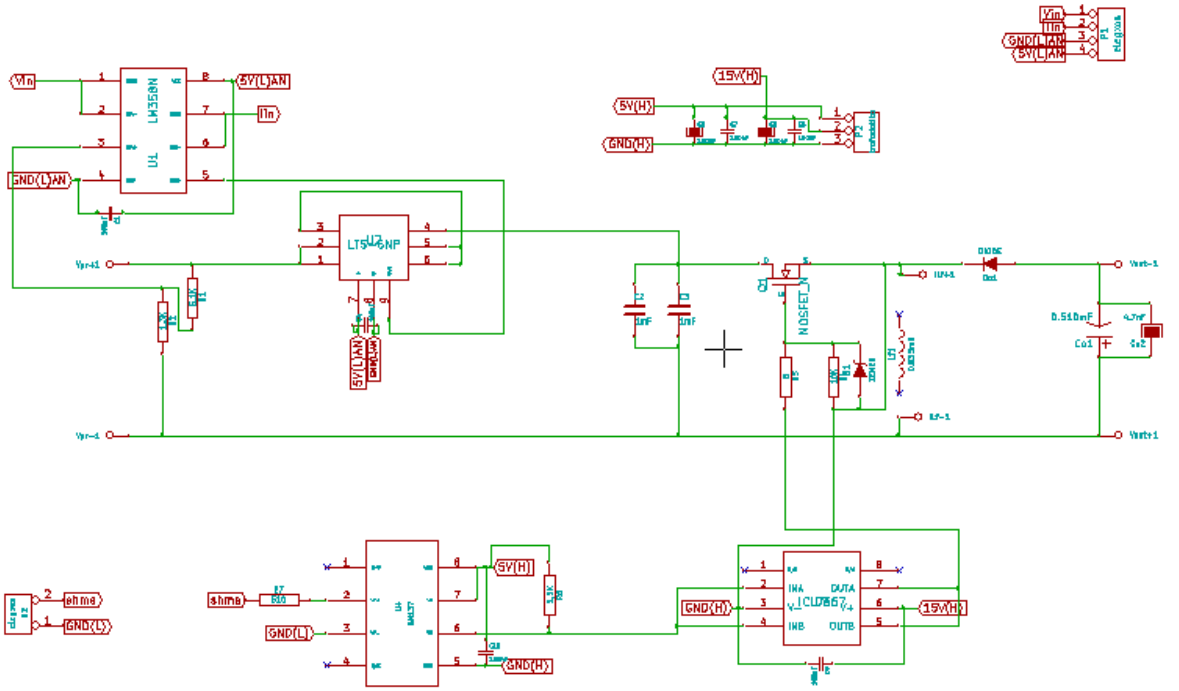
ΣΧΗΜΑΤΙΚΑ ΚΑΙ PCB KICAD

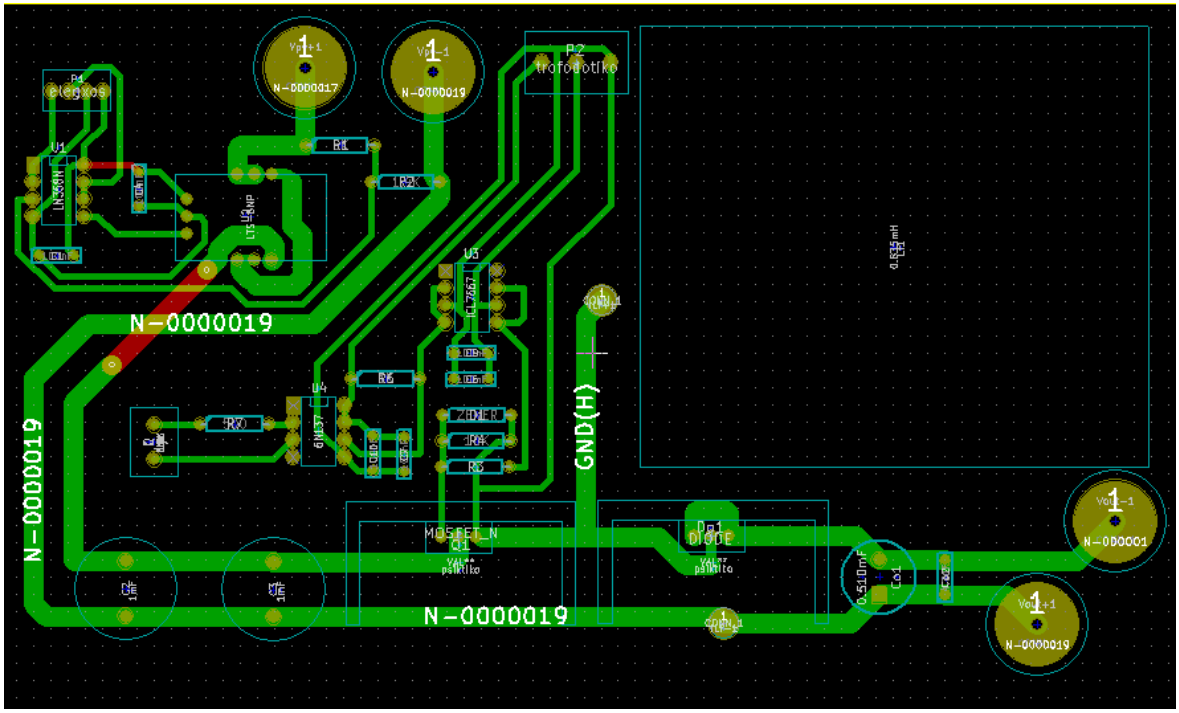
ΠΛΑΚΕΤΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ



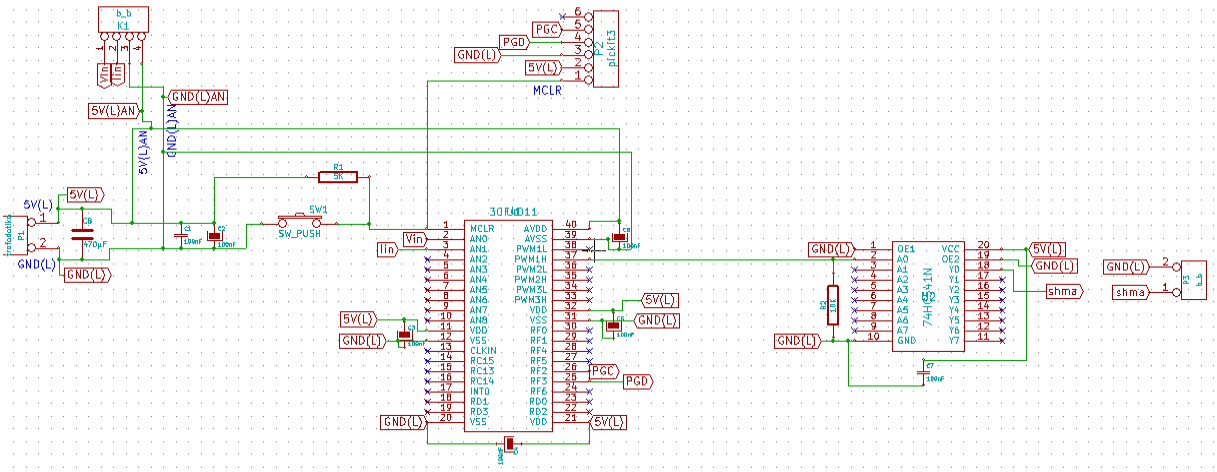


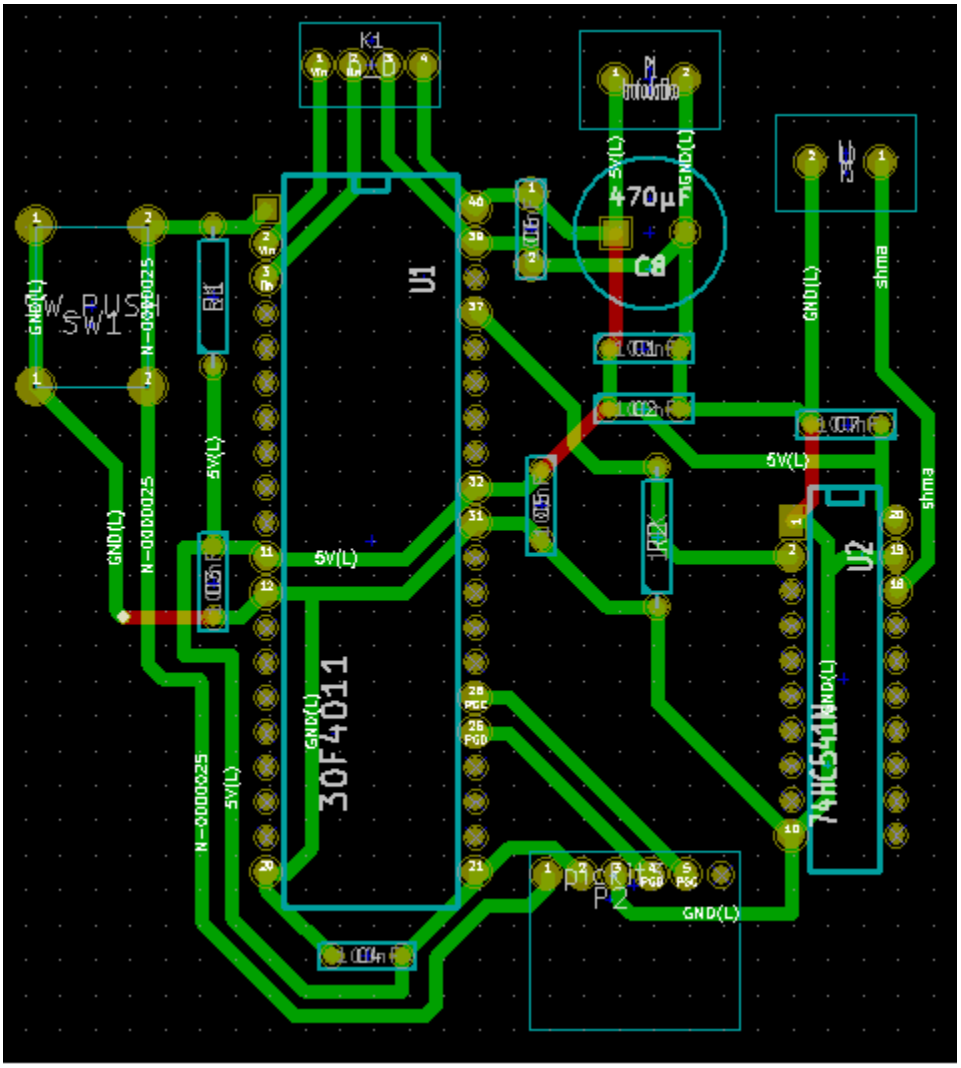
ΠΛΑΚΕΤΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΙΣΧΥΟΣ





