

ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«Μελέτη και κατασκευή συστήματος MPPT 1 kW με
DC-DC μετατροπέα και αντιστροφέα για θέρμανση
νερού»



Του φοιτητή
Φαρμάκη Ιωάννη
Αρ. Μητρώου: 52219Μ

Επιβλέπων
Γιακουμής Άγγελος
Αναπληρωτής Καθηγητής

Ιούνιος 2026

Μελέτη και κατασκευή συστήματος MPPT 1 kW με DC-DC μετατροπέα και αντιστροφέα για
θέρμανση νερού

Κωδικός Δ.Ε. : 25369

Ονοματεπώνυμο φοιτητή: Φαρμάκης Ιωάννης

Ονοματεπώνυμο εισηγητή: Γιακουμής Άγγελος

Ημερομηνία ανάληψης Δ.Ε.: 23/11/2025

Ημερομηνία περάτωσης Δ.Ε.: 14/6/2026

Βεβαιώνω ότι είμαι ο συγγραφέας αυτής της μεταπτυχιακής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, έχω καταγράψει τις όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών, εικόνων και κειμένων, είτε αυτές αναφέρονται ακριβώς είτε παραφρασμένες. Επιπλέον, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία προετοιμάστηκε από εμένα προσωπικά, ειδικά ως διπλωματική εργασία, στο Μεταπτυχιακό Πρόγραμμα Σπουδών «Εφαρμοσμένα Ηλεκτρονικά Συστήματα» στο Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του ΔΙ.ΠΑ.Ε.

Η παρούσα εργασία αποτελεί πνευματική ιδιοκτησία του φοιτητή Φαρμάκη Ιωάννη που την εκπόνησε. Στο πλαίσιο της πολιτικής ανοικτής πρόσβασης, ο συγγραφέας/δημιουργός εκχωρεί στο Διεθνές Πανεπιστήμιο της Ελλάδος άδεια χρήσης του δικαιώματος αναπαραγωγής, δανεισμού, παρουσίασης στο κοινό και ψηφιακής διάχυσης της εργασίας διεθνώς, σε ηλεκτρονική μορφή και σε οποιοδήποτε μέσο, για διδακτικούς και ερευνητικούς σκοπούς, άνευ ανταλλάγματος. Η ανοικτή πρόσβαση στο πλήρες κείμενο της εργασίας, δεν σημαίνει καθ' οιονδήποτε τρόπο παραχώρηση δικαιωμάτων διανοητικής ιδιοκτησίας του συγγραφέα/δημιουργού, ούτε επιτρέπει την αναπαραγωγή, αναδημοσίευση, αντιγραφή, πώληση, εμπορική χρήση, διανομή, έκδοση, μεταφόρτωση (downloading), ανάρτηση (uploading), μετάφραση, τροποποίηση με οποιονδήποτε τρόπο, τμηματικά ή περιληπτικά της εργασίας, χωρίς τη ρητή προηγούμενη έγγραφη συναίνεση του συγγραφέα/δημιουργού.

Η έγκριση της διπλωματικής εργασίας από το Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του Διεθνούς Πανεπιστημίου της Ελλάδος, δεν υποδηλώνει απαραίτητως και αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα, εκ μέρους του Τμήματος.

«Στη Πάνια»

Πρόλογος

Η επιλογή του θέματος της παρούσας διπλωματικής εργασίας προέκυψε από το έντονο ενδιαφέρον που τρέφω για τα ηλεκτρονικά ισχύος και τα ενσωματωμένα συστήματα. Η μελέτη και υλοποίηση ενός ολοκληρωμένου φωτοβολταϊκού (Φ/Β) συστήματος Maximum Power Point Tracking (MPPT) για θέρμανση νερού χρήσης αποτέλεσε μια ιδανική ευκαιρία για τον συνδυασμό θεωρητικής γνώσης και πρακτικής εφαρμογής σε τομείς όπως οι μετατροπείς ισχύος, τα συστήματα αυτομάτου ελέγχου και η ανάπτυξη firmware.

Κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της εργασίας, αντιμετωπίστηκαν προκλήσεις και επιλύθηκαν προβλήματα που σχετίζονται με τη λειτουργία φωτοβολταϊκών συστημάτων όπως η δυναμική προσαρμογή φορτίου και η βελτιστοποίηση της ενεργειακής απόδοσης τους. Η διαδικασία αυτή συνέβαλε ουσιαστικά στην κατανόηση προηγμένων τεχνικών ελέγχου, καθώς και στη μεθοδολογία σχεδίασης αξιόπιστων και αποδοτικών συστημάτων ηλεκτρονικών ισχύος.

Το όφελος από την εκπόνηση της διπλωματικής εργασίας ήταν διττό: αφενός η απόκτηση πολύτιμης εμπειρίας στον σχεδιασμό και την υλοποίηση συστημάτων ηλεκτρονικών ισχύος και αφετέρου η ανάπτυξη δεξιοτήτων που αναμένεται να αξιοποιηθούν ουσιαστικά στη μελλοντική επαγγελματική μου πορεία.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματεύεται τον σχεδιασμό και την υλοποίηση ενός συστήματος θέρμανσης νερού με χρήση φωτοβολταϊκών (Φ/Β). Το σύστημα αποτελείται από βαθμίδα ανύψωσης τάσης DC-DC και αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με έξοδο εναλλασσόμενης τάσης, ικανό να τροφοδοτήσει συμβατικούς ηλεκτρικούς θερμοσίφωνες.

Στο firmware του συστήματος υλοποιείται αλγόριθμος MPPT σε συνδυασμό με ελεγκτή PI διπλού βρόχου, ώστε να επιτυγχάνεται υψηλή απόδοση εντοπισμού του σημείου μέγιστης ισχύος, η οποία στην πειραματική αξιολόγηση με SAS ξεπέρασε το 97%. Σε δοκιμές με φωτοβολταϊκά, το πρωτότυπο λειτούργησε με μέγιστη καταγεγραμμένη ισχύ εισόδου περίπου 1032 W και υπολογισμένη ισχύ εξόδου περίπου 968 W, με ηλεκτρική απόδοση έως 93.9% στο συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας. Το firmware επίσης φροντίζει για την βέλτιστη προσαρμογή του φορτίου σε πραγματικό χρόνο, σε όλο το εύρος της Φ/Β ισχύος.

Η συσκευή έχει σχεδιαστεί ώστε να λειτουργεί αποδοτικά σε ευρύ φάσμα διαθέσιμης φωτοβολταϊκής ισχύος και να μπορεί να οδηγήσει φορτία με χαρακτηριστική ωμική αντίσταση περίπου 13 Ω (κοινός ηλεκτρικός θερμοσίφωνας 4 kW στα 230 V). Παρουσιάζονται τα στάδια σχεδίασης, η υλοποίηση του συστήματος ελέγχου, καθώς και αποτελέσματα πειραματικής επαλήθευσης που τεκμηριώνουν την ορθότητα και την αποδοτικότητα της προτεινόμενης λύσης.

«Design and Implementation of a 1 kW MPPT System with a DC-DC Converter and Inverter for Water Heating»

«Farmakis Ioannis»

Abstract

This thesis addresses the design and implementation of a photovoltaic (PV) water heating system. The system comprises a DC-DC boost converter stage and a full-bridge inverter with an AC output, capable of powering conventional electric water heaters.

The system firmware implements an MPPT algorithm combined with a dual-loop PI controller, achieving high maximum power point tracking efficiency-exceeding 97% in experimental evaluation using a Solar Array Simulator (SAS). In tests with photovoltaic input, the prototype reached a maximum recorded input power of approximately 1.032 kW and a calculated output power of approximately 968 W, corresponding to an electrical efficiency of 93.9% at that operating point. The firmware also ensures real-time optimal load adaptation across the full range of available PV power.

The device is designed to operate efficiently over a wide range of available photovoltaic power and to drive loads with a characteristic resistive impedance of approximately $13\ \Omega$ (a typical 4 kW electric water heater at 230 V). The thesis presents the design stages, the implementation of the control system, and experimental validation results that demonstrate the correctness and efficiency of the proposed solution.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες σε όλους τους καθηγητές του Προγράμματος Μεταπτυχιακών Σπουδών «Εφαρμοσμένα Ηλεκτρονικά Συστήματα», για τις γνώσεις, την καθοδήγηση και την εμπειρία που μου προσέφεραν κατά τη διάρκεια των σπουδών μου. Ο καθένας, με τον δικό του τρόπο, συνέβαλε ουσιαστικά στην εμβάθυνση της κατανόησής μου στον χώρο της ηλεκτρονικής.

Ιδιαίτερα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου, κ. Άγγελο Γιακουμή, για την εμπιστοσύνη, την καθοδήγηση και τη συνεχή υποστήριξή του καθ' όλη τη διάρκεια της εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Η διαθεσιμότητά του, η προθυμία του να βοηθήσει σε κάθε δυσκολία και η βαθιά γνώση του αντικειμένου αποτέλεσαν για μένα πολύτιμο στήριγμα και πηγή αστείρευτης γνώσης.

Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	iv
Περίληψη.....	v
Abstract	vi
Ευχαριστίες	vii
Περιεχόμενα	viii
Κατάλογος Σχημάτων	xi
Κατάλογος Πινάκων.....	xii
Συντομογραφίες.....	xiii
Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή και Στόχοι της Εργασίας	1
1.1 Εισαγωγή	1
1.2 Πρόβλημα άμεσης σύζευξης φωτοβολταϊκού – φορτίου	2
1.3 Στόχοι της διπλωματικής εργασίας	3
1.4 Δομή της διπλωματικής εργασίας	4
1.5 Επίλογος.....	4
Κεφάλαιο 2ο: Θεωρητικό Υπόβαθρο.....	5
2.1 Εισαγωγή	5
2.2 Ιστορική αναδρομή φωτοβολταϊκών συστημάτων και ελέγχου MPPT	5
2.3 Φωτοβολταϊκά συστήματα και χαρακτηριστικά λειτουργίας.....	6
2.4 Ηλεκτρικό μοντέλο φωτοβολταϊκού πλαισίου	6
2.5 Χαρακτηριστικές καμπύλες I–V και P–V	7
2.6 Επίδραση ακτινοβολίας και θερμοκρασίας στη λειτουργία φωτοβολταϊκού πλαισίου.....	8
2.7 Αλγόριθμοι Μέγιστης Εκμετάλλευσης Ισχύος (MPPT).....	9
2.7.1 Μέθοδος Perturb and Observe (P&O).....	10
2.7.2 Μέθοδος Incremental Conductance (IncCond)	11
2.7.3 Σύγκριση αλγορίθμων MPPT	13
2.7.4 Επιλογή αλγορίθμου MPPT.....	14
2.8 Σύγκριση φωτοβολταϊκής και ηλιοθερμικής θέρμανσης νερού	14
2.9 Επίλογος.....	15
Κεφάλαιο 3ο: Αρχιτεκτονική Συστήματος	16
3.1 Εισαγωγή	16
3.2 Γενική αρχιτεκτονική υλικού	16
3.3 Προδιαγραφές λειτουργίας.....	17

3.3.1	Διαστασιολόγηση	17
3.3.2	Όρια λειτουργίας	18
3.4	Κριτήρια επιλογής τοπολογίας ισχύος	18
3.5	Βαθμίδα DC-DC ανύψωσης τάσης (Boost Converter)	19
3.5.1	Επιλογή διακοπτικής συχνότητας.....	20
3.5.2	Υπολογισμός επαγωγής.....	20
3.5.3	Υπολογισμός πυκνωτών εισόδου και εξόδου	22
3.5.4	Επιλογή ημιαγωγών ισχύος	24
3.6	DC link	26
3.7	Αντιστροφέας πλήρους γέφυρας	28
3.8	Κυκλώματα οδήγησης MOSFET's	30
3.9	Κυκλώματα μετρήσεων.....	32
3.9.1	Μέτρηση τάσης εισόδου.....	32
3.9.2	Μέτρηση ρεύματος εισόδου	32
3.9.3	Μέτρηση τάσης DC link.....	33
3.9.4	Μέτρηση τάσης εξόδου πλήρους γέφυρας	34
3.9.5	Μέτρηση ρεύματος εξόδου.....	37
3.10	Μονάδα ελέγχου και διασύνδεση με το hardware.....	38
3.11	Σχεδίαση και κατασκευή πρωτότυπης πλακέτας PCB	39
3.12	Επίλογος	42
Κεφάλαιο 4ο:	Σύστημα ελέγχου και Firmware.....	43
4.1	Εισαγωγή.....	43
4.2	Συνολική δομή firmware	44
4.3	Συλλογή και επεξεργασία μετρήσεων	44
4.3.1	Μετρήσεις Τάσης και ρεύματος εισόδου	44
4.3.2	Μετρήσεις Τάσης - ρεύματος εξόδου.....	45
4.4	State machine λειτουργίας.....	46
4.5	Αλγόριθμος MPPT	47
4.6	Ελεγκτής PI διπλού βρόχου και οδήγηση Boost Converter	50
4.6.1	Υλοποίηση ελεγκτών.....	51
4.6.2	Ρύθμιση συντελεστών των ελεγκτών	54
4.7	Οδήγηση αντιστροφέα πλήρους γέφυρας.....	54
4.8	Προστασία αποσύνδεσης φορτίου.....	56
4.9	Τηλεμετρία και παρακολούθηση λειτουργίας	57
4.10	Επίλογος.....	57

Κεφάλαιο 5ο:	Πειραματική αξιολόγηση και αποτελέσματα.....	58
5.1	Εισαγωγή.....	58
5.2	Πειραματική διάταξη και συνδεσμολογία μετρήσεων	58
5.3	Πειραματική επιβεβαίωση λειτουργίας αντιστροφέα πλήρους γέφυρας.....	59
5.4	Πειραματική επιβεβαίωση κυκλωμάτων μέτρησης εξόδου	61
5.5	Πειραματική επιβεβαίωση λειτουργίας boost converter	63
5.6	Απόκριση συστήματος	65
5.6.1	Απόκριση τάσης εισόδου σε απότομη αύξηση του PWM της πλήρους γέφυρας.....	65
5.6.2	Χρόνος απόκρισης βρόχου τάσης σε βηματική μεταβολή <i>VPV,ref</i>	66
5.6.3	Απόκριση βρόχου ρεύματος σε βηματική μεταβολή <i>Iref</i>	67
5.7	Πειραματική επιβεβαίωση προστασίας αποσύνδεσης φορτίου.....	68
5.8	Λειτουργία του συστήματος με φωτοβολταϊκά.....	69
5.9	Αξιολόγηση λειτουργίας MPPT με Solar Array Simulator.....	72
5.10	Τηλεμετρία	73
Κεφάλαιο 6ο:	Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις.....	75
6.1	Συμπεράσματα.....	75
6.2	Μελλοντικές επεκτάσεις.....	75
6.3	Επίλογος.....	76
BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....		77

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1: Γενική αρχιτεκτονική του προτεινόμενου συστήματος φωτοβολταϊκής θέρμανσης νερού .	1
Σχήμα 1.2: Απόκλιση του σημείου λειτουργίας από το σημείο μέγιστης ισχύος κατά την απευθείας σύνδεση φωτοβολταϊκής πηγής με ωμικό φορτίο	2
Σχήμα 2.1: Vanguard 1 - 1958, Ο πρώτος δορυφόρος που χρησιμοποίησε φωτοβολταϊκά στοιχεία. Πηγή: NASA	5
Σχήμα 2.2: Ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο φωτοβολταϊκής κυψέλης μίας διόδου	6
Σχήμα 2.3: Χαρακτηριστικές καμπύλες I-V και P-V φωτοβολταϊκού πλαισίου με ένδειξη του σημείου μέγιστης ισχύος	7
Σχήμα 2.4: Επίδραση της ηλιακής ακτινοβολίας στις χαρακτηριστικές καμπύλες I-V και P-V φωτοβολταϊκού πλαισίου	8
Σχήμα 2.5: Επίδραση της θερμοκρασίας στις χαρακτηριστικές καμπύλες I-V και P-V φωτοβολταϊκού πλαισίου.....	9
Σχήμα 2.6: Διάγραμμα ροής της μεθόδου Perturb and Observe	10
Σχήμα 2.7: Διάγραμμα ροής της μεθόδου Incremental Conductance	12
Σχήμα 3.1: Γενική αρχιτεκτονική υλικού του προτεινόμενου συστήματος	17
Σχήμα 3.2: Βασική τοπολογία της βαθμίδας DC-DC ανύψωσης τάσης	20
Σχήμα 3.3: Μεταβολή της επαγωγής του πηνίου συναρτήσει του ρεύματος λειτουργίας	22
Σχήμα 3.4: Το DC link μεταξύ της βαθμίδας boost και του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας	27
Σχήμα 3.5: Βασική τοπολογία του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας	28
Σχήμα 3.6: Διάταξη οδήγησης MOSFET.....	31
Σχήμα 3.7: Διάταξη τροφοδοτικού τεσσάρων απομονωμένων εξόδων	31
Σχήμα 3.8: Κύκλωμα μέτρησης τάσης φωτοβολταϊκής εισόδου	32
Σχήμα 3.9: Κύκλωμα μέτρησης ρεύματος εισόδου.....	33
Σχήμα 3.10: Κυκλώματα μέτρησης και προστασίας DC link	34
Σχήμα 3.11: Κύκλωμα μέτρησης τάσης εξόδου.....	36
Σχήμα 3.12: Προσεγγιστική απεικόνιση ανόρθωσης - φίλτραρίσματος	37
Σχήμα 3.13: Διάταξη μέτρησης ρεύματος εξόδου	38
Σχήμα 3.14: Τρισδιάστατη απεικόνιση της πρωτότυπης πλακέτας PCB	40
Σχήμα 3.15: Διάταξη της πλακέτας PCB τεσσάρων layer στο EasyEDA.....	40
Σχήμα 3.16: Επάνω όψη της πλακέτας.....	41
Σχήμα 3.17: Κάτω όψη της πλακέτας	41
Σχήμα 3.18: Πλήρως συναρμολογημένη πλακέτα	42
Σχήμα 4.1: Συγχρονισμός δειγματοληψίας dual regular simultaneous mode	45
Σχήμα 4.2: Σταδιακή αύξηση ισχύος με ράμπα	46
Σχήμα 4.3: State machine λειτουργίας του firmware	47
Σχήμα 4.4: Λειτουργική ροή του αλγορίθμου MPPT όπως υλοποιείται στο firmware	49
Σχήμα 4.5: Απλουστευμένη δομή PI ελεγκτή διπλού βρόχου της βαθμίδας boost converter.....	50
Σχήμα 4.6: Λεπτομερής δομή λογισμικού του ελεγκτή PI διπλού βρόχου της βαθμίδας boost	53
Σχήμα 4.7: Χρονισμός οδήγησης αντιστροφέα πλήρους γέφυρας.....	55
Σχήμα 5.1: Πειραματική διάταξη και βασικές συνδέσεις της πρωτότυπης πλακέτας με τα όργανα μέτρησης.....	59
Σχήμα 5.2: Πειραματική επιβεβαίωση χρονισμού οδήγησης της πλήρους γέφυρας	60
Σχήμα 5.3: Κυματομορφή τάσης εξόδου της πλήρους γέφυρας σε χρονική κλίμακα 50 Hz.....	60

Σχήμα 5.4: Τάση εξόδου της πλήρους γέφυρας και τάση DC link κατά τη λειτουργία του αντιστροφέα	61
Σχήμα 5.5: Πειραματική επιβεβαίωση λειτουργίας ανορθωτή ακριβείας στη μέτρηση ρεύματος εξόδου	62
Σχήμα 5.6: Φιλτράρισμα του ανορθωμένου σήματος του ρεύματος εξόδου πριν την είσοδο στο ADC	62
Σχήμα 5.7: Φιλτράρισμα του σήματος μέτρησης τάσης εξόδου της πλήρους γέφυρας πριν την είσοδο στο ADC.....	63
Σχήμα 5.8: Συσχέτιση σήματος οδήγησης, V_{GS} και V_{DS} του MOSFET στη βαθμίδα boost converter.....	64
Σχήμα 5.9: Συσχέτιση οδήγησης boost converter, ρεύματος εισόδου και τάσεων V_{PV} , $V_{DC\ link}$	64
Σχήμα 5.10: Σταθερότητα τάσεων εισόδου και DC link κατά τη λειτουργία της βαθμίδας boost.....	65
Σχήμα 5.11: Απόκριση της τάσης εισόδου V_{PV} σε απότομη αύξηση του PWM της πλήρους γέφυρας	66
Σχήμα 5.12: Απόκριση του βρόχου τάσης σε βηματική μεταβολή της αναφοράς $V_{PV,ref}$	67
Σχήμα 5.13: Απόκριση του βρόχου ρεύματος σε βηματική μεταβολή της αναφοράς I_{ref}	68
Σχήμα 5.14: Πειραματική επιβεβαίωση προστασίας αποσύνδεσης φορτίου	69
Σχήμα 5.15: Μέτρηση λειτουργίας του συστήματος σε χαμηλή ισχύ	70
Σχήμα 5.16: Μέτρηση λειτουργίας του συστήματος σε υψηλή ισχύ	71
Σχήμα 5.17: Θερμογραφική απεικόνιση σε λειτουργία με ισχύ εισόδου περίπου 800 W.....	72
Σχήμα 5.18: Αξιολόγηση λειτουργίας MPPT με χρήση Solar Array Simulator	73
Σχήμα 5.19: Καταγραφή τηλεμετρίας του συστήματος κατά τη λειτουργία με προσομοίωση SAS	74

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.1: Σύγκριση βασικών αλγορίθμων MPPT	13
Πίνακας 3.1: Ηλεκτρικά όρια λειτουργίας του συστήματος	18
Πίνακας 5.1: Μετρήσεις λειτουργίας σε σύνδεση με φωτοβολταϊκά και υπολογισμός ηλεκτρικής απόδοσης.....	71
Πίνακας 5.2: Ενδεικτικά σημεία λειτουργίας από την τηλεμετρία του συστήματος	74

Συντομογραφίες

AC	Alternating Current – Εναλλασσόμενο Ρεύμα
ADC	Analog to Digital Converter – Μετατροπέας Αναλογικού σε Ψηφιακό
DC	Direct Current – Συνεχές Ρεύμα
DC-AC	Μετατροπέας Συνεχούς Ρεύματος σε Εναλλασσόμενο
DC-DC	Μετατροπέας Συνεχούς Ρεύματος σε Συνεχές
DMA	Direct Memory Access – Άμεση Πρόσβαση στη Μνήμη
EN	European Norm – Ευρωπαϊκό Πρότυπο
ESR	Equivalent Series Resistance – Ισοδύναμη Σειριακή Αντίσταση
ESL	Equivalent Series Inductance – Ισοδύναμη Σειριακή Επαγωγή
HRTIM	High Resolution Timer – Χρονιστής Υψηλής Ανάλυσης
HW	Hardware – Υλικό
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IncCond	Incremental Conductance – Μέθοδος Αυξητικής Αγωγιμότητας
I–V	Current–Voltage characteristic – Χαρακτηριστική Ρεύματος–Τάσης
MPP	Maximum Power Point – Σημείο Μέγιστης Ισχύος
MPPT	Maximum Power Point Tracking – Παρακολούθηση Σημείου Μέγιστης Ισχύος
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PCB	Printed Circuit Board – Πλακέτα Τυπωμένου Κυκλώματος
PI	Proportional–Integral controller – Αναλογικός–Ολοκληρωτικός Ελεγκτής
P&O	Perturb and Observe – Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης
P–V	Power–Voltage characteristic – Χαρακτηριστική Ισχύος–Τάσης
PWM	Pulse Width Modulation – Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού
RMS	Root Mean Square – Ενεργός Τιμή
SAS	Solar Array Simulator – Προσομοιωτής Φωτοβολταϊκής Συστοιχίας
SiC	Silicon Carbide – Καρβίδιο του Πυριτίου
SMD	Surface Mount Device – Εξάρτημα Επιφανειακής Στήριξης
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter
ΑΠΕ	Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας
Δ.Ε.	Διπλωματική Εργασία
ΔΙΠΙΑΕ	Διεθνές Πανεπιστήμιο της Ελλάδος
Φ/Β	Φωτοβολταϊκό / Φωτοβολταϊκά

Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή και Στόχοι της Εργασίας

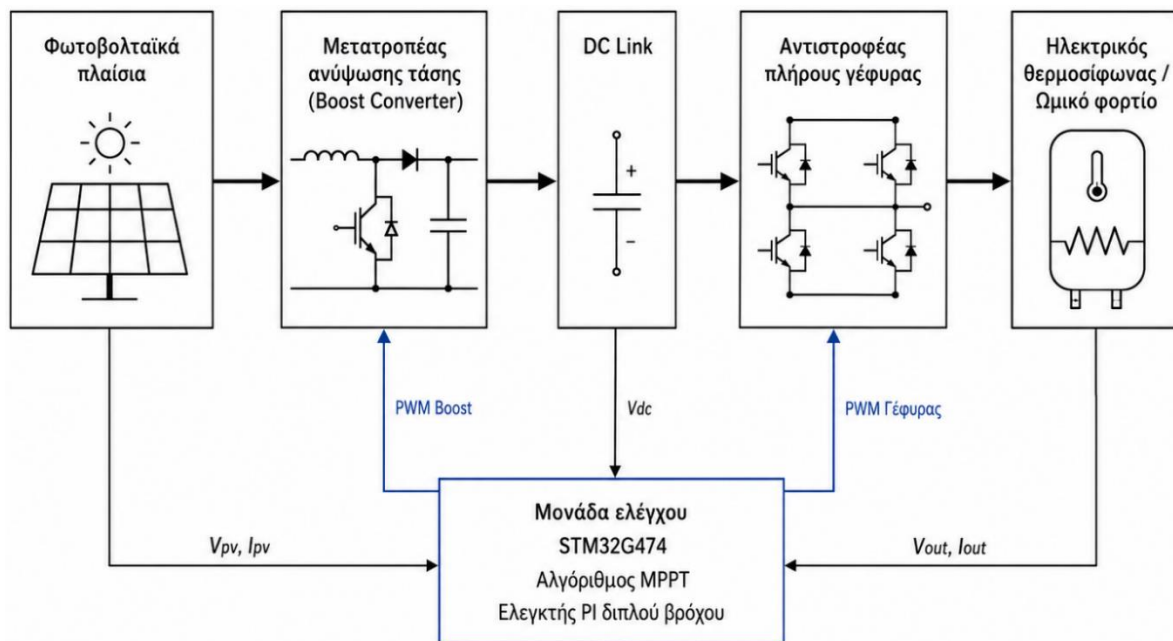
1.1 Εισαγωγή

Η αυξανόμενη ανάγκη για μείωση του ενεργειακού κόστους, των εκπομπών διοξειδίου του άνθρακα και η μείωση της εξάρτησης από τα ορυκτά καύσιμα, έχει οδηγήσει σε εκτεταμένη αξιοποίηση των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ). Μεταξύ αυτών, τα φωτοβολταϊκά κατέχουν εξέχουσα θέση, καθώς προσφέρουν τη δυνατότητα άμεσης μετατροπής της ηλιακής ενέργειας σε ηλεκτρική, με συνεχώς μειούμενο κόστος, υψηλή αξιοπιστία και ελάχιστες απαιτήσεις συντήρησης [2], [5], [6].

Ένας από τους σημαντικότερους τομείς κατανάλωσης ηλεκτρικής ενέργειας στον οικιακό και βιομηχανικό τομέα είναι η παραγωγή ζεστού νερού χρήσης. Η άμεση αξιοποίηση της παραγόμενης φωτοβολταϊκής ισχύος για τη θέρμανση νερού αποτελεί μια ιδιαίτερα αποδοτική λύση, καθώς επιτρέπει την αποθήκευση της ενέργειας σε θερμική μορφή χωρίς την ανάγκη χρήσης συσσωρευτών [7].

Ωστόσο, η απευθείας σύνδεση ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου με ένα ωμικό φορτίο παρουσιάζει σημαντικά μειονεκτήματα, καθώς το σημείο λειτουργίας του συστήματος δεν συμπίπτει γενικά με το σημείο μέγιστης ισχύος του φωτοβολταϊκού. Για τον λόγο αυτό απαιτείται η χρήση κατάλληλων ηλεκτρονικών ισχύος και αλγορίθμων ελέγχου, οι οποίοι διασφαλίζουν τη μέγιστη δυνατή εκμετάλλευση της διαθέσιμης ηλιακής ενέργειας ανά μονάδα επιφανείας Φ/Β πάνελ.

Η παρούσα διπλωματική εργασία εστιάζει στον σχεδιασμό και την υλοποίηση ενός ολοκληρωμένου συστήματος φωτοβολταϊκής θέρμανσης νερού, ονομαστικής ισχύος 1000 W, το οποίο ενσωματώνει μετατροπείς ισχύος, αλγόριθμο MPPT και προηγμένο έλεγχο με χρήση ελεγκτή PI, παρέχοντας εναλλασσόμενη τάση στην έξοδο για την οδήγηση συμβατικών ωμικών φορτίων. Επίσης, η προτεινόμενη λύση εξετάζεται σε σύγκριση με τα συμβατικά συστήματα ηλιακής θέρμανσης νερού, με στόχο την ανάδειξη των πλεονεκτημάτων και των περιορισμών της συγκεκριμένης προσέγγισης.

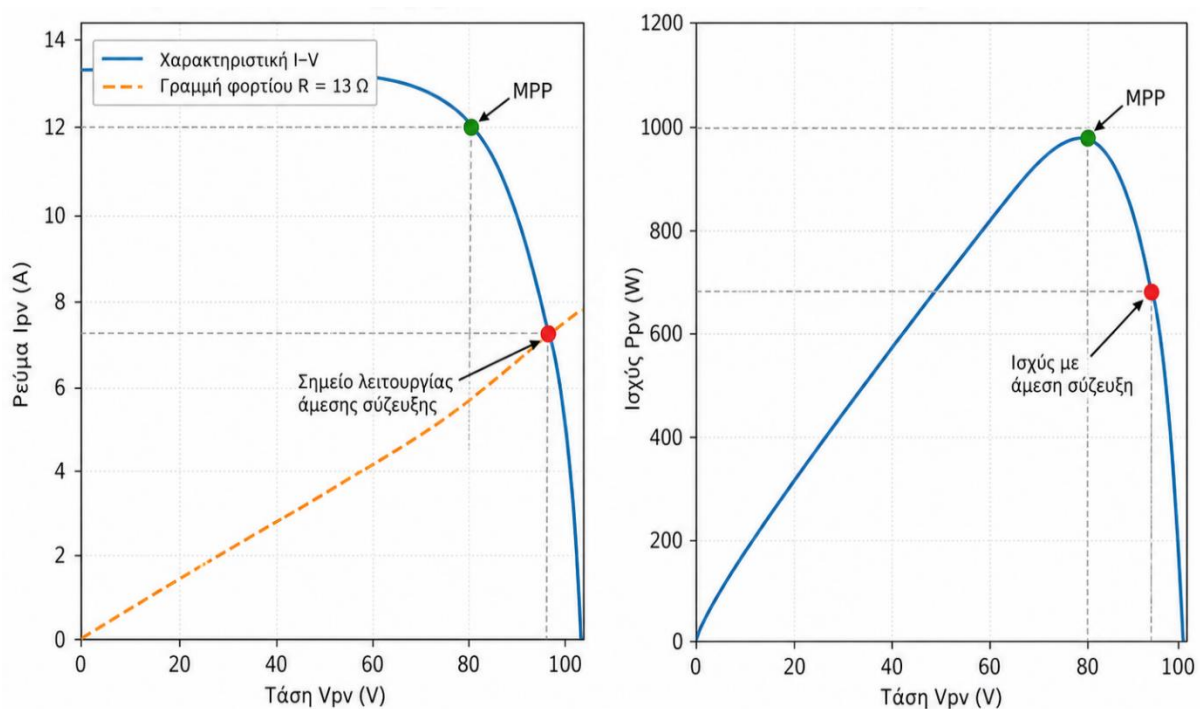


Σχήμα 1.1: Γενική αρχιτεκτονική του προτεινόμενου συστήματος φωτοβολταϊκής θέρμανσης νερού

1.2 Πρόβλημα άμεσης σύζευξης φωτοβολταϊκού – φορτίου

Τα φωτοβολταϊκά πλαίσια χαρακτηρίζονται από μη γραμμική ηλεκτρική συμπεριφορά, η οποία περιγράφεται μέσω των καμπυλών τάσης-ρεύματος (I–V) και ισχύος-τάσης (P–V). Για δεδομένες συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας και θερμοκρασίας, υπάρχει ένα μοναδικό σημείο λειτουργίας στο οποίο η παραγόμενη ισχύς είναι μέγιστη, γνωστό ως Σημείο Μέγιστης Ισχύος (Maximum Power Point – MPP) [5], [6].

Όταν ένα φωτοβολταϊκό πλαίσιο συνδέεται απευθείας σε ένα ωμικό φορτίο, το σημείο λειτουργίας καθορίζεται αποκλειστικά από την αντίσταση του φορτίου. Αυτό συνεπάγεται ότι το σύστημα λειτουργεί κυρίως μακριά από το MPP και έχει ως αποτέλεσμα την μη εκμετάλλευση της διαθέσιμης ισχύος ανά δεδομένη χρονική στιγμή όπως φαίνεται στο σχήμα 1.2.



Σχήμα 1.2: Απόκλιση του σημείου λειτουργίας από το σημείο μέγιστης ισχύος κατά την απευθείας σύνδεση φωτοβολταϊκής πηγής με ωμικό φορτίο

Τα παρακάτω παραδείγματα αναπαριστούν το πρόβλημα και αριθμητικά δεδομένου του φορτίου 13Ω:

- **Παράδειγμα 1: Ανεπάρκεια απορρόφησης μέγιστης διαθέσιμης ισχύος**

Για δύο φωτοβολταϊκά πλαίσια συνδεδεμένα σε σειρά, με στοιχεία ανά πλαίσιο:

$$V_{MPP} = 41V, \quad I_{MPP} = 13A$$

η συνολική τάση στο σημείο μέγιστης ισχύος είναι:

$$V_{MPP,total} = 2 \cdot 41V = 82V$$

ενώ το ρεύμα παραμένει:

$$I_{MPP,total} = 13A$$

Αρα η μέγιστη διαθέσιμη ισχύς είναι:

$$P_{MPP,total} = V_{MPP,total} \cdot I_{MPP,total} = 82 \cdot 13 = 1066W$$

Η ισοδύναμη αντίσταση που πρέπει να “βλέπει” το φωτοβολταϊκό σύστημα στο MPP είναι:

$$R_{MPP} = \frac{V_{MPP,total}}{I_{MPP,total}} = \frac{82}{13} = 6.31\Omega \quad (1.1)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις, γίνεται αντιληπτό πως με 82V στα άκρα του φορτίου των 13Ω καθίσταται αδύνατον να απορροφηθεί η μέγιστη διαθέσιμη φωτοβολταϊκή ισχύς σε αυτό. Η λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι η ανύψωση της τάσης στο φορτίο με την χρήση μετατροπέα DC-DC boost converter.

- **Παράδειγμα 2: Κατάρρευση τάσης Φ/Β λόγω ανεπαρκούς διαθέσιμης ισχύος**

Σε διαφορετικές συνθήκες ακτινοβολίας, η διαθέσιμη ισχύς του φωτοβολταϊκού μπορεί να είναι σημαντικά μικρότερη, όμως η τάση στο σημείο μέγιστης ισχύος δεν διαφοροποιείται σημαντικά όπως συμβαίνει με το ρεύμα. Έστω ότι:

$$V_{MPP} = 82V, P_{MPP} = 200W$$

Τότε το αντίστοιχο ρεύμα στο MPP είναι:

$$I_{MPP} = \frac{P_{MPP}}{V_{MPP}} = \frac{200}{82} = 2.44A$$

Αρα η ισοδύναμη αντίσταση που πρέπει να βλέπει το φωτοβολταϊκό σύστημα είναι:

$$R_{MPP} = \frac{V_{MPP}^2}{P_{MPP}} = \frac{82^2}{200} = 33.6\Omega$$

Αν το φορτίο συνδεθεί απευθείας στο Φ/Β με τάση $V_{MPP} = 82V$, τότε η ισχύς που θα ζητήσει για να διατηρήσει την τάση είναι:

$$P_L = \frac{V_{MPP}^2}{R_L} = \frac{82^2}{13} = 517W$$

Δεδομένου όμως ότι η μέγιστη διαθέσιμη είναι 200W συνεπάγεται κατάρρευση της τάσης του Φ/Β και κατ' επέκταση την απομάκρυνση από το MPP. Επιπλέον, λόγω της χρήσης boost converter καθίσταται ανέφικτη η μείωση της τάσης (step down). Την λύση σε αυτό το πρόβλημα έδωσε η προσθήκη μετατροπέα πλήρους γέφυρας (Full bridge DC-AC converter) με δυνατότητα δυναμικής προσαρμογής του duty cycle. Αυτή η βαθμίδα παρουσιάζει πολλαπλά οφέλη πέραν της δυναμικής προσαρμογής τα οποία θα αναλυθούν σε επόμενο κεφάλαιο.

Από τα παραπάνω, γίνεται αντιληπτό πως με την χρήση μετατροπέων ισχύος και με κατάλληλο έλεγχο σε αυτούς, γίνεται εφικτή η δυναμική προσαρμογή του ισοδύναμου φορτίου που «βλέπει» η συστοιχία των φωτοβολταϊκών. Με τον τρόπο αυτό καθίσταται δυνατή η συνεχής λειτουργία του συστήματος κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος, ανεξάρτητα από τις συνθήκες περιβάλλοντος ή τις απαιτήσεις του φορτίου.

1.3 Στόχοι της διπλωματικής εργασίας

Ο βασικός στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι ο σχεδιασμός και η υλοποίηση ενός αποδοτικού συστήματος θέρμανσης νερού με φωτοβολταϊκά, το οποίο να εκμεταλλεύεται σε πραγματικό χρόνο και στον μέγιστο βαθμό την διαθέσιμη ηλιακή ενέργεια.

Οι επιμέρους στόχοι της εργασίας συνοψίζονται ως εξής:

- Σχεδίαση και υλοποίηση βαθμίδας DC-DC ανύψωσης τάσης (Boost Converter) ελεγχόμενης από PI ελεγκτή και αλγόριθμο MPPT.
- Ανάπτυξη αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με έξοδο εναλλασσόμενης τάσης, κατάλληλης για την οδήγηση του ωμικού φορτίου οποιουδήποτε κοινού ηλεκτρικού θερμοσίφωνα.
- Υλοποίηση αλγορίθμου Μέγιστης Εκμετάλλευσης Ισχύος (MPPT) στο firmware του συστήματος.
- Σχεδίαση, ρύθμιση και ενσωμάτωση στο firmware, ελεγκτή PI διπλού βρόχου (ρεύματος και τάσης) για τη σταθερή και αποδοτική λειτουργία του Boost Converter.
- Πειραματική αξιολόγηση της λειτουργίας MPPT με χρήση Solar Array Simulator, με αναφορά στις αρχές αξιολόγησης του προτύπου EN 50530. (πραγματοποιείται με την χρήση εξειδικευμένου εργαστηριακού εξοπλισμού).

Η παρούσα εργασία συνεισέφερε στην αποκομιδή εμπειρίας και θεμελιωμένης γνώσης σχετικά με τον σχεδιασμό μετατροπέων ισχύος για εφαρμογές σε ΑΠΕ. Αποτέλεσε μια ολοκληρωμένη προσέγγιση η οποία συνδυάζει αναλογικά κυκλώματα φίλτρων, διακοπτικούς μετατροπείς ισχύος, συστήματα αυτομάτου ελέγχου και ενσωματωμένα συστήματα, με έμφαση στην πρακτική υλοποίηση σε πραγματικό hardware.

1.4 Δομή της διπλωματικής εργασίας

Η διπλωματική εργασία οργανώνεται σε έξι κεφάλαια. Στο Κεφάλαιο 1 παρουσιάζεται το πλαίσιο της εργασίας, οι προκλήσεις που αντιμετωπίζονται και οι στόχοι της προτεινόμενης λύσης. Στο Κεφάλαιο 2 αναπτύσσεται το θεωρητικό υπόβαθρο που αφορά τα φωτοβολταϊκά συστήματα, τη μη γραμμική ηλεκτρική συμπεριφορά των φωτοβολταϊκών πλαισίων, τις χαρακτηριστικές καμπύλες $I-V$ και $P-V$, καθώς και τους αλγορίθμους Μέγιστης Εκμετάλλευσης Ισχύος (MPPT). Επιπλέον, γίνεται σύγκριση της φωτοβολταϊκής θέρμανσης νερού με τις συμβατικές ηλιοθερμικές εφαρμογές.

Το Κεφάλαιο 3 περιγράφει τη συνολική αρχιτεκτονική του συστήματος και τη σχεδίαση των επιμέρους βαθμίδων ισχύος, όπως ο μετατροπέας DC-DC ανύψωσης τάσης, το DC link και ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας. Στο Κεφάλαιο 4 αναλύεται η υλοποίηση του συστήματος ελέγχου και του firmware, με έμφαση στην ενσωμάτωση του αλγορίθμου MPPT με τον ελεγκτή PI. Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της πειραματικής επαλήθευσης, ενώ στο Κεφάλαιο 6 συνοψίζονται τα συμπεράσματα και προτείνονται πιθανές μελλοντικές επεκτάσεις.

1.5 Επίλογος

Στο κεφάλαιο 1 παρουσιάστηκε το γενικό πλαίσιο της διπλωματικής εργασίας, αναλύθηκε το πρόβλημα της άμεσης σύζευξης φωτοβολταϊκών πηγών με ωμικά φορτία και καθορίστηκαν οι στόχοι και η συνεισφορά της προτεινόμενης λύσης. Η ανάλυση αυτή θέτει τις βάσεις για την ανάπτυξη του θεωρητικού και πρακτικού μέρους που ακολουθεί στα επόμενα κεφάλαια.

Κεφάλαιο 2ο: Θεωρητικό Υπόβαθρο

2.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο που απαιτείται για την κατανόηση της λειτουργίας των φωτοβολταϊκών πλαισίων και της ανάγκης εφαρμογής αλγορίθμων Μέγιστης Εκμετάλλευσης Ισχύος. Αρχικά γίνεται σύντομη αναφορά στην εξέλιξη των φωτοβολταϊκών συστημάτων και στη χρήση τεχνικών MPPT.

Στη συνέχεια αναλύονται τα βασικά χαρακτηριστικά λειτουργίας των φωτοβολταϊκών πλαισίων, η μη γραμμική ηλεκτρική συμπεριφορά τους και το ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο που χρησιμοποιείται για την περιγραφή τους. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις χαρακτηριστικές καμπύλες τάσης–ρεύματος και ισχύος–τάσης, καθώς και στην επίδραση της ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας σε σχέση με το σημείο μέγιστης ισχύος.

Έπειτα, παρουσιάζονται βασικοί αλγόριθμοι MPPT, όπως οι μέθοδοι Perturb and Observe και Incremental Conductance, με αναφορά στα πλεονεκτήματα, τους περιορισμούς και τελικά την εκτίμηση σχετικά με την καταλληλότητά τους για την συγκεκριμένη εφαρμογή. Τέλος, πραγματοποιείται σύγκριση μεταξύ φωτοβολταϊκής και ηλιακής (θερμικής) θέρμανσης νερού, ώστε να αναδειχθούν τα πλεονεκτήματα και οι περιορισμοί της προτεινόμενης προσέγγισης.

2.2 Ιστορική αναδρομή φωτοβολταϊκών συστημάτων και ελέγχου MPPT

Η αξιοποίηση της φωτοβολταϊκής ενέργειας ξεκίνησε στα μέσα του 20ού αιώνα, αρχικά σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος και ειδικών χρήσεων, όπως είναι οι δορυφόροι. Τα πρώτα φωτοβολταϊκά συστήματα λειτουργούσαν με απευθείας σύζευξη της πηγής με το φορτίο ή με απλούς γραμμικούς μετατροπείς (regulators), γεγονός που οδηγούσε σε χαμηλή ενεργειακή απόδοση, καθώς το σημείο λειτουργίας σπάνια συνέπιπτε με το σημείο μέγιστης ισχύος του φωτοβολταϊκού πλαισίου.



Σχήμα 2.1: Vanguard 1 - 1958, Ο πρώτος δορυφόρος που χρησιμοποίησε φωτοβολταϊκά στοιχεία. Πηγή: NASA

Με την πρόοδο της τεχνολογίας των ηλεκτρονικών ισχύος και τη μείωση του κόστους των ημιαγωγικών διατάξεων, κατέστη δυνατή η εισαγωγή μετατροπέων ισχύος μεταξύ της φωτοβολταϊκής πηγής και του φορτίου. Η εξέλιξη αυτή οδήγησε στην ανάπτυξη αλγορίθμων Μέγιστης Εκμετάλλευσης Ισχύος (Maximum Power Point Tracking – MPPT), οι οποίοι επιτρέπουν τη δυναμική ρύθμιση του σημείου λειτουργίας του φωτοβολταϊκού συστήματος.

Οι πρώτοι αλγόριθμοι MPPT υλοποιούνταν με αναλογικά κυκλώματα, περιορίζοντας την ευελιξία και την ακρίβεια του ελέγχου. Η ευρεία διάδοση των μικροελεγκτών και των ψηφιακών επεξεργαστών σήματος επέτρεψε τη μετάβαση σε ψηφιακή υλοποίηση, προσφέροντας αυξημένη ακρίβεια, δυνατότητα προσαρμογής και ενσωμάτωση προηγμένων στρατηγικών ελέγχου. Σήμερα, οι αλγόριθμοι MPPT αποτελούν αναπόσπαστο μέρος των σύγχρονων μετατροπέων σε φωτοβολταϊκά συστήματα, τόσο σε αυτόνομα όσο και σε διασυνδεδεμένα.

2.3 Φωτοβολταϊκά συστήματα και χαρακτηριστικά λειτουργίας

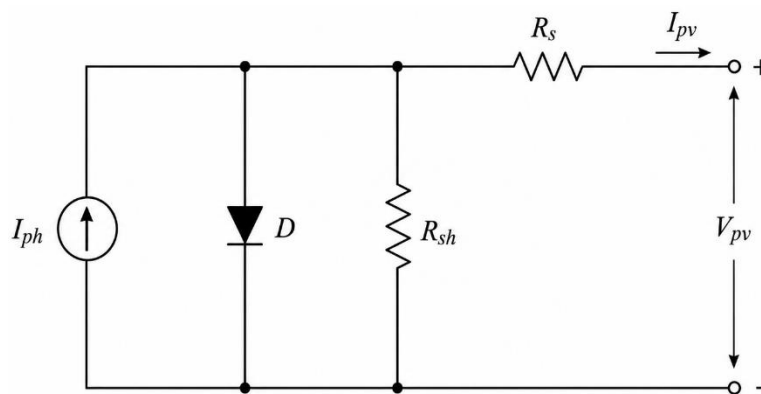
Ένα φωτοβολταϊκό πλαίσιο μπορεί να μοντελοποιηθεί ηλεκτρικά ως πηγή ρεύματος σε παράλληλη σύνδεση με μία διόδο και συνοδευτικά στοιχεία απωλειών. Αυτή η μη γραμμική συμπεριφορά αποτυπώνεται στις χαρακτηριστικές καμπύλες τάσης-ρεύματος ($I-V$) και ισχύος-τάσης ($P-V$).

Για δεδομένες συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας και θερμοκρασίας, η καμπύλη $P-V$ παρουσιάζει ένα μοναδικό μέγιστο, το οποίο αντιστοιχεί στο Σημείο Μέγιστης Ισχύος (MPP). Η θέση του MPP μεταβάλλεται δυναμικά με την αλλαγή των περιβαλλοντικών συνθηκών, καθιστώντας απαραίτητη την συνεχή παρακολούθηση και προσαρμογή του σημείου λειτουργίας του συστήματος.

Η λειτουργία ενός φωτοβολταϊκού συστήματος μακριά από το MPP οδηγεί σε μειωμένη ενεργειακή εκμετάλλευση. Για να γίνει σαφής η έννοια της μειωμένης ενεργειακής εκμετάλλευσης, θα μπορούσαμε να πούμε ότι δεν γίνεται εκμετάλλευση όλης της επιφάνειας των φωτοβολταϊκών πλαισίων που υπάρχουν σε μια εγκατάσταση, κάτι που είναι εντελώς ανεπιθύμητο. Για τον λόγο αυτό, η χρήση κατάλληλων αλγορίθμων ελέγχου και μετατροπέων ισχύος κρίνεται απαραίτητη αν επιδιώκουμε υψηλή απόδοση και αξιοπιστία.

2.4 Ηλεκτρικό μοντέλο φωτοβολταϊκού πλαισίου

Το φωτοβολταϊκό πλαίσιο παρουσιάζει μη γραμμική ηλεκτρική συμπεριφορά, η οποία εξαρτάται από την ηλιακή ακτινοβολία, τη θερμοκρασία λειτουργίας και τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των φωτοβολταϊκών κυψελών. Για την ανάλυση και προσομοίωση της λειτουργίας του, χρησιμοποιείται συνήθως το ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο μίας διόδου [5], [6].



Σχήμα 2.2: Ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο φωτοβολταϊκής κυψέλης μίας διόδου

Στο μοντέλο αυτό, η φωτοβολταϊκή κυψέλη αναπαρίσταται από μία πηγή ρεύματος, η οποία εκφράζει το φωτοπαραγόμενο ρεύμα, συνδεδεμένη παράλληλα με μία δίοδο. Η δίοδος περιγράφει τη συμπεριφορά της επαφής p-n της κυψέλης. Επιπλέον, για την ακριβέστερη περιγραφή της πραγματικής λειτουργίας, λαμβάνονται υπόψη μία εν σειρά και μία παράλληλη αντίσταση. Η σχέση που περιγράφει το ρεύμα εξόδου ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου στο μοντέλο μίας διόδου δίνεται από:

$$I = I_{ph} - I_0 \left[e^{\frac{V+IR_s}{nV_T}} - 1 \right] - \frac{V+IR_s}{R_p} \quad (2.1)$$

όπου I είναι το ρεύμα εξόδου του φωτοβολταϊκού πλαισίου, V η τάση εξόδου, I_{ph} το φωτοπαραγόμενο ρεύμα, I_0 το ρεύμα κορεσμού της διόδου, R_s η εν σειρά αντίσταση, R_p η παράλληλη αντίσταση, n ο συντελεστής ιδανικότητας της διόδου και V_T η θερμική τάση.

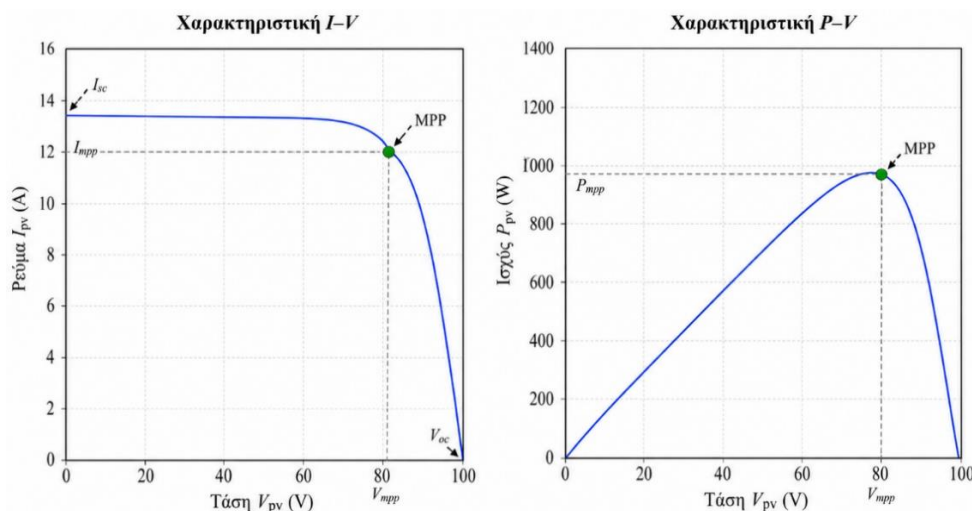
Η εν σειρά αντίσταση εκφράζει τις ωμικές απώλειες που εμφανίζονται στο εσωτερικό της κυψέλης, στις μεταλλικές επαφές και στις συνδέσεις του φωτοβολταϊκού πλαισίου και η παράλληλη εκφράζει τα ρεύματα διαρροής που εμφανίζονται λόγω μη ιδανικοτήτων της κυψέλης. Οι δύο αυτές αντιστάσεις επηρεάζουν τη μορφή της χαρακτηριστικής καμπύλης I-V και, συνεπώς, την παραγόμενη ισχύ.

Η έξοδος του φωτοβολταϊκού πλαισίου δεν μπορεί να θεωρηθεί ιδανική πηγή τάσης ή ιδανική πηγή ρεύματος. Αντίθετα, το σημείο λειτουργίας του καθορίζεται από την αλληλεπίδραση μεταξύ της φωτοβολταϊκής πηγής και του συνδεδεμένου φορτίου. Η χρήση μετατροπέα ισχύος και αλγορίθμου MPPT είναι αυτά που θέτουν το Φ/Β κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος.

2.5 Χαρακτηριστικές καμπύλες I-V και P-V

Η ηλεκτρική συμπεριφορά ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου περιγράφεται κυρίως μέσω δύο χαρακτηριστικών καμπυλών: της καμπύλης τάσης-ρεύματος (I-V) και της καμπύλης ισχύος-τάσης (P-V). Οι καμπύλες αυτές αποτελούν βασικό εργαλείο για την κατανόηση της λειτουργίας του φωτοβολταϊκού πλαισίου και για τον σχεδιασμό του συστήματος ελέγχου [5], [6].

Η καμπύλη I-V απεικονίζει τη σχέση μεταξύ της τάσης εξόδου και του ρεύματος που μπορεί να παρέχει το φωτοβολταϊκό πλαίσιο. Όταν η τάση στα άκρα του πλαισίου είναι μηδενική, το ρεύμα λαμβάνει τη μέγιστη τιμή του, η οποία ονομάζεται ρεύμα βραχυκύκλωσης (I_{sc}). Αντίθετα, όταν το ρεύμα εξόδου είναι μηδενικό, η τάση λαμβάνει τη μέγιστη τιμή της, η οποία ονομάζεται τάση ανοικτού κυκλώματος (V_{oc}).



Σχήμα 2.3: Χαρακτηριστικές καμπύλες I-V και P-V φωτοβολταϊκού πλαισίου με ένδειξη του σημείου μέγιστης ισχύος

Η καμπύλη P–V προκύπτει από το γινόμενο της τάσης και του ρεύματος εξόδου του φωτοβολταϊκού πλαισίου. Για δεδομένες συνθήκες ακτινοβολίας και θερμοκρασίας, η καμπύλη αυτή εμφανίζει ένα μοναδικό μέγιστο σημείο, το οποίο αντιστοιχεί στο Σημείο Μέγιστης Ισχύος. Στο σημείο αυτό, το φωτοβολταϊκό πλαίσιο αποδίδει τη μέγιστη δυνατή ηλεκτρική ισχύ προς το φορτίο. Η ηλεκτρική ισχύς που παρέχεται από το φωτοβολταϊκό πλαίσιο υπολογίζεται από τη σχέση:

$$P = V \cdot I \quad (2.2)$$

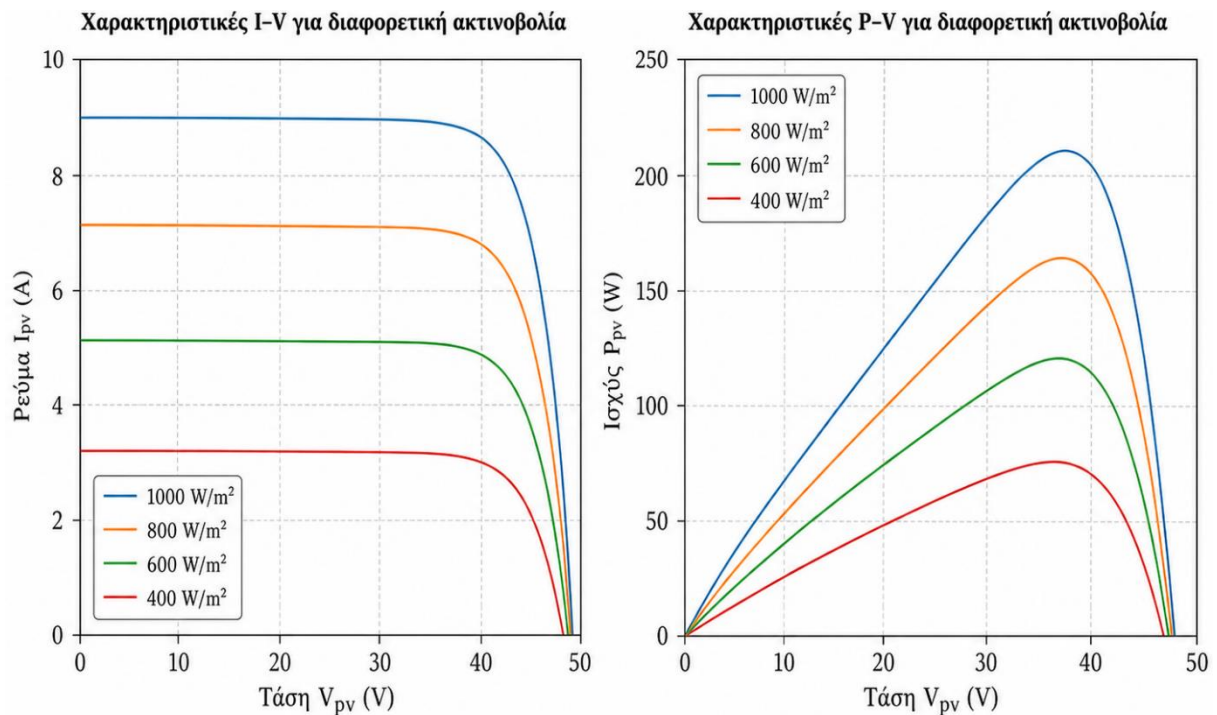
Το Σημείο Μέγιστης Ισχύος αντιστοιχεί στο σημείο της καμπύλης P–V όπου η παράγωγος της ισχύος ως προς την τάση μηδενίζεται:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (2.3)$$

2.6 Επίδραση ακτινοβολίας και θερμοκρασίας στη λειτουργία φωτοβολταϊκού πλαισίου

Η λειτουργία ενός φωτοβολταϊκού πλαισίου επηρεάζεται σημαντικά από τις περιβαλλοντικές συνθήκες, κυρίως από την ηλιακή ακτινοβολία και τη θερμοκρασία λειτουργίας των κυψελών. Οι δύο αυτοί παράγοντες μεταβάλλουν τη μορφή των χαρακτηριστικών καμπυλών I–V και P–V, καθώς και τη θέση του Σημείου Μέγιστης Ισχύος.

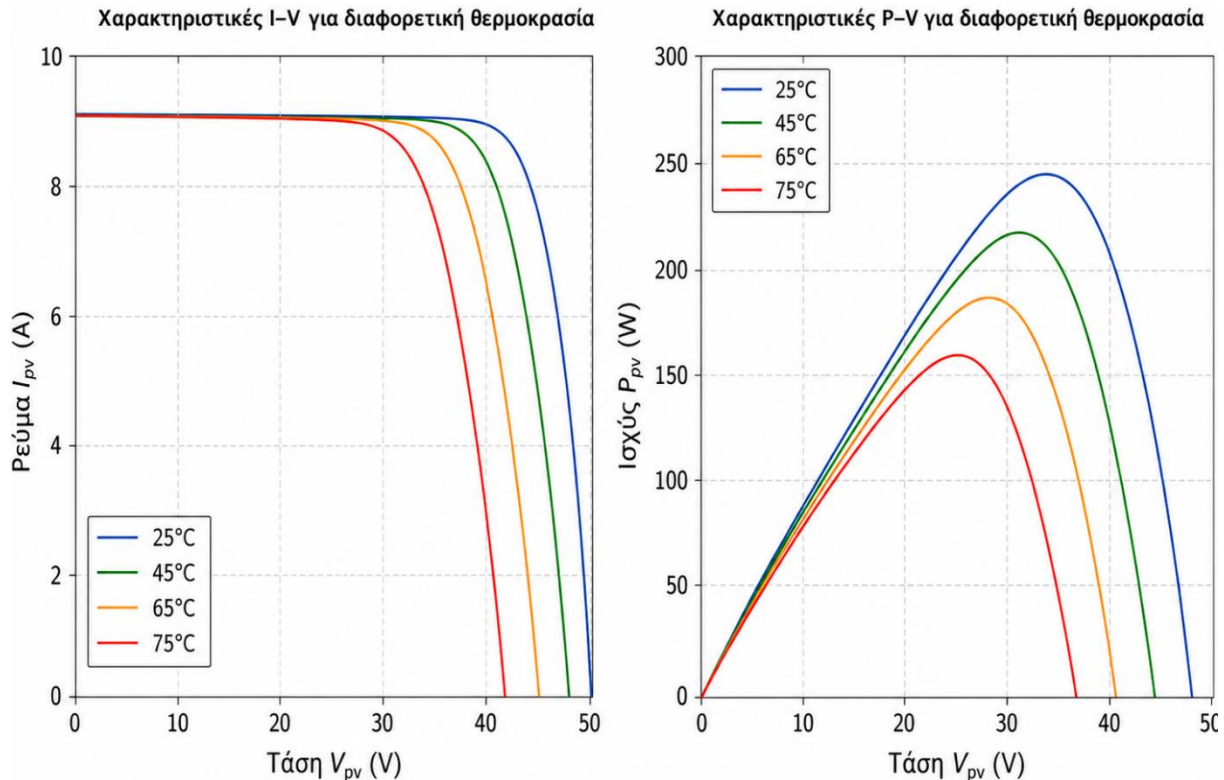
Η αύξηση της ηλιακής ακτινοβολίας οδηγεί κυρίως σε αύξηση του παραγόμενου ρεύματος του φωτοβολταϊκού πλαισίου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της διαθέσιμης ισχύος στην έξοδο του πλαισίου. Αντίθετα, όταν η ακτινοβολία μειώνεται, το παραγόμενο ρεύμα μειώνεται αντίστοιχα, με αποτέλεσμα τη μείωση της παραγόμενης ισχύος (σχήμα 2.4).



Σχήμα 2.4: Επίδραση της ηλιακής ακτινοβολίας στις χαρακτηριστικές καμπύλες I–V και P–V φωτοβολταϊκού πλαισίου

Η θερμοκρασία επηρεάζει κυρίως την τάση εξόδου του φωτοβολταϊκού πλαισίου. Με την αύξηση της θερμοκρασίας των κυψελών, η τάση ανοικτού κυκλώματος μειώνεται, γεγονός που οδηγεί σε μείωση

της μέγιστης διαθέσιμης ισχύος. Αντίθετα, σε χαμηλότερες θερμοκρασίες, η τάση λειτουργίας του πλαισίου αυξάνεται, βελτιώνοντας την παραγόμενη ισχύ για τις ίδιες συνθήκες ακτινοβολίας (σχήμα 2.5).



Σχήμα 2.5: Επίδραση της θερμοκρασίας στις χαρακτηριστικές καμπύλες I-V και P-V φωτοβολταϊκού πλαισίου

Η ταυτόχρονη μεταβολή ακτινοβολίας και θερμοκρασίας προκαλεί μετατόπιση του σημείου μέγιστης ισχύος πάνω στην καμπύλη P-V [5], [6]. Επομένως, το MPP δεν είναι σταθερό, αλλά μεταβάλλεται συνεχώς κατά τη διάρκεια της ημέρας. Για τον λόγο αυτό, ένα φωτοβολταϊκό σύστημα δεν μπορεί να βασίζεται σε σταθερή σχέση μεταξύ φωτοβολταϊκής πηγής και φορτίου.

Στην παρούσα εργασία, η επίδραση της ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας λαμβάνεται υπόψη στην πειραματική αξιολόγηση της λειτουργίας του συστήματος, κάνοντας χρήση εξειδικευμένου προγραμματιζόμενου τροφοδοτικού με δυνατότητα Solar Array Simulation (SAS). Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται σε επόμενο κεφάλαιο.

2.7 Αλγόριθμοι Μέγιστης Εκμετάλλευσης Ισχύος (MPPT)

Οι αλγόριθμοι Μέγιστης Εκμετάλλευσης Ισχύος, γνωστοί ως MPPT (Maximum Power Point Tracking), χρησιμοποιούνται ευρέως στους μετατροπείς φωτοβολταϊκών συστημάτων με σκοπό τη συνεχή λειτουργία της φωτοβολταϊκής πηγής κοντά στο MPP [10], [11]. Όπως αναλύθηκε στις προηγούμενες υποενότητες, λόγω της μη γραμμικής συμπεριφοράς των φωτοβολταϊκών πλαισίων, το σημείο μέγιστης ισχύος δεν είναι σταθερό, αλλά μεταβάλλεται ανάλογα με την ηλιακή ακτινοβολία και την θερμοκρασία.

Με την παρεμβολή ενός διακοπτικού μετατροπέα ισχύος μεταξύ φωτοβολταϊκής πηγής και φορτίου, ο αλγόριθμος MPPT μπορεί να μεταβάλλει κατάλληλα το duty cycle του μετατροπέα, ώστε να προσαρμόζει το ισοδύναμο φορτίο που “βλέπει” το φωτοβολταϊκό πλαίσιο.

Η βασική αρχή λειτουργίας των αλγορίθμων MPPT στηρίζεται στην παρακολούθηση της τάσης, του ρεύματος και της ισχύος του φωτοβολταϊκού πλαισίου. Από τα μετρούμενα μεγέθη υπολογίζεται η στιγμιαία ισχύς σύμφωνα με τη σχέση (2.2):

$$P_{PV} = V_{PV} \cdot I_{PV}$$

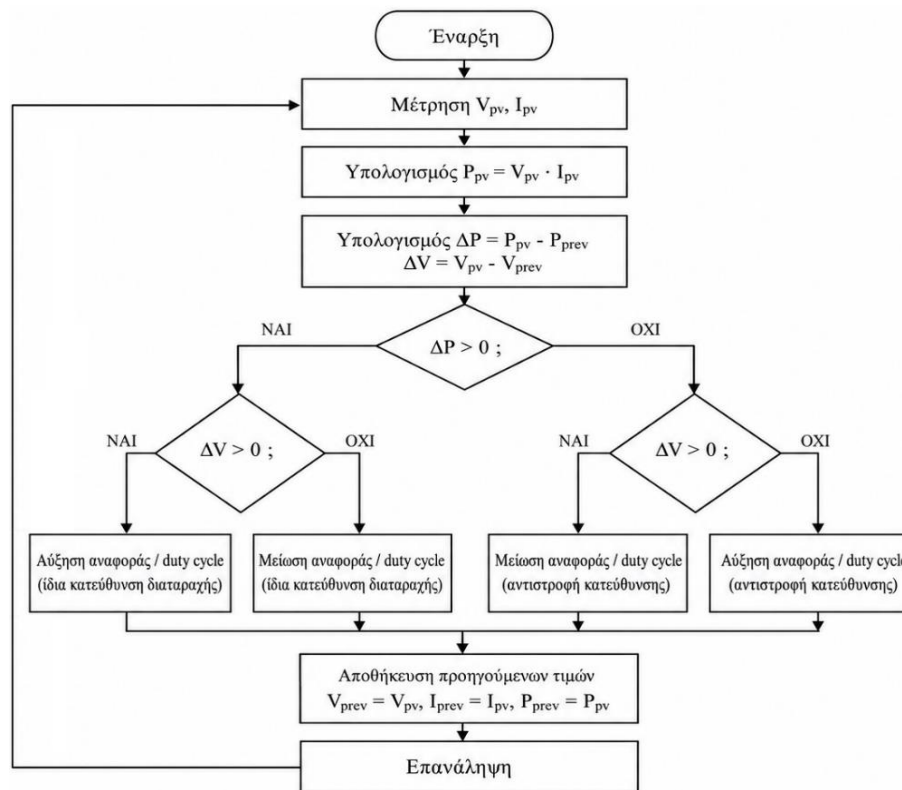
όπου P_{PV} είναι η ισχύς του φωτοβολταϊκού πλαισίου, V_{PV} η τάση εξόδου του και I_{PV} το ρεύμα εξόδου του. Με βάση τη μεταβολή της ισχύος σε σχέση με τη μεταβολή της τάσης ή του ρεύματος, ο ελεγκτής αποφασίζει αν πρέπει να αυξήσει ή να μειώσει το σημείο λειτουργίας του συστήματος.

Μεταξύ των πιο διαδεδομένων αλγορίθμων MPPT περιλαμβάνονται η μέθοδος Perturb and Observe (P&O) και η μέθοδος Incremental Conductance (IncCond). Οι δύο αυτές μέθοδοι χρησιμοποιούνται ευρέως λόγω της σχετικά απλής υλοποίησής τους σε μικροελεγκτές και της ικανοποιητικής απόδοσης που προσφέρουν σε πρακτικές εφαρμογές φωτοβολταϊκών συστημάτων.

2.7.1 Μέθοδος Perturb and Observe (P&O)

Η μέθοδος Perturb and Observe αποτελεί έναν από τους πιο διαδεδομένους αλγορίθμους MPPT, κυρίως λόγω της απλότητας και της ευκολίας υλοποίησής της. Η βασική αρχή λειτουργίας της στηρίζεται στην διαδοχική μεταβολή, δηλαδή την διαταραχή, της τάσης λειτουργίας του φωτοβολταϊκού πλαισίου και στην παρατήρηση της αντίστοιχης μεταβολής της παραγόμενης ισχύος.

Ο αλγόριθμος συγκρίνει την τρέχουσα τιμή ισχύος με την προηγούμενη τιμή. Αν η μεταβολή της τάσης προκαλέσει αύξηση της ισχύος, τότε ο αλγόριθμος συνεχίζει να μεταβάλλει το σημείο λειτουργίας προς την ίδια κατεύθυνση. Αντίθετα, αν η ισχύς μειωθεί, τότε η κατεύθυνση της μεταβολής αντιστρέφεται. Με αυτόν τον τρόπο, το σημείο λειτουργίας οδηγείται σταδιακά κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος.



Σχήμα 2.6: Διάγραμμα ροής της μεθόδου Perturb and Observe

Η λειτουργία του αλγορίθμου μπορεί να περιγραφεί μέσω των μεταβολών:

$$\Delta P = P(k) - P(k - 1) \quad (2.4)$$

και

$$\Delta V = V(k) - V(k - 1) \quad (2.5)$$

όπου $P(k)$ και $V(k)$ είναι η τρέχουσα τιμή ισχύος και τάσης, ενώ $P(k - 1)$ και $V(k - 1)$ είναι οι αντίστοιχες προηγούμενες τιμές. Αν η μεταβολή της ισχύος είναι θετική, τότε το σύστημα κινείται προς το MPP. Αν η μεταβολή της ισχύος είναι αρνητική, τότε το σύστημα απομακρύνεται από το MPP και απαιτείται αντιστροφή της κατεύθυνσης μεταβολής.

Το βασικό πλεονέκτημα της μεθόδου P&O είναι ότι απαιτεί μικρό αριθμό υπολογισμών και μπορεί να υλοποιηθεί εύκολα σε μικροελεγκτή. Δεν απαιτεί ακριβές μοντέλο του φωτοβολταϊκού πλαισίου, γεγονός που την καθιστά κατάλληλη για πρακτικές εφαρμογές χαμηλού και μεσαίου κόστους.

Ωστόσο, η μέθοδος παρουσιάζει και ορισμένους περιορισμούς. Κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, το σημείο λειτουργίας δεν σταθεροποιείται ακριβώς πάνω στο MPP, αλλά ταλαντώνεται γύρω από αυτό. Το μέγεθος αυτής της ταλάντωσης εξαρτάται από το βήμα μεταβολής που χρησιμοποιείται στον αλγόριθμο. Το μεγάλο βήμα προσφέρει ταχύτερη απόκριση στις έντονες μεταβολές της ηλιακής ακτινοβολίας, αλλά αυξάνει τις ταλαντώσεις γύρω από το MPP. Αντίθετα, μικρό βήμα μειώνει τις ταλαντώσεις, αλλά καθυστερεί την απόκριση του συστήματος σε μεταβαλλόμενες συνθήκες ακτινοβολίας.

Σε συνθήκες ταχέων μεταβολών της ηλιακής ακτινοβολίας, ο αλγόριθμος P&O μπορεί να οδηγηθεί σε λανθασμένη κατεύθυνση, καθώς η μεταβολή της ισχύος μπορεί να μην οφείλεται στην μεταβολή της τάσης λειτουργίας, αλλά στην αλλαγή των περιβαλλοντικών συνθηκών [10], [11], [13]. Παρόλα αυτά, λόγω της απλότητας και της αξιοπιστίας του, παραμένει ιδιαίτερα δημοφιλής επιλογή σε πολλές εφαρμογές φωτοβολταϊκών συστημάτων.

2.7.2 Μέθοδος Incremental Conductance (IncCond)

Η μέθοδος Incremental Conductance αναπτύχθηκε με σκοπό τη βελτίωση της απόκρισης του MPPT, ιδιαίτερα σε συνθήκες μεταβαλλόμενης ηλιακής ακτινοβολίας. Σε αντίθεση με τη μέθοδο P&O, η οποία βασίζεται κυρίως στην παρατήρηση της μεταβολής της ισχύος, η μέθοδος Incremental Conductance αξιοποιεί τη σχέση μεταξύ της στιγμιαίας και της διαφορικής αγωγιμότητας του φωτοβολταϊκού πλαισίου [10], [12].

Ξεκινώντας από τη σχέση ισχύος του φωτοβολταϊκού πλαισίου, η οποία έχει ήδη δοθεί στη σχέση (2.2), και παραγωγίζοντας ως προς την τάση, προκύπτει:

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (2.6)$$

Στο MPP, επειδή $\frac{dP}{dV} = 0$, προκύπτει:

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (2.7)$$

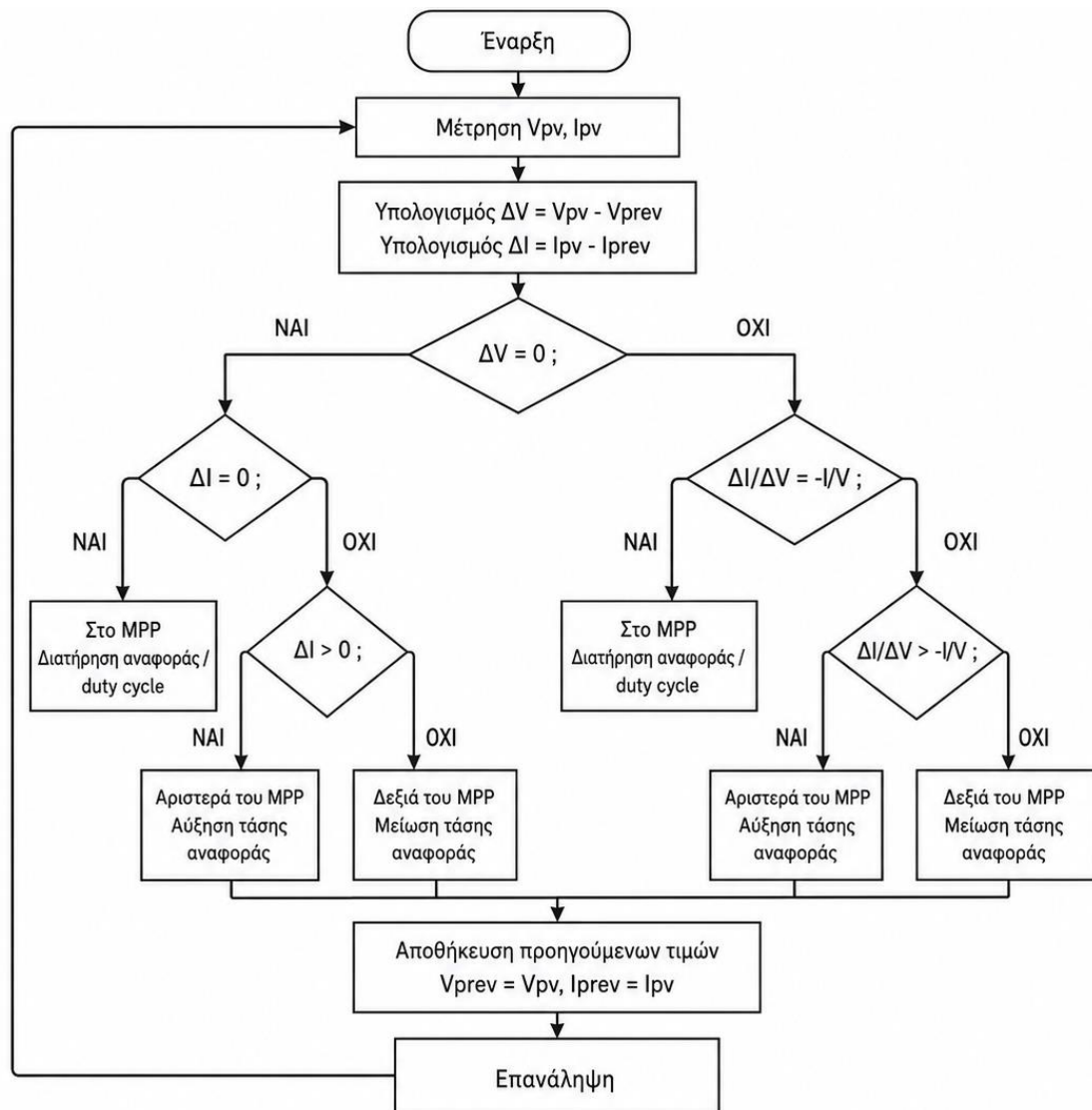
Η παραπάνω σχέση αποτελεί τη βασική συνθήκη λειτουργίας της μεθόδου Incremental Conductance. Ο όρος $\frac{I}{V}$ εκφράζει τη στιγμιαία αγωγιμότητα του φωτοβολταϊκού πλαισίου, ενώ ο όρος $\frac{dI}{dV}$ εκφράζει τη διαφορική ή αυξητική αγωγιμότητα. Με βάση την παραπάνω συνθήκη, αν:

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}$$

τότε το σημείο λειτουργίας βρίσκεται αριστερά του MPP και η τάση λειτουργίας πρέπει να αυξηθεί. Αντίστοιχα, αν:

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}$$

τότε το σημείο λειτουργίας βρίσκεται δεξιά του MPP και η τάση λειτουργίας πρέπει να μειωθεί.