ΠΛΑΚΕΤΑ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ





ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

ΚΩΔΙΚΑΣ Μ.Ρ.Ρ.Τ. ΣΤΟ MPLAB

```
//bibliothikes pou xrhsimopoiw----------------------------------------------------------------
#include "xc.h"
#include "p30f4011.h"
#define FCY 7370000 // kathorizw syxnothta eswterikou rologiou pou xreiazetai h entolh
                    //delay()
#include <libpic30.h> // gia to __delay_m/u s()


//configuration bits--------------------------------------------------------------------------
// FOSC
#pragma config FPR = FRC_PLL4          // Primary Oscillator Mode (FRC w/ PLL 4x)
#pragma config FOS = PRI               // Oscillator Source (Primary Oscillator)
#pragma config FCKSMEN = CSW_FSCM_OFF  // Clock Switching and Monitor (Sw
                                       //Disabled, Mon Disabled)

// FWDT
#pragma config FWPSB = WDTPSB_16       // WDT Prescaler B (1:16)
#pragma config FWPSA = WDTPSA_512      // WDT Prescaler A (1:512)
#pragma config WDT = WDT_OFF           // Watchdog Timer (Enabled)

// FBORPOR
#pragma config FPWRT = PWRT_64         // POR Timer Value (64ms)
#pragma config BODENV = BORV20         // Brown Out Voltage (Reserved)
#pragma config BOREN = PBOR_ON         // PBOR Enable (Enabled)
#pragma config LPOL = PWMxL_ACT_HI  // Low-side PWM Output Polarity (Active
                                    // High)
#pragma config HPOL = PWMxH_ACT_HI // High-side PWM Output Polarity (Active
                                    // High)
#pragma config PWMPIN = RST_IOPIN   // PWM Output Pin Reset (Control with
                                    // PORT/TRIS regs)
#pragma config MCLRE = MCLR_EN      // Master Clear Enable (Enabled)

// FGS
#pragma config GWRP = GWRP_OFF      // General Code Segment Write Protect
                                    // (Disabled)
#pragma config GCP = CODE_PROT_OFF  // General Segment Code Protection (Disabled)
```

```
// FICD
#pragma config ICS = ICS_PGD        // Comm Channel Select (Use PGC/EMUC and
                                    // GD/EMUD)

//dhlwsh synarthsewn--------------------------------------------------------------------
void ADC(void);
void InitPWM(void);

//dhlwsh metavlhtwn---------------------------------------------------------------------
double Dold, D, dP, V, I, Vold, Iold, Vr[10], Ir[10], sumV, sumI;
signed int a, i;
long Pold, Pnew;

//kyriws programma----------------------------------------------------------------------
int main(void) {

   //kalw  synarthseis-------------------------------------------------------------------
   ADC();
   InitPWM();

   //arxikopoihsh------------------------------------------------------------------------
   Dold=0.1; //dinw arxiko palmo
   PDC1=2*Dold*(PTPER+1); // PDC1=2*D*(146.4+1)=294.8*D

   __delay_ms(1000); //perimenw 1sec mexri na statheropoihthei o palmos

   for (i=0;i<10;i=i+1){ // arxikopoiw 2 pinakes
       Vr[i]=0;
        Ir[i]=0;
   }

   for (i=0;i<10;i=i+1){   // gemizw tous 2 pinakes me 10 times V, I
     ADCON1bits.SAMP=1; // xekina xeirokinhta h deigmatolhpsia
     __delay_us(50);              // gia 50usec
     ADCON1bits.SAMP=0; // teleiwnei xeirokinhta h deigmatolhpsia
     while(!ADCON1bits.DONE);  //teleiwse h metatroph ? (thelei 104usec)
     Vr[i]=ADCBUF1;
     Ir[i]=ADCBUF0-512;
   }
 // olo auto diarkei gia 10*(50u+12*32*0.136u+12*32*0.136u)=10*(50+52+52)u=1.54msec

   sumV=0;  // arxikopoiw ta athroismata
   sumI=0;
```

```
for (i=0;i<10;i=i+1){ //vgazw ta athroismata twn 2 pinakwn
   sumV=sumV+Vr[i];
   sumI=sumI+Ir[i];
}

Vold=(sumV/10); //vgazw meso oro Vold
Iold=(sumI/10);    // vgazw meso oro Iold
Pold=(Vold*Iold); // ypologizw thn palia isxy
a=1; // arxiko vhma metavolhs thetiko

//to programma pou trexei synexeia----------------------------------------------------
while(1){
   D=Dold+a*0.005; // dinw diataraxh me vhma metavolhs 0.005 kai katethinsh analoga to
                           //a
   if (D>0.9)              //saturation-oriothetish
     {D=0.9;}
   if (D<0.1)
     {D=0.1;}
   PDC1=2*D*(PTPER+1); // PDC1=2*D*(146.4+1)=294.8*D - dinw neo palmo me
                                 //diataraxh

   __delay_ms(100); //perimenw 100msec mexri na statheropoihthei o palmos

   for (i=0;i<10;i=i+1){
   Vr[i]=0;
   Ir[i]=0;
   }

   for (i=0;i<10;i=i+1){
     ADCON1bits.SAMP=1;
     __delay_us(50);
     ADCON1bits.SAMP=0;
     while(!ADCON1bits.DONE);
     Vr[i]=ADCBUF1;
     Ir[i]=ADCBUF0-512;
   }
   sumV=0;
   sumI=0;

   for (i=0;i<10;i=i+1){
      sumV=sumV+Vr[i];
      sumI=sumI+Ir[i];
   }
```

```
      V=(sumV/10);
       I=(sumI/10);
      Pnew=(V*I); // vriskw nea isxy

      //MPPT---------------------------------------------------------------------------
      dP=Pnew-Pold; //vgiskw metavolh isxyos
      if (dP>0)
        if (D>Dold)
          {a=1;}
        else
          {a=-1;}
      else
        if (D>Dold)
          {a=-1;}
        else
          {a=1;}

      Pold=Pnew;
      Dold=D;
   }
}

void InitPWM(void)
{
PWMCON1 = 0;
PWMCON2 = 0;
PTCON = 0x8000;
PWMCON1 = 0x0110;
PWMCON2 = 0x0004;
PTPER = 146;     //50kHz
}
void ADC(void)
{
ADCON1=0;
ADCSSL=0x0003;
ADCHS=0x0001;
ADPCFG=0x01FC;
ADCON3=0x003F;  //0000 0000 0011 1111, 32*Tcy=Tad, 0*Tad=Tsmp
ADCON2=0x0100;  // 0000 0001 0000 0000, AVdd/AVss, dont scan inputs, convert CH0,1,
                // interrupt after each s/c
ADCON1=0x80E8;  // 1000 0000 1110 1000, ADC on, integer, auto convert, simultaneous
                // sample,xeirokinhto sample
```

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ

ΤΕΧΝΙΚΑ ΦΥΛΛΑΔΙΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΩΝ – DATASHEET

ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

LM158/LM258/LM358/LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

Check for Samples: LM158-N, LM258-N, LM2904-N, LM358-N

FEATURES

- Available in 8-Bump DSBGA Chip-Sized Package, (See AN-1112 (SNVA009))
- Internally Frequency Compensated for Unity Gain
- Large DC Voltage Gain: 100 dB
- Wide Bandwidth (Unity Gain): 1 MHz (Temperature Compensated)
- Wide Power Supply Range:
  - Single Supply: 3V to 32V
  - Or Dual Supplies: ±1.5V to ±16V
- Very Low Supply Current Drain (500 μA)—Essentially Independent of Supply Voltage
- Low Input Offset Voltage: 2 mV
- Input Common-Mode Voltage Range Includes Ground
- Differential Input Voltage Range Equal to the Power Supply Voltage
- Large Output Voltage Swing

UNIQUE CHARACTERISTICS

- In the Llinear Mode the Input Common-Mode Voltage Range Includes Ground and the Output Voltage Can Also Swing to Ground, even though Operated from Only a Single Power Supply Voltage.
- The Unity Gain Cross Frequency is Temperature Compensated.
- The Input Bias Current is also Temperature Compensated.

ADVANTAGES

- Two Internally Compensated Op Amps
- Eliminates Need for Dual Supplies
- Allows Direct Sensing Near GND and V_{OUT} Also Goes to GND
- Compatible with All Forms of Logic
- Power Drain Suitable for Battery Operation

DESCRIPTION

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15V power supplies.

The LM358 and LM2904 are available in a chip sized package (8-Bump DSBGA) using TI's DSBGA package technology.

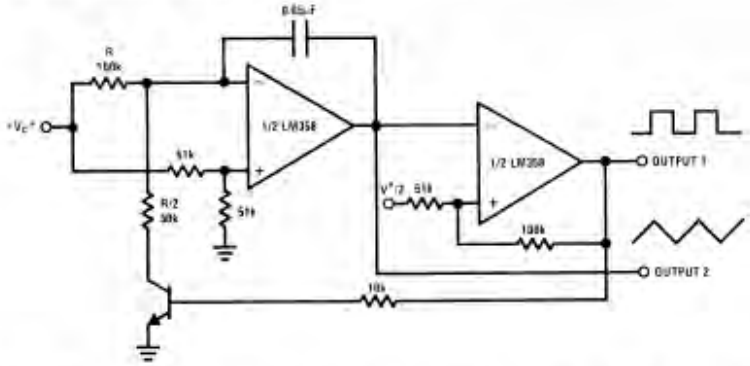
Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2000–2013, Texas Instruments Incorporated

Voltage Controlled Oscillator (VCO)



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

Copyright © 2000–2013, Texas Instruments Incorporated

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS(1)(2)

		LM158/LM258/LM358 LM158A/LM258A/LM358A	LM2904
Supply Voltage, V^+		32V	26V
Differential Input Voltage		32V	26V
Input Voltage		−0.3V to +32V	−0.3V to +26V
Power Dissipation(3)			
PDIP (P)		830 mW	830 mW
TO-99 (LMC)		550 mW	
SOIC (D)		530 mW	530 mW
DSBGA (YPB)		435mW	
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier)(4)	$V^+ \le 15V$ and $T_A = 25°C$	Continuous	Continuous
Input Current ($V_{IN} < -0.3V$)(5)		50 mA	50 mA
Operating Temperature Range			
LM358		0°C to +70°C	−40°C to +85°C
LM258		−25°C to +85°C	
LM158		−55°C to +125°C	
Storage Temperature Range		−65°C to +150°C	−65°C to +150°C
Lead Temperature, PDIP (P)			
(Soldering, 10 seconds)		260°C	260°C
Lead Temperature, TO-99 (LMC)			
(Soldering, 10 seconds)		300°C	300°C
Soldering Information			
PDIP Package (P)			
Soldering (10 seconds)		260°C	260°C
SOIC Package (D)			
Vapor Phase (60 seconds)		215°C	215°C
Infrared (15 seconds)		220°C	220°C
ESD Tolerance(6)		250V	250V

(1) Refer to RETS158AX for LM158A military specifications and to RETS158X for LM158 military specifications.
(2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the TI Sales Office/Distributors for availability and specifications.
(3) For operating at high temperatures, the LM358/LM358A, LM2904 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 120°C/W for PDIP, 182°C/W for TO-99, 189°C/W for SOIC package, and 230°C/W for DSBGA, which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM258/LM258A and LM158/LM158A can be derated based on a +150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of both amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.
(4) Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+. At values of supply voltage in excess of +15V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.
(5) This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than −0.3V (at 25°C).
(6) Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

Copyright © 2000–2013, Texas Instruments Incorporated

LEM

Current Transducer LTS 6-NP

I_{PN} = 6 At

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed, mixed with galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

16065

Electrical data

I_{PN}	Primary nominal current rms		6	At
I_{PM}	Primary current, measuring range		0 .. ± 19.2	At
I_P	Overload capability		250	At
V_{OUT}	Output voltage (Analog) @ I_P		$2.5 \pm (0.625 \cdot I_P/I_{PN})$	V
	$I_P = 0$		2.5 [1]	V
G	Sensitivity		104.16	mV/A
N_S	Number of secondary turns (± 0.1 %)		2000	
R_L	Load resistance		≥ 2	kΩ
R_{IM}	Internal measuring resistance (± 0.5 %)		208.33	Ω
TCR_{IM}	Temperature coefficient of R_{IM}		< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage (± 5 %)		5	V
I_C	Current consumption @ V_C = 5 V	Typ	$28+I_S$ [2] $+(V_{OUT}/R_L)$	mA

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN}, T_A = 25°C		± 0.2		%
	Accuracy with R_{IM} @ I_{PN}, T_A = 25°C		± 0.7		%
ε_L	Linearity error		< 0.1		%
			Typ	Max	
TCV_{OUT}	Temperature coefficient of V_{OUT} @ I_P= 0	- 10°C .. + 85°C	80	200	ppm/K
		- 40°C .. - 10°C		250	ppm/K
TCG	Temperature coefficient of G	- 40°C .. + 85°C		50 [3]	ppm/K
V_{OM}	Magnetic offset voltage @ I_P = 0,				
	after an overload of 3 x I_{PN}			± 0.5	mV
	5 x I_{PN}			± 2.0	mV
	10 x I_{PN}			± 2.0	mV
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}		< 100		ns
t_r	Response time to 90 % of I_{PN} step		< 400		ns
di/dt	di/dt accurately followed		> 15		A/µs
BW	Frequency bandwidth (0 .. - 0.5 dB)		DC .. 100		kHz
	(- 0.5.. 1 dB)		DC .. 200		kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 40 .. + 85	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 40.. + 100	°C
m	Mass	10	g
	Standards	EN 50178: 1997	
		IEC 60950-1: 2001	

Notes: [1] Absolute value @ T_A = 25°C, 2.475 < V_{OUT} < 2.525

[2] $I_S = I_P/N_S$

[3] Only due to TCR_{IM}.

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Compact design for PCB mounting
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range.

Advantages

- Very good linearity
- Very low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

100915/18 LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without prior notice. www.lem.com

LEM

Current Transducer LTS 6-NP

Isolation characteristics

V_d	Rms voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 min	3	kV
$\hat{V}_w$	Impulse withstand voltage 1.2/50 µs	> 8	kV
		Min	
V_e	Rms voltage for partial discharge extinction @ 10pC	> 1.5	kV
dCp	Creepage distance [1]	15.5	mm
dCl	Clearance distance [2]	6.35	mm
CTI	Comparative Tracking Index (group IIIa)	175	

Notes: [1] On housing
[2] On PCB with soldering pattern UTEC93-703.

Applications examples

According to EN 50178 and IEC 61010-1 standards and following conditions:

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

	EN 50178	IEC 61010-1
dCp, dCl, $\hat{V}_w$	Rated insulation voltage	Nominal voltage
Single insulation	600 V	600 V
Reinforced insulation	300 V	300 V

Safety



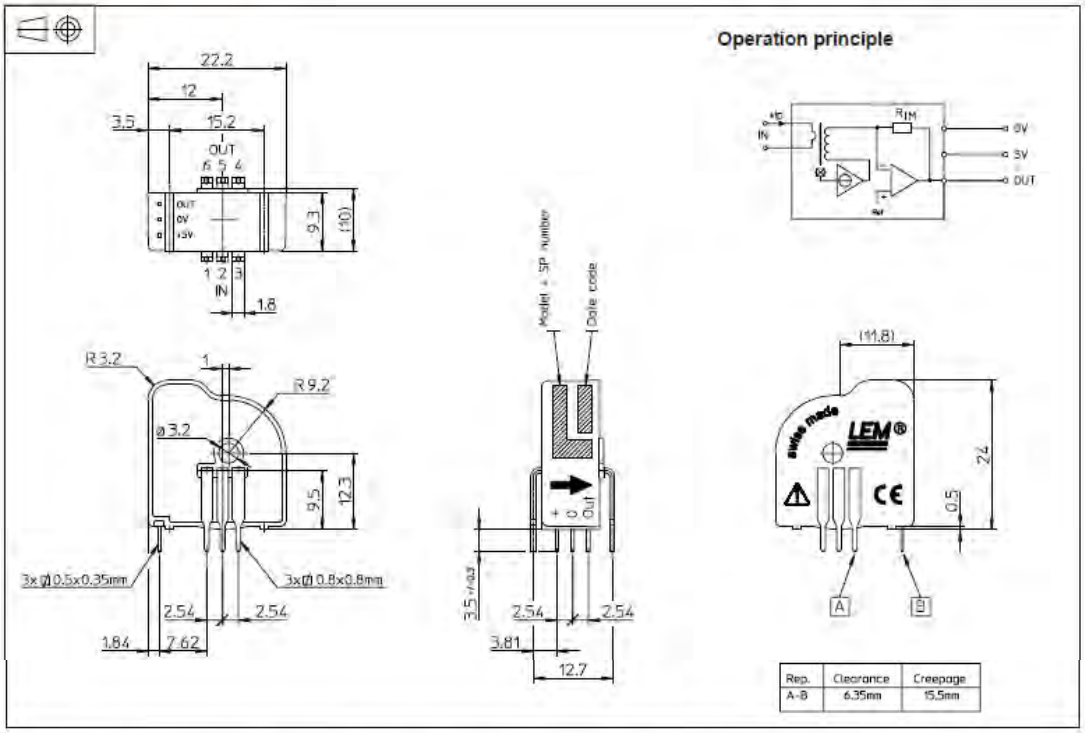
This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.

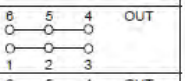
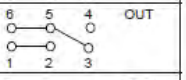
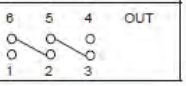


Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply).
Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.
This transducer is a build-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.
A protective housing or additional shield could be used.
Main supply must be able to be disconnected.

Dimensions LTS 6-NP (in mm.)



Number of primary turns	Primary nominal current rms I_{PN} [A]	Nominal output voltage V_{OUT} [V]	Primary resistance R_P [mΩ]	Primary insertion inductance L_P [µH]	Recommended connections
1	± 6	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	
2	± 3	2.5 ± 0.625	0.81	0.05	
3	± 2	2.5 ± 0.625	1.62	0.12	

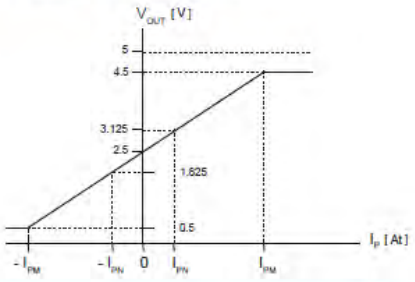
Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 6 pins 0.8 x 0.8 mm
  Recommended PCB hole 1.3 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins 0.5 x 0.35 mm
  Recommended PCB hole 0.8 mm
- Additional primary through-hole Ø 3.2 mm

Remarks

- V_{OUT} swings above 2.5 V when I_p flows from terminals 1, 2, 3 to terminals 6, 5, 4 (with the arrow).
- Temperature of the primary jumper should not exceed 100°C.

Output Voltage - Primary Current



LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without prior notice.

life.augmented

STD30N10F7, STF30N10F7

N-channel 100 V, 0.02 Ω typ., 32 A STripFET™ VII DeepGATE™ Power MOSFETs in DPAK and TO-220FP packages

Datasheet – production data

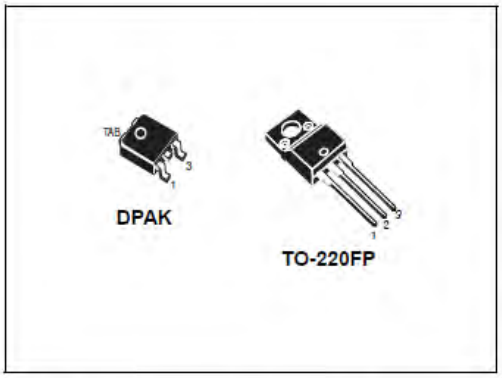
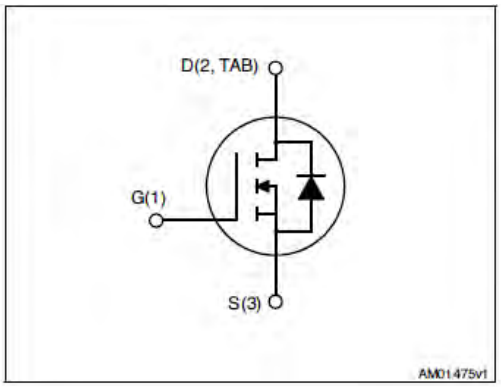


Figure 1. Internal schematic diagram



Features

Order codes	V_{DS}	$R_{DS(on)}$ max	I_D	P_{TOT}
STD30N10F7	100 V	0.024 Ω	32 A	50 W
STF30N10F7			24 A	25 W

- Ultra low on-resistance
- 100% avalanche tested

Applications

- Switching applications

Description

These devices utilize the 7th generation of design rules of ST's proprietary STripFET™ technology, with a new gate structure. The resulting Power MOSFET exhibits the lowest $R_{DS(on)}$ in all packages.

Table 1. Device summary

Order codes	Marking	Package	Packaging
STD30N10F7	30N10F7	DPAK	Tape and reel
STF30N10F7		TO-220FP	Tube

This is information on a product in full production. www.st.com

1 Electrical ratings

Table 2. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value		Unit
		DPAK	TO-220FP	
V_{DS}	Drain-source voltage	100		V
V_{GS}	Gate- source voltage	20		V
I_D	Drain current (continuous) at T_C = 25 °C	32 (1)	24	A
I_D	Drain current (continuous) at T_C = 100 °C	23 (1)	16	A
I_{DM} (2) (3)	Drain current (pulsed) T_C = 25 °C	132	96	A
P_{TOT}	Total dissipation at T_C = 25 °C	50	25	W
V_{ISO}	Insulation withstand voltage (RMS) from all three leads to external heat sink (t=1 s; TC=25 °C)		2500	V
T_J	Operating junction temperature	-55 to 175		°C
T_{stg}	Storage temperature			°C

1. This value is rated according to $R_{thj\text{-}c}$
2. This value is rated according to $R_{thj\text{-}pcb}$

Table 3. Thermal data

Symbol	Parameter	Value		Unit
		DPAK	TO-220FP	
$R_{thj\text{-}pcb}$ (1)	Thermal resistance junction-pcb max	50		°C/W
$R_{thj\text{-}case}$	Thermal resistance junction-case max	3	6	°C/W
$R_{thj\text{-}amb}$	Thermal resistance junction-ambient max		62.5	°C/W

1. When mounted on 1 inch² FR-4 board, 2 oz Cu

2 Electrical characteristics

(T_C = 25 °C unless otherwise specified)