Σχήμα 2.7: Διάγραμμα ροής της μεθόδου Incremental Conductance

Το βασικό πλεονέκτημα της μεθόδου Incremental Conductance είναι ότι μπορεί να προσδιορίσει με μεγαλύτερη ακρίβεια τη θέση του σημείου λειτουργίας ως προς το MPP. Επιπλέον, παρουσιάζει καλύτερη απόκριση σε γρήγορες μεταβολές της ακτινοβολίας, καθώς μπορεί να διακρίνει αν η μεταβολή της ισχύος οφείλεται στην μεταβολή της τάσης λειτουργίας ή σε αλλαγή των περιβαλλοντικών συνθηκών.

Το μειονέκτημα της μεθόδου είναι η αυξημένη υπολογιστική πολυπλοκότητα σε σχέση με τη μέθοδο P&O. Απαιτούνται ακριβείς μετρήσεις τάσης και ρεύματος, καθώς και υπολογισμός των μεταβολών τους. Για τον λόγο αυτό, η υλοποίησή της σε μικροελεγκτή απαιτεί προσεκτικό σχεδιασμό του λογισμικού, κατάλληλο φιλτράρισμα των μετρούμενων ηλεκτρικών μεγεθών και επαρκή υπολογιστική ισχύ.

2.7.3 Σύγκριση αλγορίθμων MPPT

Για την παρούσα εφαρμογή φωτοβολταϊκής θέρμανσης νερού, η επιλογή του αλγορίθμου MPPT πρέπει να λαμβάνει υπόψη ότι το τελικό φορτίο είναι θερμικό και δεν απαιτεί εξαιρετικά γρήγορη απόκριση σε επίπεδο χιλιοστών του δευτερολέπτου όπως για παράδειγμα σε ένα διασυνδεδεμένο σύστημα. Παράλληλα, όμως, απαιτείται υψηλή ενεργειακή αξιοποίηση, καθώς ο βασικός στόχος του συστήματος είναι η μέγιστη μεταφορά ισχύος από τα φωτοβολταϊκά πλαίσια προς την αντίσταση του θερμοσίφωνα.

Η μέθοδος P&O παρουσιάζει το πλεονέκτημα της απλής υλοποίησης και της μικρής υπολογιστικής απαίτησης. Είναι κατάλληλη για εφαρμογές όπου οι μεταβολές της ακτινοβολίας δεν είναι ιδιαίτερα απότομες και όπου η μικρή ταλάντωση γύρω από το MPP είναι αποδεκτή. Από την άλλη πλευρά, η μέθοδος Incremental Conductance προσφέρει καλύτερη θεωρητική ακρίβεια και βελτιωμένη απόκριση σε δυναμικές μεταβολές [10], [12], [14], αλλά απαιτεί πιο σύνθετη υλοποίηση.

Ο παρακάτω πίνακας παρουσιάζει συνοπτικά τη σύγκριση των δύο μεθόδων.

Πίνακας 2.1: Σύγκριση βασικών αλγορίθμων MPPT

Χαρακτηριστικό	Perturb and Observe	Incremental Conductance
Πολυπλοκότητα υλοποίησης	Χαμηλή	Μέτρια έως υψηλή
Υπολογιστικές απαιτήσεις	Μικρές	Μεγαλύτερες
Ακρίβεια εντοπισμού MPP	Ικανοποιητική	Υψηλότερη
Συμπεριφορά σε ταχείες μεταβολές ακτινοβολίας	Πιθανότητα λανθασμένης κατεύθυνσης	Καλύτερη απόκριση
Ταλαντώσεις γύρω από το MPP	Υπάρχουν	Μικρότερες, ανάλογα με την υλοποίηση
Ευκολία υλοποίησης σε μικροελεγκτή	Υψηλή	Μέτρια
Καταλληλότητα για θερμικό φορτίο	Υψηλή	Υψηλή

Στο πλαίσιο αυτό, η μέθοδος P&O μπορεί να αποτελέσει πρακτική και αξιόπιστη επιλογή, εφόσον επιλεγεί κατάλληλο βήμα μεταβολής και εφαρμοστεί κατάλληλο φιλτράρισμα στις μετρήσεις τάσης και ρεύματος. Εναλλακτικά, η μέθοδος Incremental Conductance μπορεί να χρησιμοποιηθεί όταν δίνεται μεγαλύτερη έμφαση στην συμπεριφορά του συστήματος υπό γρήγορες μεταβολές της ακτινοβολίας.

2.7.4 Επιλογή αλγορίθμου MPPT

Για την υλοποίηση του MPPT επιλέχθηκε η μέθοδος Incremental Conductance (IncCond). Η επιλογή αυτή βασίστηκε στο πλεονέκτημα της μικρότερης ταλάντωσης που παρουσιάζει ο αλγόριθμος γύρω από το MPP σε σχέση με τη μέθοδο Perturb and Observe. Η ελαχιστοποίηση των ταλαντώσεων κρίνεται ιδιαίτερα σημαντική στην παρούσα εφαρμογή, λόγω της επόμενης βαθμίδας μετατροπέα πλήρους γέφυρας. Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας, λόγω της δυναμικής προσαρμογής του φορτίου που πραγματοποιεί με μεγάλη συχνότητα, απαιτεί συνεχείς διορθώσεις από τον ελεγκτή PI και γι' αυτό κρίνεται σημαντική η αποφυγή επιπλέον ταλαντώσεων.

Επίσης, η πολυπλοκότητα του αλγορίθμου δεν αποτελεί πρόβλημα, μιας και ο μικροελεγκτής που χρησιμοποιείται στην διάταξη έχει επιλεγεί με βάση τις απαιτήσεις της εφαρμογής αυτής. Πρόκειται για τον STM32G474 της STMicroelectronics, ο οποίος είναι ενδεδειγμένος για εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος και ελέγχου.

2.8 Σύγκριση φωτοβολταϊκής και ηλιοθερμικής θέρμανσης νερού

Για παραγωγή ζεστού νερού χρήσης χωρίς κόστος, μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε φωτοβολταϊκά είτε ηλιοθερμικοί συλλέκτες. Και στις δύο περιπτώσεις αξιοποιείται η ηλιακή ενέργεια, η οποία είναι δωρεάν διαθέσιμη από το περιβάλλον [2], [7]. Επομένως, μετά την αρχική εγκατάσταση του συστήματος, η παραγωγή θερμότητας μπορεί να πραγματοποιείται με πολύ χαμηλό λειτουργικό κόστος, χωρίς άμεση κατανάλωση καυσίμου ή ηλεκτρικής ενέργειας από το δίκτυο.

Ένα σημαντικό κοινό πλεονέκτημα των δύο λύσεων είναι ότι η παραγόμενη ενέργεια μπορεί να αποθηκευτεί σε θερμική μορφή, μέσω της αύξησης της θερμοκρασίας του νερού. Με τον τρόπο αυτό, σε εφαρμογές θέρμανσης νερού δεν είναι απαραίτητη η χρήση μπαταριών, οι οποίες αυξάνουν το κόστος, την πολυπλοκότητα και τις απαιτήσεις συντήρησης του συστήματος.

Οι ηλιακοί θερμοσίφωνες βασίζονται στην άμεση μετατροπή της ηλιακής ακτινοβολίας σε θερμότητα [7]. Για τον λόγο αυτό μπορούν να παρουσιάσουν υψηλή στιγμιαία απόδοση, ιδιαίτερα σε συνθήκες έντονης ηλιοφάνειας. Όμως η εγκατάστασή τους απαιτεί την ύπαρξη υδραυλικού κυκλώματος, σωληνώσεων, μονώσεων και σε κάποιες περιπτώσεις κυκλοφορητή. Οι απαιτήσεις αυτές αυξάνουν την πολυπλοκότητα της εγκατάστασης, ειδικά σε υφιστάμενα ή πολυώροφα κτίρια.

Αντίθετα, ένα φωτοβολταϊκό σύστημα θέρμανσης νερού μεταφέρει την ενέργεια ηλεκτρικά. Αυτό σημαίνει ότι από την οροφή ή το σημείο τοποθέτησης των φωτοβολταϊκών πλαισίων προς τον χώρο του ηλεκτρικού θερμοσίφωνα απαιτείται ουσιαστικά η διέλευση ηλεκτρικών καλωδίων και όχι η κατασκευή πλήρους υδραυλικής εγκατάστασης. Το χαρακτηριστικό αυτό αποτελεί σημαντικό πρακτικό πλεονέκτημα, καθώς μειώνει τις τεχνικές παρεμβάσεις στο κτίριο, ιδιαίτερα αν υφίσταται ήδη ηλεκτρικός θερμοσίφοντας και διευκολύνει την εγκατάσταση σε περιπτώσεις όπου η τοποθέτηση σωληνώσεων είναι δύσκολη ή οικονομικά ασύμφορη.

Δεδομένου ότι στα φωτοβολταϊκά συστήματα δεν υπάρχει υδραυλικό κύκλωμα στην εξωτερική εγκατάσταση, δεν εμφανίζεται κίνδυνος παγώματος σωληνώσεων και κατ' επέκταση η ανάγκη χρήσης αντιψυκτικού υγρού κατά τους χειμερινούς μήνες. Τα φωτοβολταϊκά πλαίσια μπορούν να λειτουργούν ακόμη και σε πολύ χαμηλές θερμοκρασίες, εφόσον υπάρχει διαθέσιμη ηλιακή ακτινοβολία. Μάλιστα, η χαμηλή θερμοκρασία μπορεί να ευνοήσει την ηλεκτρική απόδοση των φωτοβολταϊκών πλαισίων, σε αντίθεση με τις πολύ υψηλές θερμοκρασίες που συνήθως οδηγούν σε μείωση της τάσης λειτουργίας τους.

Πλεονέκτημα της φωτοβολταϊκής προσέγγισης αποτελεί και η δυνατότητα ευέλικτης διαχείρισης της παραγόμενης ενέργειας. Μέσω ηλεκτρονόμενων ισχύος, αισθητήρων θερμοκρασίας και έξυπνης συνδεσιμότητας, η διαθέσιμη ενέργεια μπορεί να κατανέμεται σε περισσότερα από ένα φορτία. Για παράδειγμα, όταν το νερό του ηλεκτρικού θερμοσίφωνα φτάσει στην επιθυμητή θερμοκρασία, το σύστημα μπορεί να αποσυνδέσει το συγκεκριμένο φορτίο και να διοχετεύσει την παραγόμενη ισχύ σε άλλο θερμικό φορτίο, όπως ένα δοχείο αδρανείας για την υποστήριξη της θέρμανσης της κατοικίας. Στην προτεινόμενη εφαρμογή υπάρχει πρόβλεψη για την κατανομή της ισχύος μεταξύ δύο φορτίων το οποίο υλοποιείται με ρελέ ελεγχόμενα από το firmware. Με αυτόν τον τρόπο, αξιοποιείται το πλεόνασμα της ενέργειας που προκύπτει όταν καλυφθεί η βασική ανάγκη για ζεστό νερό χρήσης.

Οι ηλιακοί θερμοσίφωνες αποτελούν ώριμη και αποδοτική λύση για την παραγωγή ζεστού νερού χρήσης, ιδιαίτερα όταν η εγκατάσταση υδραυλικού κυκλώματος είναι εύκολη και τεχνικά αποδεκτή. Το προτεινόμενο σύστημα θέρμανσης νερού προσφέρει μεγαλύτερη ευκολία κατά την εγκατάσταση, απλούστερη μεταφορά της ενέργειας μέσω καλωδίων, εξαλείφει τον κίνδυνο προβλημάτων λόγω παγετού και παρέχει την δυνατότητα έξυπνης κατανομής της παραγόμενης ενέργειας σε πολλαπλά φορτία. Για τους λόγους αυτούς, η παρούσα προσέγγιση αποτελεί μια ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα λύση.

Θα είχε ιδιαίτερο ενδιαφέρον η σύγκριση των δυο εφαρμογών σε επίπεδο θερμικής απόδοσης, όπως και επιδιώχθηκε, όμως δεν κατέστη εφικτή λόγω κόστους και περιορισμών εξοπλισμού.

2.9 Επίλογος

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκε το θεωρητικό υπόβαθρο που αφορά την ιστορική εξέλιξη των φωτοβολταϊκών συστημάτων, τα βασικά χαρακτηριστικά λειτουργίας τους και τους αλγορίθμους MPPT. Επιπλέον, πραγματοποιήθηκε σύγκριση μεταξύ της φωτοβολταϊκής και της ηλιοθερμικής προσέγγισης, αναδεικνύοντας τον ρόλο των ηλεκτρονικών συστημάτων στη βελτιστοποίηση της ενεργειακής απόδοσης και διαχείρισης. Το παραπάνω θεωρητικό πλαίσιο αποτελεί τη βάση για την ανάλυση και τον σχεδιασμό του συστήματος που παρουσιάζεται στα επόμενα κεφάλαια.

Κεφάλαιο 3ο: Αρχιτεκτονική Συστήματος

3.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η αρχιτεκτονική του υλικού (Hardware – HW) του προτεινόμενου συστήματος, καθώς και οι παράμετροι που λήφθηκαν υπόψη για την επιλογή των χαρακτηριστικών της κάθε βαθμίδας. Στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάζεται επίσης η υλοποίηση της πρωτότυπης πλακέτας PCB, μέσω της οποίας ενσωματώθηκαν οι βαθμίδες ισχύος, τα κυκλώματα μέτρησης, τα κυκλώματα οδήγησης και η μονάδα ελέγχου σε ενιαία διάταξη.

3.2 Γενική αρχιτεκτονική υλικού

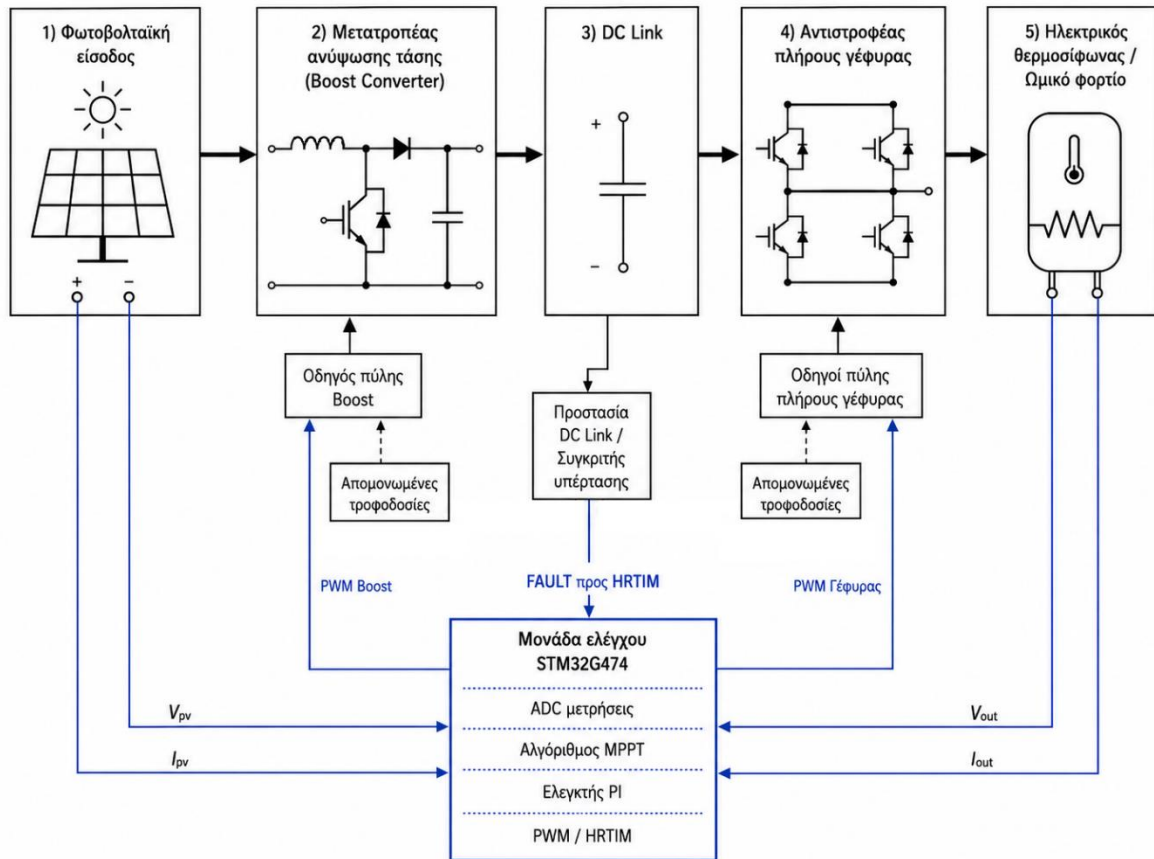
Η γενική αρχιτεκτονική του συστήματος αποτελείται από διαδοχικές βαθμίδες ισχύος και κυκλώματα μέτρησης, τα οποία συνδέονται με τη μονάδα ελέγχου. Η ροή ισχύος ξεκινά από την είσοδο του φωτοβολταϊκού η οποία οδηγείται στη βαθμίδα DC-DC ανύψωσης τάσης, στη συνέχεια στο DC link και τελικά στον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας ο οποίος τροφοδοτεί το ωμικό φορτίο του θερμοσίφωνα. Τα υπάρχοντα υποσυστήματα έχουν διαφορετικές απαιτήσεις στην τροφοδοσία τους, οπότε θα πραγματοποιηθεί και τυπική παρουσίαση των τροφοδοτικών στο τέλος του κεφαλαίου.

Οι βασικές βαθμίδες του συστήματος είναι:

- φωτοβολταϊκή είσοδος,
- μετατροπέας DC-DC ανύψωσης τάσης,
- DC link,
- αντιστροφέας πλήρους γέφυρας,
- ωμικό φορτίο θερμοσίφωνα,
- κυκλώματα μέτρησης τάσης και ρεύματος,
- μονάδα ελέγχου με μικροελεγκτή,
- κυκλώματα οδήγησης ημιαγωγών ισχύος.

Τα κυκλώματα μέτρησης παρέχουν στη μονάδα ελέγχου τις απαραίτητες πληροφορίες για την κατάσταση της φωτοβολταϊκής εισόδου, του DC link και της εξόδου. Ο μικροελεγκτής επεξεργάζεται τα σήματα αυτά και παράγει τα κατάλληλα PWM σήματα για τη βαθμίδα ανύψωσης τάσης και τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας.

Η συνολική δομή του συστήματος παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.1.



Σχήμα 3.1: Γενική αρχιτεκτονική υλικού του προτεινόμενου συστήματος

3.3 Προδιαγραφές λειτουργίας

3.3.1 Διαστασιολόγηση

Η σχεδίαση του συστήματος και η επιλογή των εξαρτημάτων του, βασίστηκε στην ονομαστική ισχύ που επιλέχθηκε για το φωτοβολταϊκό σύστημα. Η μέγιστη ισχύς που καλείται να αξιοποιήσει το σύστημα είναι 1000 W, ενώ η μέγιστη τάση εισόδου περιορίζεται στα 100 V και το μέγιστο ρεύμα εισόδου στα 15 A.

Οι προδιαγραφές αποφασίστηκαν με βάση τα χαρακτηριστικά των σύγχρονων φωτοβολταϊκών πλαισίων, τις ανάγκες μιας μέσης οικίας σε ζεστό νερό χρήσης, αλλά και τον περιορισμό σε κόστος υλοποίησης και πολυπλοκότητας πειραματικών δοκιμών της συσκευής. Η ονομαστική ισχύς του συστήματος επιλέχθηκε ίση με 1000 W, καθώς δύο σύγχρονα φωτοβολταϊκά πλαίσια συνδεδεμένα σε σειρά μπορούν να αποδώσουν ισχύ λίγο μεγαλύτερη από 1 kWp, χωρίς να απαιτούν ιδιαίτερα μεγάλη επιφάνεια εγκατάστασης στην ταράτσα.

Η επιλογή της ισχύος κρίνεται επαρκής για την υποστήριξη ηλεκτρικού θερμοσίφωνα χωρητικότητας περίπου 80–100 L. Για την αύξηση της θερμοκρασίας νερού από 20°C σε 50°C απαιτείται θερμική ενέργεια περίπου 2.8–3.5 kWh, χωρίς να λαμβάνονται υπόψη οι θερμικές απώλειες. Επομένως, ένα φωτοβολταϊκό σύστημα ισχύος 1 kW μπορεί, υπό ευνοϊκές συνθήκες ηλιοφάνειας, να καλύψει σημαντικό μέρος ή και το σύνολο της ημερήσιας απαίτησης για ζεστό νερό χρήσης.

3.3.2 Όρια λειτουργίας

Η περιοχή λειτουργίας MPPT ορίζεται από το ελάχιστο όριο των 30 V ώστε το σύστημα να μπορεί να ξεκινάει την λειτουργία του με την πρώτη πρωινή ηλιοφάνεια και ανώτατο όριο έως 95 V, ώστε να μπορεί να διαχειριστεί την υψηλή τάση που προκύπτει από τις πολύ χαμηλές θερμοκρασίες και κατά τις πρώτες ώρες της ημέρας. Η ελάχιστη τάση εκκίνησης ορίζεται στα 40 V, κάτω από την οποία η διαθέσιμη τάση δεν θεωρείται επαρκής για την κανονική λειτουργία της διάταξης.

Στην έξοδο, ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας παράγει εναλλασσόμενη τάση με θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz. Η διαμόρφωση των διακοπτικών στοιχείων πραγματοποιείται με συχνότητα 10 kHz, ώστε να ελαχιστοποιηθεί η κυμάτωση (ripple) στο DC link.

Πίνακας 3.1: Ηλεκτρικά όρια λειτουργίας του συστήματος

Μέγεθος	Τιμή
Ονομαστική ισχύς συστήματος	1000 W
Μέγιστη τάση εισόδου	100 V
Μέγιστο ρεύμα εισόδου	15 A
Περιοχή MPPT	30–95 V
Τάση εκκίνησης	40 V
Θεμελιώδης συχνότητα εξόδου	50 Hz
Συχνότητα διαμόρφωσης PWM	10 kHz
Χαρακτηριστική αντίσταση φορτίου	13 Ω

3.4 Κριτήρια επιλογής τοπολογίας ισχύος

Στην ενότητα 1.2, παρουσιάστηκε το πρόβλημα που παρουσιάζει η απευθείας σύνδεση του φορτίου με τα Φ/Β πλαίσια. Επίσης, αναπτύχθηκαν 2 παραδείγματα:

- **Ανεπάρκεια απορρόφησης μέγιστης διαθέσιμης ισχύος**
- **Κατάρρευση τάσης Φ/Β λόγω ανεπαρκούς διαθέσιμης ισχύος**

Από την ανάλυση αυτή προκύπτει ότι η αντίσταση του θερμοσίφωνα δεν μπορεί να συνδεθεί απευθείας στη φωτοβολταϊκή πηγή, καθώς το σημείο λειτουργίας των φωτοβολταϊκών θα καθορίζεται αποκλειστικά από το φορτίο. Επομένως, απαιτείται τοπολογία ισχύος η οποία να επιτρέπει προσαρμογή της τάσης και του ισοδύναμου φορτίου που εμφανίζεται στην είσοδο του συστήματος.

Η επιλογή της βαθμίδας DC-DC ανύψωσης τάσης κρίνεται απαραίτητη για την μεταφορά της μέγιστης διαθέσιμης ισχύος σε περιπτώσεις υψηλής ηλιακής ακτινοβολίας, όταν το πλάτος της τάσης στο MPP δεν επαρκεί για να μεταφερθεί η μέγιστη ισχύς στο φορτίο.

Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης όμως, δεν επαρκεί για όλες τις συνθήκες λειτουργίας, καθώς η συγκεκριμένη βαθμίδα δεν μπορεί να μειώσει την RMS τιμή της τάσης πάνω στο φορτίο, κάτι που

απαιτείται σε συνθήκες χαμηλής ηλιακής ακτινοβολίας. Έτσι, ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας μέσω δυναμικού ελέγχου στο duty cycle, φροντίζει να προσαρμόζει το φορτίο ακόμα και σε αυτές τις συνθήκες. Επιπλέον, η έξοδος εναλλασσόμενου ρεύματος επιτρέπει τη χρήση του μηχανικού θερμοστάτη που διαθέτει ήδη ο θερμοσίφωνας, περιορίζοντας τον κίνδυνο παρατεταμένου ηλεκτρικού τόξου κατά το άνοιγμα των επαφών. Αυτό οφείλεται στη φυσική διέλευση του εναλλασσόμενου ρεύματος από το μηδέν (zero crossing), η οποία συντελεί στη σβέση του τόξου, σε αντίθεση με την περίπτωση συνεχούς ρεύματος όπου το τόξο μπορεί να διατηρηθεί για μεγάλο χρονικό διάστημα.

3.5 Βαθμίδα DC-DC ανύψωσης τάσης (Boost Converter)

Η βαθμίδα DC-DC ανύψωσης τάσης αποτελεί το πρώτο στάδιο μετατροπέα ισχύος μετά την φωτοβολταϊκή είσοδο. Ο βασικός της ρόλος είναι η ανύψωση της τάσης των Φ/Β πλαισίων προς το επίπεδο του DC link μέσω του αλγορίθμου MPPT.

Στην παρούσα διάταξη, ο αλγόριθμος MPPT συνδέεται λειτουργικά με τη βαθμίδα boost converter. Αυτό σημαίνει ότι ο MPPT δεν ελέγχει απευθείας το φορτίο ή τον αντιστροφέα, αλλά καθορίζει το σημείο λειτουργίας της φωτοβολταϊκής πηγής μέσω της $V_{PV,ref}$ που παράγει και εισάγει στον εξωτερικό PI ελεγκτή τάσης. Με αυτόν τον τρόπο ρυθμίζεται η τάση λειτουργίας των Φ/Β πλαισίων μέσα στην περιοχή MPPT των 30–95 V.

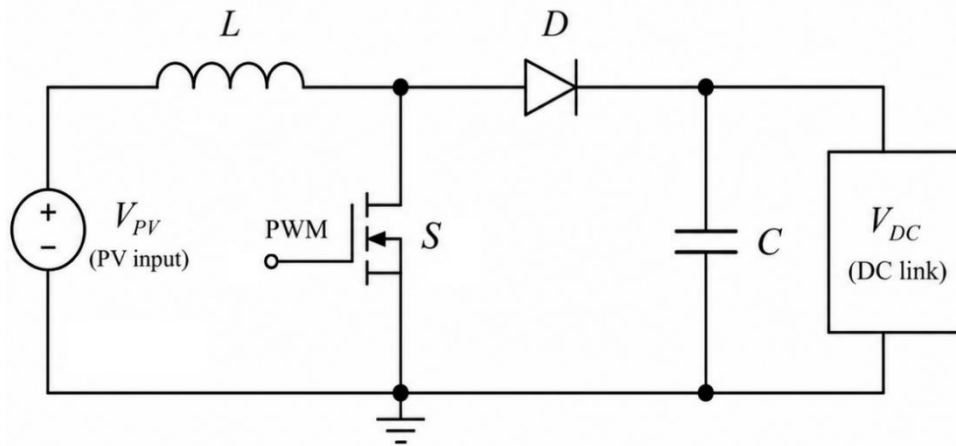
Για ιδανική λειτουργία μετατροπέα boost σε συνεχή αγωγή, η σχέση μεταξύ τάσης εισόδου και τάσης εξόδου δίνεται από:

$$V_{DC} = \frac{V_{PV}}{1-D} \quad (3.1)$$

όπου V_{DC} είναι η τάση στο DC link, V_{PV} η τάση της φωτοβολταϊκής εισόδου και D το duty cycle του διακοπτικού στοιχείου. Από τη σχέση αυτή προκύπτει ότι η αύξηση του duty cycle οδηγεί σε αύξηση της τάσης εξόδου του boost converter.

Μεταβάλλοντας το duty cycle, ο μικροελεγκτής μπορεί να προσαρμόζει το ισοδύναμο φορτίο που εμφανίζεται στα Φ/Β πλαίσια. Επομένως, η βαθμίδα boost converter είναι το κύριο εκτελεστικό στοιχείο του MPPT, καθώς μέσω αυτής μεταβάλλεται το σημείο λειτουργίας της φωτοβολταϊκής πηγής.

Η βασική τοπολογία της βαθμίδας περιλαμβάνει επαγωγή (πηνίο), διακοπτικό στοιχείο ισχύος (mosfet), δίοδο και πυκνωτή εξόδου [1], [8], [9], [16]. Στην προτεινόμενη εφαρμογή, η επιλογή των στοιχείων αυτών γίνεται με βάση τη μέγιστη ισχύ των 1000 W, τη μέγιστη τάση εισόδου των 100 V, το μέγιστο ρεύμα εισόδου των 15 A, την μέγιστη τάση στο DC link και την επιθυμητή κυμάτωση ρεύματος και τάσης.



Σχήμα 3.2: Βασική τοπολογία της βαθμίδας DC-DC ανύψωσης τάσης

3.5.1 Επιλογή διακοπτικής συχνότητας

Η διακοπτική συχνότητα της βαθμίδας DC-DC ανύψωσης τάσης επιλέχθηκε ίση με **100 kHz**. Η τιμή αυτή αποτελεί συμβιβασμό μεταξύ της κυμάτωσης του ρεύματος του πηνίου, του μεγέθους των παθητικών στοιχείων και των απωλειών μεταγωγής των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος [1], [8], [9].

Η περίοδος διακοπής δίνεται από:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.2)$$

Για $f_s = 100 \text{ kHz}$, προκύπτει:

$$T_s = \frac{1}{100 \text{ kHz}} = 10 \mu\text{s}$$

Η επιλογή υψηλότερης διακοπτικής συχνότητας θα επέτρεπε τη χρήση μικρότερης επαγωγής και μικρότερων πυκνωτών, αλλά θα αύξανε τις απώλειες μεταγωγής (switching losses) και τις απαιτήσεις από το κύκλωμα οδήγησης του διακοπτικού στοιχείου που στην συγκεκριμένη εφαρμογή είναι MOSFET. Η επιλογή χαμηλότερης συχνότητας θα είχε ως αποτέλεσμα χαμηλότερες απώλειες μεταγωγής, αλλά θα απαιτούσε μεγαλύτερη επαγωγή για δεδομένη κυμάτωση ρεύματος.

3.5.2 Υπολογισμός επαγωγής

Το πηνίο της βαθμίδας ανύψωσης τάσης βρίσκεται σε σειρά με τη φωτοβολταϊκή πηγή και επομένως το ρεύμα του σχετίζεται άμεσα με το ρεύμα εισόδου του συστήματος. Η τιμή του πρέπει να επιλεγεί ώστε η κυμάτωση του ρεύματος να παραμένει σε αποδεκτά όρια, λαμβάνοντας υπόψη ότι το ρεύμα στο σημείο μέγιστης ισχύος των Φ/Β πλαισίων είναι περίπου **13 A**, ενώ το ρεύμα βραχυκύκλωσης είναι περίπου **13.5 A**. Η μέγιστη τάση το DC link μπορεί να αγγίζει τα 230V και αποτελεί συνειδητή επιλογή, μιας και το σύστημα μπορεί να λειτουργεί με μικρότερο φορτίο (μεγαλύτερη ωμική αντίσταση).

Για ιδανική λειτουργία boost converter ισχύει:

$$D = 1 - \frac{V_{PV}}{V_{DC}} \quad (3.3)$$

Στη δυσμενή περίπτωση όπου $V_{PV} = 82 \text{ V}$ και $V_{DC} = 230 \text{ V}$, προκύπτει:

$$D = 1 - \frac{82}{230} = 0.643$$

Η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου υπολογίζεται από:

$$\Delta I_L = \frac{V_{PV} \cdot D}{L \cdot f_s} \quad (3.4)$$

Αν τεθεί ως κριτήριο το peak ρεύμα του πηνίου να μην υπερβαίνει το ρεύμα βραχυκύκλωσης των Φ/B πλαισίων, τότε:

$$I_{L,peak} = I_{MPP} + \frac{\Delta I_L}{2} \leq I_{SC}$$

Με $I_{MPP} = 13 \text{ A}$ και $I_{SC} = 13.5 \text{ A}$, η μέγιστη επιτρεπτή κυμάτωση είναι:

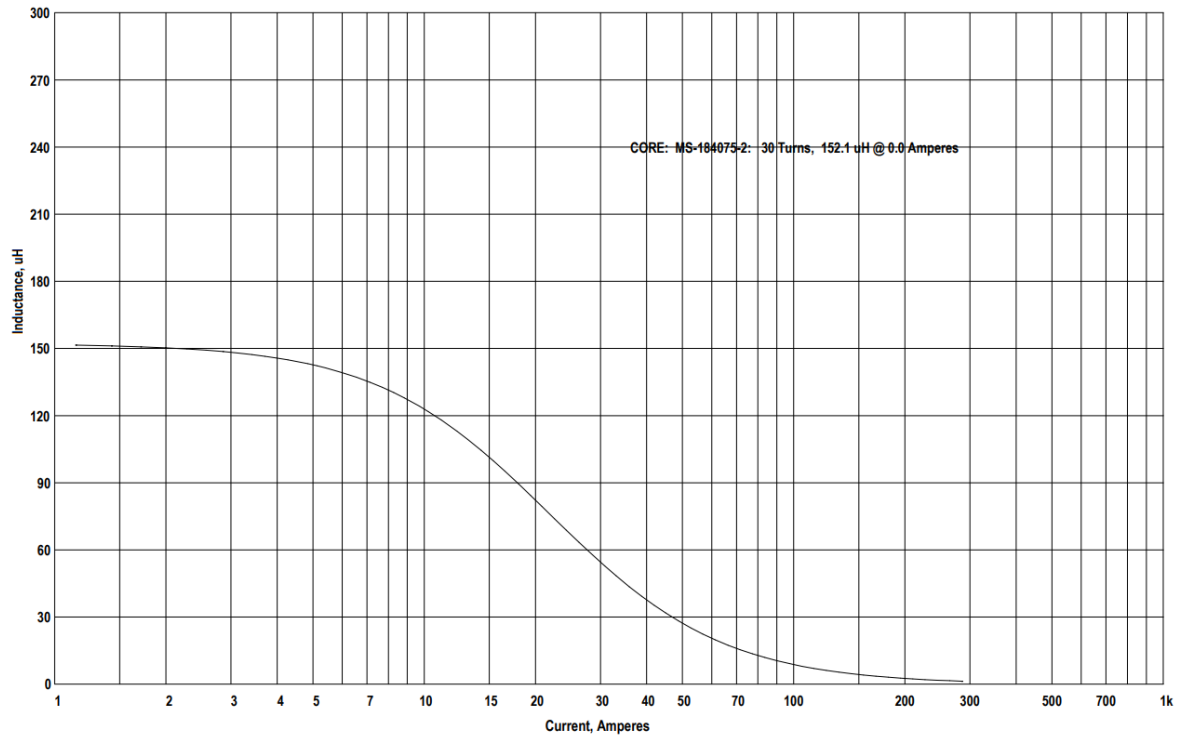
$$\Delta I_L \leq 1 \text{ A}$$

Άρα η ελάχιστη απαιτούμενη επαγωγή είναι:

$$L_{min} = \frac{82 \cdot 0.643}{1 \cdot 100000} = 527 \mu\text{H} \quad (3.5)$$

Άρα με αυστηρό κριτήριο το peak ρεύμα του πηνίου να μην υπερβαίνει το I_{SC} , απαιτείται πηνίο περίπου $530 \mu\text{H}$. Για λειτουργία σε όλη την περιοχή MPPT μέχρι τα 95 V , η αντίστοιχη τιμή προσεγγίζει τα $560 \mu\text{H}$. Το κριτήριο αυτό είναι ιδιαίτερα συντηρητικό, καθώς θεωρεί ότι όλη η κυμάτωση του ρεύματος επιβαρύνει άμεσα τη φωτοβολταϊκή πηγή.

Στην παρούσα υλοποίηση χρησιμοποιείται πηνίο τύπου **DTMSS-47/0.15/18-V**, ονομαστικής επαγωγής $150 \mu\text{H}$. Από τη χαρακτηριστική καμπύλη του πηνίου προκύπτει ότι η επαγωγή μειώνεται με την αύξηση του ρεύματος. Στην περιοχή λειτουργίας κοντά στα $13\text{--}15 \text{ A}$, η πραγματική επαγωγή είναι μικρότερη από την ονομαστική και προσεγγίζει περίπου τα $100\text{--}110 \mu\text{H}$.