Table 4. On /off states

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	V_{GS} = 0, I_D = 250 µA	100			V
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current	V_{GS} = 0, V_{DS} = 100 V			1	µA
		V_{GS} = 0, V_{DS} = 100 V, T_C=125 °C			100	µA
I_{GSS}	Gate-body leakage current	V_{DS} = 0, V_{GS} = +20 V			100	nA
$V_{GS(th)}$	Gate threshold voltage	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 µA	2.5		4.5	V
$R_{DS(on)}$	Static drain-source on- resistance	V_{GS} = 10 V, I_D = 16 A		0.02	0.024	Ω

Table 5. Dynamic

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
C_{iss}	Input capacitance	V_{DS} = 50 V, f = 1 MHz, V_{GS} = 0	-	1270	-	pF
C_{oss}	Output capacitance		-	290	-	pF
C_{rss}	Reverse transfer capacitance		-	24	-	pF
Q_g	Total gate charge	V_{DD} = 50 V, I_D = 32 A, V_{GS} = 10 V (see *Figure 16*)	-	19	-	nC
Q_{gs}	Gate-source charge		-	9	-	nC
Q_{gd}	Gate-drain charge		-	4.5	-	nC

Table 6. Switching times

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	V_{DD} = 50 V, I_D = 16 A, R_G = 4.7 Ω, V_{GS} = 10 V (see *Figure 15*)	-	12	-	ns
t_r	Rise time		-	17.5	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time		-	22	-	ns
t_f	Fall time		-	5.6	-	ns

NTSJ30U80CTG

Very Low Forward Voltage Trench-based Schottky Rectifier

Exceptionally Low V_F = 0.42 V at I_F = 5 A

Features

- Fine Lithography Trench−based Schottky Technology for Very Low Forward Voltage and Low Leakage
- Fast Switching with Exceptional Temperature Stability
- Low Power Loss and Lower Operating Temperature
- Higher Efficiency for Achieving Regulatory Compliance
- Low Thermal Resistance
- High Surge Capability
- Pb−Free and Halide−Free Packages are Available

Typical Applications

- Switching Power Supplies including Notebook / Netbook Adapters, ATX and Flat Panel Display
- High Frequency and DC−DC Converters
- Freewheeling and OR−ing diodes
- Reverse Battery Protection
- Instrumentation

Mechanical Characteristics

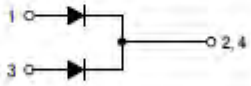
- Case: Epoxy, Molded
- Epoxy Meets Flammability Rating UL 94−0 @ 0.125 in
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Maximum for 10 sec

ON Semiconductor®

http://onsemi.com

VERY LOW FORWARD VOLTAGE, LOW LEAKAGE SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS 30 AMPERES, 80 VOLTS

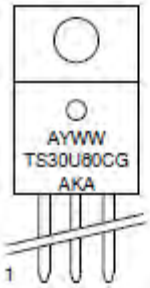
PIN CONNECTIONS





TO−220FB
CASE 221AH

MARKING DIAGRAMS



A	= Assembly Location
Y	= Year
WW	= Work Week
AKA	= Polarity Designator
G	= Pb−Free Package

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2011
November, 2011 − Rev. 0

Publication Order Number:
NTSJ30U80CT/D

NTSJ30U80CTG

MAXIMUM RATINGS

Rating		Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage		V_{RRM} V_{RWM} V_R	80	V
Average Rectified Forward Current (Rated V_R, T_C = 125°C)	Per device Per diode	$I_{F(AV)}$	 30 15	A
Peak Repetitive Forward Current (Rated V_R, Square Wave, 20 kHz, T_C = 120°C)	Per device Per diode	I_{FRM}	 60 30	A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)		I_{FSM}	160	A
Operating Junction Temperature		T_J	−40 to +150	°C
Storage Temperature		T_{stg}	−40 to +150	°C
Voltage Rate of Change (Rated V_R)		dv/dt	10,000	V/μs

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

THERMAL CHARACTERISTICS

Rating		Symbol	Value	Unit
Maximum Thermal Resistance (insertion mounted to 1 oz FR4 Board)	Junction−to−Case	$R_{\theta JC}$	4.0	°C/W
	Junction−to−Ambient	$R_{\theta JA}$	105	°C/W

1. Junction−to−Case, using large Heatsink attached to device.
2. Junction−to−Ambient, using with no Heatsink.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Per Leg unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 3) (I_F = 5 A, T_J = 25°C) (I_F = 7.5 A, T_J = 25°C) (I_F = 15 A, T_J = 25°C) (I_F = 5 A, T_J = 125°C) (I_F = 7.5 A, T_J = 125°C) (I_F = 15 A, T_J = 125°C)	v_F	 0.47 0.52 0.66 0.42 0.48 0.60	 − − 0.80 − − 0.65	V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 3) (Rated dc Voltage, T_J = 25°C) (Rated dc Voltage, T_J = 125°C)	I_R	 15 10	 200 35	 μA mA

3. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
NTSJ30U80CTG	TO−220FP (Pb−Free)	50 Units / Rail

NTSJ30U80CTG

TYPICAL CHARACTERISITICS

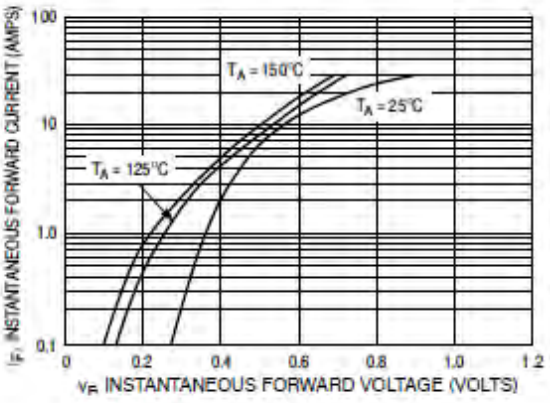


Figure 1. Typical Forward Voltage

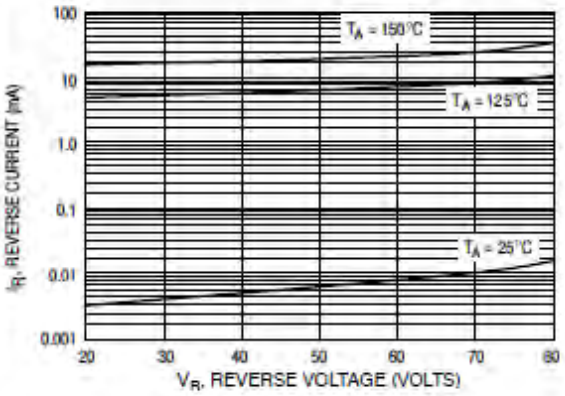


Figure 2. Typical Reverse Current

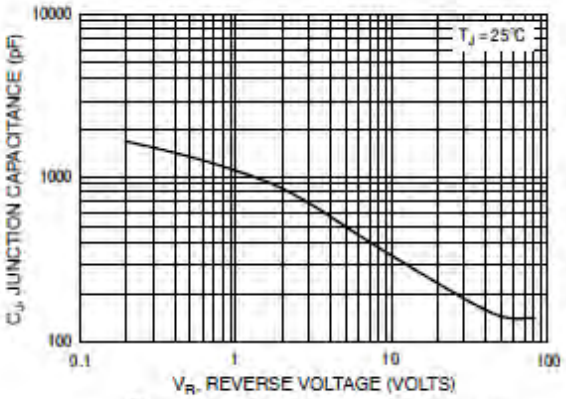


Figure 3. Typical Junction Capacitance

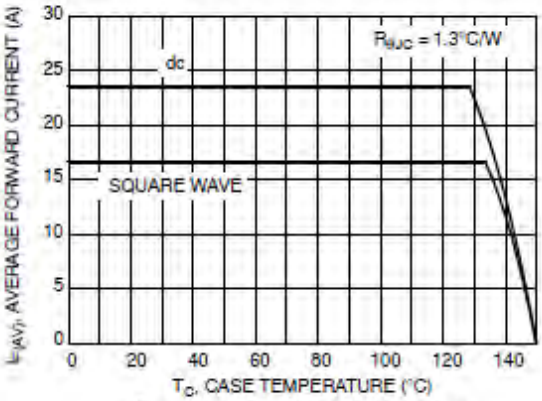


Figure 4. Current Derating per Leg

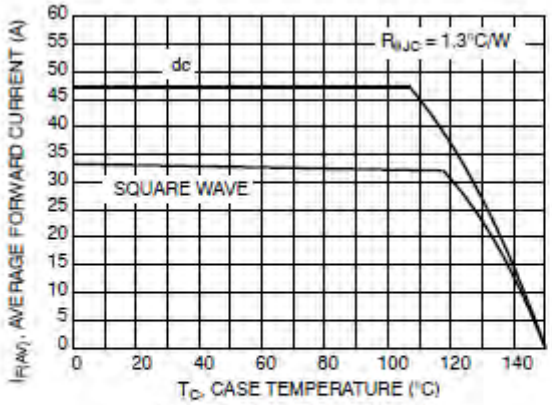


Figure 5. Current Derating, Case

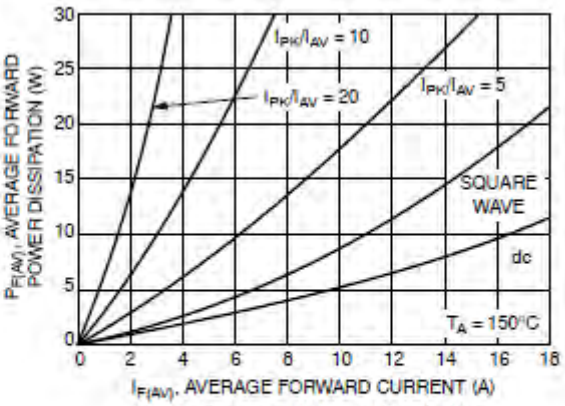


Figure 6. Forward Power Dissipation

EPCOS

E 65/32/27

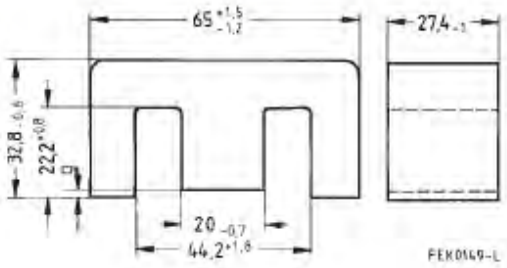
Core **B66387**

■ Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A$ = 0.27 mm^{-1}
l_e = 147 mm
A_e = 535 mm^2
A_{min} = 529 mm^2
V_e = 78650 mm^3

Approx. weight 394 g/set



Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	B_S* mT	P_V W/set	Ordering code
N27	7200 +30/–20%	1570	320	< 14.6 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66387G0000X127
N87	7900 +30/–20%	1700	320	< 6.7 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66387G0000X187

* H = 250 A/m; f = 10 kHz; T = 100 °C

Gapped

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87)
N27, N87	0.50 ±0.05	1214	265	B66387G0500X1**
	1.00 ±0.05	716	156	B66387G1000X1**
	1.50 ±0.05	526	115	B66387G1500X1**

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension g = 0) and one gapped core (dimension g > 0).

Calculation factors (for formulas, see *"E cores: general information"*, page 402)

Material	Relationship between air gap – A_L value		Calculation of saturation current			
	K1 (25 °C)	K2 (25 °C)	K3 (25 °C)	K4 (25 °C)	K3 (100 °C)	K4 (100 °C)
N27	716	–0.762	1231	–0.847	1154	–0.865
N87	716	–0.762	1168	–0.796	1131	–0.873

Validity range: K1, K2: 0.20 mm < s < 5.00 mm
K3, K4: 230 nH < A_L < 2290 nH

EPCOS

E 65/32/27

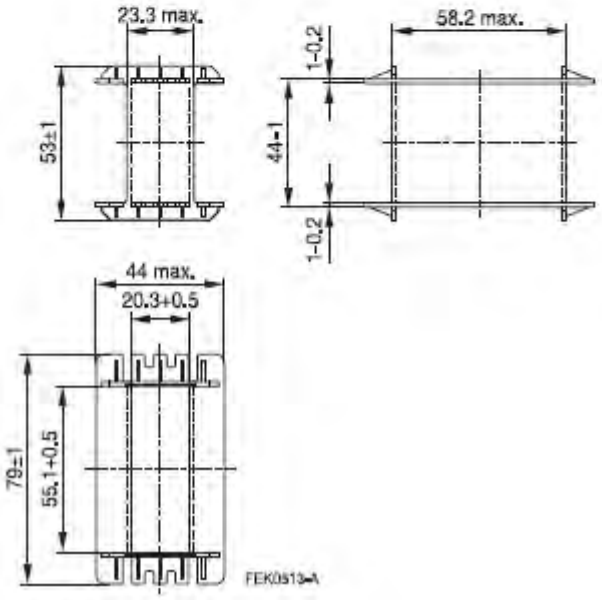
Accessories **B66388**

Coil former

Material: Polyphenylene suplhide (UL 94 V-0, insulation class to IEC 60085: F ≙ max. operating temperature 155 °C), color code natur Ryton R-4, [E54700 (M)], CHEVRON PHILLIPS CHEMICAL CO L P

Winding: see *"Processing notes"*, page 178

Sections	A_N mm²	l_N mm	A_R value μΩ	Pins	Ordering code
1	435	246	19.5	–	B66388A2000T001



MICROCHIP

dsPIC30F4011/4012

dsPIC30F4011/4012 Enhanced Flash 16-bit Digital Signal Controller

Note: This data sheet summarizes features of this group of dsPIC30F devices and is not intended to be a complete reference source. For more information on the CPU, peripherals, register descriptions and general device functionality, refer to the *dsPIC30F Family Reference Manual* (DS70046). For more information on the device instruction set and programming, refer to the *dsPIC30F Programmer's Reference Manual* (DS70030).

High Performance Modified RISC CPU:

- Modified Harvard architecture
- C compiler optimized instruction set architecture with flexible addressing modes
- 84 base instructions
- 24-bit wide instructions, 16-bit wide data path
- 48 Kbytes on-chip Flash program space (16K Instruction words)
- 2 Kbytes of on-chip data RAM
- 1 Kbytes of non-volatile data EEPROM
- Up to 30 MIPs operation:
  - DC to 40 MHz external clock input
  - 4 MHz-10 MHz oscillator input with PLL active (4x, 8x, 16x)
- 30 interrupt sources
  - 3 external interrupt sources
  - 8 user selectable priority levels for each interrupt source
  - 4 processor trap sources
- 16 x 16-bit working register array

DSP Engine Features:

- Dual data fetch
- Accumulator write back for DSP operations
- Modulo and Bit-Reversed Addressing modes
- Two, 40-bit wide accumulators with optional saturation logic
- 17-bit x 17-bit single cycle hardware fractional/ integer multiplier
- All DSP instructions single cycle
- ± 16-bit single cycle shift

Peripheral Features:

- High current sink/source I/O pins: 25 mA/25 mA
- Timer module with programmable prescaler:
  - Five 16-bit timers/counters; optionally pair 16-bit timers into 32-bit timer modules
- 16-bit Capture input functions
- 16-bit Compare/PWM output functions
- 3-wire SPI™ modules (supports 4 Frame modes)
- I^2C™ module supports Multi-Master/Slave mode and 7-bit/10-bit addressing
- 2 UART modules with FIFO Buffers
- 1 CAN modules, 2.0B compliant

Motor Control PWM Module Features:

- 6 PWM output channels
  - Complementary or Independent Output modes
  - Edge and Center Aligned modes
- 3 duty cycle generators
- Dedicated time base
- Programmable output polarity
- Dead-time control for Complementary mode
- Manual output control
- Trigger for A/D conversions

Quadrature Encoder Interface Module Features:

- Phase A, Phase B and Index Pulse input
- 16-bit up/down position counter
- Count direction status
- Position Measurement (x2 and x4) mode
- Programmable digital noise filters on inputs
- Alternate 16-bit Timer/Counter mode
- Interrupt on position counter rollover/underflow

© 2005 Microchip Technology Inc.

dsPIC30F4011/4012

Analog Features:

- 10-bit Analog-to-Digital Converter (A/D) with 4 S/H Inputs:
  - 500 Ksps conversion rate
  - 9 input channels
  - Conversion available during Sleep and Idle
- Programmable Brown-out Detection and Reset generation

Special Microcontroller Features:

- Enhanced Flash program memory:
  - 10,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 100K (typical)
- Data EEPROM memory:
  - 100,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 1M (typical)
- Self-reprogrammable under software control
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Flexible Watchdog Timer (WDT) with on-chip low power RC oscillator for reliable operation
- Fail-Safe clock monitor operation detects clock failure and switches to on-chip low power RC oscillator
- Programmable code protection
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™)
- Selectable Power Management modes
  - Sleep, Idle and Alternate Clock modes

CMOS Technology:

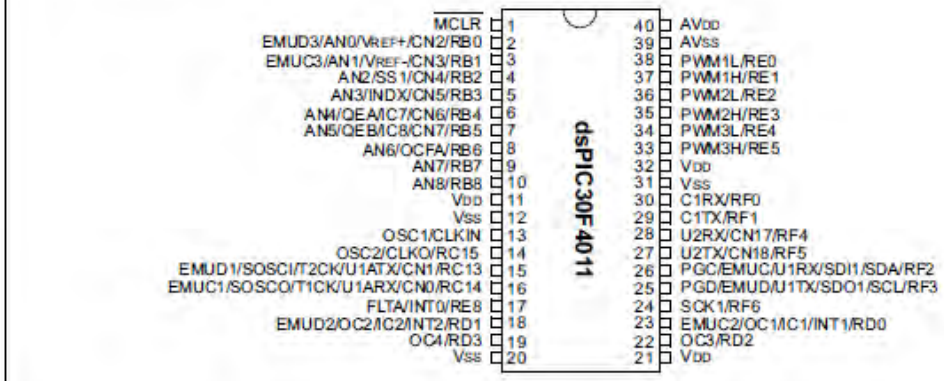
- Low power, high speed Flash technology
- Wide operating voltage range (2.5V to 5.5V)
- Industrial and Extended temperature ranges
- Low power consumption

dsPIC30F Motor Control and Power Conversion Family*

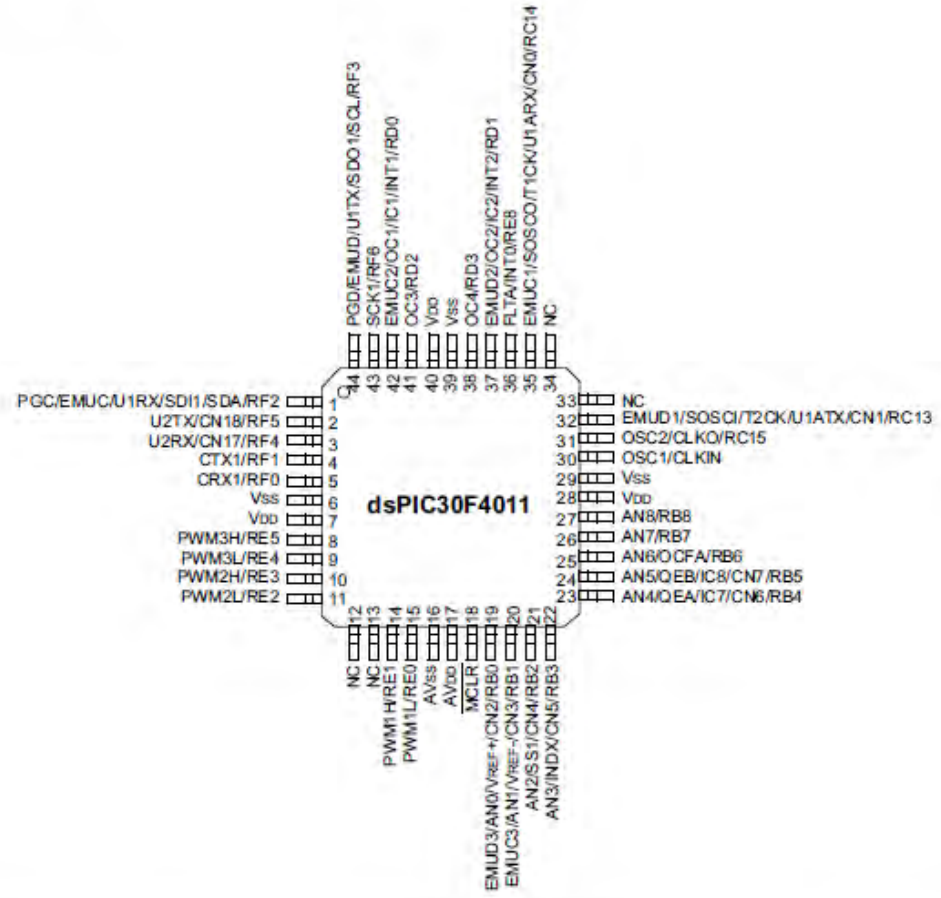
Device	Pins	Program Mem. Bytes/ Instructions	SRAM Bytes	EEPROM Bytes	Timer 16-bit	Input Cap	Output Comp/Std PWM	Moto Control PWM	A/D 10-bit 500 Ksps	Quad Enc	UART	SPI™	I²C™	CAN
dsPIC30F2010	28	12K/4K	512	1024	3	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F3010	28	24K/8K	1024	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F4012	28	48K/16K	2048	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	1
dsPIC30F3011	40/44	24K/8K	1024	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	-
dsPIC30F4011	40/44	48K/16K	2048	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	1
dsPIC30F5015	64	66K/22K	2048	1024	5	4	4	8 ch	16 ch	Yes	1	2	1	1
dsPIC30F6010	80	144K/48K	8192	4096	5	8	8	8 ch	16 ch	Yes	2	2	1	2

Pin Diagrams

40-Pin PDIP



44-Pin TQFP



74HC541; 74HTC541

Octal buffer/line driver; 3-state

Rev. 3 — 15 April 2014 Product data sheet

1. General description

The 74HC541; 74HCT541 is an octal non-inverting buffer/line driver with 3-state outputs. The device features two output enables ($\overline{OE1}$ and $\overline{OE2}$). A HIGH on $\overline{OEn}$ causes the outputs to assume a high-impedance OFF-state. Inputs include clamp diodes that enable the use of current limiting resistors to interface inputs to voltages in excess of V_{CC}.