Σχήμα 3.3: Μεταβολή της επαγωγής του πηνίου συναρτήσει του ρεύματος λειτουργίας

Για $L = 150 \mu H$, η κυμάτωση ρεύματος στη δυσμενή περίπτωση υπολογίζεται περίπου:

$$\Delta I_L = 3.52 A$$

ενώ για πραγματική επαγωγή $L_{eff} = 100 \mu H$:

$$\Delta I_L = 5.27 A$$

Συνεπώς, το συγκεκριμένο πηνίο οδηγεί σε μεγαλύτερη κυμάτωση ρεύματος σε σχέση με την τιμή που θα προέκυπτε από το αυστηρό κριτήριο περιορισμού του $I_{L,peak}$ κάτω από το I_{SC} . Για τον λόγο αυτό, στην βαθμίδα εισόδου πρέπει να τοποθετηθεί πυκνωτής απόζευξης πριν από το πηνίο, ώστε το υψίσυχνο μέρος της κυμάτωσης να περιορίζεται τοπικά και να μη μεταφέρεται εξ ολοκλήρου προς την φωτοβολταϊκή πηγή.

Η χρήση πυκνωτή εισόδου είναι συνήθης πρακτική σε διακοπτικούς μετατροπείς Φ/Β συστημάτων, καθώς μειώνει την κυμάτωση τάσης στην είσοδο, περιορίζει τα υψίσυχνα ρεύματα στα καλώδια και βελτιώνει τη σταθερότητα των μετρήσεων τάσης και ρεύματος. Παράλληλα, στο firmware εφαρμόζονται ψηφιακά φίλτρα στις μετρήσεις των ηλεκτρικών μεγεθών, ώστε ο αλγόριθμος MPPT και ο ελεγκτής να μην επηρεάζονται από τη διακοπτική κυμάτωση.

3.5.3 Υπολογισμός πυκνωτών εισόδου και εξόδου

Στη βαθμίδα του Boost Converter απαιτούνται πυκνωτές στην είσοδο όσο και στην έξοδο (DC link). Ο πυκνωτής εισόδου τοποθετείται πριν από το πηνίο και έχει ως βασικό ρόλο τη μείωση της υψίσυχνης κυμάτωσης ρεύματος που επιστρέφει προς τη φωτοβολταϊκή πηγή. Η ύπαρξή του είναι σημαντική, καθώς το πηνίο βρίσκεται σε σειρά με τα Φ/Β πλαίσια και το ρεύμα τους περιορίζεται από το ρεύμα βραχυκύκλωσης, το οποίο στην παρούσα περίπτωση είναι περίπου **13.5 A**.

Η απαιτούμενη χωρητικότητα εισόδου μπορεί να εκτιμηθεί από τη σχέση:

$$C_{in} \geq \frac{\Delta I_L}{8f_s \Delta V_{PV}} \quad (3.6)$$

όπου ΔI_L είναι η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου, f_s η διακοπτική συχνότητα και ΔV_{PV} η επιτρεπτή κυμάτωση τάσης στην είσοδο.

Από την προηγούμενη ανάλυση στην σχέση (3.4), για πραγματική επαγωγή περίπου $100 \mu H$, η κυμάτωση του ρεύματος στη δυσμενή περίπτωση υπολογίστηκε περίπου:

$$\Delta I_L = 5.27A$$

Για διακοπτική συχνότητα:

$$f_s = 100kHz$$

και επιτρεπτή κυμάτωση τάσης εισόδου $\Delta V_{PV} = 1V$, προκύπτει:

$$C_{in} \geq \frac{5.27}{8 \cdot 100000 \cdot 1}$$

$$C_{in} \geq 6.6 \mu F$$

Αν απαιτηθεί μικρότερη κυμάτωση τάσης, για παράδειγμα $\Delta V_{PV} = 0.5V$, τότε:

$$C_{in} \geq 13.2 \mu F$$

Συνεπώς, από θεωρητική άποψη, η ελάχιστη χωρητικότητα εισόδου πρέπει να βρίσκεται στην περιοχή μερικών μF . Στην πράξη, επιλέγεται μεγαλύτερη χωρητικότητα και χρησιμοποιούνται πυκνωτές χαμηλού ESR και ESL, ώστε να περιορίζονται οι αιχμές ρεύματος και ο υψίσυχνος θόρυβος στην είσοδο της βαθμίδας.

Ο πυκνωτής εξόδου της βαθμίδας boost ταυτίζεται λειτουργικά με το **DC link** και στην παρούσα υλοποίηση έχει τιμή:

$$C_{DC} = 470 \mu F$$

Ο πυκνωτής αυτός εξομαλύνει την τάση στην έξοδο του boost και τροφοδοτεί τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Για την εκτίμηση της ελάχιστης χωρητικότητας ως προς τη διακοπτική κυμάτωση του boost μπορεί να χρησιμοποιηθεί η σχέση:

$$C_{out} \geq \frac{I_{out} D}{f_s \Delta V_{DC}}$$

Για ισχύ $1000W$ και τάση DC link $230V$, το μέσο ρεύμα εξόδου είναι:

$$I_{out} = \frac{P}{V_{DC}} = \frac{1000}{230} = 4.35A$$

Για λειτουργία κοντά στο σημείο όπου η είσοδος είναι περίπου $67V$, ώστε να μπορεί να αποδοθεί ισχύς $1000W$ με ρεύμα εισόδου περίπου $15A$, το duty cycle είναι:

$$D = 1 - \frac{67}{230} = 0.71$$

Αν θεωρηθεί επιτρεπτή κυμάτωση DC link ίση με 5V, τότε:

$$C_{out} \geq \frac{4.35 \cdot 0.71}{100000 \cdot 5}$$

$$C_{out} \geq 6.2 \mu F$$

Η τιμή αυτή αφορά μόνο τη κυμάτωση της βαθμίδας boost. Στην πραγματική λειτουργία, ο πυκνωτής του DC link καταπονείται επιπλέον από την παλμική απορρόφηση ισχύος του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Για τον λόγο αυτό, η επιλεγμένη χωρητικότητα των **470 μF** είναι σημαντικά μεγαλύτερη από την ελάχιστη θεωρητική τιμή που προκύπτει από τη διακοπτική λειτουργία του boost. Η χωρητικότητα επιλέχθηκε με βάση πειραματικές δοκιμές.

Η επιλογή του πυκνωτή DC link πρέπει να γίνεται με βάση όχι μόνο τη χωρητικότητα, αλλά και την ονομαστική τάση, το επιτρεπτό ρεύμα κυμάτωσης, το ESR και τη θερμοκρασία λειτουργίας. Στην παρούσα διάταξη, ο πυκνωτής των **470 μF** χρησιμοποιείται ώστε να παρέχει ενεργειακό απόθεμα μεταξύ της βαθμίδας boost και του αντιστροφέα, περιορίζοντας τις μεταβολές της τάσης κατά τη λειτουργία του συστήματος.

3.5.4 Επιλογή ημιαγωγών ισχύος

Στη βαθμίδα Boost Converter, τα βασικά ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος είναι το MOSFET και η δίοδος. Για την επιλογή τους λήφθηκαν υπόψη η μέγιστη τάση του DC link, το μέγιστο ρεύμα λειτουργίας, η διακοπτική συχνότητα και τα θερμικά χαρακτηριστικά των εξαρτημάτων.

Ως βασικά κριτήρια επιλογής χρησιμοποιήθηκαν οι παρακάτω κανόνες:

$$V_{device} \geq 2 \cdot V_{max} \quad (3.7)$$

$$I_{device} \geq 1.5 \cdot I_{max} \quad (3.8)$$

$$t_{sw} \leq \frac{T_s}{100} \quad (3.9)$$

όπου V_{device} είναι η ονομαστική τάση του ημιαγωγικού στοιχείου, I_{device} το ονομαστικό ρεύμα του, V_{max} η μέγιστη τάση, I_{max} το μέγιστο ρεύμα λειτουργίας και t_{sw} ο συνολικός χρόνος μεταγωγής.

Για μέγιστη τάση DC link ίση με:

$$V_{max} = 230V$$

το ελάχιστο απαιτούμενο όριο τάσης του ημιαγωγικού στοιχείου είναι:

$$V_{device,min} = 2 \cdot 230 = 460V$$

Επομένως, τόσο το MOSFET όσο και η δίοδος πρέπει να έχουν ονομαστική τάση μεγαλύτερη από **460V**.

Για το MOSFET του boost επιλέχθηκε το **IPP60R125P6XKSA1** της Infineon [23]. Πρόκειται για N-channel CoolMOS P6 MOSFET με ονομαστική τάση $V_{DS} = 600V$, συνεχές ρεύμα $I_D = 30A$ στους $T_C = 25^\circ C$ και μέγιστη αντίσταση αγωγής $R_{DS(on)} = 0.125\Omega$ για $V_{GS} = 10V$. οπότε το επιλεγμένο στοιχείο ικανοποιεί το κριτήριο τάσης.

Από την προηγούμενη ανάλυση, το μέγιστο ρεύμα του πηνίου προσεγγίζει την τιμή:

$$I_{L,peak} = 15.64A$$

Με βάση τον κανόνα επιλογής, το ελάχιστο απαιτούμενο ρεύμα του MOSFET είναι:

$$I_{device,min} = 1.5 \cdot 15.64 = 23.46A$$

Το επιλεγμένο MOSFET διαθέτει ονομαστικό συνεχές ρεύμα:

$$I_D = 30A$$

επομένως:

$$30A > 23.46A$$

Άρα το MOSFET ικανοποιεί και το κριτήριο ρεύματος για αρχική επιλογή. Ωστόσο, επειδή το επιτρεπόμενο ρεύμα μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας, η τελική αξιολόγηση πρέπει να γίνει σε συνδυασμό με τη θερμική σχεδίαση της πλακέτας και της ψύξης.

Η περίοδος λειτουργίας για διακοπτική συχνότητα $100kHz$ είναι:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{100000} = 10\mu s$$

Σύμφωνα με το κριτήριο χρόνου:

$$t_{sw,max} = \frac{T_s}{100} = 100ns$$

Για το IPP60R125P6XKSA1, οι χαρακτηριστικοί χρόνοι μεταγωγής είναι $t_{d(on)} = 14ns$, $t_r = 9ns$, $t_{d(off)} = 44ns$ και $t_f = 5ns$.

Ο συνολικός χρόνος μεταγωγής προκύπτει:

$$t_{sw} = t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f \quad (3.10)$$

$$t_{sw} = 14 + 9 + 44 + 5 = 72ns$$

Επομένως:

$$72ns < 100ns$$

οπότε το MOSFET ικανοποιεί το κριτήριο χρόνου για λειτουργία στα **100 kHz**.

Για τη δίοδο εξόδου του boost επιλέχθηκε η **IDH10G65C6** της Infineon [24]. Πρόκειται για δίοδο **CoolSiC Schottky** με ονομαστική ανάστροφη τάση $V_{RRM} = 650V$, συνεχές ρεύμα $I_F = 10A$ και τάση αγωγής $V_F = 1.25V$ για $I_F = 10A$ και $T_j = 25^\circ C$.

Το μέσο ρεύμα εξόδου του boost για ισχύ $1000W$ και τάση DC link $230V$ είναι:

$$I_{out} = \frac{P}{V_{DC}} = \frac{1000}{230} = 4.35A$$

Με βάση το μέσο ρεύμα εξόδου, το ελάχιστο απαιτούμενο ονομαστικό ρεύμα της διόδου είναι:

$$I_{D,min} = 1.5 \cdot 4.35 = 6.53A$$

Η επιλεγμένη διόδος έχει:

$$I_F = 10A$$

άρα:

$$10A > 6.53A$$

οπότε καλύπτει το κριτήριο ως προς το μέσο ρεύμα αγωγής.

Κατά τη λειτουργία του boost, όμως, η διόδος άγει παλμικά το ρεύμα του πηνίου όταν το MOSFET βρίσκεται σε αποκοπή. Επομένως, εκτός από το μέσο ρεύμα, πρέπει να λαμβάνονται υπόψη και οι στιγμιαίες αιχμές ρεύματος. Οι αιχμές αυτές μπορούν να προσεγγίσουν το $I_{L,peak}$, επομένως η τελική καταλληλότητα της διόδου πρέπει να αξιολογηθεί και θερμικά, καθώς και μέσω πειραματικών μετρήσεων κατά τη λειτουργία της βαθμίδας.

Η επιλογή SiC Schottky διόδου είναι κατάλληλη για διακοπτική λειτουργία στα **100 kHz**, καθώς η τεχνολογία SiC έχει το πλεονέκτημα του σχεδόν μηδενικού ρεύματος reverse recovery κι' έτσι περιορίζει τις απώλειες μεταγωγής και τα μεταβατικά φαινόμενα σε σχέση με μια συμβατική διόδο πυριτίου.

Οι απώλειες αγωγής της διόδου μπορούν να εκτιμηθούν από τη σχέση:

$$P_D \approx V_F \cdot I_{D,avg}$$

Για $V_F = 1.25V$ και $I_{D,avg} = 4.35A$:

$$P_D \approx 1.25 \cdot 4.35 = 5.44W$$

Η τιμή αυτή αποτελεί προσεγγιστική εκτίμηση και χρησιμοποιείται για την αρχική αξιολόγηση της θερμικής καταπόνησης της διόδου.

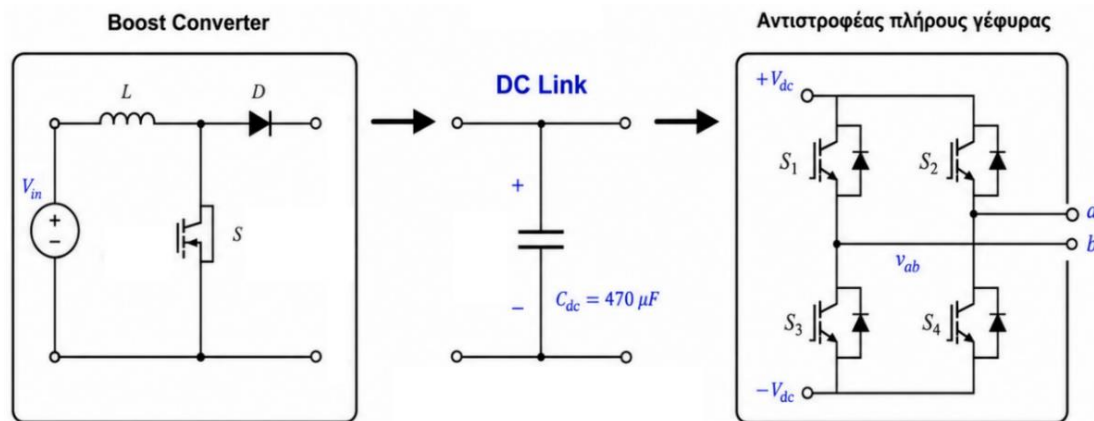
3.6 DC link

Το **DC link** βρίσκεται μεταξύ της βαθμίδας boost και του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Στην παρούσα υλοποίηση αποτελείται από πυκνωτή χωρητικότητας:

$$C_{DC} = 470\mu F$$

και η τάση του σε κατάσταση MPPT μπορεί να φτάσει μέχρι περίπου:

$$V_{DC} = 230V$$



Σχήμα 3.4: Το DC link μεταξύ της βαθμίδας boost και του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας

Το DC link είναι η βαθμίδα εξομάλυνσης της τάσης στην έξοδο του boost converter και εξασφαλίζει την μικρότερη δυνατή κυμάτωση της, ανεξάρτητα από τις μεταβολές της λειτουργίας του αντιστροφέα. Επειδή ο αντιστροφέας τροφοδοτεί ωμικό φορτίο με εναλλασσόμενη τάση 50 Hz και διαμόρφωση PWM στα 10 kHz, η απορρόφηση ισχύος από το DC link δεν είναι ιδανικά σταθερή. Για τον λόγο αυτό, ο πυκνωτής πρέπει να περιορίζει τις μεταβολές της τάσης και να αντέχει το αντίστοιχο ρεύμα κυμάτωσης.

Η ενέργεια που αποθηκεύεται στον πυκνωτή του DC link δίνεται από:

$$E_{DC} = \frac{1}{2} C_{DC} V_{DC}^2 \quad (3.11)$$

Για $C_{DC} = 470 \mu F$ και $V_{DC} = 230 V$:

$$E_{DC} = \frac{1}{2} \cdot 470 \cdot 10^{-6} \cdot 230^2$$

$$E_{DC} = 12.43 J$$

Η τιμή αυτή δείχνει ότι ο πυκνωτής δεν λειτουργεί ως κύρια αποθήκη ενέργειας του συστήματος, αλλά ως στοιχείο σταθεροποίησης της τάσης μεταξύ των δύο βαθμίδων ισχύος. Το σημαντικό ποσοστό της ροής ενέργειας προέρχεται από τη φωτοβολταϊκή πηγή προς το φορτίο.

Η επιλογή του πυκνωτή δεν γίνεται μόνο με βάση τη χωρητικότητα, αλλά και με βάση:

- την ονομαστική τάση λειτουργίας,
- το επιτρεπόμενο ρεύμα κυμάτωσης,
- το ESR,
- τη θερμοκρασιακή αντοχή,
- τη θέση του πάνω στην πλακέτα.

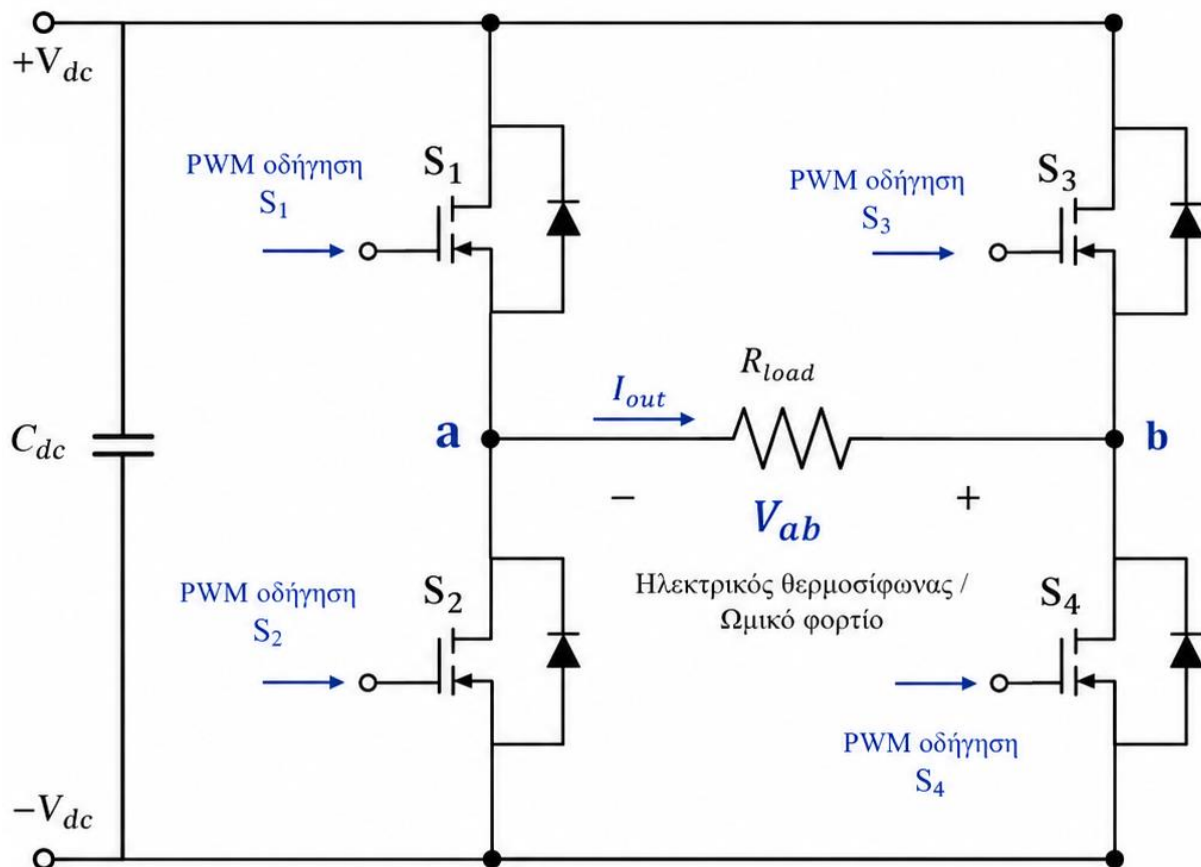
Για την ασφαλή λειτουργία της διάταξης, η ονομαστική τάση του πυκνωτή πρέπει να είναι μεγαλύτερη από τη μέγιστη τάση λειτουργίας του DC link, με κατάλληλο περιθώριο ασφαλείας. Επιπλέον, είναι επιθυμητό το χαμηλό ESR, επειδή μειώνει τις θερμικές απώλειες λόγω ρεύματος κυμάτωσης:

$$P_{ESR} = I_{ripple}^2 \cdot ESR$$

Συνεπώς, ο πυκνωτής των **470 μF** χρησιμοποιείται για τη σταθεροποίηση του DC link, τη μείωση της κυμάτωσης τάσης και την υποστήριξη της παλμικής λειτουργίας του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας.

3.7 Αντιστροφέας πλήρους γέφυρας

Ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας αποτελεί τη βαθμίδα εξόδου του συστήματος και τροφοδοτεί το ωμικό φορτίο του θερμοσίφωνα από την τάση του DC link. Η βαθμίδα αποτελείται από τέσσερα διακοπτικά στοιχεία ισχύος, τα οποία οδηγούνται κατάλληλα ώστε στην έξοδο να εφαρμόζεται εναλλασσόμενη τάση [1], [8], [9], [15].



Σχήμα 3.5: Βασική τοπολογία του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας

Για τα διακοπτικά στοιχεία της πλήρους γέφυρας χρησιμοποιούνται τα ίδια MOSFET με τη βαθμίδα DC-DC ανύψωσης τάσης, δηλαδή τα IPP60R125P6XKSA1. Η επιλογή κοινών ημιαγωγικών στοιχείων στις δύο βαθμίδες ισχύος απλοποιεί τη σχεδίαση του συστήματος, καθώς επιτρέπει κοινή προσέγγιση ως προς την οδήγηση των πυλών, τη θερμική διαχείριση και τα περιθώρια τάσης λειτουργίας.

Η έξοδος της γέφυρας έχει θεμελιώδη συχνότητα:

$$f_{out} = 50Hz$$

ενώ η διαμόρφωση των διακοπτικών στοιχείων πραγματοποιείται με συχνότητα:

$$f_{PWM} = 10kHz$$

Η συχνότητα PWM των **10 kHz** επιλέχθηκε πειραματικά, με βασικό κριτήριο τη μείωση της κυμάτωσης της τάσης στο DC link κατά τη λειτουργία του αντιστροφέα. Χαμηλότερη συχνότητα οδηγεί σε εντονότερη παλμική απορρόφηση ρεύματος από το DC link, ενώ υψηλότερη συχνότητα αυξάνει τις απώλειες μεταγωγής των διακοπτικών στοιχείων. Επομένως, η τιμή των **10 kHz** αποτέλεσε πρακτικό συμβιβασμό μεταξύ κυμάτωσης DC link και απωλειών μεταγωγής.

Το duty cycle της γέφυρας μεταβάλλεται δυναμικά από το σύστημα ελέγχου, ώστε να ρυθμίζεται η ενεργός τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στο φορτίο. Η γέφυρα επίσης, φροντίζει να διατηρεί την τάση στο DC link στο χαμηλότερο δυνατό πλάτος. Για παράδειγμα, αν διαπιστωθεί πως το πλάτος του DC link είναι πάνω από 200V και το duty cycle της γέφυρας είναι στο 0.5, τότε θα γίνει αύξηση του duty cycle της γέφυρας κι έτσι θα προκύψει μείωση της τάσης στο DC link. Η μικρότερη τάση στο DC link παρουσιάζει πλεονεκτήματα όπως χαμηλότερη καταπόνηση των ημιαγωγικών στοιχείων και του πυκνωτή, καθώς και μειωμένες απώλειες μεταγωγής. Επιπλέον, μειώνει το απαιτούμενο duty cycle της βαθμίδας boost, γεγονός που συμβάλλει στον περιορισμό της κυμάτωσης του ρεύματος του πηνίου.

Για ωμικό φορτίο R_L , η ενεργός ισχύς δίνεται από:

$$P_{out} = \frac{V_{out,rms}^2}{R_L} \quad (3.12)$$

όπου $V_{out,rms}$ είναι η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου που εφαρμόζεται στο φορτίο.

Στην περίπτωση παλμικής εφαρμογής της τάσης του DC link στο φορτίο, η ενεργός τιμή της εξόδου εξαρτάται από το duty cycle του αντιστροφέα. Μία προσεγγιστική σχέση είναι:

$$V_{out,rms} \approx V_{DC} \sqrt{D_{inv}} \quad (3.13)$$

όπου V_{DC} είναι η τάση του DC link και D_{inv} το duty cycle της γέφυρας.

Συνεπώς, η ισχύς στο ωμικό φορτίο μπορεί να εκφραστεί προσεγγιστικά ως:

$$P_{out} \approx \frac{D_{inv} V_{DC}^2}{R_L} \quad (3.14)$$

Από τη παραπάνω σχέση φαίνεται ότι για δεδομένη τιμή V_{DC} και R_L , η ισχύς εξόδου μπορεί να ρυθμιστεί μέσω του duty cycle της γέφυρας [1], [8], [9].

Για παράδειγμα, με φορτίο:

$$R_L = 13\Omega$$

και δεδομένη ισχύ εξόδου:

$$P_{out} = 1000W$$

η απαιτούμενη ενεργός τάση στο φορτίο είναι:

$$V_{out,rms} = \sqrt{P_{out} R_L}$$

$$V_{out,rms} = \sqrt{1000 \cdot 13} = 114V$$

Η τιμή αυτή δείχνει ότι, για απόδοση ισχύος 1000 W σε φορτίο 13 Ω, δεν είναι απαραίτητο το DC link να βρίσκεται στα 230 V. Αντίθετα, είναι επιθυμητό η τάση του DC link να διατηρείται όσο το δυνατόν χαμηλότερα, αλλά πάντοτε επαρκώς υψηλά ώστε η γέφυρα να μπορεί να αποδώσει την απαιτούμενη ενεργό τάση στο φορτίο.

Θεωρώντας ενδεικτικά τάση DC link:

$$V_{DC} = 130V$$

το αντίστοιχο duty cycle της γέφυρας προσεγγίζεται από:

$$D_{inv} \approx \left(\frac{V_{out,rms}}{V_{DC}} \right)^2$$

$$D_{inv} \approx \left(\frac{114}{130} \right)^2 = 0.77$$

Άρα, για $V_{DC} = 130V$, η απόδοση περίπου 1000 W σε φορτίο 13 Ω απαιτεί duty cycle γέφυρας περίπου 77%. Η επιλογή αυτή αξιοποιεί περισσότερο τη γέφυρα και επιτρέπει στη βαθμίδα boost converter να λειτουργεί με μικρότερο λόγο ανύψωσης σε σχέση με την περίπτωση όπου το DC link διατηρείται στα 230 V.

Για σύγκριση, αν το DC link διατηρούνταν στα 230 V, το αντίστοιχο duty cycle θα ήταν:

$$D_{inv} \approx \left(\frac{114}{230} \right)^2 = 0.246$$

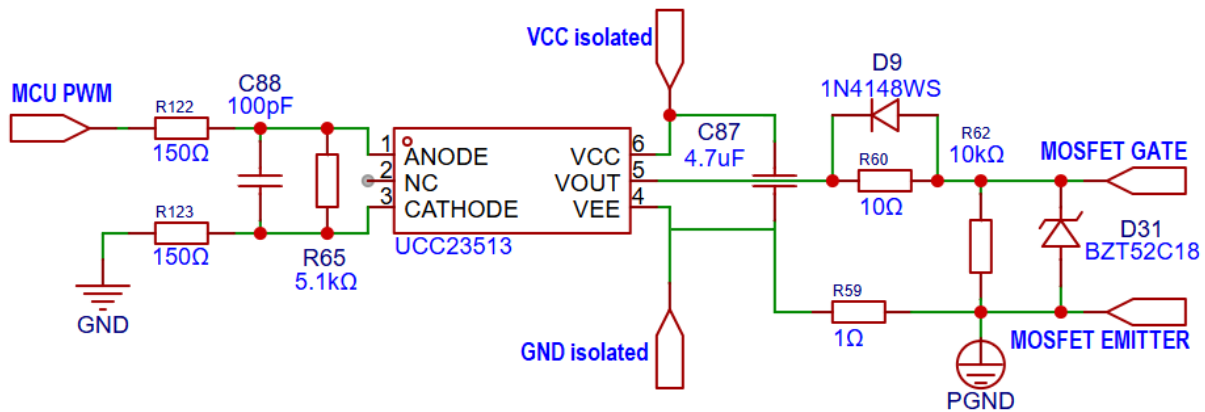
Στην περίπτωση αυτή η γέφυρα θα λειτουργούσε με duty cycle περίπου 25%, ενώ ο boost converter θα έπρεπε να ανυψώνει την τάση σε σημαντικά υψηλότερο επίπεδο. Αυτό δεν είναι επιθυμητό, καθώς αυξάνει το duty cycle του boost, την κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου και τις καταπονήσεις των ημιαγωγικών στοιχείων.

Επομένως, στην παρούσα εφαρμογή η τάση των 230 V δεν αποτελεί επιθυμητή ονομαστική τιμή λειτουργίας του DC link, αλλά το άνω όριο λειτουργίας, με το σύστημα να επιδιώκει συνεχώς να διατηρεί το DC link στο χαμηλότερο δυνατό επίπεδο.

3.8 Κυκλώματα οδήγησης MOSFET's

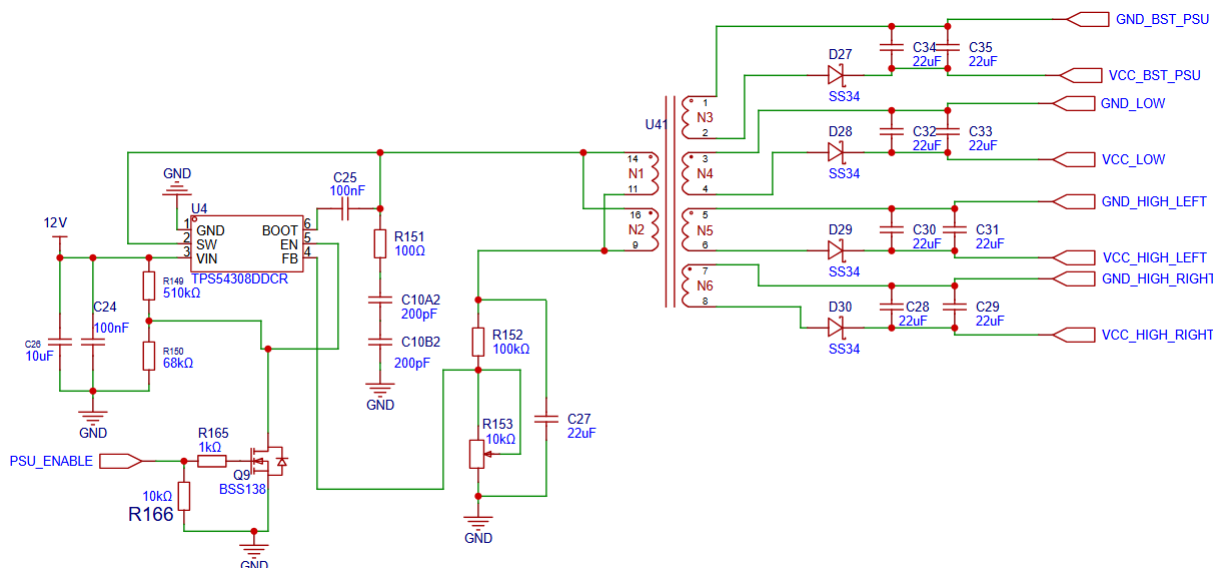
Για την οδήγηση των MOSFET χρησιμοποιείται το ολοκληρωμένο UCC23513. Πρόκειται για μονοκάναλο capacitive isolated gate driver, κατάλληλο για την οδήγηση MOSFET, IGBT και SiC διακοπτικών στοιχείων [21].

Στην παρούσα υλοποίηση κάθε διακοπτικό στοιχείο ισχύος διαθέτει ανεξάρτητο κύκλωμα οδήγησης. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται γαλβανική απομόνωση μεταξύ του κυκλώματος ελέγχου και των βαθμίδων ισχύος, καθώς και απομόνωση μεταξύ των διακοπών που βρίσκονται σε διαφορετικό δυναμικό (high και low side).



Σχήμα 3.6: Διάταξη οδήγησης MOSFET

Η τροφοδοσία των gate drivers πραγματοποιείται από switching τροφοδοτικό τεσσάρων απομονωμένων εξόδων το οποίο σχεδιάστηκε με βάση τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Η πρώτη έξοδος τροφοδοτεί το driver του MOSFET της βαθμίδας boost. Η δεύτερη και η τρίτη έξοδος τροφοδοτούν τα drivers των δύο high-side MOSFET του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Η τέταρτη έξοδος χρησιμοποιείται για τους δύο low-side drivers του αντιστροφέα, καθώς τα δύο low-side MOSFET έχουν κοινή αναφορά (common source pins).



Σχήμα 3.7: Διάταξη τροφοδοτικού τεσσάρων απομονωμένων εξόδων

Η τάση οδήγησης της πύλης είναι περίπου 12 V, τιμή κατάλληλη για την πλήρη ενεργοποίηση των MOSFET που χρησιμοποιούνται στη διάταξη.

Ο νεκρός χρόνος (dead time) μεταξύ των συμπληρωματικών σημάτων της πλήρους γέφυρας εισάγεται από τον μικροελεγκτή. Η ύπαρξη dead time είναι απαραίτητη ώστε να αποφεύγεται η ταυτόχρονη αγωγή του high-side και του low-side MOSFET του ίδιου κλάδου. Με αυτόν τον τρόπο αποτρέπεται το φαινόμενο shoot-through, δηλαδή η στιγμιαία βραχυκύκλωση του DC link μέσω των δύο διακοπτικών στοιχείων του ίδιου κλάδου.

Το UCC23513 διαθέτει υψηλή ικανότητα παροχής και απορρόφησης ρεύματος στην έξοδο, γεγονός που επιτρέπει γρήγορη φόρτιση και εκφόρτιση της πύλης των MOSFET. Αυτό είναι σημαντικό τόσο

για τη βαθμίδα boost converter, η οποία λειτουργεί στα 100 kHz, όσο και για την πλήρη γέφυρα, όπου η διαμόρφωση πραγματοποιείται στα 10 kHz.

3.9 Κυκλώματα μετρήσεων

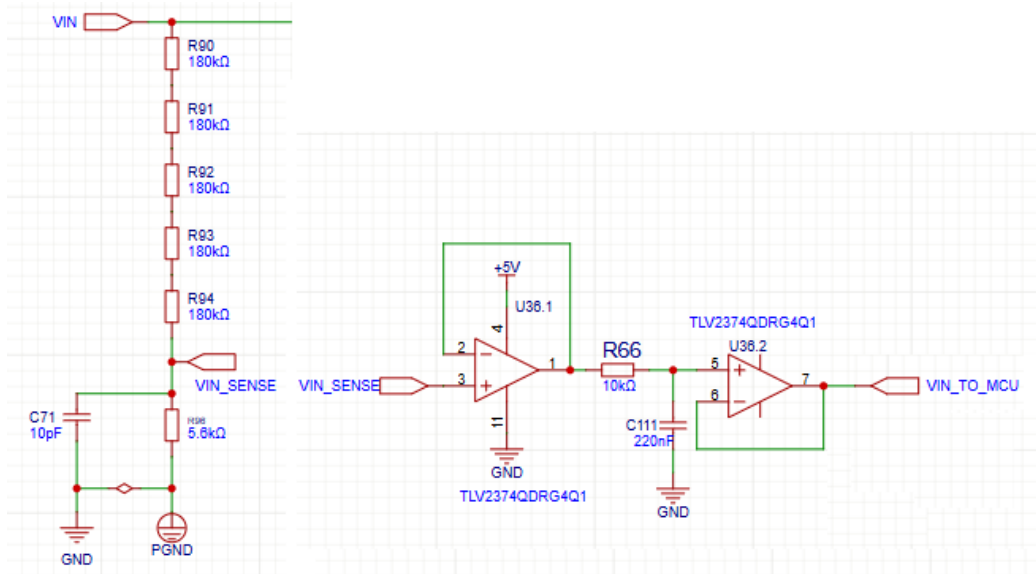
3.9.1 Μέτρηση τάσης εισόδου

Η τάση εισόδου V_{PV} μετριέται μέσω διαιρέτη τάσης, ώστε να υποβιβαστεί σε κατάλληλο επίπεδο για το Analog to Digital Converter (ADC) του μικροελεγκτή. Ο άνω κλάδος του διαιρέτη αποτελείται από πέντε αντιστάσεις των $180\text{ k}\Omega$ σε σειρά, ενώ ο κάτω κλάδος από αντίσταση $5.6\text{ k}\Omega$. Η χρήση πολλών αντιστάσεων σε σειρά στον άνω κλάδο επιτρέπει καλύτερη κατανομή της τάσης και μειώνει την καταπόνηση κάθε αντίστασης. Για μέγιστη τάση εισόδου 100 V , η τάση μετά τον διαιρέτη παραμένει αρκετά χαμηλότερη από το όριο των 3.3 V του ADC. Το σήμα οδηγείται στη συνέχεια σε τελεστικό ενισχυτή **TLV2374**, ο οποίος λειτουργεί ως βαθμίδα προσαρμογής εμπεδησης πριν την είσοδο του στον μικροελεγκτή [3], [4]. Πριν το ADC παρεμβάλλεται χαμηλοπερατό φίλτρο πρώτης τάξης ώστε να περιορίζεται ο διακοπτικός θόρυβος της βαθμίδας ισχύος.

$$V_{ADC} = V_{PV} \cdot \frac{5.6\text{ k}\Omega}{5 \cdot 180\text{ k}\Omega + 5.6\text{ k}\Omega} \quad (3.15)$$

Για $V_{PV} = 100\text{ V}$, προκύπτει:

$$V_{ADC} = 0.618\text{ V}$$



Σχήμα 3.8: Κύκλωμα μέτρησης τάσης φωτοβολταϊκής εισόδου

3.9.2 Μέτρηση ρεύματος εισόδου

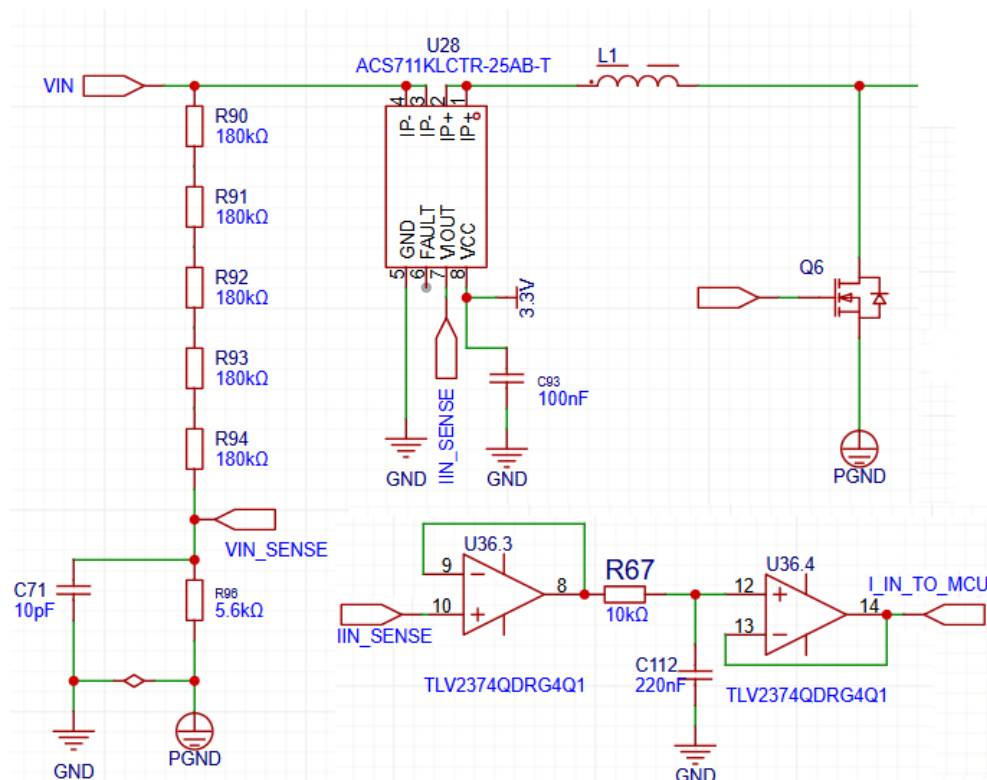
Το ρεύμα εισόδου I_{PV} μετριέται με το αισθητήριο **ACS711KLCTR-25AB-T**. Πρόκειται για αισθητήριο ρεύματος τεχνολογίας Hall, με αναλογική έξοδο τάσης ανάλογη του ρεύματος που διαρρέει τον αγωγό ισχύος και για τον συγκεκριμένο αισθητήρα είναι 55 mV/A [22]. Η συγκεκριμένη

έκδοση είναι διπλής κατεύθυνσης (bipolar) και έχει περιοχή μέτρησης έως περίπου $\pm 25A$, επομένως καλύπτει το μέγιστο αναμενόμενο ρεύμα εισόδου του συστήματος.