2. Features and benefits

- Non-Inverting outputs
- Complies with JEDEC standard no. 7A
- Input levels:
  - For 74HC541: CMOS level
  - For 74HCT541: TTL level
- ESD protection:
  - HBM JESD22-A114F exceeds 2000 V
  - MM JESD22-A115-A exceeds 200 V
- Multiple package options
- Specified from –40 °C to +85 °C and from –40 °C to +125 °C

3. Ordering information

Table 1. Ordering information

Type number	Package			
	Temperature range	Name	Description	Version
74HC541N	–40 °C to +125 °C	DIP20	plastic dual in-line package; 20 leads (300 mil)	SOT146-1
74HCT541N				
74HC541D	–40 °C to +125 °C	SO20	plastic small outline package; 20 leads; body width 7.5 mm	SOT163-1
74HCT541D				
74HC541DB	–40 °C to +125 °C	SSOP20	plastic shrink small outline package; 20 leads; body width 5.3 mm	SOT339-1
74HCT541DB				
74HC541PW	–40 °C to +125 °C	TSSOP20	plastic thin shrink small outline package; 20 leads; body width 4.4 mm	SOT360-1
74HCT541PW				

4. Functional diagram

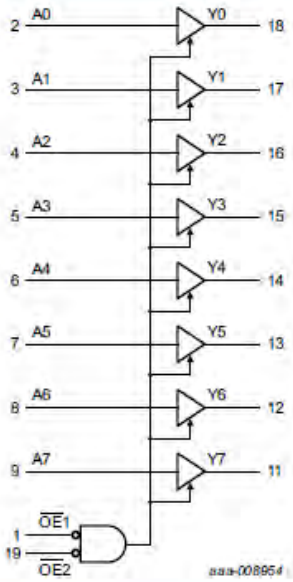


Fig 1. Logic symbol

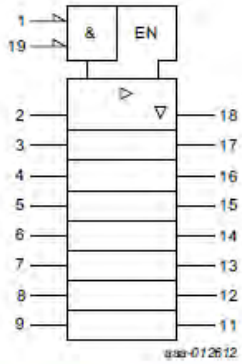


Fig 2. IEC logic symbol

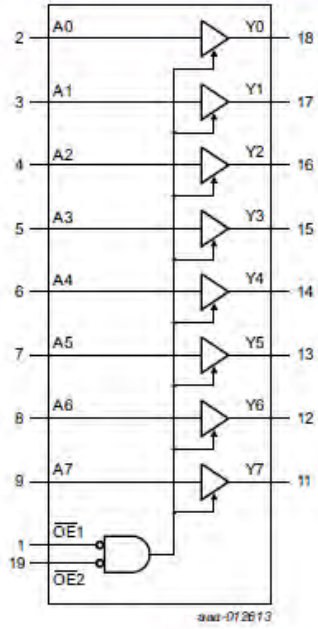


Fig 3. Functional diagram

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

January 2011

Single-Channel: 6N137, HCPL2601, HCPL2611 Dual-Channel: HCPL2630, HCPL2631 High Speed 10MBit/s Logic Gate Optocouplers

Features

- Very high speed – 10 MBit/s
- Superior CMR – 10 kV/µs
- Double working voltage-480V
- Fan-out of 8 over -40°C to +85°C
- Logic gate output
- Strobable output
- Wired OR-open collector
- U.L. recognized (File # E90700)

Applications

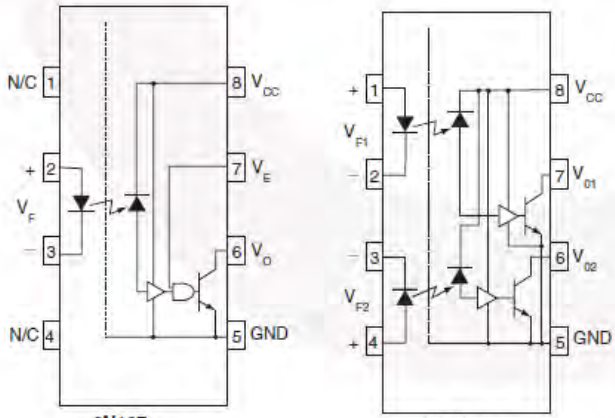
- Ground loop elimination
- LSTTL to TTL, LSTTL or 5-volt CMOS
- Line receiver, data transmission
- Data multiplexing
- Switching power supplies
- Pulse transformer replacement
- Computer-peripheral interface

Description

The 6N137, HCPL2601, HCPL2611 single-channel and HCPL2630, HCPL2631 dual-channel optocouplers consist of a 850 nm AlGaAS LED, optically coupled to a very high speed integrated photo-detector logic gate with a strobable output. This output features an open collector, thereby permitting wired OR outputs. The coupled parameters are guaranteed over the temperature range of -40°C to +85°C. A maximum input signal of 5mA will provide a minimum output sink current of 13mA (fan out of 8).

An internal noise shield provides superior common mode rejection of typically 10kV/µs. The HCPL2601 and HCPL2631 has a minimum CMR of 5kV/µs. The HCPL2611 has a minimum CMR of 10kV/µs.

Schematics

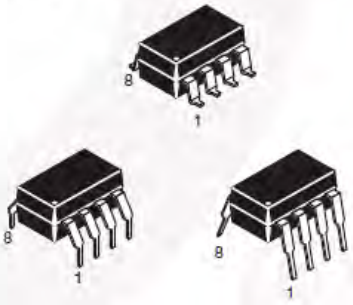


6N137
HCPL2601
HCPL2611

HCPL2630
HCPL2631

A 0.1µF bypass capacitor must be connected between pins 8 and 5[1].

Package Outlines



Truth Table (Positive Logic)

Input	Enable	Output
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H
H	NC	L
L	NC	H

©2005 Fairchild Semiconductor Corporation

Absolute Maximum Ratings (T_A = 25°C unless otherwise specified)

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only.

Symbol	Parameter		Value	Units
T_{STG}	Storage Temperature		-55 to +125	°C
T_{OPR}	Operating Temperature		-40 to +85	°C
T_{SOL}	Lead Solder Temperature (for wave soldering only)*		260 for 10 sec	°C
EMITTER				
I_F	DC/Average Forward	Single Channel	50	mA
	Input Current	Dual Channel (Each Channel)	30	
V_E	Enable Input Voltage Not to Exceed V_{CC} by more than 500mV	Single Channel	5.5	V
V_R	Reverse Input Voltage	Each Channel	5.0	V
P_I	Power Dissipation	Single Channel	100	mW
		Dual Channel (Each Channel)	45	
DETECTOR				
V_{CC} (1 minute max)	Supply Voltage		7.0	V
I_O	Output Current	Single Channel	50	mA
		Dual Channel (Each Channel)	50	
V_O	Output Voltage	Each Channel	7.0	V
P_O	Collector Output	Single Channel	85	mW
	Power Dissipation	Dual Channel (Each Channel)	60	

*For peak soldering reflow, please refer to the Reflow Profile on page 11.

Recommended Operating Conditions

The Recommended Operating Conditions table defines the conditions for actual device operation. Recommended operating conditions are specified to ensure optimal performance to the datasheet specifications. Fairchild does not recommend exceeding them or designing to absolute maximum ratings.

Symbol	Parameter	Min.	Max.	Units
I_{FL}	Input Current, Low Level	0	250	µA
I_{FH}	Input Current, High Level	*6.3	15	mA
V_{CC}	Supply Voltage, Output	4.5	5.5	V
V_{EL}	Enable Voltage, Low Level	0	0.8	V
V_{EH}	Enable Voltage, High Level	2.0	V_{CC}	V
T_A	Low Level Supply Current	-40	+85	°C
N	Fan Out (TTL load)		8	

*6.3mA is a guard banded value which allows for at least 20% CTR degradation. Initial input current threshold value is 5.0mA or less.

©2005 Fairchild Semiconductor Corporation

Electrical Characteristics (T_A = 0 to 70°C unless otherwise specified)

Individual Component Characteristics

Symbol	Parameter	Test Conditions		Min.	Typ.*	Max.	Unit
EMITTER							
V_F	Input Forward Voltage	I_F = 10mA				1.8	V
			T_A = 25°C		1.4	1.75	
B_{VR}	Input Reverse Breakdown Voltage	I_R = 10µA		5.0			V
C_{IN}	Input Capacitance	V_F = 0, f = 1MHz			60		pF
$\Delta V_F / \Delta T_A$	Input Diode Temperature Coefficient	I_F = 10mA			-1.4		mV/°C
DETECTOR							
I_{CCH}	High Level Supply Current	V_{CC} = 5.5V, I_F = 0mA, V_E = 0.5V	Single Channel		7	10	mA
			Dual Channel		10	15	
I_{CCL}	Low Level Supply Current	Single Channel	V_{CC} = 5.5V, I_F = 10mA		9	13	mA
		Dual Channel	V_E = 0.5V		14	21	
I_{EL}	Low Level Enable Current	V_{CC} = 5.5V, V_E = 0.5V			-0.8	-1.6	mA
I_{EH}	High Level Enable Current	V_{CC} = 5.5V, V_E = 2.0V			-0.6	-1.6	mA
V_{EH}	High Level Enable Voltage	V_{CC} = 5.5V, I_F = 10mA		2.0			V
V_{EL}	Low Level Enable Voltage	V_{CC} = 5.5V, I_F = 10mA(3)				0.8	V

Switching Characteristics (T_A = -40°C to +85°C, V_{CC} = 5V, I_F = 7.5mA unless otherwise specified)

Symbol	AC Characteristics	Test Conditions		Min.	Typ.*	Max.	Unit
T_{PLH}	Propagation Delay Time to Output HIGH Level	R_L = 350Ω, C_L = 15pF(4) (Fig. 12)	T_A = 25°C	20	45	75	ns
						100	
T_{PHL}	Propagation Delay Time to Output LOW Level	T_A = 25°C(5)		25	45	75	ns
		R_L = 350Ω, C_L = 15pF (Fig. 12)				100	
$\lvert T_{PHL} - T_{PLH} \rvert$	Pulse Width Distortion	(R_L = 350Ω, C_L = 15pF (Fig. 12)			3	35	ns
t_r	Output Rise Time (10–90%)	R_L = 350Ω, C_L = 15pF(6) (Fig. 12)			50		ns
t_f	Output Rise Time (90–10%)	R_L = 350Ω, C_L = 15pF(7) (Fig. 12)			12		ns
t_{ELH}	Enable Propagation Delay Time to Output HIGH Level	I_F = 7.5mA, V_{EH} = 3.5V, R_L = 350Ω, C_L = 15pF(8) (Fig. 13)			20		ns
t_{EHL}	Enable Propagation Delay Time to Output LOW Level	I_F = 7.5mA, V_{EH} = 3.5V, R_L = 350Ω, C_L = 15pF(9) (Fig. 13)			20		ns
$\lvert CM_H \rvert$	Common Mode Transient Immunity (at Output HIGH Level)	T_A = 25°C, $\lvert V_{CM} \rvert$ = 50V (Peak), I_F = 0mA, V_{OH} (Min.) = 2.0V, R_L = 350Ω(10) (Fig. 14)	6N137, HCPL2630		10,000		V/µs
			HCPL2601, HCPL2631	5000	10,000		
		$\lvert V_{CM} \rvert$ = 400V	HCPL2611	10,000	15,000		V/µs
$\lvert CM_L \rvert$	Common Mode Transient Immunity (at Output LOW Level)	R_L = 350Ω, I_F = 7.5mA, V_{OL} (Max.) = 0.8V, T_A = 25°C(11) (Fig. 14)	6N137, HCPL2630		10,000		
			HCPL2601, HCPL2631	5000	10,000		
		$\lvert V_{CM} \rvert$ = 400V	HCPL2611	10,000	15,000		

©2005 Fairchild Semiconductor Corporation

intersil

ICL7667

Data Sheet | April 29, 2010 | FN2853.6

Dual Power MOSFET Driver

The ICL7667 is a dual monolithic high-speed driver designed to convert TTL level signals into high current outputs at voltages up to 15V. Its high speed and current output enable it to drive large capacitive loads with high slew rates and low propagation delays. With an output voltage swing only millivolts less than the supply voltage and a maximum supply voltage of 15V, the ICL7667 is well suited for driving power MOSFETs in high frequency switched-mode power converters. The ICL7667's high current outputs minimize power losses in the power MOSFETs by rapidly charging and discharging the gate capacitance. The ICL7667's inputs are TTL compatible and can be directly driven by common pulse-width modulation control ICs.