Η έξοδος του ACS711 οδηγείται στο αναλογικό κύκλωμα προσαρμογής και στη συνέχεια στο ADC του μικροελεγκτή. Σε μηδενικό ρεύμα, η έξοδος του αισθητηρίου δεν είναι μηδενική, αλλά βρίσκεται γύρω από μία τάση offset (1.65V). Το offset αυτό δεν αφαιρείται αναλογικά, αλλά υπολογίζεται και διορθώνεται στο firmware. Πριν την είσοδο του ADC χρησιμοποιείται χαμηλοπερατό φίλτρο πρώτης τάξης ώστε να μειώνεται ο διακοπτικός θόρυβος από τη βαθμίδα boost converter.

$$I_{PV} = \frac{V_{ADC} - V_{offset}}{S_{ACS}} \quad (3.16)$$

όπου V_{ADC} είναι η μετρούμενη τάση στην είσοδο του ADC, V_{offset} η τάση μηδενικού ρεύματος και S_{ACS} η ευαισθησία του αισθητηρίου σε V/A .



Σχήμα 3.9: Κύκλωμα μέτρησης ρεύματος εισόδου

3.9.3 Μέτρηση τάσης DC link

Η τάση του DC link μετριέται μέσω διαιρέτη τάσης με τον ίδιο τρόπο που χρησιμοποιείται και στη μέτρηση της εισόδου. Ο άνω κλάδος αποτελείται από πέντε αντιστάσεις των $180k\Omega$, ενώ ο κάτω κλάδος από αντίσταση $5.6k\Omega$, ώστε η υψηλή τάση του DC link να υποβιβάζεται σε επίπεδο κατάλληλο για το αναλογικό κύκλωμα μέτρησης. Το σήμα οδηγείται αρχικά σε τελεστικό ενισχυτή TLV2374, σε τοπολογία buffer και στην συνέχεια στο ADC του μικροελεγκτή.

Όμως η τάση στο DC link, μπορεί να αποτελέσει και ένδειξη ότι έχει αποσυνδεθεί το φορτίο. Σε περίπτωση αποσύνδεσης του φορτίου, το οποίο μπορεί να συμβεί όταν ο μηχανικός θερμοστάτης θα ανοίξει τις επαφές του λόγω υπερθέρμανσης του νερού (ή για οποιαδήποτε άλλη αστοχία) και εφόσον δεν θα υπάρχει πια απορρόφηση της ισχύος, η τάση στο DC link λόγω του boost converter θα τείνει να αυξηθεί ανεξέλεγκτα κάτι το οποίο θα είχε ως αποτέλεσμα καταστροφικές συνέπειες για την

συσκευή. Για να αποφευχθεί αυτό, μετά τον διαιρέτη τάσης του DC link, το σήμα οδηγείται και σε δεύτερο buffer τελεστικό, όμως αυτή την φορά τον ακολουθεί επιπλέον βαθμίδα αναλογικού συγκριτή. Η βαθμίδα αυτή συγκρίνει τη μετρούμενη τάση του DC link με τάση αναφοράς που παράγεται από τις αντιστάσεις $R180 = 22k\Omega$ και $R178 = 13k\Omega$. Η αντίσταση $R179 = 36k\Omega$ παρέχει θετική ανάδραση, άρα η διάταξη λειτουργεί ως συγκριτής με υστέρηση. Η τάση αλλαγής μετώπου του συγκριτή έχει οριστεί στα 265V.

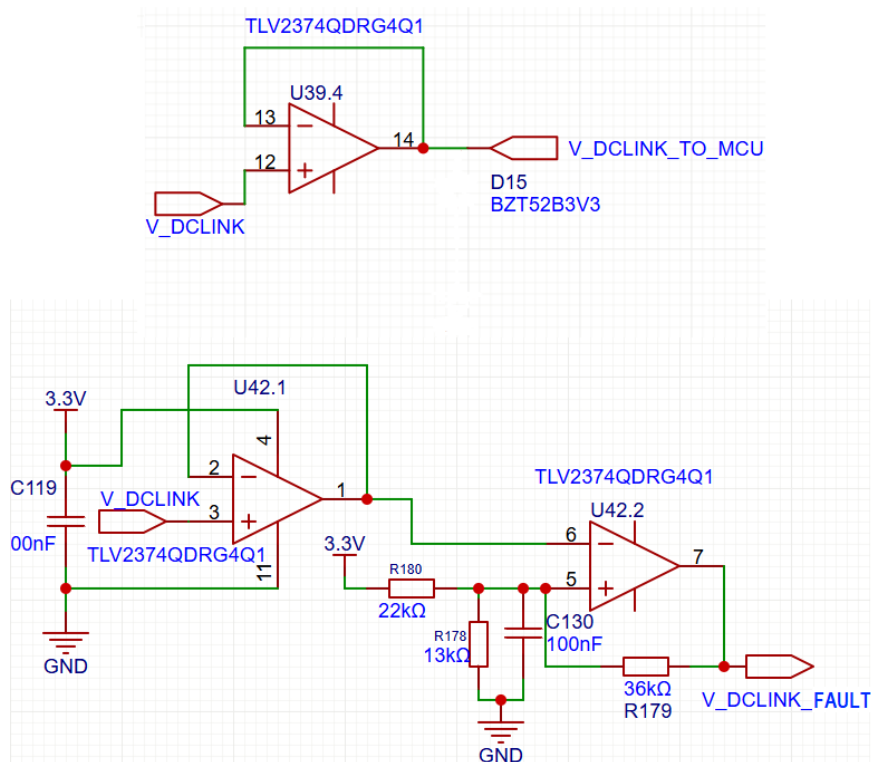
Η προστασία αυτή χρησιμοποιείται για την διακοπή του PWM στο boost converter, χρησιμοποιώντας την λειτουργία fault detection που παρέχει ο High Resolution Timer (HRTIM) του συγκεκριμένου μικροελεγκτή και ενεργοποιείται μέσω προκαθορισμένου pin στον τελευταίο. Το pin αυτό συνδέεται απευθείας με την έξοδο του προαναφερθέντος συγκριτή.

Η τάση μετά τον διαιρέτη δίνεται από:

$$V_{DCLINK,sense} = V_{DC} \cdot \frac{5.6k\Omega}{5 \cdot 180k\Omega + 5.6k\Omega}$$

Για $V_{DC} = 230V$, προκύπτει:

$$V_{DCLINK,sense} = 1.42V$$



Σχήμα 3.10: Κυκλώματα μέτρησης και προστασίας DC link

3.9.4 Μέτρηση τάσης εξόδου πλήρους γέφυρας

Η μέτρηση της τάσης εξόδου της πλήρους γέφυρας δεν αποτελεί κρίσιμη μέτρηση για τη βασική λειτουργία του συστήματος, αλλά χρησιμοποιείται ως αργή μέτρηση αναφοράς. Η πληροφορία αυτή

αξιοποιείται για την εκτίμηση της ισχύος εξόδου, τον υπολογισμό του βαθμού απόδοσης και, κατ' επέκταση, για λόγους εποπτείας του συστήματος μέσω σύγκρισης της ισχύος εισόδου με την ισχύ εξόδου.

Οι δύο κόμβοι εξόδου (δηλαδή τα άκρα του φορτίου) της πλήρους γέφυρας οδηγούνται σε όμοιους διαιρέτες τάσης και στη συνέχεια σε βαθμίδα μη αναστρέφον αθροιστή με τελεστικό ενισχυτή **TLV2374**. Μετά τη βαθμίδα αθροιστή ακολουθεί ενεργό χαμηλοπερατό φίλτρο Sallen-Key δεύτερης τάξης [3], [4]. Το φίλτρο περιορίζει την υψίσυχνη συνιστώσα της PWM διαμόρφωσης πριν το σήμα οδηγηθεί στο ADC του μικροελεγκτή.

Η χαρακτηριστική συχνότητα του φίλτρου προσεγγίζεται από:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R145 \cdot R146 \cdot C110 \cdot C109}}$$

Για τις παραπάνω τιμές προκύπτει:

$$f_0 \approx 8.9\text{Hz}$$

Επειδή η έξοδος της γέφυρας είναι παλμικά διαμορφωμένη, η ενεργός τιμή της τάσης δεν προκύπτει μόνο από την φιλτραρισμένη αναλογική μέτρηση, αλλά σχετίζεται και με το duty cycle της γέφυρας. Η ενεργός τάση στα άκρα του φορτίου υπολογίζεται από την σχέση:

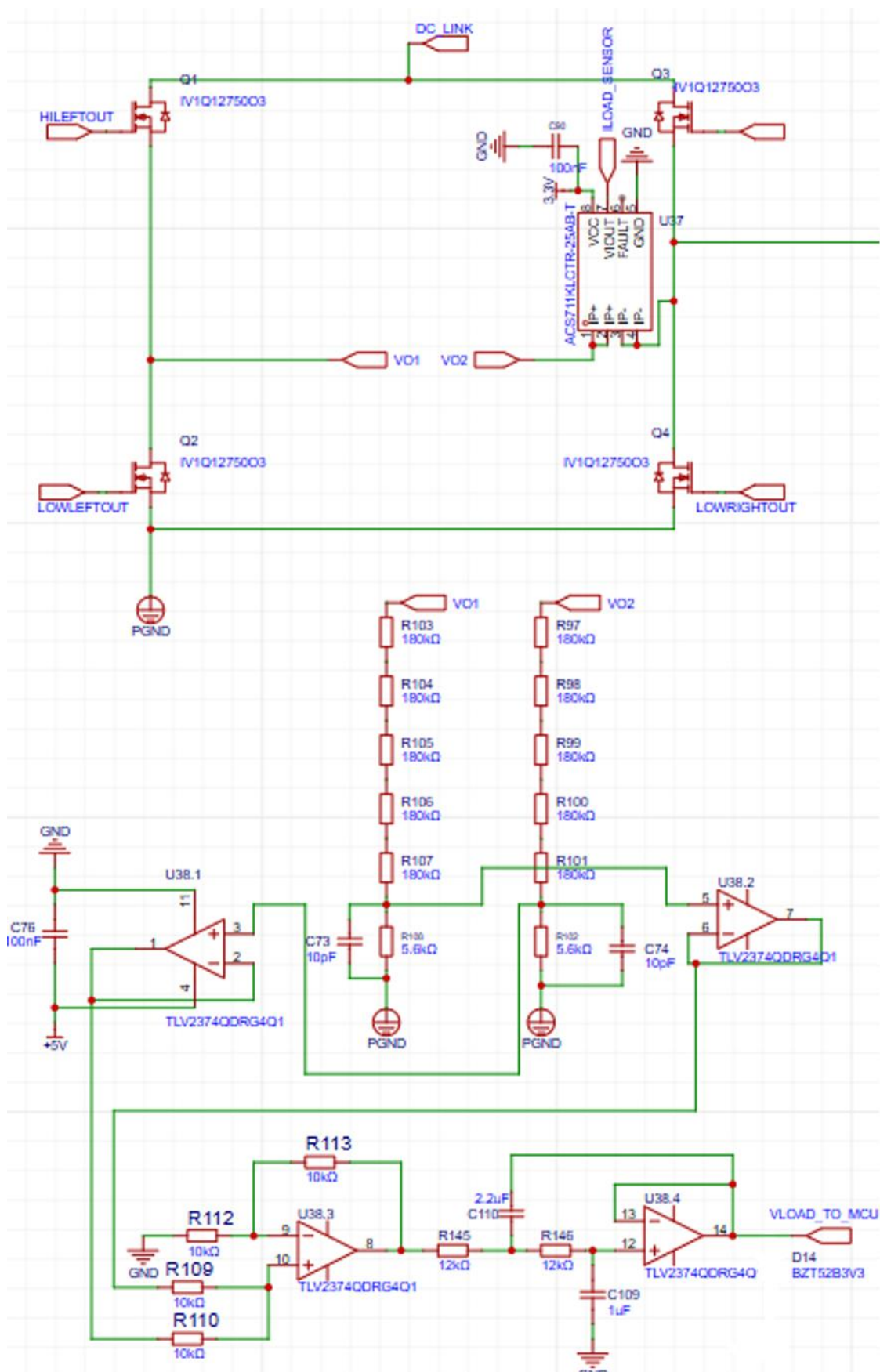
$$V_{out,rms} = \frac{V_{out,meas}}{\sqrt{D_{inv}}} \quad (3.17)$$

Όπου $V_{out,meas}$ είναι η φιλτραρισμένη μέτρηση και D_{inv} είναι το duty cycle της πλήρους γέφυρας. Για τον λόγο αυτό, η μέση τιμή του PWM δεν χρησιμοποιείται άμεσα, αλλά υπόκειται σε ψηφιακό φιλτράρισμα στο firmware, με λογική αντίστοιχη του αναλογικού φιλτραρίσματος της τάσης εξόδου. Με τον τρόπο αυτό προκύπτει πιο σταθερή εκτίμηση της ενεργού τάσης και της ισχύος εξόδου.

Η ισχύς στο ωμικό φορτίο εκτιμάται από τη σχέση:

$$P_{out} = \frac{V_{out,rms}^2}{R_L}$$

Η τιμή αυτή χρησιμοποιείται κυρίως για εποπτεία, τηλεμετρία και σύγκριση με την ισχύ εισόδου, ώστε να υπάρχει ένδειξη της απόδοσης του συστήματος και δυνατότητα ανίχνευσης μη φυσιολογικής λειτουργίας.



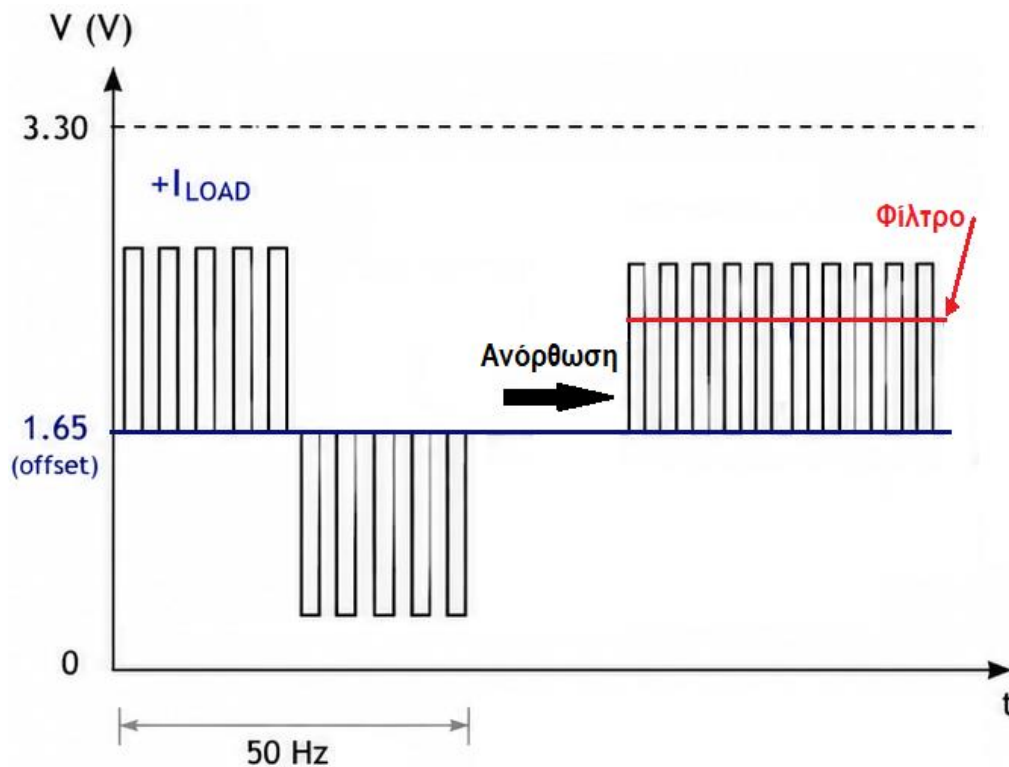
Σχήμα 3.11: Κύκλωμα μέτρησης τάσης εξόδου

3.9.5 Μέτρηση ρεύματος εξόδου

Το ρεύμα εξόδου της πλήρους γέφυρας μετριέται με αισθητήριο **ACS711KLCTR-25AB-T**, όπως και στη μέτρηση ρεύματος εισόδου. Η έξοδος του αισθητηρίου είναι αναλογική τάση με offset **1.65 V για μηδενικό ρεύμα** [22], δηλαδή ίση με το μισό της τροφοδοσίας του ADC.

Επειδή το ρεύμα εξόδου αλλάζει πολικότητα με συχνότητα **50 Hz** και ταυτόχρονα είναι παλμικά διαμορφωμένο λόγω του PWM στα **10 kHz**, δεν οδηγείται απευθείας στο ADC. Το σήμα **ILOAD_SENSOR** οδηγείται αρχικά σε αναλογικό ανορθωτή ακριβείας με τελεστικούς **TLV2374** και δίοδο **1N4148W**. Ο ανορθωτής λειτουργεί ως προς την αναφορά $V_{REF} = 1.65V$, δηλαδή ως προς το ίδιο offset που έχει και το ACS711 σε μηδενικό ρεύμα.

Μετά τον ανορθωτή ακριβείας ακολουθεί ενεργό χαμηλοπερατό φίλτρο τύπου **Sallen-Key δεύτερης τάξης** [3], [4]. Το φίλτρο εξαλείφει τη συνιστώσα των 10 kHz και στην έξοδό του προκύπτει η φιλτραρισμένη μέση τιμή του ανορθωμένου ρεύματος.



Σχήμα 3.12: Προσεγγιστική απεικόνιση ανόρθωσης - φιλτραρίσματος

Η μέση τιμή του ρεύματος προκύπτει στο firmware από τη σχέση:

$$I_{LOAD,avg} = \frac{V_{ADC} - V_{offset}}{S_{ACS}} \quad (3.18)$$

όπου S_{ACS} είναι η ευαισθησία του ACS711 και V_{offset} η τιμή μηδενικού ρεύματος (1.65V).

Επειδή το ρεύμα στο φορτίο είναι παλμικό, η μέση τιμή του ανορθωμένου σήματος δεν ταυτίζεται με την ενεργό τιμή. Για τον υπολογισμό του RMS ρεύματος λαμβάνεται υπόψη το duty cycle της πλήρους γέφυρας. Στο firmware δεν χρησιμοποιείται στιγμιαία τιμή του duty cycle, αλλά

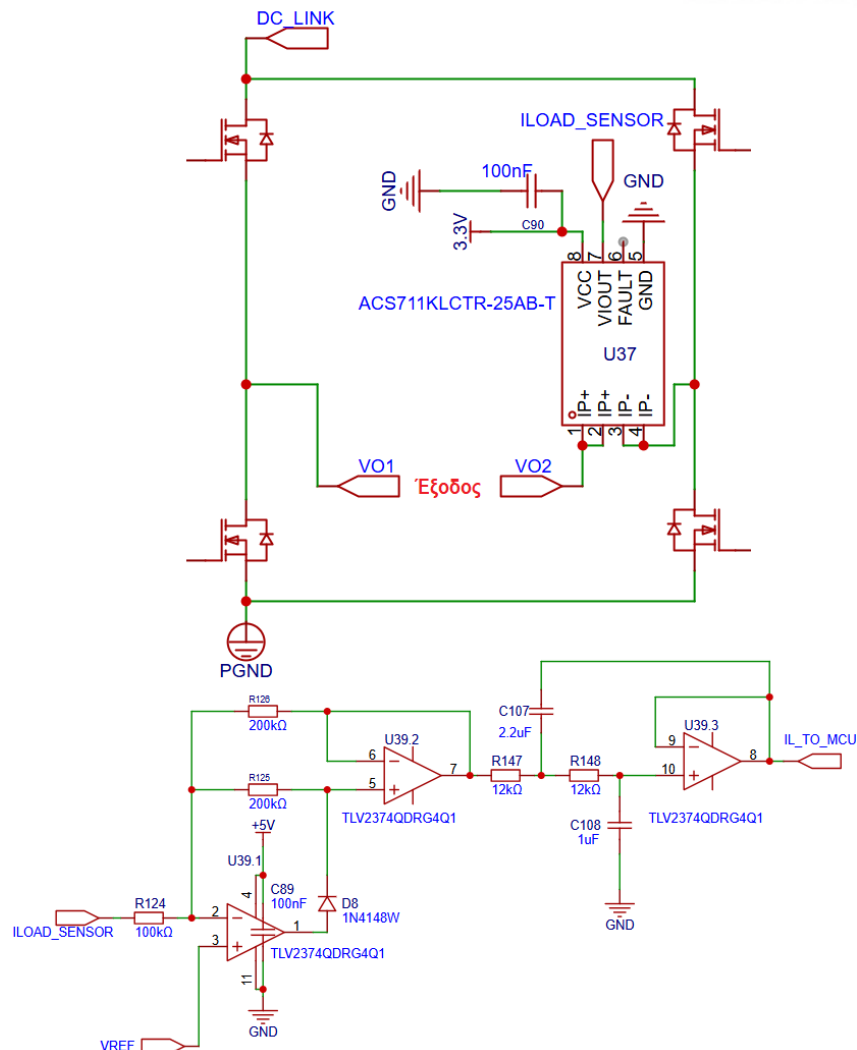
φιλτραρισμένη τιμή, ώστε να υπάρχει χρονική συνέπεια με το αναλογικά φιλτραρισμένο σήμα του ρεύματος.

Για παλμικό ρεύμα σε ωμικό φορτίο, η ενεργός τιμή δίνεται από την σχέση:

$$I_{LOAD,rms} = \frac{I_{LOAD,avg}}{\sqrt{D_{inv}}} \quad (3.19)$$

όπου D_{inv} είναι το φιλτραρισμένο duty cycle της πλήρους γέφυρας.

Με αυτόν τον τρόπο, το κύκλωμα μέτρησης δεν επιχειρεί να υπολογίσει RMS τιμή αναλογικά, αλλά παρέχει στο firmware μια σταθερή φιλτραρισμένη ένδειξη του ανορθωμένου ρεύματος. Ο τελικός υπολογισμός της ενεργού τιμής γίνεται ψηφιακά, με βάση και το duty cycle της γέφυρας.



Σχήμα 3.13: Διάταξη μέτρησης ρεύματος εξόδου

3.10 Μονάδα ελέγχου και διασύνδεση με το hardware

Η μονάδα ελέγχου βασίζεται στον μικροελεγκτή STM32G474, ο οποίος αναλαμβάνει τη συλλογή των αναλογικών μετρήσεων και την παραγωγή των σημάτων PWM για τις βαθμίδες ισχύος. Οι αναλογικές

είσοδοι του μικροελεγκτή χρησιμοποιούνται για τη μέτρηση της τάσης και του ρεύματος εισόδου, της τάσης του DC link, καθώς και των μεγεθών εξόδου που χρησιμοποιούνται για εποπτεία και υπολογισμό απόδοσης.

Η αναφορά τάσης των ADC παρέχεται από το ολοκληρωμένο MCP1501T-33E, με τιμή 3.3 V, ώστε οι μετρήσεις να βασίζονται σε σταθερή και ακριβή τάση αναφοράς. Τα σήματα που οδηγούνται στον μικροελεγκτή έχουν προηγουμένως υποβιβαστεί, προσαρμοστεί και φιλτραριστεί από τις αναλογικές βαθμίδες μέτρησης που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα.

Ο μικροελεγκτής παράγει σήμα PWM με διακοπτική συχνότητα 100 kHz που οδηγεί το boost converter το οποίο αποτελεί το εκτελεστικό μέσο του αλγορίθμου MPPT.

Για την πλήρη γέφυρα παράγονται τα απαραίτητα συμπληρωματικά PWM σήματα με συχνότητα διαμόρφωσης 10 kHz και θεμελιώδη συχνότητα εξόδου 50 Hz. Το duty cycle της γέφυρας μεταβάλλεται δυναμικά, ώστε να ρυθμίζεται η ενεργός τάση και τελικά η ισχύς που αποδίδεται στο ωμικό φορτίο.

Ο νεκρός χρόνος μεταξύ των συμπληρωματικών σημάτων της πλήρους γέφυρας εισάγεται από τον μικροελεγκτή. Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγεται η ταυτόχρονη αγωγή του άνω και κάτω MOSFET του ίδιου κλάδου και περιορίζεται ο κίνδυνος shoot-through.

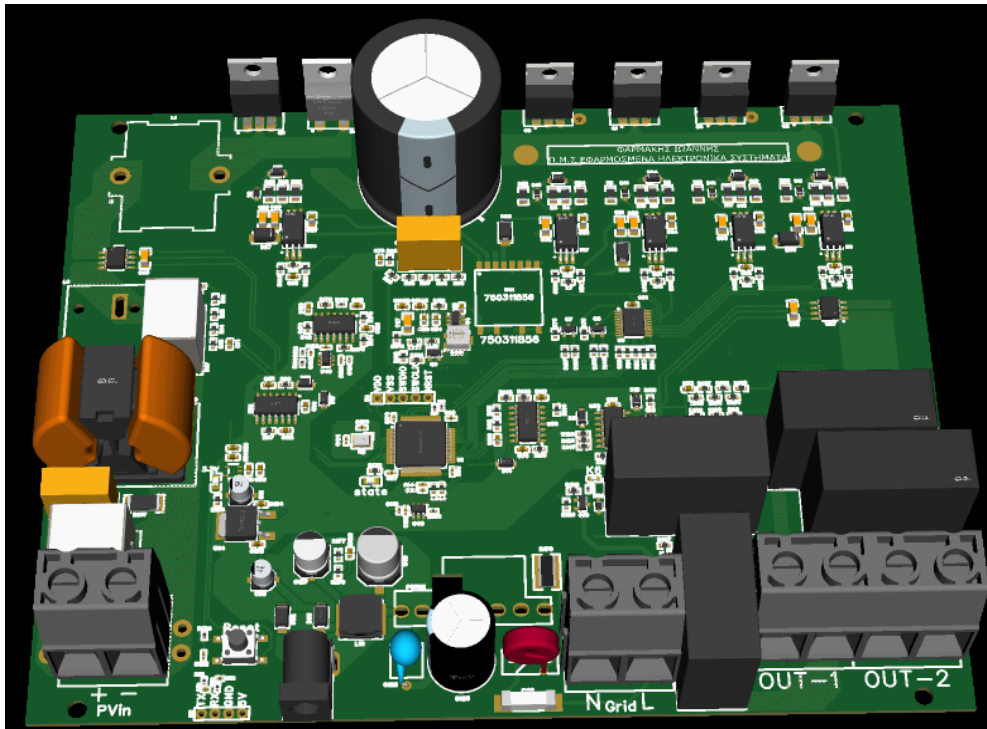
Η μονάδα ελέγχου διαχειρίζεται επίσης σήματα προστασίας, όπως υπέρταση DC link και καταστάσεις σφάλματος των βαθμίδων ισχύος. Σε περίπτωση ανίχνευσης μη φυσιολογικής λειτουργίας, το firmware μπορεί να απενεργοποιήσει τα PWM σήματα και να οδηγήσει το σύστημα σε ασφαλή κατάσταση.

3.11 Σχεδίαση και κατασκευή πρωτότυπης πλακέτας PCB

Η υλοποίηση του συστήματος πραγματοποιήθηκε σε πλακέτα PCB τεσσάρων layers. Η σχεδίαση έγινε με το δωρεάν λογισμικό EasyEDA, ενώ η κατασκευή της πλακέτας και η συναρμολόγηση των SMD εξαρτημάτων πραγματοποιήθηκαν από την JLCPCB.

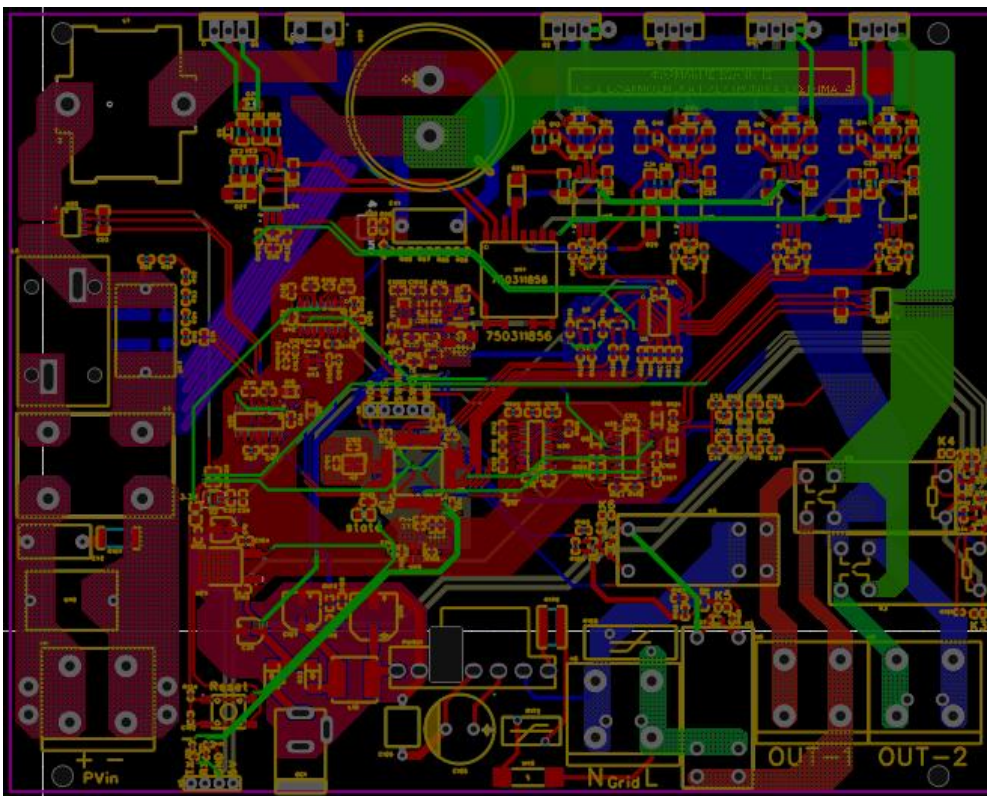
Κατά τη σχεδίαση δόθηκε έμφαση στον διαχωρισμό των περιοχών ισχύος από τα ευαίσθητα αναλογικά κυκλώματα. Η είσοδος φωτοβολταϊκού, η βαθμίδα boost converter, το DC link και η πλήρης γέφυρα τοποθετήθηκαν έτσι ώστε η διαδρομή ισχύος να είναι όσο το δυνατόν πιο σύντομη. Τα κυκλώματα μέτρησης τοποθετήθηκαν κοντά στα αντίστοιχα σημεία δειγματοληψίας, ώστε να μειωθεί το μήκος των αναλογικών σημάτων πριν οδηγηθούν στον μικροελεγκτή.

Στο Σχήμα 3.14 παρουσιάζεται η τρισδιάστατη απεικόνιση της πρωτότυπης πλακέτας, όπου διακρίνονται οι βασικές βαθμίδες του συστήματος, οι ακροδέκτες εισόδου και εξόδου, το DC link, τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος και η περιοχή ελέγχου. Η πλακέτα έχει σχεδιαστεί με πρόβλεψη για επιπλέον λειτουργίες, όπως ρελέ κατανομής της ισχύος σε δύο φορτία, δυνατότητα τροφοδότησης του φορτίου από το δίκτυο AC και φίλτρα στην είσοδο. Οι δυνατότητες αυτές δεν αποτελούν αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας και δεν περιλαμβάνονται στην πειραματική αξιολόγηση που ακολουθεί.



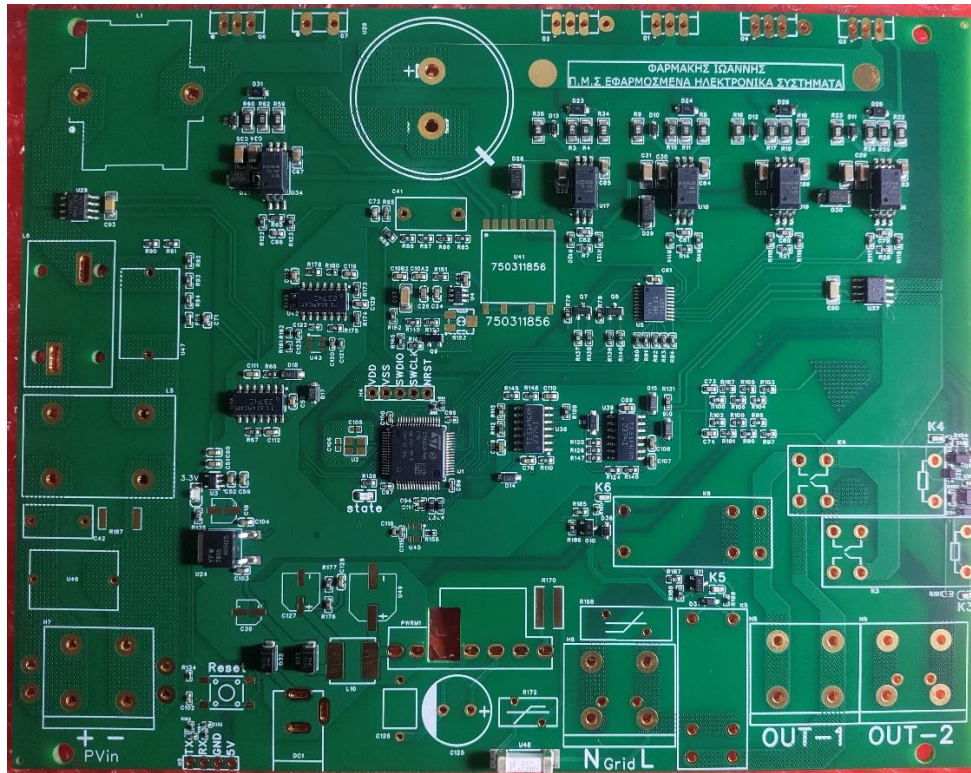
Σχήμα 3.14: Τρισδιάστατη απεικόνιση της πρωτότυπης πλακέτας PCB

Στο Σχήμα 3.15 παρουσιάζεται η διάταξη του PCB στο περιβάλλον σχεδίασης. Στην εικόνα φαίνεται η τοποθέτηση των εξαρτημάτων, η δρομολόγηση των σημάτων και οι περιοχές χαλκού που χρησιμοποιούνται για τη μεταφορά των ρευμάτων ισχύος και τη μείωση της αντίστασης των αγωγικών διαδρομών.