Ordering Information

PART NUMBER (Note)	PART MARKING	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. DWG. #
ICL7667CBA*	7667 CBA	0 to 70	8 Ld SOIC (N)	M8.15
ICL7667CBAZA	7667 CBAZ	0 to 70	8 Ld SOIC (N) (Pb-Free)	M8.15
ICL7667CPA*	7667 CPA	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3
ICL7667CPAZ	7667 CPAZ	0 to 70	8 Ld PDIP* (Pb-Free)	E8.3

*Add "-T" suffix for tape and reel. Please refer to TB347 for details on reel specifications.

*Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

NOTE: These Intersil Pb-free plastic packaged products employ special Pb-free material sets, molding compounds/die attach materials, and 100% matte tin plate plus anneal (e3 termination finish, which is RoHS compliant and compatible with both SnPb and Pb-free soldering operations). Intersil Pb-free products are MSL classified at Pb-free peak reflow temperatures that meet or exceed the Pb-free requirements of IPC/JEDEC J STD-020.

Features

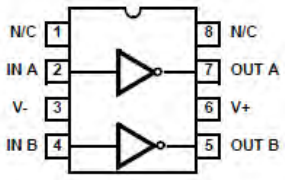
- Fast Rise and Fall Times
  - 30ns with 1000pF Load
- Wide 15V Supply Voltage Range
  - V+ = +4.5V to +15V
  - V- = -15V to Ground (0V)
- Low Power Consumption
  - 4mW with Inputs Low
  - 20mW with Inputs High
- TTL/CMOS Input Compatible Power Driver
  - R_{OUT} = 7Ω Typ
- Direct Interface with Common PWM Control ICs
- Pin Equivalent to DS0026/DS0056; TSC426
- Pb-Free Available (RoHS Compliant)

Applications

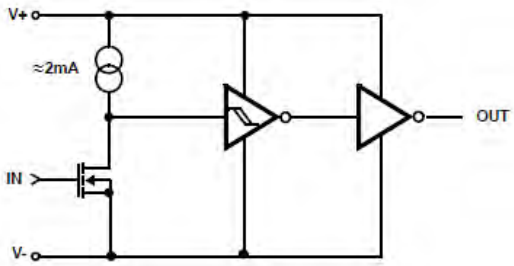
- Switching Power Supplies
- DC/DC Converters
- Motor Controllers

Pinout

ICL7667
(8 LD PDIP, SOIC)
TOP VIEW



Functional Diagram (Each Driver)



CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Procedures.
1-888-INTERSIL or 1-888-468-3774 | Intersil (and design) is a registered trademark of Intersil Americas Inc.
Copyright Intersil Americas Inc. 1999, 2006, 2010. All Rights Reserved
All other trademarks mentioned are the property of their respective owners.

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage V+ to V- . . . . . ±18V
Input Voltage . . . . . V- -0.3V to V+ +0.3V
Package Dissipation, T_A +25°C 500mW

Operating Conditions

ICL7667C. . . . . 0° to +70°C
Supply Voltages: V+ = +4.5V to +15V; V- = Ground to -15V
Logic Inputs: Logic Low = V- < Vin < 0.8V ; Logic High = 2.0V< Vin < V+

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1, 2)	θ_{JA} (°C/W)	θ_{JC}(°C/W)
8 Ld PDIP Package	150	N/A
8 Ld SOIC Package	170	N/A

Maximum Storage Temperature Range . . . . . -65° to +150°C
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) . . . . . 300°C
(SOIC - Lead Tips Only)
Pb-Free Reflow Profile. . . . . .see link below
http://www.intersil.com/pbfree/Pb-FreeReflow.asp
Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

CAUTION: Do not operate at or near the maximum ratings listed for extended periods of time. Exposure to such conditions may adversely impact product reliability and result in failures not covered by warranty.

NOTES:

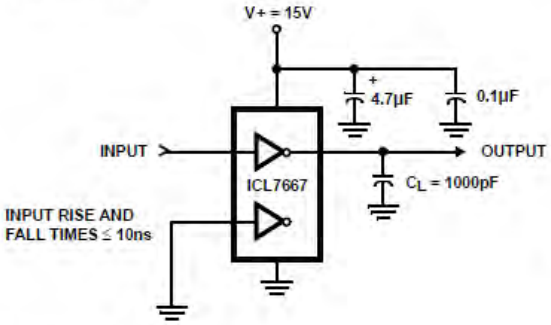
1. θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.
2. For θ_{JC}, the "case temp" location is the center of the exposed metal pad on the package underside.

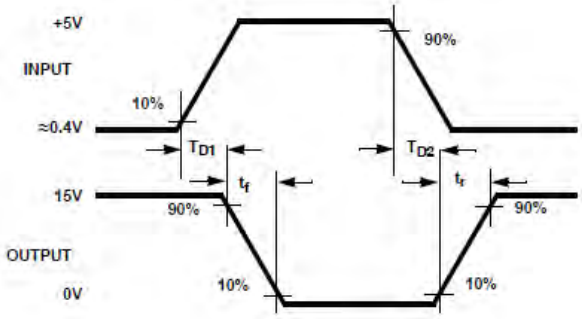
Electrical Specifications

Parameters with MIN and/or MAX limits are 100% tested at +25°C, V+ = 0V unless otherwise specified. Temperature limits established by characterization and are not production tested.

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL7667C, M T_A = +25°C			ICL7667M 0°C ≤ T_A ≤ +70°C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
DC SPECIFICATIONS									
Logic 1 Input Voltage	V_{IH}	V+ = 4.5V	2.0	-	-	2.0	-	-	V
Logic 1 Input Voltage	V_{IH}	V+V+ = 15V	2.0	-	-	2.0	-	-	V
Logic 0 Input Voltage	V_{IL}	V+ = 4.5V	-	-	0.8	-	-	0.5	V
Logic 0 Input Voltage	V_{IL}	V+ = 15V	-	-	0.8	-	-	0.5	V
Input Current	I_{IL}	V+ = 15V, V_{IN} = 0V and 15V	-0.1	-	0.1	-0.1	-	0.1	µA
Output Voltage High	V_{OH}	V+ = 4.5V and 15V	V+ -0.05	V+	-	V+ -0.1	V+	-	V
Output Voltage Low	V_{OL}	V+ = 4.5V and 15V	-	0	0.05	-	-	0.1	V
Output Resistance	R_{OUT}	V_{IN} = V_{IL}, I_{OUT} = -10mA, V+ = 15V	-	7	10	-	-	12	Ω
Output Resistance	R_{OUT}	V_{IN} = V_{IH}, I_{OUT} = 10mA, V+ = 15V	-	8	12	-	-	13	Ω
Power Supply Current	I_{CC}	V+ = 15V, V_{IN} = 3V both inputs	-	5	7	-	-	8	mA
Power Supply Current	I_{CC}	V+ = 15V, V_{IN} = 0V both inputs	-	150	400	-	-	400	µA
SWITCHING SPECIFICATIONS									
Delay Time	T_{D2}	(Figure 3)	-	35	50	-	-	60	ns
Rise Time	T_R	(Figure 3)	-	20	30	-	-	40	ns
Fall Time	T_F	(Figure 3)	-	20	30	-	-	40	ns
Delay Time	T_{D1}	(Figure 3)	-	20	30	-	-	40	ns

Test Circuits





Typical Performance Curves

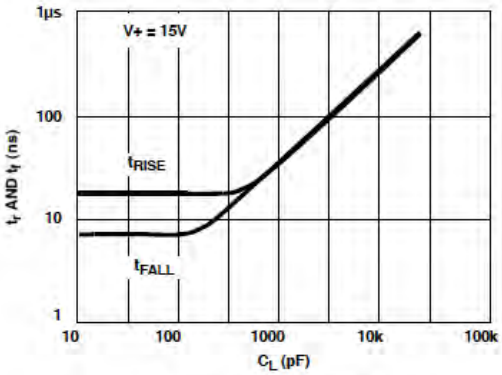


FIGURE 1. RISE AND FALL TIMES vs C_L

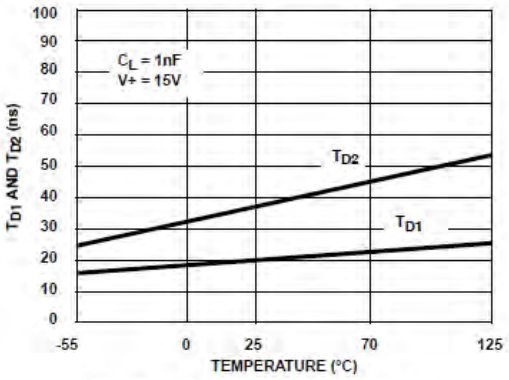


FIGURE 2. T_{D1}, T_{D2} vs TEMPERATURE

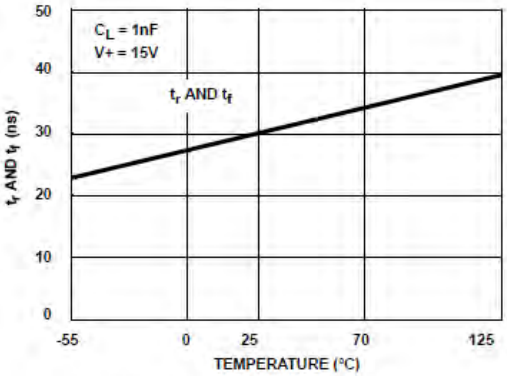


FIGURE 3. t_r, t_f vs TEMPERATURE

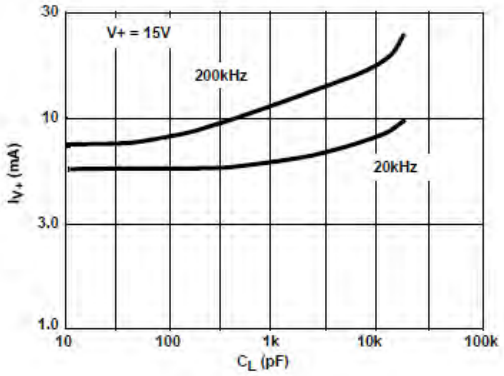


FIGURE 4. I_{V+} vs C_L



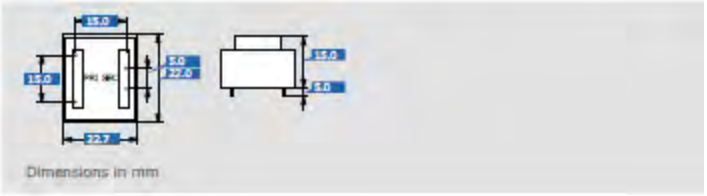
VB 0,35/1/15

Short circuit proof PCB transformer

- **Maximum power from minimum size**
- **Vacuum resin moulded (self extinguishing to UL 94 V-0)**