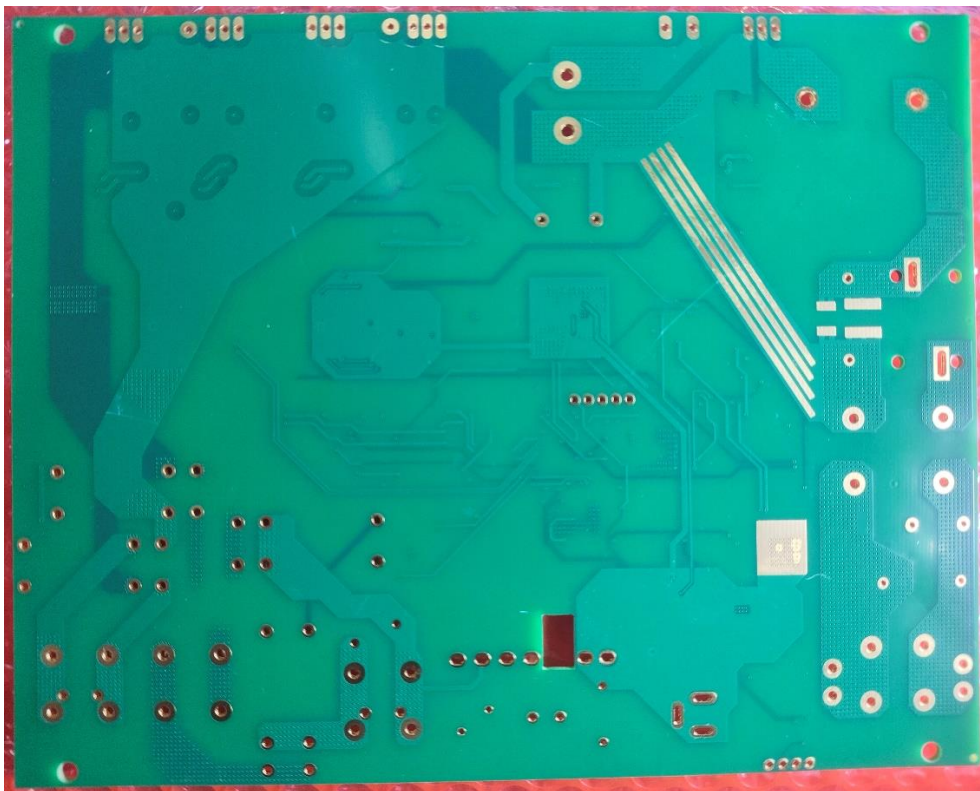


Σχήμα 3.15: Διάταξη της πλακέτας PCB τεσσάρων layer στο EasyEDA

Στα Σχήματα 3.16 και 3.17 παρουσιάζονται αντίστοιχα η επάνω και η κάτω όψη της πλακέτας PCB όπως παρελήφθη από την JLCPCB.

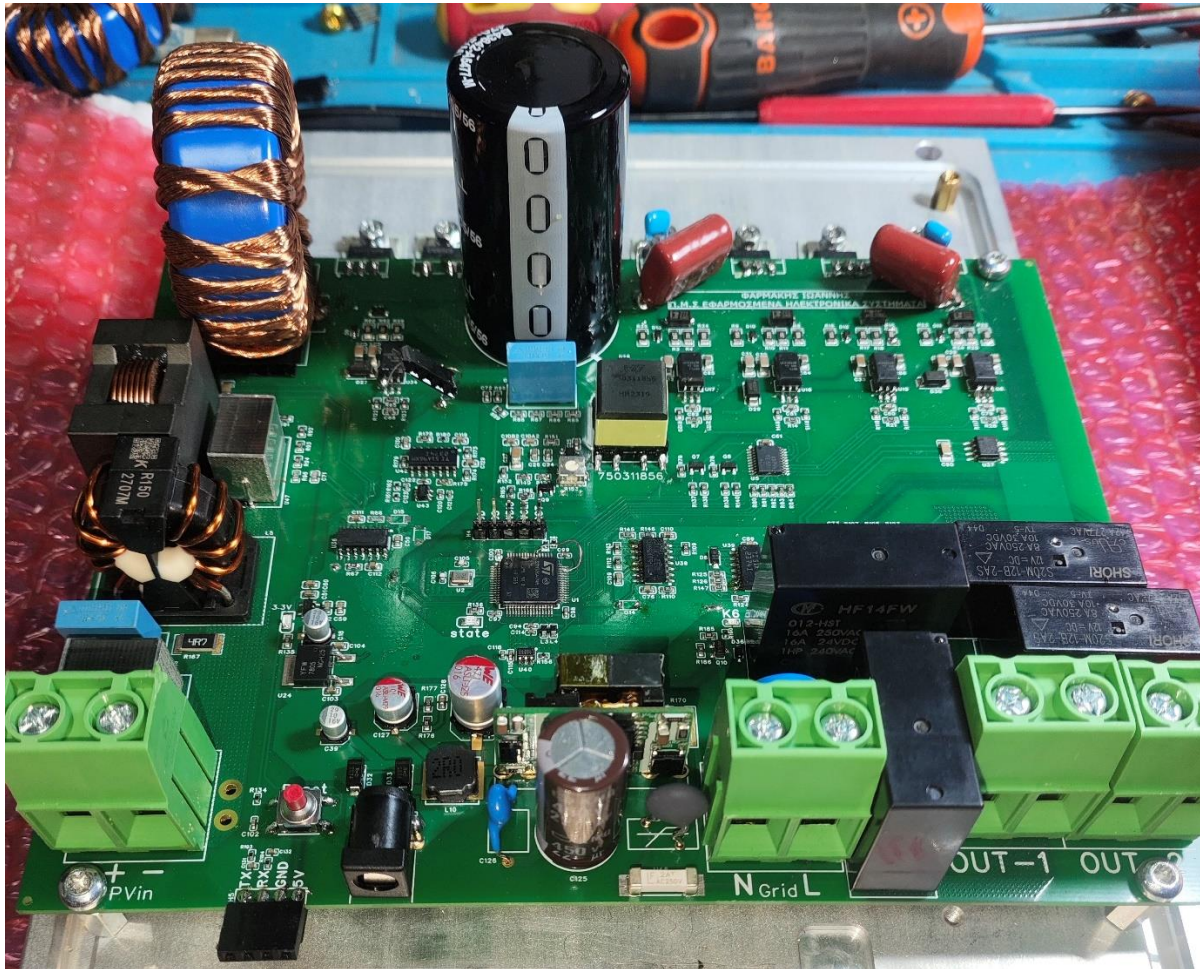


Σχήμα 3.16: Επάνω όψη της πλακέτας



Σχήμα 3.17: Κάτω όψη της πλακέτας

Στο Σχήμα 3.18 παρουσιάζεται η πλήρως συναρμολογημένη πλακέτα. Πρέπει να σημειωθεί ότι στην πλακέτα υπάρχουν και επιπλέον κυκλώματα ή δυνατότητες, τα οποία δεν παρουσιάζονται αναλυτικά στην παρούσα εργασία, καθώς δεν αποτελούν αντικείμενο της πειραματικής αξιολόγησης. Η ανάλυση περιορίζεται στα υποσυστήματα που χρησιμοποιήθηκαν και ελέγχθηκαν στο πλαίσιο της παρούσας διπλωματικής εργασίας.



Σχήμα 3.18: Πλήρως συναρμολογημένη πλακέτα

3.12 Επίλογος

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκε η αρχιτεκτονική υλικού του προτεινόμενου συστήματος φωτοβολταϊκής θέρμανσης νερού. Αναλύθηκαν οι βασικές βαθμίδες ισχύος, δηλαδή ο μετατροπέας DC-DC ανύψωσης τάσης, το DC link και ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας, καθώς και τα κριτήρια επιλογής των βασικών εξαρτημάτων τους.

Επιπλέον, παρουσιάστηκαν τα κυκλώματα οδήγησης των ημιαγωγικών στοιχείων, τα κυκλώματα μέτρησης τάσης και ρεύματος και η διασύνδεσή τους με τον μικροελεγκτή και τέλος η κατασκευή του τυπωμένου κυκλώματος (Printed Circuit Board - PCB). Η ανάλυση αυτή αποτελεί τη βάση για την περιγραφή του firmware, του αλγορίθμου MPPT, του ελέγχου PI και των προστασιών, τα οποία παρουσιάζονται στο επόμενο κεφάλαιο.

Κεφάλαιο 4ο: Σύστημα ελέγχου και Firmware

4.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η λειτουργική δομή του firmware και του συστήματος ελέγχου της διάταξης. Δεδομένου ότι το firmware αποτελείται από μεγάλο αριθμό αρχείων και αρκετές χιλιάδες γραμμές κώδικα, η παρουσίασή του περιορίζεται στο επίπεδο αρχιτεκτονικής. Έμφαση δίνεται στη δομή των επιμέρους υποσυστημάτων λογισμικού, στη ροή των μετρήσεων, στους αλγόριθμους ελέγχου, στις καταστάσεις λειτουργίας και στον τρόπο με τον οποίο το firmware συνεργάζεται με το υλικό που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Η μονάδα ελέγχου βασίζεται στον μικροελεγκτή **STM32G474**, ο οποίος διαθέτει περιφερειακά κατάλληλα για εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος [20]. Ιδιαίτερη σημασία έχει η χρήση του High resolution Timer (**HRTIM**), μέσω του οποίου παράγονται τα σήματα PWM για τη βαθμίδα DC-DC ανύψωσης τάσης και για τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας [19], [20]. Η δυνατότητα παραγωγής PWM υψηλής ανάλυσης είναι κρίσιμη, καθώς επιτρέπει ακριβή ρύθμιση του duty cycle και άμεση επίδραση στη μεταφερόμενη ισχύ.

Εκτός από την παραγωγή PWM, αξιοποιούνται εξειδικευμένες δυνατότητες του μικροελεγκτή που επιτρέπουν τον συγχρονισμό των ADC με τα σήματα οδήγησης των μετατροπέων. Με τον τρόπο αυτό, η δειγματοληψία των κρίσιμων αναλογικών μεγεθών μπορεί να γίνεται σε κατάλληλες χρονικές στιγμές της διακοπτικής περιόδου, μειώνοντας την επίδραση του θορύβου μεταγωγής στις μετρήσεις. Παράλληλα, η χρήση ADC groups επιτρέπει τη λήψη μετρήσεων σχεδόν ταυτόχρονα, γεγονός ιδιαίτερα σημαντικό για τον υπολογισμό της στιγμιαίας ισχύος εισόδου.

Το firmware αναλαμβάνει την ανάγνωση και επεξεργασία των μετρήσεων, την αντιστάθμιση τους (offset), το ψηφιακό φιλτράρισμα, την εκτέλεση του αλγόριθμου MPPT, τον διπλό PI έλεγχο της βαθμίδας boost converter και τον έλεγχο του αντιστροφέα. Επιπλέον, διαχειρίζεται τις καταστάσεις λειτουργίας του συστήματος μέσω state machine, ώστε η μετάβαση από την αναμονή στην εκκίνηση, στη ράμπα ισχύος και στην κανονική λειτουργία να γίνεται ελεγχόμενα.

Σημαντικό στοιχείο της υλοποίησης είναι ότι ο αλγόριθμος MPPT δεν οδηγεί απευθείας το PWM του boost converter. Αντίθετα, καθορίζει την επιθυμητή τάση λειτουργίας της φωτοβολταϊκής εισόδου. Η αναφορά αυτή χρησιμοποιείται από τον εξωτερικό βρόχο PI τάσης, ο οποίος παράγει αναφορά ρεύματος. Στη συνέχεια, ο εσωτερικός βρόχος PI ρεύματος ρυθμίζει το duty cycle της βαθμίδας boost. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται πιο ομαλή και ελεγχόμενη λειτουργία της φωτοβολταϊκής πηγής.

Η πλήρης γέφυρα ελέγχεται ανεξάρτητα, με θεμελιώδη συχνότητα εξόδου **50 Hz** και διαμόρφωση PWM στα **10 kHz**. Το duty cycle της γέφυρας μεταβάλλεται δυναμικά, ώστε να ρυθμίζεται η ενεργός τάση και η ισχύς που αποδίδεται στο ωμικό φορτίο.

Οι προστασίες του συστήματος υλοποιούνται κυρίως στο firmware, σε συνεργασία με τα διαθέσιμα σήματα από το hardware. Ο μικροελεγκτής αξιοποιεί τις μετρήσεις τάσης και ρεύματος, καθώς και τις δυνατότητες fault detection των περιφερειακών του, ώστε να μπορεί να απενεργοποιεί άμεσα τα PWM σήματα σε περίπτωση μη φυσιολογικής λειτουργίας. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται ασφαλής λειτουργία των βαθμίδων ισχύος και προστασία του συστήματος σε καταστάσεις όπως υπέρταση, υπερένταση και κυρίως την αποσύνδεση φορτίου.

Η ανάπτυξη του firmware πραγματοποιήθηκε στο περιβάλλον **STM32CubeIDE**. Το συγκεκριμένο περιβάλλον χρησιμοποιήθηκε για την παραμετροποίηση των βασικών περιφερειακών του μικροελεγκτή, τη δημιουργία της αρχικής δομής του project, τη μεταγλώττιση του κώδικα και τη διαδικασία debugging. Μέσω του STM32CubeIDE έγινε επίσης η παρακολούθηση μεταβλητών κατά

τη λειτουργία του συστήματος, γεγονός που διευκόλυνε τη ρύθμιση των ελεγκτών PI και την επιβεβαίωση της σωστής λειτουργίας των επιμέρους καταστάσεων του firmware.

Στις επόμενες ενότητες παρουσιάζονται η συνολική δομή του firmware, η επεξεργασία των μετρήσεων, το state machine λειτουργίας, η ακολουθία εκκίνησης, ο αλγόριθμος MPPT, ο διπλός PI έλεγχος, ο έλεγχος της πλήρους γέφυρας και οι βασικές προστασίες του συστήματος.

4.2 Συνολική δομή firmware

Το firmware οργανώνεται κυρίως σε επαναλαμβανόμενους βρόχους, οι οποίοι εκτελούνται με διαφορετική συχνότητα ανάλογα με τις απαιτήσεις κάθε διεργασίας. Ως γρήγορες διεργασίες ορίζονται η δειγματοληψία της τάσης και ρεύματος εισόδου, ο έλεγχος της βαθμίδας boost converter και ο έλεγχος του αντιστροφέα. Ως πιο αργές διεργασίες ορίζονται η εκτέλεση του state machine, η ενημέρωση του MPPT, η εποπτεία της εξόδου και η τηλεμετρία.

Η συνολική δομή του firmware μπορεί να διακριθεί στις παρακάτω βασικές ενότητες:

- συλλογή και επεξεργασία μετρήσεων,
- state machine λειτουργίας,
- ακολουθία εκκίνησης και ράμπας ισχύος,
- αλγόριθμος MPPT,
- PI έλεγχος διπλού βρόχου στην βαθμίδα boost converter,
- έλεγχος duty cycle του αντιστροφέα,
- προστασίες και διαχείριση σφαλμάτων,
- τηλεμετρία και παρακολούθηση λειτουργίας.

Τα μεγέθη V_{PV} και I_{PV} χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της ισχύος εισόδου και για την εκτέλεση του MPPT και αποτελούν επίσης, την ανάδραση του PI ελεγκτή. Η τάση του DC link χρησιμοποιείται για την εποπτεία της ενδιάμεσης βαθμίδας ισχύος, ενώ η τάση και το ρεύμα εξόδου χρησιμοποιούνται κυρίως για εκτίμηση του βαθμού απόδοσης, τηλεμετρία και επιπλέον έλεγχο ασφαλούς λειτουργίας.

Η πλήρης γέφυρα ελέγχεται από ξεχωριστή λογική, καθώς η λειτουργία της σχετίζεται με την ισχύ που αποδίδεται στο φορτίο και με την τάση του DC link. Το duty cycle της γέφυρας μεταβάλλεται ανεξάρτητα από το duty cycle του boost converter, όμως η μεταβολή του λαμβάνει υπόψη το μέγεθος του τελευταίου.

Η παραπάνω δομή επιτρέπει τον διαχωρισμό των χρονικά κρίσιμων λειτουργιών (real time tasks) από τις λειτουργίες εποπτείας και διαχείρισης κατάστασης. Η υλοποίηση των διαφορετικών χρονισμών πραγματοποιείται με την χρήση πολλαπλών χρονιστών (timers) του μικροελεγκτή.

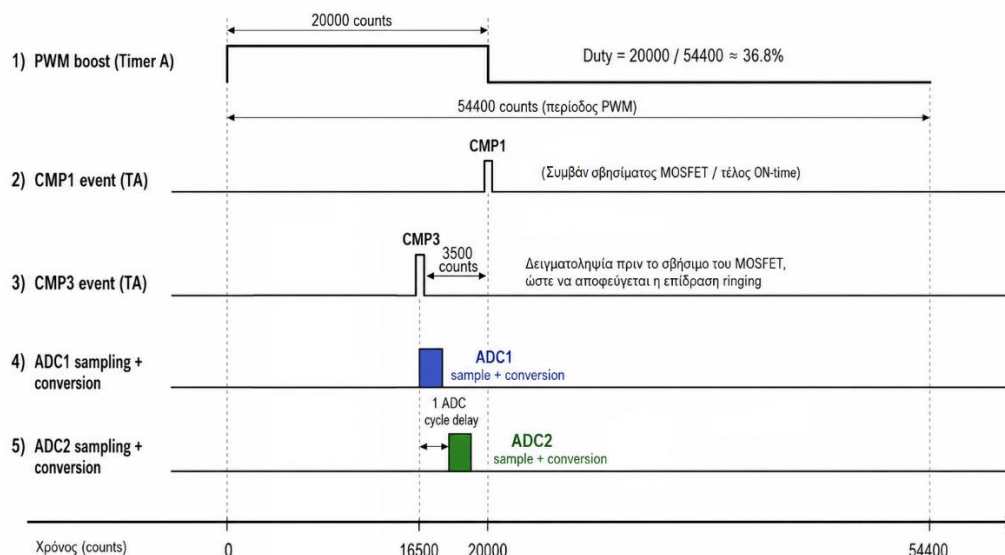
4.3 Συλλογή και επεξεργασία μετρήσεων

4.3.1 Μετρήσεις Τάσης και ρεύματος εισόδου

Η συλλογή αξιόπιστων μετρήσεων αποτελεί ένα από τα πιο κρίσιμα σημεία όλου του συστήματος, καθώς οι τιμές τάσης και ρεύματος χρησιμοποιούνται από τον αλγόριθμο MPPT και από τους βρόχους ελέγχου της βαθμίδας boost converter.

Οι μετρήσεις V_{PV} και I_{PV} πραγματοποιούνται με τους ADC1 και ADC2 σε λειτουργία **dual regular simultaneous mode**. Με τη λειτουργία αυτή οι δύο μετατροπές εκτελούνται σχεδόν ταυτόχρονα, με καθυστέρηση ενός μόνο κύκλου μεταξύ των δύο ADC. Η επιλογή αυτή είναι σημαντική, επειδή σε ένα διακοπτικό σύστημα οι στιγμιαίες τιμές τάσης και ρεύματος μπορούν να μεταβάλλονται γρήγορα μέσα στην περίοδο PWM.

Η εκκίνηση της δειγματοληψίας των ADC1 και ADC2 συγχρονίζεται με το PWM της βαθμίδας boost converter μέσω του HRTIM. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιείται compare γεγονός (event) του Timer A, το οποίο σχετίζεται με το PWM του boost converter. Το σημείο δειγματοληψίας τοποθετείται **3500 counts** πριν από το βασικό compare event του PWM το οποίο είναι η σβέση του παλμού PWM. Η θέση αυτή επιλέχθηκε έπειτα από πειραματικές δοκιμές, καθώς διαπιστώθηκε ότι στο συγκεκριμένο χρονικό σημείο τα σήματα μέτρησης εμφανίζουν μικρότερη επίδραση από τον θόρυβο μεταγωγής του διακόπτη.



Σχήμα 4.1: Συγχρονισμός δειγματοληψίας dual regular simultaneous mode

Τα αποτελέσματα των ADC1 και ADC2 μεταφέρονται στη μνήμη μέσω Direct Memory Access (**DMA**), ώστε η συλλογή των δειγμάτων να γίνεται χωρίς να επιβαρύνεται ο επεξεργαστής.

Μετά τη λήψη των δειγμάτων, οι ψηφιακές τιμές των ADC's μετατρέπονται σε φυσικά μεγέθη με βάση τους συντελεστές κλιμάκωσης των αναλογικών κυκλωμάτων μέτρησης. Για τη μετατροπή μιας τιμής ADC σε τάση χρησιμοποιείται γενικά η σχέση:

$$V_{meas} = (ADC_{raw} - ADC_{offset}) \cdot K_V \quad (4.1)$$

ενώ για τη μετατροπή της μέτρησης ρεύματος:

$$I_{meas} = (ADC_{offset} - ADC_{raw}) \cdot K_I \quad (4.2)$$

Η ύπαρξη offset υφίσταται λόγω των bipolar αισθητήρων ρεύματος, οι οποίοι για $I = 0$ έχουν τάση εξόδου 1.65V (3.3/2). Τα offset δεν αντισταθμίζονται αναλογικά, αλλά λαμβάνονται υπόψη στο firmware. Με αυτόν τον τρόπο είναι δυνατή η διόρθωση των μετρήσεων με βάση την πραγματική τιμή μηδενικού ρεύματος.

4.3.2 Μετρήσεις Τάσης - ρεύματος εξόδου

Οι μετρήσεις εξόδου V_{out} και I_{out} όπως και η μέτρηση $V_{DC\ link}$, πραγματοποιούνται από τον **ADC3**. Χρησιμοποιούνται 3 κανάλια του ADC3 και η έναρξη της δειγματοληψίας ενεργοποιείται από τον **Timer 6** με συχνότητα 10 Hz. Οι μετρήσεις αυτές δεν είναι τόσο κρίσιμες χρονικά όσο οι μετρήσεις εισόδου, επειδή δεν χρησιμοποιούνται απευθείας στον γρήγορο βρόχο ελέγχου του boost converter. Χρησιμοποιούνται κυρίως για εποπτεία, μέτρηση της ισχύος εξόδου, υπολογισμό απόδοσης, τηλεμετρία και επιπλέον έλεγχο ασφαλούς λειτουργίας.

Τα σήματα εξόδου έχουν ήδη υποστεί φιλτράρισμα από τα αναλογικά κυκλώματα που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Επιπλέον, στο firmware εφαρμόζεται ψηφιακό φιλτράρισμα πρώτης τάξης στις μετρήσεις εξόδου, ώστε να μειώνονται οι μικρές διακυμάνσεις και να προκύπτουν πιο σταθερές τιμές για εποπτεία και υπολογισμούς.

Το ψηφιακό φίλτρο που εφαρμόζεται έχει τη μορφή:

$$y[n] = y[n - 1] + \alpha \cdot (x[n] - y[n - 1]) \quad (4.3)$$

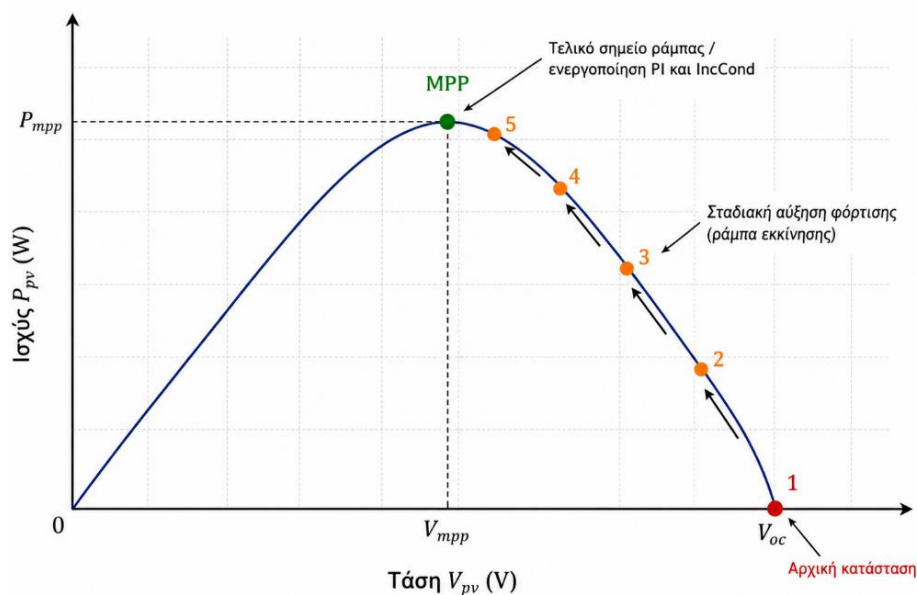
όπου $x[n]$ είναι η νέα μέτρηση, $y[n]$ η φιλτραρισμένη τιμή και α ο συντελεστής φιλτραρίσματος. Στην παρούσα υλοποίηση χρησιμοποιείται μικρή τιμή του α , ώστε οι μετρήσεις εξόδου να μεταβάλλονται ομαλά.

4.4 State machine λειτουργίας

Η λειτουργία του firmware οργανώνεται μέσω state machine, ώστε η μετάβαση μεταξύ των καταστάσεων να γίνεται ελεγχόμενη και με σαφή κριτήρια. Η χρήση state machine είναι απαραίτητη, καθώς το σύστημα δεν πρέπει να ενεργοποιεί άμεσα τις βαθμίδες ισχύος μόλις εμφανιστεί τάση στην είσοδο, αλλά πρέπει πρώτα να ελέγχει τις συνθήκες εκκίνησης, τη διαθεσιμότητα της φωτοβολταϊκής πηγής και την κατάσταση του φορτίου.

Η αρχική κατάσταση είναι η **αναμονή τάσης στα φωτοβολταϊκά**. Σε αυτή την κατάσταση τα PWM σήματα παραμένουν ανενεργά και το firmware παρακολουθεί την τάση εισόδου V_{PV} . Η μετάβαση στην επόμενη κατάσταση επιτρέπεται μόνο όταν η τάση εισόδου υπερβεί το όριο εκκίνησης το οποίο έχει οριστεί στα 40V.

Αφού ικανοποιηθεί η συνθήκη της ελάχιστης τάσης εισόδου, ακολουθεί η κατάσταση **ράμπας ισχύος**. Κατά τη διάρκεια της ράμπας εκτελείται αλγόριθμος MPPT perturb & observe χωρίς όμως την συμμετοχή του ελεγκτή PI, αλλά μόνο με την αύξηση των PWM's της γέφυρας και του boost converter. Η στρατηγική αυτή επιλέχθηκε επειδή ο PI controller δεν έχει ακόμα αρχικοποιηθεί και δεν θα μπορούσε να εισέλθει με ασφάλεια σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Μόλις η ράμπα ολοκληρωθεί και βρεθεί το MPP, τότε οι τιμές τάσης και ρεύματος εισόδου, γίνονται reference για τον PI ελεγκτή κι έτσι μπορεί να ξεκινήσει ομαλά η λειτουργία του.



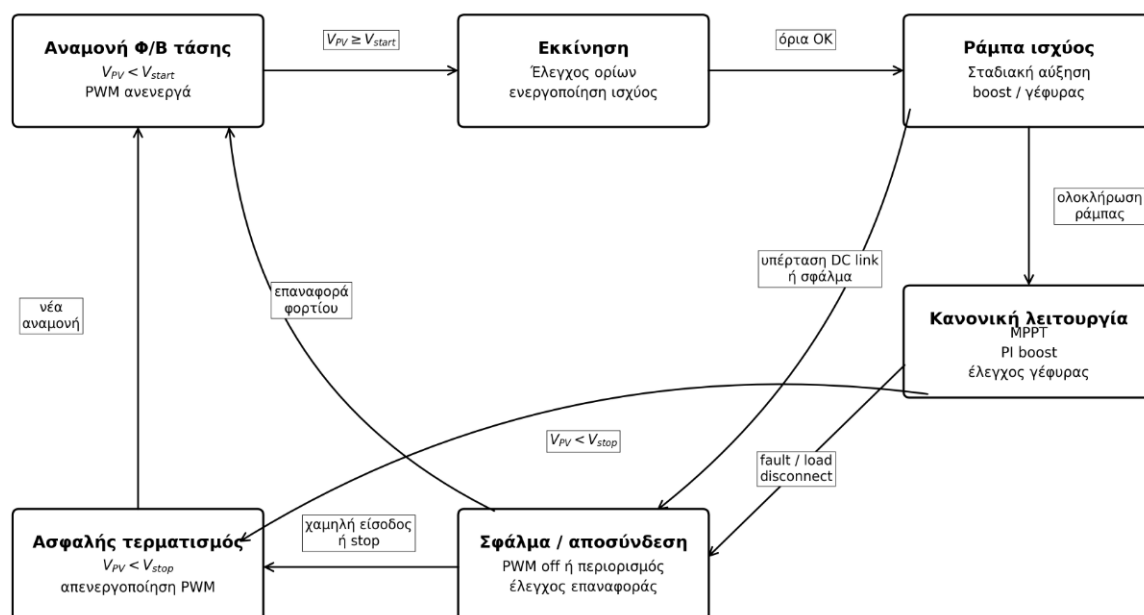
Σχήμα 4.2: Σταδιακή αύξηση ισχύος με ράμπα

Μετά την ολοκλήρωση της ράμπας, το σύστημα εισέρχεται στην κατάσταση **κανονικής λειτουργίας**. Σε αυτή την κατάσταση εκτελείται ο αλγόριθμος MPPT incremental conductance, τρέχει ο διπλός PI έλεγχος της βαθμίδας boost και ρυθμίζεται το duty cycle της πλήρους γέφυρας. Η συσκευή παραμένει σε αυτή την κατάσταση όσο οι τάσεις, τα ρεύματα και η κατάσταση του φορτίου βρίσκονται εντός των επιτρεπτών ορίων.

Αν κατά τη λειτουργία εμφανιστεί σφάλμα, υπέρταση στο DC link ή αποσύνδεση φορτίου, το σύστημα μεταβαίνει στην κατάσταση **σφάλματος / αποσύνδεσης**. Σε αυτή την κατάσταση απενεργοποιούνται τα PWM σήματα και το firmware ελέγχει αν οι συνθήκες επιτρέπουν ασφαλή επαναφορά. Η κατάσταση αυτή είναι ιδιαίτερα σημαντική στην περίπτωση αποσύνδεσης του θερμοσίφωνα κατά τη λειτουργία, καθώς η ενέργεια που μεταφέρεται από τη βαθμίδα boost converter μπορεί να προκαλέσει απότομη αύξηση της τάσης του DC link.

Σε περίπτωση χαμηλής φωτοβολταϊκής τάσης ή μη δυνατότητας επαναφοράς, το σύστημα οδηγείται σε **ασφαλή τερματισμό**, όπου τα PWM απενεργοποιούνται και η λειτουργία σταματά μέχρι να εμφανιστούν ξανά κατάλληλες συνθήκες εκκίνησης.

Η λογική μετάβασης μεταξύ των καταστάσεων παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.3.



Σχήμα 4.3: State machine λειτουργίας του firmware

Η δομή αυτή επιτρέπει στο firmware να διαχωρίζει καθαρά την εκκίνηση, την κανονική λειτουργία και τη διαχείριση σφαλμάτων. Με τον τρόπο αυτό αποφεύγεται η ανεξέλεγκτη ενεργοποίηση των βαθμίδων ισχύος και εξασφαλίζεται ότι το σύστημα επανέρχεται σε ασφαλή κατάσταση όταν οι συνθήκες λειτουργίας δεν είναι αποδεκτές.

4.5 Αλγόριθμος MPPT

Η αναζήτηση του σημείου μέγιστης ισχύος πραγματοποιείται με αλγόριθμο **Incremental Conductance**, ο οποίος εκτελείται περιοδικά στον αργό βρόχο του firmware. Ο αλγόριθμος τρέχει σε πολύ χαμηλότερη συχνότητα από αυτήν του boost converter, καθώς η μεταβολή της φωτοβολταϊκής ισχύος είναι αρκετά πιο αργή από τη διακοπτική λειτουργία των βαθμίδων ισχύος.

Στην παρούσα υλοποίηση, η εκτέλεση του MPPT γίνεται κάθε N_{MPPT} κύκλους της state machine. Επομένως, η συχνότητα εκτέλεσης δίνεται από:

$$f_{MPPT} = \frac{f_{SM}}{N_{MPPT}}$$

όπου f_{SM} είναι η συχνότητα εκτέλεσης του state machine και N_{MPPT} ο αριθμός κύκλων μεταξύ δύο ενημερώσεων του MPPT. Με ρύθμιση $f_{SM} = 25Hz$ και $N_{MPPT} = 2$, ο αλγόριθμος εκτελείται με συχνότητα:

$$f_{MPPT} = 12.5Hz$$

Η επιλογή χαμηλότερης συχνότητας για τον MPPT μειώνει την επίδραση του διακοπτικού θορύβου και αποφεύγει τις υπερβολικά συχνές μεταβολές της αναφοράς τάσης. Αυτό είναι αποδεκτό για την παρούσα εφαρμογή, καθώς το φορτίο είναι θερμικό και οι μεταβολές της διαθέσιμης ηλιακής ισχύος δεν απαιτούν εξαιρετικά γρήγορη απόκριση.

Σε κάθε εκτέλεση του αλγορίθμου χρησιμοποιούνται φιλτραρισμένες μέσες τιμές της τάσης και του ρεύματος της φωτοβολταϊκής εισόδου. Συγκεκριμένα, ο αλγόριθμος δεν βασίζεται σε ένα στιγμιαίο δείγμα, αλλά σε τιμές V_{PV} και I_{PV} που προκύπτουν από ψηφιακά φίλτρα moving average.

Στη συγκεκριμένη υλοποίηση η απόφαση μεταβολής της αναφοράς δεν γίνεται απευθείας από τη μεταβολή της ισχύος, αλλά από τη σύγκριση της διαφορικής αγωγιμότητας με την αρνητική στιγμιαία αγωγιμότητα. Για τον σκοπό αυτό υπολογίζονται οι μεταβολές:

$$\Delta V = V_{PV}(k) - V_{PV}(k-1) \quad (4.4)$$

$$\Delta I = I_{PV}(k) - I_{PV}(k-1) \quad (4.5)$$

Η λογική απόφασης βασίζεται στη συνθήκη του Incremental Conductance. Όταν η μεταβολή της τάσης είναι αρκετά μεγάλη ώστε να θεωρείται αξιόπιστη, υπολογίζεται η ποσότητα:

$$error = \frac{\Delta I}{\Delta V} + \frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad (4.6)$$

Αν το σφάλμα βρίσκεται μέσα σε προκαθορισμένη νεκρή ζώνη, το σημείο λειτουργίας θεωρείται αρκετά κοντά στο MPP και η αναφορά τάσης δεν μεταβάλλεται. Αν το σφάλμα είναι θετικό, η αναφορά τάσης αυξάνεται. Αν είναι αρνητικό, η αναφορά τάσης μειώνεται.

Στην περίπτωση όπου η μεταβολή της τάσης είναι πρακτικά μηδενική, αλλά η μεταβολή του ρεύματος είναι μετρήσιμη, εφαρμόζεται ειδικός χειρισμός. Αν το ΔI είναι θετικό, η αναφορά τάσης αυξάνεται, ενώ αν το ΔI είναι αρνητικό, η αναφορά τάσης μειώνεται. Αν τόσο η μεταβολή τάσης όσο και η μεταβολή ρεύματος βρίσκονται μέσα στα όρια ανοχής, δεν πραγματοποιείται μεταβολή.

Η έξοδος του MPPT δεν είναι duty cycle. Ο αλγόριθμος ενημερώνει την αναφορά τάσης της φωτοβολταϊκής εισόδου $V_{PV,ref}$. Η αναφορά αυτή μεταβάλλεται με σταθερό βήμα:

$$V_{PV,ref}(k) = V_{PV,ref}(k-1) \pm \Delta V_{step} \quad (4.7)$$

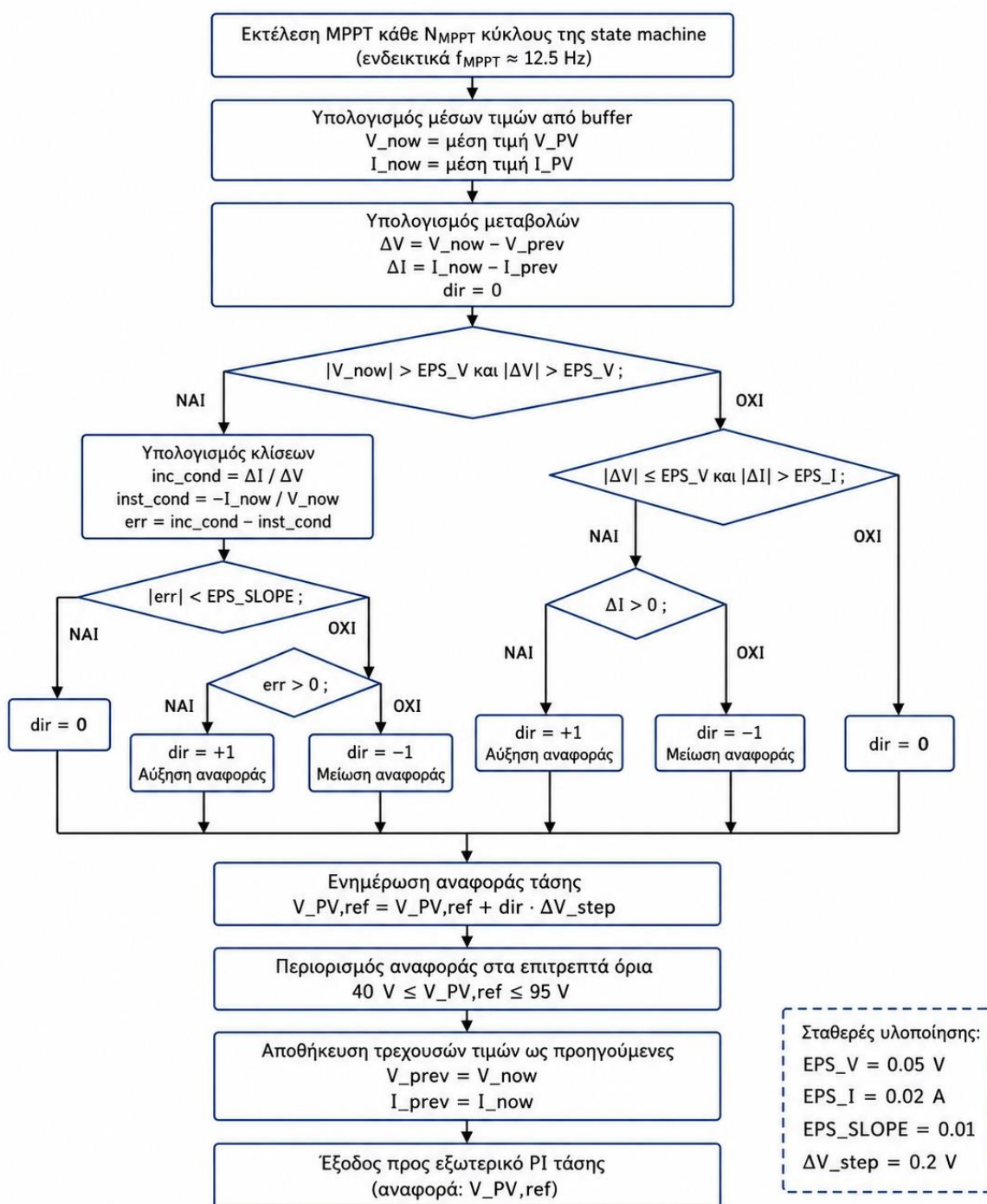
Στην παρούσα υλοποίηση το βήμα μεταβολής είναι:

$$\Delta V_{step} = 0.2V$$

Η αναφορά περιορίζεται εντός των επιτρεπτών ορίων της περιοχής MPPT, ώστε να μην ζητηθεί από το σύστημα λειτουργία εκτός των προκαθορισμένων ορίων τάσης της φωτοβολταϊκής εισόδου.

Έπειτα, η ενημερωμένη τιμή $V_{PV,ref}$ οδηγείται στον εξωτερικό βρόχο PI τάσης της βαθμίδας boost converter. Επομένως, ο MPPT λειτουργεί ως αλγόριθμος παραγωγής αναφοράς και όχι ως άμεσος ελεγκτής PWM. Η τελική μεταβολή του duty cycle του boost converter πραγματοποιείται από τους PI ελεγκτές που αναλύονται στην επόμενη ενότητα.

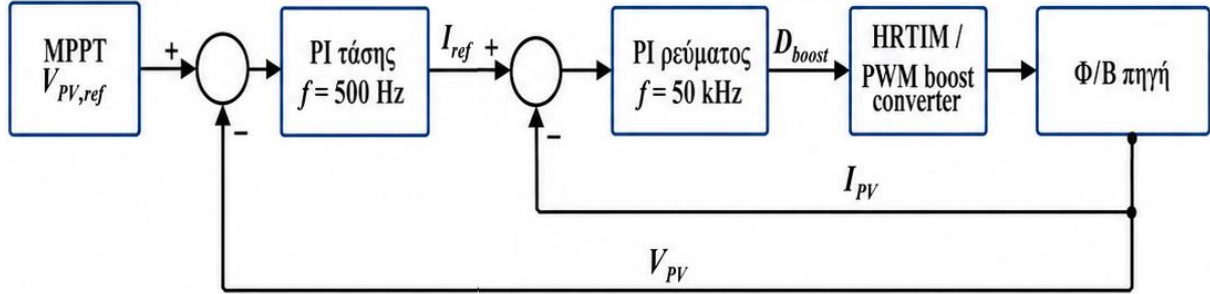
Η λειτουργική ροή του αλγορίθμου παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.4.



Σχήμα 4.4: Λειτουργική ροή του αλγορίθμου MPPT όπως υλοποιείται στο firmware

4.6 Ελεγκτής PI διπλού βρόχου και οδήγηση Boost Converter

Η βαθμίδα boost converter οδηγείται από ελεγκτή PI διπλού βρόχου. Ο εξωτερικός βρόχος ελέγχει την τάση της φωτοβολταϊκής εισόδου, ενώ ο εσωτερικός βρόχος ελέγχει το ρεύμα εισόδου. Η έξοδος του αλγορίθμου MPPT είναι η επιθυμητή τάση λειτουργίας $V_{PV,ref}$, η οποία χρησιμοποιείται ως αναφορά για τον εξωτερικό βρόχο τάσης.



Σχήμα 4.5: Απλουστευμένη δομή PI ελεγκτή διπλού βρόχου της βαθμίδας boost converter

Η συνολική δομή του ελέγχου είναι:

$$V_{PV,ref} \rightarrow PI_V \rightarrow I_{ref} \rightarrow PI_I \rightarrow D_{boost}$$

Ο εξωτερικός βρόχος τάσης συγκρίνει την πραγματική τάση των φωτοβολταϊκών με την αναφορά του MPPT:

$$e_V[k] = V_{PV}[k] - V_{PV,ref}[k] \quad (4.8)$$

Η έξοδος του βρόχου τάσης είναι η αναφορά ρεύματος I_{ref} . Με αυτόν τον τρόπο, όταν η τάση των Φ/B τείνει να πέσει κάτω από την επιθυμητή τιμή, το σύστημα μπορεί να μειώσει την απορρόφηση ρεύματος από την πηγή. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό σε περιπτώσεις απότομης σκίασης, όπου η διαθέσιμη ισχύς μειώνεται γρήγορα. Σε έναν απλό έλεγχο με απευθείας μεταβολή του duty cycle, η φωτοβολταϊκή τάση θα μπορούσε να καταρρεύσει πριν προλάβει το σύστημα να αντιδράσει επαρκώς. Αντίθετα, ο βρόχος τάσης παρέχει μηχανισμό προστασίας, καθώς περιορίζει την απαίτηση ρεύματος όταν η φωτοβολταϊκή πηγή δεν μπορεί να την υποστηρίξει.

Ο εσωτερικός βρόχος ρεύματος συγκρίνει την αναφορά I_{ref} με το πραγματικό ρεύμα εισόδου:

$$e_I[k] = I_{ref}[k] - I_{PV}[k] \quad (4.9)$$

Η έξοδος του εσωτερικού PI είναι το duty cycle της βαθμίδας boost. Επειδή ο βρόχος ρεύματος είναι ο ταχύτερος βρόχος του συστήματος, εκτελείται με συχνότητα **50 kHz**. Ο βρόχος τάσης εκτελείται με πολύ χαμηλότερη συχνότητα, ίση με **500 Hz**, καθώς η τάση της φωτοβολταϊκής εισόδου δεν απαιτεί την ίδια ταχύτητα ρύθμισης με το ρεύμα.

Ο PI ελεγκτής περιγράφεται γενικά από τη σχέση:

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int e(t) dt \quad (4.10)$$

Για την υλοποίηση στο firmware χρησιμοποιείται διακριτή μορφή του PI ελεγκτή. Η μορφή που εφαρμόζεται είναι:

$$u[k] = u[k - 1] + B_0 e[k] + B_1 e[k - 1] \quad (4.11)$$

όπου $u[k]$ είναι η έξοδος του ελεγκτή, $e[k]$ το τρέχον σφάλμα και $e[k - 1]$ το σφάλμα της προηγούμενης εκτέλεσης. Οι συντελεστές B_0 και B_1 καθορίζουν τη δυναμική συμπεριφορά του ελεγκτή και εξαρτώνται από την επιθυμητή απόκριση και τον χρόνο δειγματοληψίας του αντίστοιχου βρόχου.

Για τον βρόχο ρεύματος ο χρόνος εκτέλεσης είναι:

$$T_I = \frac{1}{50kHz} = 20\mu s$$

ενώ για τον βρόχο τάσης:

$$T_V = \frac{1}{500Hz} = 2ms$$

4.6.1 Υλοποίηση ελεγκτών

Η διακριτή μορφή του PI ελεγκτή της σχέσης (4.11), υλοποιείται στο firmware με δύο ξεχωριστές συναρτήσεις: μία για τον εξωτερικό βρόχο τάσης και μία για τον εσωτερικό βρόχο ρεύματος. Ο βρόχος τάσης παράγει την αναφορά ρεύματος, ενώ ο βρόχος ρεύματος παράγει τελικά το duty cycle της βαθμίδας boost.

Στον εξωτερικό βρόχο τάσης, το σφάλμα προκύπτει από τη διαφορά της μετρούμενης τάσης εισόδου και της αναφοράς που δίνεται από τον MPPT:

```
e_v[0] = Vin - Vin_mppt_ref;
u = A1_v * m_v[1] + B0_v * e_v[0] + B1_v * e_v[1];
I_ref_cmd = clampf(u, 0.0f, I_ref_max);
```

Η μεταβλητή $e_v[0]$ είναι το τρέχον σφάλμα τάσης, ενώ η $e_v[1]$ είναι το σφάλμα της προηγούμενης εκτέλεσης του βρόχου. Η μεταβλητή $m_v[1]$ αντιστοιχεί στην προηγούμενη έξοδο του PI τάσης, δηλαδή στην προηγούμενη τιμή της αναφοράς ρεύματος. Με αυτόν τον τρόπο υλοποιείται η αναδρομική διακριτή μορφή του PI, όπου η νέα έξοδος προκύπτει από την προηγούμενη έξοδο και από το τρέχον και προηγούμενο σφάλμα.

Η μεταβλητή u είναι η μη περιορισμένη έξοδος του PI ελεγκτή. Πριν χρησιμοποιηθεί ως αναφορά ρεύματος, περνά από τη συνάρτηση `clampf()`, η οποία περιορίζει την τιμή της μέσα σε επιτρεπτά όρια:

```
static inline float clampf(float x, float lo, float hi)
{
    if (x > hi) return hi;
    if (x < lo) return lo;
    return x;
}
```

Κεφάλαιο 4

Έπειτα, η αναφορά ρεύματος που παράγεται από τον βρόχο τάσης δεν εφαρμόζεται ακαριαία στον εσωτερικό βρόχο ρεύματος. Πρώτα περνά από περιορισμό ρυθμού μεταβολής μέσω της συνάρτησης `slew_asym()`:

```
I_ref_applied = slew_asym(I_ref_cmd, I_ref_applied, 0.05f, 0.05f);  
I_ref = I_ref_applied;
```

Η μεταβλητή `I_ref_cmd` είναι η επιθυμητή αναφορά ρεύματος που προκύπτει από τον PI τάσης, ενώ η `I_ref_applied` είναι η τιμή που εφαρμόζεται τελικά στον βρόχο ρεύματος. Η συνάρτηση `slew_asym()` περιορίζει το πόσο γρήγορα μπορεί να μεταβληθεί η αναφορά, ώστε να αποφεύγονται απότομες μεταβολές στο ρεύμα εισόδου και κατ' επέκταση στο duty cycle του boost converter.

Επιπλέον, στο firmware υπάρχει πρόσθετη λογική προστασίας σε περίπτωση γρήγορης πτώσης της φωτοβολταϊκής τάσης:

```
if (Vin < (Vin_mppt_ref - 2.0f))  
{  
    I_ref_applied -= 0.20f;  
    if (I_ref_applied < 0.0f) I_ref_applied = 0.0f;  
}
```

Αν η τάση εισόδου πέσει περισσότερο από 2V κάτω από την αναφορά, η εφαρμοζόμενη αναφορά ρεύματος μειώνεται άμεσα. Με αυτόν τον τρόπο το σύστημα σταματά να ζητά ρεύμα που το φωτοβολταϊκό δεν μπορεί να παρέχει κι έτσι περιορίζεται σημαντικά ο κίνδυνος κατάρρευσης της τάσης εισόδου.

Στον εσωτερικό βρόχο ρεύματος, το σφάλμα προκύπτει από τη διαφορά της αναφοράς ρεύματος και του μετρούμενου ρεύματος εισόδου:

```
e_i[0] = I_ref - I_L;  
u_i = A1_i * m_i[1] + B0_i * e_i[0] + B1_i * e_i[1];  
u_i_sat = clampf(u_i, d_min, d_max);  
m_i[0] = u_i_sat;
```

Η μεταβλητή `e_i[0]` είναι το τρέχον σφάλμα ρεύματος, ενώ η `e_i[1]` είναι το σφάλμα της προηγούμενης εκτέλεσης. Η μεταβλητή `m_i[1]` είναι η προηγούμενη έξοδος του PI ρεύματος, δηλαδή η προηγούμενη τιμή του duty cycle. Η μεταβλητή `u_i` είναι η μη περιορισμένη έξοδος του ελεγκτή, ενώ η `u_i_sat` είναι η ίδια έξοδος μετά τον περιορισμό της στα επιτρεπτά όρια `d_min` και `d_max`.

Η τελική έξοδος του PI ρεύματος αποθηκεύεται στη μεταβλητή `m_i[0]` και αντιστοιχεί στο duty cycle της βαθμίδας boost converter. Στη συνέχεια η τιμή αυτή μετατρέπεται σε τιμή `compare` για τον καταχωρητή του HRTIM:

```
pwmcmp1 = (uint32_t)(m_i[0] * MAX_DUTY);
HRTIM1->sTimerxRegs[HRTIM_TIMERINDEX_TIMER_A].CMP1xR = pwmcmp1;
```

Η σταθερά MAX_DUTY αντιστοιχεί στη μέγιστη αριθμητική τιμή της περιόδου PWM του HRTIM. Επομένως, το duty cycle $m_i[0]$, το οποίο είναι κανονικοποιημένο μέγεθος, μετατρέπεται σε πραγματική τιμή σύγκρισης του timer. Με τον τρόπο αυτό η έξοδος του PI ρεύματος εφαρμόζεται τελικά στο PWM του boost converter.

Επίσης, υπάρχει συνάρτηση anti-windup, ώστε να αποφεύγεται η ανεπιθύμητη συσσώρευση του ολοκληρωτικού όρου όταν η έξοδος του PI βρίσκεται σε κορεσμό:

```
if (!((u_i > d_max && e_i[0] > 0.0f) || (u_i < d_min && e_i[0] < 0.0f)))
{
    m_i[1] = m_i[0];
    e_i[1] = e_i[0];
}
```

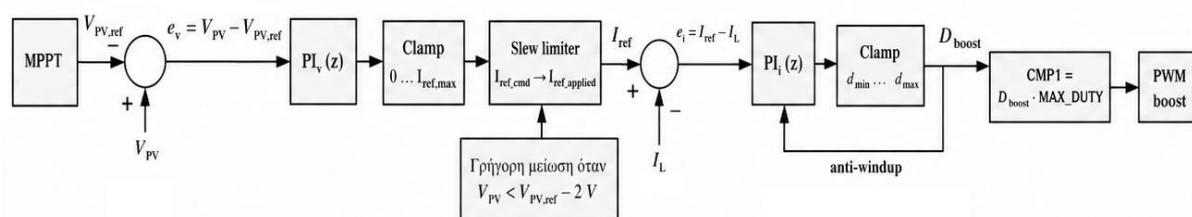
Αν η μη περιορισμένη έξοδος u_i έχει ξεπεράσει το άνω όριο και το σφάλμα συνεχίζει να την αυξάνει, οι προηγούμενες τιμές ($N - 1$) δεν ενημερώνονται. Το ίδιο ισχύει και για το κάτω όριο. Έτσι ο ελεγκτής δεν συνεχίζει να «φορτώνει» τον ολοκληρωτικό όρο όταν η έξοδος του δεν μπορεί να αυξηθεί ή να μειωθεί άλλο.

Τέλος, κατά τη μετάβαση από τη ράμπα εκκίνησης στη λειτουργία κλειστού βρόχου, οι καταστάσεις των PI ελεγκτών αρχικοποιούνται με βάση το σημείο λειτουργίας που «εντόπισε» η ράμπα:

```
Vin_mppt_ref = vin_meas;
I_ref = i_meas;
I_ref_cmd = i_meas;
I_ref_applied = i_meas;
m_v[1] = i_meas;
m_i[1] = duty_init;
```

Η διαδικασία αυτή επιτρέπει την ομαλή εκκίνηση των ελεγκτών. Ουσιαστικά, οι ελεγκτές ξεκινούν από την ήδη υπάρχουσα κατάσταση λειτουργίας του συστήματος και όχι από μηδενικές αρχικές συνθήκες.

Οι λειτουργίες που παρουσιάστηκαν παραπάνω, αποτυπώνονται συνοπτικά στο Σχήμα 4.6, όπου φαίνεται η πορεία από το σφάλμα τάσης μέχρι την παραγωγή του duty cycle της βαθμίδας boost. Το διάγραμμα αντιστοιχεί στη λογική που υλοποιείται στο firmware.



Σχήμα 4.6: Λεπτομερής δομή λογισμικού του ελεγκτή PI διπλού βρόχου της βαθμίδας boost

4.6.2 Ρύθμιση συντελεστών των ελεγκτών

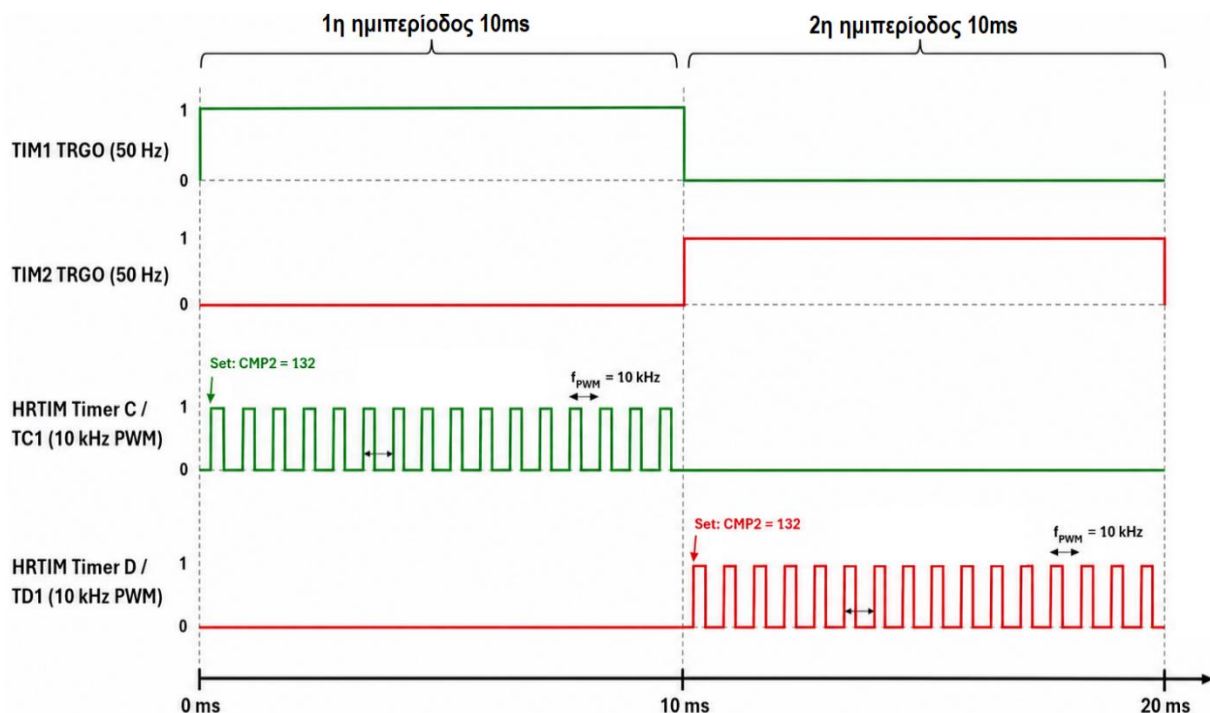
Η ρύθμιση των συντελεστών πραγματοποιήθηκε πειραματικά πάνω στη διάταξη. Αρχικά ρυθμίστηκε ο εσωτερικός βρόχος ρεύματος, επειδή αποτελεί τη βάση της δυναμικής συμπεριφοράς του boost converter. Η διαδικασία έγινε με επιβολή συγκεκριμένης αναφοράς ρεύματος I_{ref} και παρατήρηση της ικανότητας του συστήματος να ακολουθεί την αναφορά, εφόσον υπήρχε διαθέσιμο απόθεμα ρεύματος από την πηγή. Πρώτα ρυθμίστηκε ο συντελεστής B_0 , ώστε να επιτευχθεί γρήγορη απόκριση, και στη συνέχεια ο B_1 , ώστε να μειωθούν οι ταλαντώσεις και να βελτιωθεί η σταθερότητα.

Αφού ρυθμίστηκε ο βρόχος ρεύματος, ακολούθησε η ρύθμιση του εξωτερικού βρόχου τάσης. Στην περίπτωση αυτή παρατηρήθηκε η απόκριση της τάσης V_{PV} ως προς την αναφορά $V_{PV,ref}$, με στόχο η τάση εισόδου να ακολουθεί την εντολή του MPPT χωρίς έντονες ταλαντώσεις και με περιορισμένο τον κίνδυνο κατάρρευσης της τάσης φωτοβολταϊκής πηγής.

4.7 Οδήγηση αντιστροφέα πλήρους γέφυρας

Ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας οδηγείται με συνδυασμό σημάτων χαμηλής και υψηλής συχνότητας. Τα σήματα χαμηλής συχνότητας καθορίζουν την πολικότητα της τάσης στο φορτίο, ενώ τα σήματα υψηλής συχνότητας εφαρμόζουν τη διαμόρφωση PWM για την προσαρμογή του φορτίου. Η έξοδος έχει θεμελιώδη συχνότητα **50 Hz**, ενώ η ενεργός τιμή της τάσης που θα καταλήξει στο φορτίο ρυθμίζεται μέσω PWM στα **10 kHz**.

Η βασική αρχή οδήγησης είναι ότι τα δύο low-side MOSFET λειτουργούν με συχνότητα **50 Hz**, ενώ τα δύο high-side MOSFET οδηγούνται με PWM συχνότητας **10 kHz**. Σε κάθε ημιπερίοδο ενεργοποιείται διαφορετική διαγώνιος της γέφυρας. Στην πρώτη άγει το ένα low-side MOSFET και διαμορφώνεται με PWM το απέναντι high-side MOSFET. Στην δεύτερη, η αγώγιμη διαγώνιος αντιστρέφεται, ώστε να αλλάξει η πολικότητα της τάσης στο φορτίο.



Σχήμα 4.7: Χρονισμός οδήγησης αντιστροφes πλήρους γέφυρας

Η συγκεκριμένη υλοποίηση παρουσιάζει το πλεονέκτημα των λιγότερων απωλειών μεταγωγής στα low-side MOSFET και τον περιορισμό του διακοπτικού θορύβου. Το μειονέκτημα είναι ότι οι μεταγωγικές απώλειες συγκεντρώνονται κυρίως στα high-side MOSFET, τα οποία αναλαμβάνουν την PWM διαμόρφωση.

Η παραγωγή των σημάτων της πλήρους γέφυρας πραγματοποιείται με συνδυασμό των timers του μικροελεγκτή. Τα σήματα των 50 Hz παράγονται από τους timers **TIM1** και **TIM2** και χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό της ημιπεριόδου λειτουργίας. Τα σήματα PWM των high-side MOSFET παράγονται από τους **Timer C** και **Timer D** του HRTIM. Οι έξοδοι των Timer C και Timer D ενεργοποιούνται ή μηδενίζονται με βάση τα external events που προέρχονται από τα σήματα των 50 Hz, ώστε κάθε high-side PWM να εμφανίζεται μόνο στην κατάλληλη ημιπερίοδο.

Οι Timer C και Timer D του HRTIM λειτουργούν με περίοδο:

$$T_{HBR} = 4250 \text{ counts}$$

η οποία αντιστοιχεί στη συχνότητα διαμόρφωσης των **10 kHz**. Η έναρξη του παλμού ορίζεται από σταθερό compare event **το οποίο αποτελεί και τον νεκρό χρόνο μεταξύ των 2 ημιπεριοδών** :

$$CMP2 = 132$$

$$dead \text{ time} = \frac{132}{4250} \frac{1}{10000} \approx 3.1 \mu s$$

ενώ το τέλος του παλμού καθορίζεται από την τιμή:

$$CMP1 = PWM_{HBR}$$

Επομένως, το πραγματικό πλάτος του παλμού στα high-side MOSFET καθορίζεται από τη διαφορά:

$$PWM_{HBR} - CMP2$$

και το αντίστοιχο duty cycle μπορεί να προσεγγιστεί από:

$$D_{inv} \approx \frac{PWM_{HBR}}{4250}$$

Η τιμή PWM_{HBR} αποτελεί τη μεταβλητή ελέγχου της πλήρους γέφυρας και ενημερώνεται από το firmware κατά τη κανονική λειτουργία του συστήματος με συχνότητα 10 kHz.

Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο, κατά την κατάσταση κανονικής λειτουργίας, επιδιώκεται η μικρότερη δυνατή τάση στο DC link. Η τάση στο DC link είναι ανάλογη με το duty cycle του boost converter, και αντιστρόφως ανάλογη με το duty cycle της γέφυρας. Οπότε, υλοποιείται στο firmware ένας συγκριτής υστέρησης με κριτήρια τα duty cycle των δυο μετατροπέων. Σε αριθμούς, επιδιώκεται η λειτουργία του boost converter με duty cycle μεταξύ του 20 – 30%.

Για ωμικό φορτίο, η ισχύς εξόδου εξαρτάται από την ενεργό τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στην αντίσταση:

$$P_{out} = \frac{V_{out,rms}^2}{R_L}$$

Στην υλοποίηση, για την μέτρηση της τάσης εξόδου χρησιμοποιείται το κύκλωμα που παρουσιάστηκε στην ενότητα **3.9.4**. Το κύκλωμα αυτό δεν μετρά στιγμιαία την παλμική κυματομορφή της πλήρους γέφυρας, αλλά παρέχει φιλτραρισμένη αναλογική τάση. Επειδή η έξοδος της γέφυρας είναι PWM διαμορφωμένη, η ενεργός τιμή της τάσης σχετίζεται άμεσα με το duty cycle της γέφυρας. Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από την σχέση:

$$V_{out,rms} \approx \frac{V_{out,meas}}{\sqrt{D_{inv}}}$$

Για να υπάρχει χρονική συνέπεια μεταξύ της αναλογικά φιλτραρισμένης μέτρησης τάσης και της τιμής duty cycle που χρησιμοποιείται στον υπολογισμό, το firmware δεν χρησιμοποιεί στιγμιαία τιμή του duty cycle. Αντίθετα, εφαρμόζεται ψηφιακό φιλτράρισμα και στη μεταβλητή του duty cycle της γέφυρας, ώστε η τιμή D_{inv} που χρησιμοποιείται στον υπολογισμό της ενεργού τάσης να έχει αντίστοιχη δυναμική συμπεριφορά με το αναλογικά φιλτραρισμένο σήμα τάσης.

4.8 Προστασία αποσύνδεσης φορτίου

Η βασική προστασία που υλοποιείται στο firmware αφορά την αποσύνδεση του φορτίου κατά τη λειτουργία. Αν ο θερμοσίφωνας αποσυνδεθεί ενώ η βαθμίδα boost converter μεταφέρει ισχύ προς το DC link, η ενέργεια δεν απορροφάται πλέον από το φορτίο και η τάση του DC link μπορεί να αυξηθεί απότομα.

Η ανίχνευση της κατάστασης αυτής γίνεται μέσω του σήματος fault του HRTIM. Το σήμα αυτό προέρχεται από το κύκλωμα επιτήρησης της τάσης DC link που παρουσιάστηκε στην ενότητα **3.9.3** και οδηγείται σε συγκεκριμένο pin του μικροελεγκτή. Όταν ενεργοποιηθεί το fault, γίνεται απευθείας διακοπή του PWM στο boost converter και μέσω της σημαίας **FLT1** του HRTIM γνωστοποιείται η κατάσταση και στο firmware.

Σε περίπτωση ενεργοποίησης του fault, το firmware εκτελεί άμεσα τις εξής ενέργειες:

- ενεργοποιεί εσωτερική σημαία σφάλματος,
- θεωρεί το φορτίο αποσυνδεδεμένο,
- απενεργοποιεί τη βαθμίδα boost converter,
- μειώνει το duty cycle της πλήρους γέφυρας σε χαμηλή τιμή (200),
- μεταφέρει το state machine στην κατάσταση **load disconnected**.

Μετά την είσοδο στην κατάσταση **load disconnected**, το firmware δεν επιστρέφει στην κανονική λειτουργία, αλλά εκτελεί διαδικασία ελέγχου επανασύνδεσης φορτίου. Κατά τη διαδικασία αυτή, το duty cycle της γέφυρας αυξάνεται σταδιακά και παρακολουθείται το ρεύμα εισόδου. Αν εμφανιστεί ρεύμα μεγαλύτερο από 300 mA πριν το duty cycle της γέφυρας ξεπεράσει την τιμή 1000, τότε θεωρείται ότι το φορτίο έχει επανέλθει. Σε αυτή την περίπτωση, το firmware καθαρίζει το fault του HRTIM, επαναφέρει τις βασικές μεταβλητές ελέγχου και οδηγεί το state machine ξανά σε κατάσταση αναμονής για ασφαλή επανεκκίνηση.

Αντίθετα, αν δεν εμφανιστεί ρεύμα μέχρι το PWM_{HBR} να φτάσει την τιμή **1000**, το σύστημα θεωρεί ότι το φορτίο παραμένει αποσυνδεδεμένο και το duty cycle της γέφυρας επιστρέφει ξανά στη χαμηλή τιμή των **200**. Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγεται η επανεκκίνηση της βαθμίδας ισχύος χωρίς να επιβεβαιωθεί η ύπαρξη φορτίου.

Η προστασία αυτή συνδυάζει hardware fault detection του μικροελεγκτή και λογικές διαδικασίες στο firmware. Το hardware παρέχει την άμεση ένδειξη σφάλματος και την άμεση διακοπή του PWM στο boost converter, ενώ το firmware αναλαμβάνει τη μετάβαση σε ασφαλή κατάσταση και τον έλεγχο επανασύνδεσης του φορτίου.

4.9 Τηλεμετρία και παρακολούθηση λειτουργίας

Για την παρακολούθηση της λειτουργίας του συστήματος χρησιμοποιείται επικοινωνία UART μεταξύ του μικροελεγκτή και εξωτερικής μονάδας ESP32. Μέσω της σειριακής επικοινωνίας αποστέλλονται βασικά μεγέθη λειτουργίας, όπως η τάση και το ρεύμα εισόδου, η τάση του DC link και τα μεγέθη εξόδου.

Η τηλεμετρία χρησιμοποιήθηκε ως βοηθητικό εργαλείο κατά τις δοκιμές, καθώς επιτρέπει την απεικόνιση των μετρούμενων μεγεθών σε μορφή γραφημάτων. Με αυτόν τον τρόπο είναι δυνατή η παρακολούθηση της συμπεριφοράς του συστήματος σε πραγματικό χρόνο, όπως η μεταβολή της φωτοβολταϊκής τάσης, του ρεύματος εισόδου, της τάσης του DC link και της απόκρισης του ελέγχου.

Η λειτουργία αυτή δεν αποτελεί βασικό αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας και δεν παρουσιάζεται ως ξεχωριστή σχεδιαστική συνεισφορά. Ο πηγαίος κώδικας της μονάδας ESP32 δεν αναπτύχθηκε στο πλαίσιο της παρούσας εργασίας, αλλά χρησιμοποιήθηκε υποστηρικτικά για την απεικόνιση και την εποπτεία των δεδομένων κατά την πειραματική διαδικασία.

Συνεπώς, η τηλεμετρία αντιμετωπίζεται ως βοηθητικό διαγνωστικό εργαλείο, το οποίο διευκολύνει την αξιολόγηση της λειτουργίας του firmware και των βαθμίδων ισχύος, χωρίς να επηρεάζει τη βασική λειτουργία του αλγορίθμου MPPT και του συστήματος ελέγχου.

4.10 Επίλογος

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκε η λειτουργική δομή του firmware και του συστήματος ελέγχου της διάταξης. Αναλύθηκε ο τρόπος συλλογής και επεξεργασίας των μετρήσεων, με έμφαση στις κρίσιμες μετρήσεις εισόδου, οι οποίες συγχρονίζονται με το PWM της βαθμίδας boost ώστε να περιορίζεται η επίδραση του διακοπτικού θορύβου.

Έπειτα, παρουσιάστηκε το state machine, μέσω του οποίου το σύστημα μεταβαίνει ελεγχόμενα από την αναμονή στην εκκίνηση, στη ράμπα ισχύος και στην κανονική λειτουργία. Αναλύθηκε επίσης η υλοποίηση του αλγορίθμου MPPT, ο οποίος δεν οδηγεί απευθείας το PWM, αλλά παράγει την αναφορά τάσης της φωτοβολταϊκής εισόδου.

Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στον PI ελεγκτή διπλού βρόχου της βαθμίδας boost, όπου ο εξωτερικός βρόχος τάσης παράγει την αναφορά ρεύματος και ο εσωτερικός βρόχος ρεύματος καθορίζει το duty cycle του μετατροπέα. Η δομή αυτή επιτρέπει πιο ασφαλή και σταθερή λειτουργία, ιδιαίτερα σε συνθήκες μεταβαλλόμενης ακτινοβολίας ή απότομης σκίασης.

Τέλος, παρουσιάστηκε η οδήγηση του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας, η λογική προσαρμογής του duty cycle και η προστασία αποσύνδεσης φορτίου μέσω του μηχανισμού fault του HRTIM. Η ανάλυση του firmware ολοκληρώνει την περιγραφή της υλοποίησης του συστήματος και αποτελεί τη βάση για την πειραματική αξιολόγηση που ακολουθεί στο επόμενο κεφάλαιο.

Κεφάλαιο 5ο: Πειραματική αξιολόγηση και αποτελέσματα

5.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η πειραματική αξιολόγηση του συστήματος. Μέσω των μετρήσεων γίνεται επιβεβαίωση της σωστής λειτουργίας των βασικών βαθμίδων ισχύος, των κυκλωμάτων μέτρησης και του ελεγκτή PI τα οποία αναλύθηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια.

Η πειραματική διαδικασία πραγματοποιήθηκε τμηματικά, ώστε κάθε υποσύστημα να ελεγχθεί ξεχωριστά πριν την τελική αξιολόγηση. Αρχικά εξετάστηκε η λειτουργία του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας, με έμφαση στους χρονισμούς οδήγησης και στην παραγωγή παλμικής εναλλασσόμενης τάσης εξόδου. Στη συνέχεια αξιολογήθηκαν τα κυκλώματα μέτρησης της τάσης και του ρεύματος εξόδου.

Έπειτα εξετάστηκε η βαθμίδα boost converter, της οποίας οι μετρήσεις επικεντρώθηκαν στη διακοπτική λειτουργία του MOSFET, στη σχέση μεταξύ της τάσης εισόδου και της τάσης του DC link, καθώς και στη συμπεριφορά του ρεύματος εισόδου κατά τη λειτουργία του μετατροπέα. Με τον τρόπο αυτό επιβεβαιώθηκε η βασική λειτουργία ανύψωσης τάσης και η σταθερότητα των ηλεκτρικών μεγεθών σε μόνιμη κατάσταση.

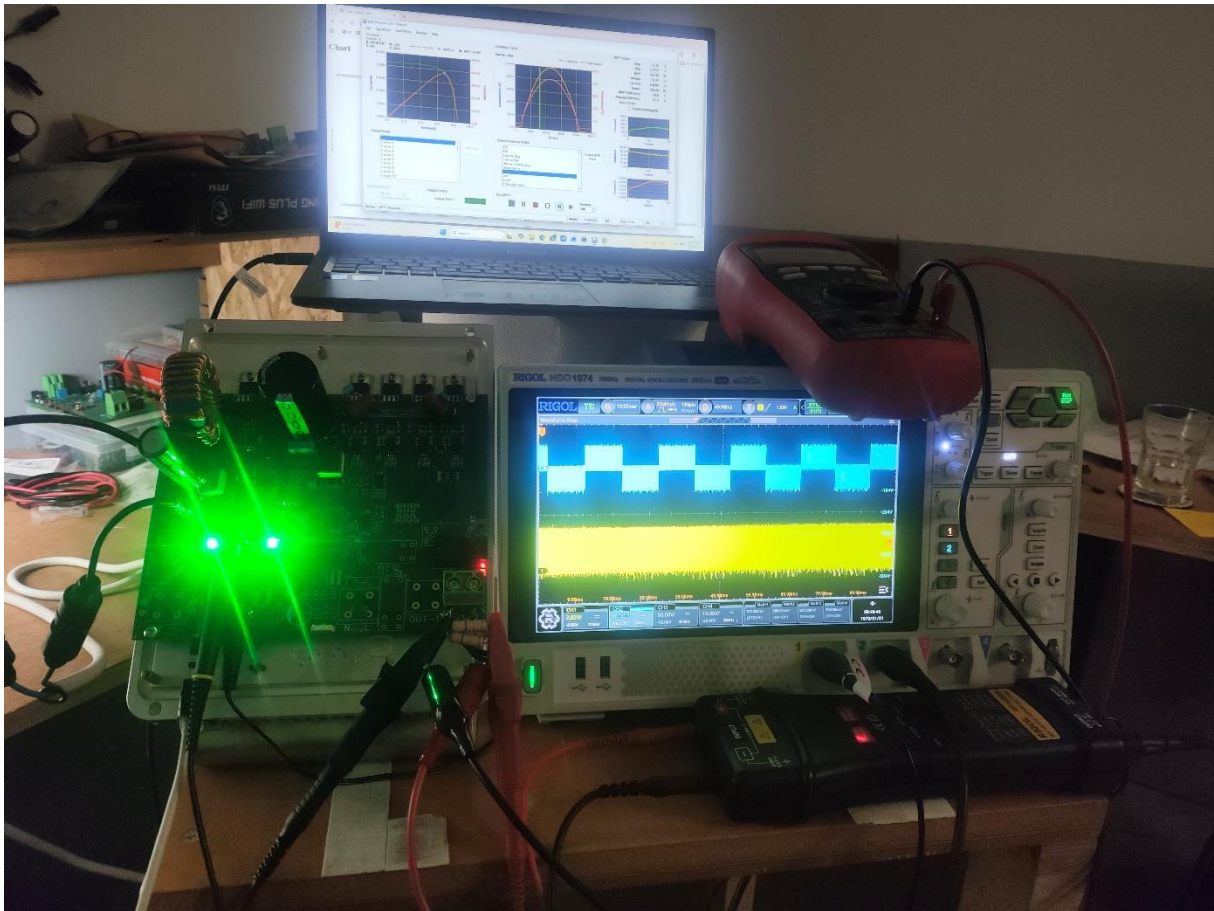
Στις επόμενες ενότητες παρουσιάζονται η πειραματική διάταξη, οι μετρήσεις της πλήρους γέφυρας, τα κυκλώματα μέτρησης εξόδου και η λειτουργία της βαθμίδας boost converter. Οι δυναμικές δοκιμές του συστήματος ελέγχου, του MPPT και των προστασιών παρουσιάζονται στη συνέχεια, με βάση τις αντίστοιχες πειραματικές καταγραφές.

5.2 Πειραματική διάταξη και συνδεσμολογία μετρήσεων

Η πειραματική αξιολόγηση πραγματοποιήθηκε σε εργαστηριακό περιβάλλον. Η διάταξη δοκιμών περιλάμβανε την πρωτότυπη πλακέτα, τροφοδοτικό BK precision PVS60085 με δυνατότητα solar array simulation και ηλεκτρικό θερμοσίφωνα στην έξοδο της πλήρους γέφυρας.