Short circuit proof safety isolating transformer to IEC 61558-2-6, DIN EN 61558-2-6, VDE 0570 part 2-6

*Transformer to IEC 61558-2-1, DIN EN 61558-2-1, VDE 0570 part 2-1 (without VDE-Approval)



Dimensions in mm



VB 0,35/1/15

Short circuit proof PCB transformer

Input data	
Input voltage	230 V
Frequency range	50 - 60 Hz
No-load loss (typ.)	1.6 W
Output data	
Output voltage	15 V
No-load voltage (ca. x factor)	1.80
Efficiency	30 %
Power	0.35 VA
Standards and security	
Approvals	C-UL-US, ENEC 10 (VDE)
Short circuit strength	inherently short-circuit proof
Protection index	IP 00
Safety class (prepared)	II
Ambient temperature max.	70 °C
Class of Insulation System	VDE=B, UL=105
Test voltage	5000 V, 50 Hz
Mechanical data	
Type	encapsulated
Core type	EE 20/6,1
Terminals	Pins for printed circuit boards
Pin (ø)	0.6 mm
Weight	0.02 kg
Order numbers	
Order Number	VB 0,35/1/15



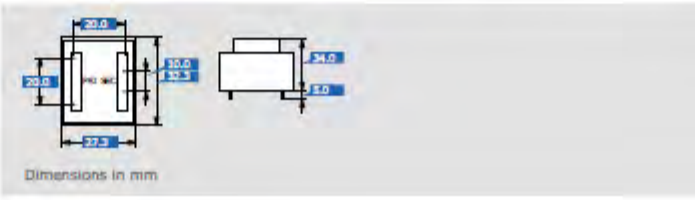
VB 2,8/1/6

Short circuit proof PCB transformer

- **Maximum power from minimum size**
- **Vacuum resin moulded (self extinguishing to UL 94 V-0)**

Short circuit proof safety isolating transformer to IEC 61558-2-6, DIN EN 61558-2-6, VDE 0570 part 2-6

*Transformer to IEC 61558-2-1, DIN EN 61558-2-1, VDE 0570 part 2-1 (without VDE-Approval)



Dimensions in mm



VB 2,8/1/6

Short circuit proof PCB transformer

Input data	
Input voltage	230 V
Frequency range	50 - 60 Hz
No-load loss (typ.)	0.9 W
Output data	
Output voltage	6 V
No-load voltage (ca. x factor)	1.31
Efficiency	57 %
Power	2.80 VA
Standards and security	
Approvals	C-UL-US, ENEC 10 (VDE)
Short circuit strength	inherently short-circuit proof
Protection index	IP 00
Safety class (prepared)	II
Ambient temperature max.	70 °C
Class of Insulation System	VDE=B, UL=105
Test voltage	5000 V, 50 Hz
Mechanical data	
Type	encapsulated
Core type	EI 30/23,0
Terminals	Pins for printed circuit boards
Pin (ø)	0.8 mm
Weight	0.14 kg
Order numbers	
Order Number	VB 2,8/1/6

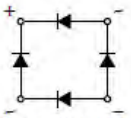
2W005G, 2W01G, 2W02G, 2W04G, 2W06G, 2W08G, 2W10G

www.vishay.com

Vishay General Semiconductor

Glass Passivated Single-Phase Bridge Rectifier





Case Style WOG

FEATURES

- UL recognition, file number E54214
- Ideal for printed circuit boards
- Typical I_R less than 0.5 µA
- High case dielectric strength
- High surge current capability
- Solder dip 260 °C, 40 s
- Material categorization: For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912

Pb e4 RoHS COMPLIANT

PRIMARY CHARACTERISTICS	
Package	WOG
$I_{F(AV)}$	2.0 A
V_{RRM}	50 V, 100 V, 200 V, 400 V, 600 V, 800 V, 1000 V
I_{FSM}	60 A
I_R	5 µA
V_F at I_F = 2.0 A	1.1 V
T_J max.	150 °C
Diode variations	Quad

TYPICAL APPLICATIONS

General purpose use in AC/DC bridge full wave rectification for power supply, adapter, charger, lighting ballaster on consumers, and home appliances applications.

MECHANICAL DATA

Case: WOG

Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating Base P/N-E4 - RoHS-compliant, commercial grade

Terminals: Silver plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD22-B102

Polarity: As marked on body

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25 °C unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	2W005G	2W01G	2W02G	2W04G	2W06G	2W08G	2W10G	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum average forward rectified current at 0.375" (9.5 mm) lead length at (fig. 1)	$I_{F(AV)}$	2.0							A
Peak forward surge current single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	60							A
Rating for fusing (t < 8.3 ms)	I^2t	15							A^2s
Operating junction and storage temperature range	T_J, T_{STG}	- 55 to + 150							°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25 °C unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SYMBOL	2W005G	2W01G	2W02G	2W04G	2W06G	2W08G	2W10G	UNIT
Maximum instantaneous forward voltage drop per diode	I_F = 2.0 A	V_F	1.1							V
Maximum DC reverse current at rated DC blocking voltage per diode	T_A = 25 °C	I_R	5.0							µA
	T_A = 125 °C		500							
Typical junction capacitance per diode	4.0 V, 1 MHz	C_J	40				20			pF

For technical questions within your region: DiodesAmericas@vishay.com, DiodesAsia@vishay.com, DiodesEurope@vishay.com

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

National Semiconductor

May 2000

LM78XX
Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expanded to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

Features

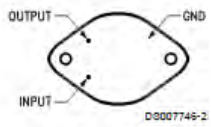
- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

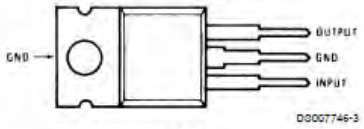
Connection Diagrams

Metal Can Package
TO-3 (K)
Aluminum



Bottom View
Order Number LM7805CK,
LM7812CK or LM7815CK
See NS Package Number KC02A

Plastic Package
TO-220 (T)



Top View
Order Number LM7805CT,
LM7812CT or LM7815CT
See NS Package Number T03B

© 2000 National Semiconductor Corporation

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ

ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ Φ/Β, ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΚΑΙ ΑΝΤΛΙΑΣ

SCHOTT solar

Solar Module PQ 36/53 D

Electrical Data

The electrical Data apply to standard test conditions (STC).
Irradiance at the module level of 1,000 W/m^2 with spectrum AM 1.5 and a cell temperature of 25 °C.

Nominal Power	53	Wp*
Voltage at Maximum-Power Point	17,9	V*
Current at Maximum-Power Point	2,95	A*
Open-Circuit Voltage	21,5	V*
Short-Circuit Current	3,15	A*
Max. System Voltage	750	V_{DC}

Electrical Protection Class II
*Rated power in accordance to ISPRA standard 1997, the rated power may vary by ±10 %

Conditions

Temperature	-50 °C to +90 °C*
Oxidation	resistant against see water
Max. load	up to 800 Pa at 130 km/h wind speed Safety Factor 3

*Limit values for short time exposition

The module PQ 36 D with chemically hardened glass at the front and rear side is qualified by the Joint Research Centre ISPRA of the EG-Commission in accordance to the test specifications 503 for solar generators.

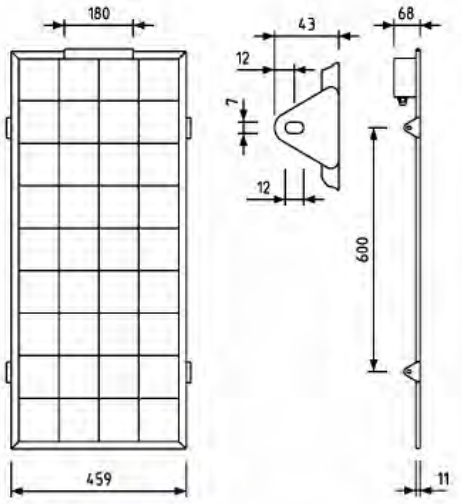
Junction boxes to be mounted at the top

Mechanical Data

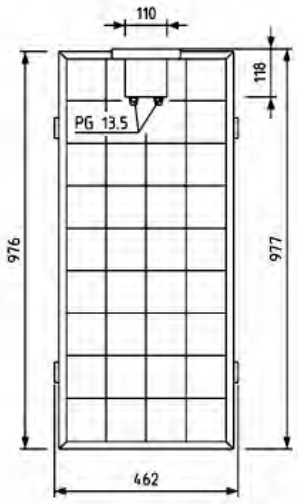
Solar Cells	multi-crystalline Silicon EFG-Cells 10 cm x 10 cm
Encapsulation	Glass / EVA / Glass Front glas 3 mm hardened Glass Cer doped EVA rear side foil (Ethyl-Vinyl-Acetat) Rear side glass 2 mm chemical hardened
Weight	7.8 kg

Dimensions

Front



Rear



SCHOTT Solar GmbH, D-63754 Alzenau
T +49(0)6023 91 17 12 F +49(0)6023 91 17 00 I www.schott.com

PQ3653D english\12.02

LEESON

STOCK DC MOTORS
LOW VOLTAGE 12 & 24 VOLTS

METRIC (IEC) FRAME

Specially designed low voltage DC motors for use in OEM applications. Combination of features and low cost makes these motors excellent for many uses. All feature IP44 (TENV) enclosure and dedicated B14 face mount. Rated S1 for continuous duty, and zinc plated steel frame construction.



LOW VOLTAGE 12 & 24V • TENV B14 FACE MOUNT

Watts	HP	Full Load RPM	IEC Frame	Catalog Number	App. Wgt. (Kg.)	Arm. Volts DC	F.L. Amps DC	C Dim. (mm)
50	1/15	3000	56	**980.159**	2,3	12	6,0	116,6
		3000	56	**980.143**	2,3	24	3,2	116,6
100	1/8	3000	56	**970.600**	3,0	12	12,0	140,5
		3000	56	**970.601**	3,0	24	5,30	140,5
125	1/6	3000	56	**970.620**	3,5	12	13,0	153,0
		3000	56	**970.621**	3,5	24	6,50	153,0

For dimensions, see drawings O & P on page 35.

DATI TECNICI - TECHNICAL DATA - DONNEES TECHNIQUES													
1400 giri/min. R.P.M. tours/min.				1900 giri/min. R.P.M. tours/min.					2900 giri/min. R.P.M. tours/min.				
H (m)	1	5	Hmax	H (m)	1	5	10	Hmax	H (m)	1	10	20	Hmax
Q(Lt./min.)	12	5	7	Q(Lt./min.)	17	11	4	13	Q(Lt./min.)	32	21	9	28

Caratteristiche riferite al funzionamento con acqua. Ci riserviamo la facoltà di apportare modifiche senza obbligo di preavviso / Performances referred to operation with water We reserve the right to make modifications without prior notice / Characteristiques référées au fonctionnement avec eau. Sous reserve de modifications sans avis prealable