Οι περισσότερες μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν με παλμογράφο Rigol HDO1074 με διαφορικό probe για το κανάλι που μετράει την έξοδο του συστήματος και όπου είναι εφικτό, οι κυματομορφές παρουσιάζονται σε συσχέτιση μεταξύ τους, ώστε να περιοριστεί ο αριθμός των σχημάτων και να αναδειχθεί η σχέση μεταξύ τους. Για την μέτρηση της παλμικής εναλλασσόμενης τάσης εξόδου χρησιμοποιήθηκε το πολύμετρο Brymen BM869s το οποίο έχει την δυνατότητα μέτρησης παλμικής τάσης συχνότητας έως 100 kHz. Για την μέτρηση του ρεύματος εισόδου χρησιμοποιήθηκε αμπεροτσιμπίδα UNI-T UT231C.

Στο Σχήμα 5.1 παρουσιάζεται η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για τις μετρήσεις του πρωτοτύπου μαζί με τις βασικές συνδέσεις προς τα όργανα μέτρησης και τις εξωτερικές βαθμίδες της πειραματικής διάταξης. Στην εικόνα φαίνεται σε μεγάλο T/div η οθόνη του παλμογράφου να απεικονίζει το σήμα οδήγησης του boost converter και την τάση στην έξοδο την στιγμή που πραγματοποιείται προσομοίωση.



Σχήμα 5.1: Πειραματική διάταξη και βασικές συνδέσεις της πρωτότυπης πλακέτας με τα όργανα μέτρησης

5.3 Πειραματική επιβεβαίωση λειτουργίας αντιστροφέα πλήρους γέφυρας

Αρχικά ελέγχθηκε η λειτουργία του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Η μέτρηση πραγματοποιήθηκε στα σήματα οδήγησης των τεσσάρων MOSFET, ώστε να επιβεβαιωθεί η χρονική αλληλουχία που περιγράφηκε στην ενότητα 4.7.

Στο Σχήμα 5.2 παρουσιάζεται η συσχέτιση των σημάτων οδήγησης. Τα δύο low-side MOSFET οδηγούνται με θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και καθορίζουν την πολικότητα της τάσης εξόδου. Τα δύο high-side MOSFET οδηγούνται με PWM στα 10 kHz, το οποίο εμφανίζεται μόνο στο αντίστοιχο ημικύκλιο λειτουργίας.



Σχήμα 5.2: Πειραματική επιβεβαίωση χρονισμού οδήγησης της πλήρους γέφυρας

Στη συνέχεια μετρήθηκε η τάση εξόδου στα άκρα του φορτίου. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.3, η έξοδος της γέφυρας είναι παλμική εναλλασσόμενη τάση, με αντιστροφή πολικότητας κάθε 10 ms και συνολική περίοδο 20 ms, που αντιστοιχεί σε θεμελιώδη συχνότητα 50Hz.



Σχήμα 5.3: Κυματομορφή τάσης εξόδου της πλήρους γέφυρας σε χρονική κλίμακα 50 Hz

Στο Σχήμα 5.4 παρουσιάζονται σε συσχετισμό η τάση εξόδου της πλήρους γέφυρας και η τάση του DC link. Η τάση εξόδου εμφανίζει παλμική διαμόρφωση PWM, ενώ η τάση του DC link παραμένει πρακτικά σταθερή κατά τη λειτουργία του αντιστροφέα. Από τη μεγέθυνση της κυματομορφής προκύπτει ότι η περίοδος των παλμών είναι:

$$T_{PWM} = 100\mu s$$

και συνεπώς η συχνότητα διαμόρφωσης είναι:

$$f_{PWM} = 10kHz$$

Διαπιστώνεται επίσης ότι η κυμάτωση της τάσης του DC link είναι μικρή, το οποίο επιβεβαιώνει ότι ο πυκνωτής του DC link εξομαλύνει ικανοποιητικά την παρεχόμενη ισχύ προς τη γέφυρα και ότι ο controller διαχειρίζεται τις μεταβάσεις.



Σχήμα 5.4: Τάση εξόδου της πλήρους γέφυρας και τάση DC link κατά τη λειτουργία του αντιστροφέα

5.4 Πειραματική επιβεβαίωση κυκλωμάτων μέτρησης εξόδου

Έπειτα ελέγχθηκαν τα αναλογικά κυκλώματα μέτρησης της εξόδου, τα οποία παρουσιάστηκαν στην ενότητα 3.9. Οι μετρήσεις αυτές δεν χρησιμοποιούνται στον γρήγορο έλεγχο του boost converter, αλλά παρέχουν φιλτραρισμένες τιμές αναφοράς προς τον ADC για εποπτεία, τηλεμετρία και υπολογισμό των μεγεθών εξόδου.

Αρχικά εξετάστηκε το κύκλωμα μέτρησης ρεύματος εξόδου. Το σήμα του ACS711 έχει offset περίπου:

$$V_{offset} = 1.65V$$

και μεταβάλλεται πάνω ή κάτω από αυτή την τιμή, ανάλογα με την πολικότητα του ρεύματος στο φορτίο. Μετά τη βαθμίδα ανορθωτή ακριβείας, οι αρνητικές μεταβολές ως προς το offset μεταφέρονται πάνω από το επίπεδο αναφοράς των 1.65V.



Σχήμα 5.5: Πειραματική επιβεβαίωση λειτουργίας ανορθωτή ακριβείας στη μέτρηση ρεύματος εξόδου

Στη συνέχεια μετρήθηκε η έξοδος του φίλτρου Sallen-Key. Στο Σχήμα 5.6, φαίνεται το ανορθωμένο σήμα πριν και μετά το φίλτρο. Η έξοδος του φίλτρου είναι εξομαλυσμένη μονοπολική τάση (+1.65) ανάλογη με την μέση τιμή του ρεύματος. Έπειτα, οδηγείται στο ADC για να επεξεργαστεί.



Σχήμα 5.6: Φιλτράρισμα του ανορθωμένου σήματος του ρεύματος εξόδου πριν την είσοδο στο ADC

Με αντίστοιχο τρόπο ελέγχθηκε και το κύκλωμα μέτρησης τάσης εξόδου όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.7.



Σχήμα 5.7: Φιλτράρισμα του σήματος μέτρησης τάσης εξόδου της πλήρους γέφυρας πριν την είσοδο στο ADC

Από τις παραπάνω μετρήσεις γίνεται αντιληπτό πως η τάση και το ρεύμα εξόδου έχουν υποστεί βαρύ φιλτράρισμα πριν την είσοδό τους στο ADC, μιας και πρόκειται για βοηθητικά σήματα και όχι για ζωτικής σημασίας feedback για το σύστημα.

5.5 Πειραματική επιβεβαίωση λειτουργίας boost converter

Στη συνέχεια ελέγχθηκε η βαθμίδα DC-DC ανύψωσης τάσης. Στο Σχήμα 5.8 παρουσιάζονται το σήμα οδήγησης από τον μικροελεγκτή (CH1), η τάση V_{GS} (CH2) και η τάση V_{DS} (CH3) του MOSFET. Η περίοδος διακοπής είναι ίση με:

$$T_s = 10\mu s$$

οπότε η διακοπτική συχνότητα είναι:

$$f_s = 100kHz$$

Κατά την αγωγή του MOSFET ($V_{GS} = 12V$), η τάση V_{DS} τείνει στα 0V. Αντίθετα, όταν το MOSFET αποκόπτεται, η τάση V_{DS} ισούται με την τάση στο DC link.



Σχήμα 5.8: Συσχέτιση σήματος οδήγησης, V_{GS} και V_{DS} του MOSFET στη βαθμίδα boost converter

Στη συνέχεια μετρήθηκαν συγχρόνως το ρεύμα εισόδου (CH1 - σε AC coupling), η τάση V_{GS} στο MOSFET (CH2), η τάση φωτοβολταϊκής εισόδου (CH3) και η τάση του DC link (CH4). Από τη μέτρηση προέκυψαν οι μέσες τιμές:

$$V_{PV} \approx 60.46V \text{ και } V_{DC \text{ link}} \approx 77.44V$$

Επομένως επιβεβαιώνεται η λειτουργία ανύψωσης τάσης, καθώς: $V_{DC \text{ link}} > V_{PV}$



Σχήμα 5.9: Συσχέτιση οδήγησης boost converter, ρεύματος εισόδου και τάσεων V_{PV} , $V_{DC \text{ link}}$

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.10 (ίδια μέτρηση σε μεγαλύτερο T/div), οι τάσεις V_{PV} και $V_{DC\ link}$ παραμένουν πρακτικά σταθερές, παρά τη διακοπτική λειτουργία του MOSFET και την κυμάτωση του ρεύματος εισόδου.



Σχήμα 5.10: Σταθερότητα τάσεων εισόδου και DC link κατά τη λειτουργία της βαθμίδας boost

5.6 Απόκριση συστήματος

Η μέτρηση της απόκρισης των κλειστών βρόχων ελέγχου πραγματοποιήθηκε σε λειτουργία debugging, ώστε να είναι δυνατή η χειροκίνητη μεταβολή των αναφορών του συστήματος. Ανάλογα με τη δοκιμή, απενεργοποιήθηκαν επιμέρους λειτουργίες του firmware, ώστε να εξεταστεί ξεχωριστά η συμπεριφορά κάθε βρόχου ελέγχου.

Οι μεταβολές που εφαρμόστηκαν στις αναφορές είναι αρκετά μεγαλύτερες από αυτές που αναμένονται κατά την κανονική λειτουργία. Η επιλογή αυτή έγινε σκόπιμα, ώστε η δυναμική απόκριση του συστήματος να είναι ευδιάκριτη στις πειραματικές κυματομορφές. Επομένως, οι δοκιμές αυτές δεν αναπαριστούν τυπική καθημερινή λειτουργία, αλλά χρησιμοποιούνται για την αξιολόγηση της σταθερότητας και της ταχύτητας απόκρισης των ελεγκτών.

5.6.1 Απόκριση τάσης εισόδου σε απότομη αύξηση του PWM της πλήρους γέφυρας

Για την αξιολόγηση της απόκρισης της βαθμίδας boost σε μεταβολή φόρτισης της γέφυρας, απενεργοποιήθηκαν προσωρινά η λειτουργία MPPT και η λειτουργία αυτόματης ρύθμισης PWM του αντιστροφέα. Δόθηκε στον ελεγκτή σταθερή αναφορά τάσης $V_{PV,ref}$ (40V) και σταθερή τιμή duty cycle στην γέφυρα (τιμή 700 που ισοδυναμεί με duty 0.16). Έπειτα, μέσω debug mode, πραγματοποιήθηκε απότομη αύξηση του PWM του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας (1500 που ισοδυναμεί με duty 0.35). Με τον τρόπο αυτό αυξήθηκε στιγμιαία η ισχύς που ζητείται από το DC link και, κατ' επέκταση, από τη φωτοβολταϊκή είσοδο.

Στο Σχήμα 5.11 παρουσιάζονται η τάση εισόδου V_{PV} και η τάση εξόδου της πλήρους γέφυρας. Κατά τη μεταβολή του PWM της γέφυρας, η τάση εισόδου εμφανίζει μικρή παροδική βύθιση, χωρίς όμως να καταρρέει. Στη συνέχεια επανέρχεται στην τιμή αναφοράς, γεγονός που δείχνει ότι ο PI έλεγχος της βαθμίδας boost περιορίζει την απορρόφηση ρεύματος από τη φωτοβολταϊκή πηγή και διατηρεί τη λειτουργία της σε πλήρη έλεγχο.



Σχήμα 5.11: Απόκριση της τάσης εισόδου V_{PV} σε απότομη αύξηση του PWM της πλήρους γέφυρας

5.6.2 Χρόνος απόκρισης βρόχου τάσης σε βηματική μεταβολή $V_{PV,ref}$

Για την αξιολόγηση της απόκρισης του εξωτερικού βρόχου τάσης, η μέτρηση πραγματοποιήθηκε σε λειτουργία debugging. Κατά τη δοκιμή απενεργοποιήθηκε προσωρινά η λειτουργία MPPT, καθώς και η αυτόματη ρύθμιση του PWM της πλήρους γέφυρας, ώστε η συμπεριφορά του βρόχου τάσης να εξεταστεί ανεξάρτητα από τους υπόλοιπους μηχανισμούς ελέγχου.

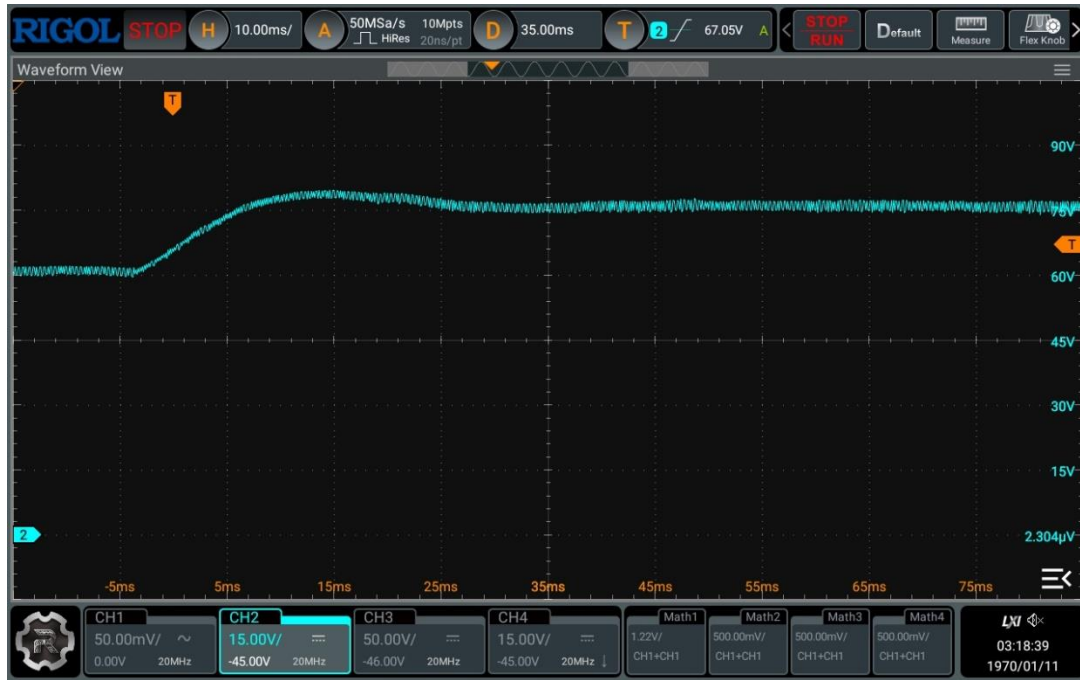
Αρχικά η αναφορά τάσης της φωτοβολταϊκής εισόδου είχε τεθεί στην τιμή:

$$V_{PV,ref} = 60V$$

Στη συνέχεια, μέσω debug mode, εφαρμόστηκε απότομη μεταβολή της αναφοράς στην τιμή:

$$V_{PV,ref} = 75V$$

Στο Σχήμα 5.12 παρουσιάζεται η απόκριση της τάσης εισόδου V_{PV} . Παρατηρείται ότι η τάση μεταβαίνει από την αρχική τιμή προς τη νέα αναφορά με ομαλό τρόπο, χωρίς έντονες ταλαντώσεις ή αστάθεια. Μετά το μεταβατικό φαινόμενο, η τάση σταθεροποιείται κοντά στη νέα τιμή αναφοράς.



Σχήμα 5.12: Απόκριση του βρόχου τάσης σε βηματική μεταβολή της αναφοράς $V_{PV,ref}$

Η μέτρηση επιβεβαιώνει ότι ο εξωτερικός PI ελεγκτής τάσης μπορεί να οδηγήσει τη φωτοβολταϊκή τάση προς τη ζητούμενη τιμή αναφοράς με ελεγχόμενη απόκριση. Η δοκιμή αυτή πραγματοποιήθηκε με μεγαλύτερη μεταβολή από αυτή που αναμένεται στην κανονική λειτουργία, ώστε η δυναμική συμπεριφορά του βρόχου να είναι ευδιάκριτη στην κυματομορφή.

5.6.3 Απόκριση βρόχου ρεύματος σε βηματική μεταβολή I_{ref}

Για την αξιολόγηση της απόκρισης του εσωτερικού βρόχου ρεύματος, η μέτρηση πραγματοποιήθηκε σε λειτουργία debugging. Κατά τη δοκιμή απενεργοποιήθηκαν προσωρινά ο βρόχος τάσης, η λειτουργία MPPT και η αυτόματη ρύθμιση PWM του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Με αυτόν τον τρόπο εξετάστηκε ανεξάρτητα η συμπεριφορά του PI ελεγκτή ρεύματος.

Αρχικά η αναφορά ρεύματος είχε μηδενική τιμή:

$$I_{ref} = 0A$$

Στη συνέχεια, μέσω debug mode, εφαρμόστηκε βηματική μεταβολή:

$$I_{ref} = 3A$$

Στο Σχήμα 5.13 παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος. Η κίτρινη κυματομορφή αντιστοιχεί στην έξοδο του αναλογικού φίλτρου μέτρησης ρεύματος, πριν την είσοδο στον μικροελεγκτή, ενώ η μωβ κυματομορφή αποτελεί φιλτραρισμένη απεικόνιση μέσω της math function του παλμογράφου.



Σχήμα 5.13: Απόκριση του βρόχου ρεύματος σε βηματική μεταβολή της αναφοράς I_{ref}

Από τη μέτρηση φαίνεται ότι μετά τη μεταβολή της αναφοράς, το μετρούμενο ρεύμα αυξάνεται και σταθεροποιείται στη νέα κατάσταση λειτουργίας χωρίς έντονη ταλάντωση. Η δοκιμή επιβεβαιώνει ότι ο εσωτερικός PI ελεγκτής ρεύματος μπορεί να μεταβάλει ελεγχόμενα την απορρόφηση ρεύματος από τη φωτοβολταϊκή είσοδο. Όπως και στην προηγούμενη δοκιμή, η μεταβολή της αναφοράς είναι μεγαλύτερη από αυτή που αναμένεται σε κανονική λειτουργία και εφαρμόστηκε ώστε η δυναμική απόκριση να είναι ευδιάκριτη.

5.7 Πειραματική επιβεβαίωση προστασίας αποσύνδεσης φορτίου

Για την επιβεβαίωση της προστασίας αποσύνδεσης φορτίου πραγματοποιήθηκε δοκιμή κατά την οποία το φορτίο αποσυνδέθηκε κατά τη λειτουργία του συστήματος. Σκοπός της μέτρησης ήταν να επιβεβαιωθεί ότι η αύξηση της τάσης του DC link ανιχνεύεται έγκαιρα και ότι η βαθμίδα boost converter απενεργοποιείται μέσω της λειτουργίας fault του HRTIM.

Στο Σχήμα 5.14 παρουσιάζεται η πειραματική καταγραφή της δοκιμής. Το κίτρινο σήμα αντιστοιχεί στο PWM οδήγησης της βαθμίδας boost, ενώ το μπλε σήμα αντιστοιχεί στην τάση του DC link. Πριν την αποσύνδεση του φορτίου, το PWM του boost είναι ενεργό και το DC link βρίσκεται σε χαμηλότερη τάση λειτουργίας. Μετά την αποσύνδεση του φορτίου, η απορρόφηση ισχύος από την έξοδο μηδενίζεται και η τάση του DC link αυξάνεται.



Σχήμα 5.14: Πειραματική επιβεβαίωση προστασίας αποσύνδεσης φορτίου

Όταν η τάση του DC link φτάσει κοντά στο όριο ενεργοποίησης της προστασίας (265 V), το κύκλωμα επιτήρησης ενεργοποιεί το σήμα fault του HRTIM. Έπειτα, το PWM του boost converter διακόπτεται άμεσα, όπως φαίνεται από το κίτρινο ίχνος του παλμογράφου. Μετά τη διακοπή της οδήγησης, η τάση του DC link δεν συνεχίζει να αυξάνεται, γεγονός που επιβεβαιώνει την ορθή λειτουργία της προστασίας.

Η μέτρηση αυτή επιβεβαιώνει ότι η προστασία αποσύνδεσης φορτίου μπορεί να αποτρέψει την ανεξέλεγκτη αύξηση της τάσης του DC link σε περίπτωση απώλειας φορτίου κατά τη λειτουργία του συστήματος.

5.8 Λειτουργία του συστήματος με φωτοβολταϊκά

Για την πειραματική αξιολόγηση του πρωτοτύπου σε πραγματικές συνθήκες, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις με τροφοδότηση από φωτοβολταϊκή πηγή και σύνδεση της εξόδου του συστήματος σε θερμοσίφωνα.

Κατά τις μετρήσεις καταγράφηκαν η τάση και το ρεύμα εισόδου της φωτοβολταϊκής πηγής, καθώς και η ενεργός τάση εξόδου του αντιστροφέα. Η μέτρηση του ρεύματος εισόδου πραγματοποιήθηκε με αμπεροτσιμπίδα συνεχούς ρεύματος, ενώ η τάση εισόδου και η τάση εξόδου μετρήθηκαν με ψηφιακά πολύμετρα. Η αντίσταση του φορτίου, μετρήθηκε στο σημείο που συνδέεται με την συσκευή και βρέθηκε ίση με:

$$R_L = 14.72 \, \Omega$$

Η ισχύς εισόδου υπολογίστηκε από τη σχέση:

$$P_{in} = V_{PV} \cdot I_{PV}$$

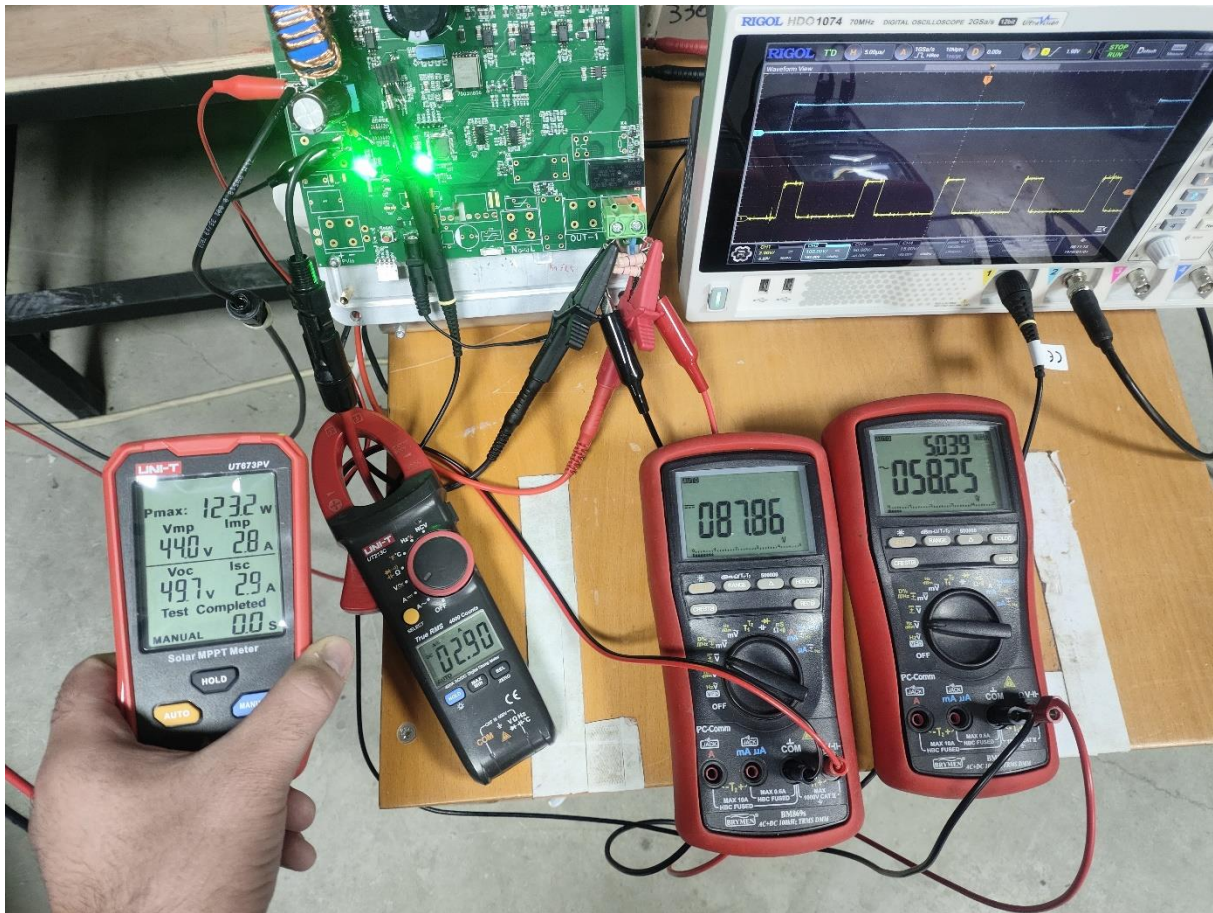
ενώ η ισχύς εξόδου υπολογίστηκε από την ενεργό τάση εξόδου και την ωμική αντίσταση του φορτίου:

$$P_{out} = \frac{V_{out,rms}^2}{R_L}$$

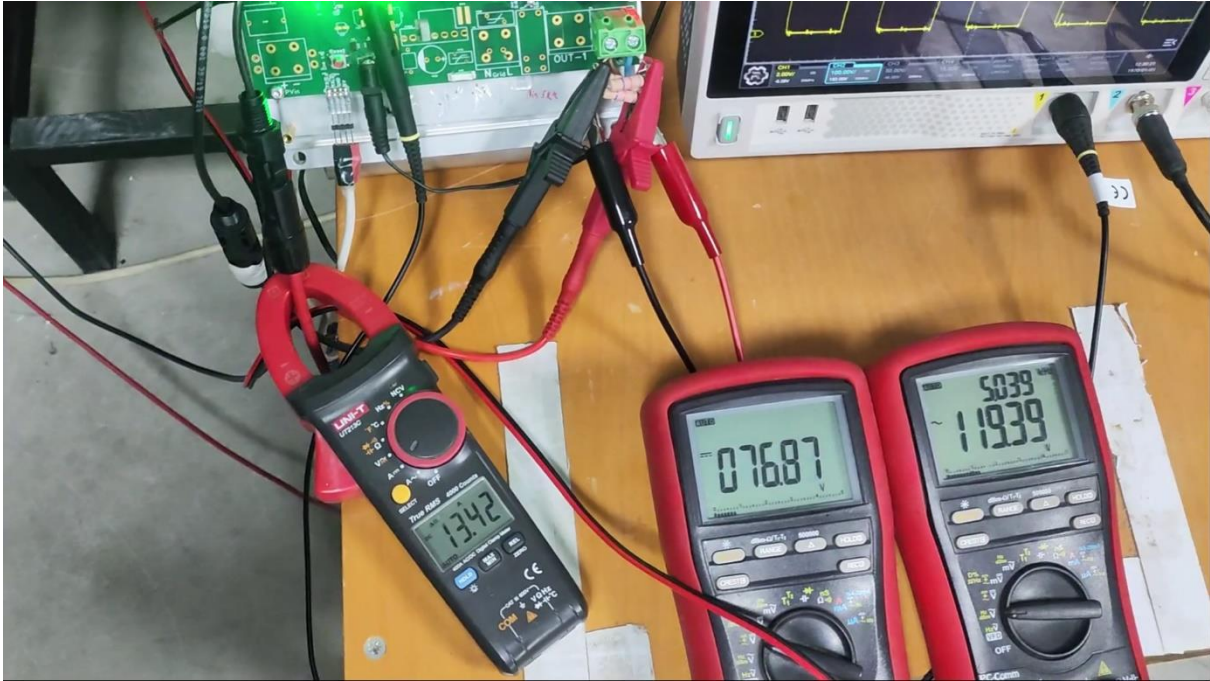
Τέλος, η απόδοση του συστήματος για κάθε σημείο λειτουργίας υπολογίστηκε ως:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\%$$

Στα Σχήματα 5.15 και 5.16 παρουσιάζονται αντιπροσωπευτικές φωτογραφίες των μετρήσεων σε διαφορετικά επίπεδα ισχύος. Τα αντίστοιχα αριθμητικά αποτελέσματα συνοψίζονται στον Πίνακα 5.1.



Σχήμα 5.15: Μέτρηση λειτουργίας του συστήματος σε χαμηλή ισχύ



Σχήμα 5.16: Μέτρηση λειτουργίας του συστήματος σε υψηλή ισχύ

Πίνακας 5.1: Μετρήσεις λειτουργίας σε σύνδεση με φωτοβολταϊκά και υπολογισμός ηλεκτρικής απόδοσης

Σημείο	V_{PV} (V)	I_{PV} (A)	P_{in} (W)	$V_{out,rms}$ (V)	P_{out} (W)	η (%)
A	87.86	2.9	254.79	58.25	230.5	90.46
B	84.27	5.5	463.48	78.57	419.38	90.48
Γ	80.26	8.91	715.11	98.23	655.51	91.6
Δ	76.87	13.42	1031.6	119.39	968.3	93.87

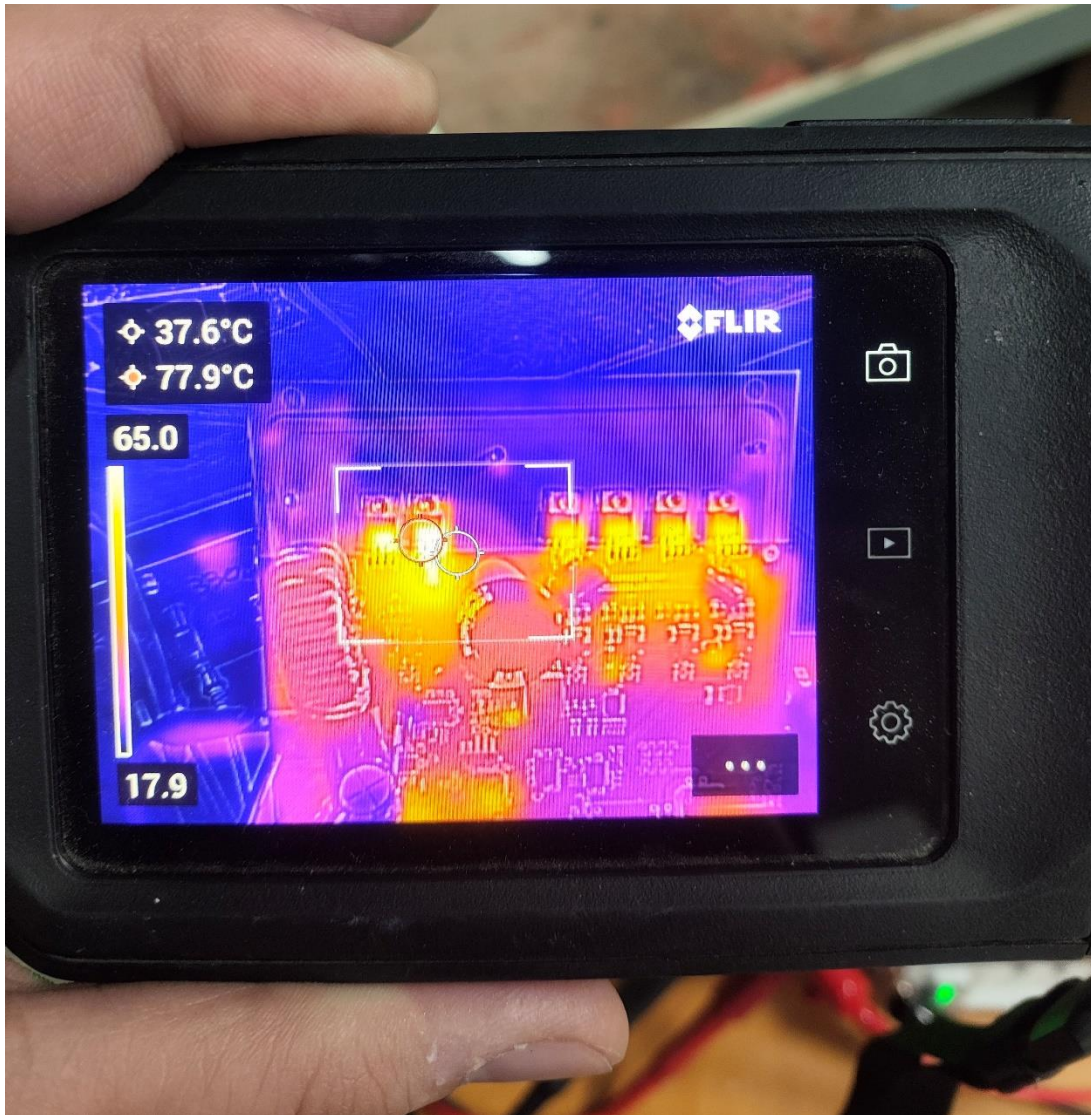
Από τα αποτελέσματα του Πίνακα 5.1 προκύπτει ότι το σύστημα λειτούργησε επιτυχώς σε ολόκληρη την εξεταζόμενη περιοχή ισχύος. Η μέγιστη καταγεγραμμένη ισχύς εισόδου ήταν 1031.6 W, ενώ η αντίστοιχη υπολογισμένη ισχύς που αποδόθηκε στο ωμικό φορτίο ήταν 968.3 W. Στο συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας η υπολογισμένη ηλεκτρική απόδοση του συστήματος ήταν 93.87%.

Στα τέσσερα σημεία μέτρησης, η ηλεκτρική απόδοση κυμάνθηκε από 90.46% έως 93.87%. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν τη λειτουργία του πρωτοτύπου στο ονομαστικό επίπεδο ισχύος του 1 kW και τη δυνατότητά του να προσαρμόζει την ισχύ που αποδίδεται στο φορτίο ανάλογα με τη διαθέσιμη φωτοβολταϊκή ισχύ.

Οι τιμές της ισχύος εξόδου και της απόδοσης αποτελούν υπολογιστικές εκτιμήσεις, οι οποίες προέκυψαν από τη μετρούμενη ενεργό τάση εξόδου και τη μετρούμενη αντίσταση του φορτίου, ίση με 14.72 Ω.

Επιπλέον, πραγματοποιήθηκε θερμογραφική αποτύπωση του συστήματος κατά τη λειτουργία του σε ισχύ εισόδου περίπου 800 W. Η θερμογραφική εικόνα παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.17 και δείχνει ότι η

μέγιστη επιφανειακή θερμοκρασία που καταγράφηκε ήταν περίπου 77.9 °C. Η υψηλότερη θερμική καταπόνηση εντοπίζεται στην περιοχή της βαθμίδας ισχύος, όπως ήταν αναμενόμενο.



Σχήμα 5.17: Θερμογραφική απεικόνιση σε λειτουργία με ισχύ εισόδου περίπου 800 W

5.9 Αξιολόγηση λειτουργίας MPPT με Solar Array Simulator

Για την αξιολόγηση της λειτουργίας MPPT χρησιμοποιήθηκε το τροφοδοτικό BK Precision PVS60085 σε λειτουργία Solar Array Simulation [17], [18]. Στη δοκιμή εφαρμόστηκε προφίλ μεταβαλλόμενης ακτινοβολίας τύπου *Sunny day*, ώστε να ελεγχθεί η ικανότητα του συστήματος να ακολουθεί το σημείο μέγιστης ισχύος σε μεταβαλλόμενες συνθήκες.

Στο Σχήμα 5.18 παρουσιάζεται το περιβάλλον του λογισμικού SAS κατά τη διάρκεια της δοκιμής. Για τη συγκεκριμένη χρονική στιγμή το θεωρητικό σημείο μέγιστης ισχύος αντιστοιχεί σε:

$$V_{MP} = 69.04V$$

$$I_{MP} = 8.1503A$$

$$P_{MPP} = 562.73W$$

ενώ η μετρούμενη ισχύς του συστήματος είναι:

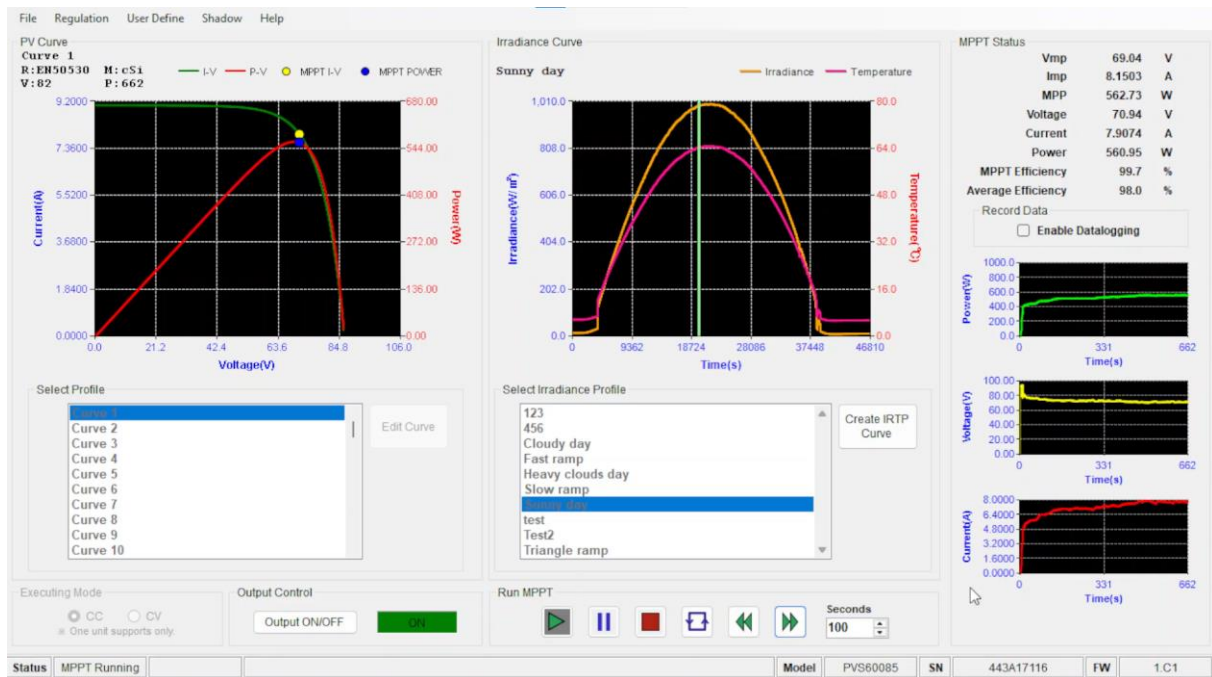
$$P_{PV} = 560.95W$$

Από τα παραπάνω προκύπτει στιγμιαία απόδοση MPPT:

$$\eta_{MPPT} = 99.7\%$$

ενώ η μέση απόδοση κατά τη διάρκεια της δοκιμής εμφανίζεται ίση με:

$$\eta_{avg} = 98\%$$



Σχήμα 5.18: Αξιολόγηση λειτουργίας MPPT με χρήση Solar Array Simulator

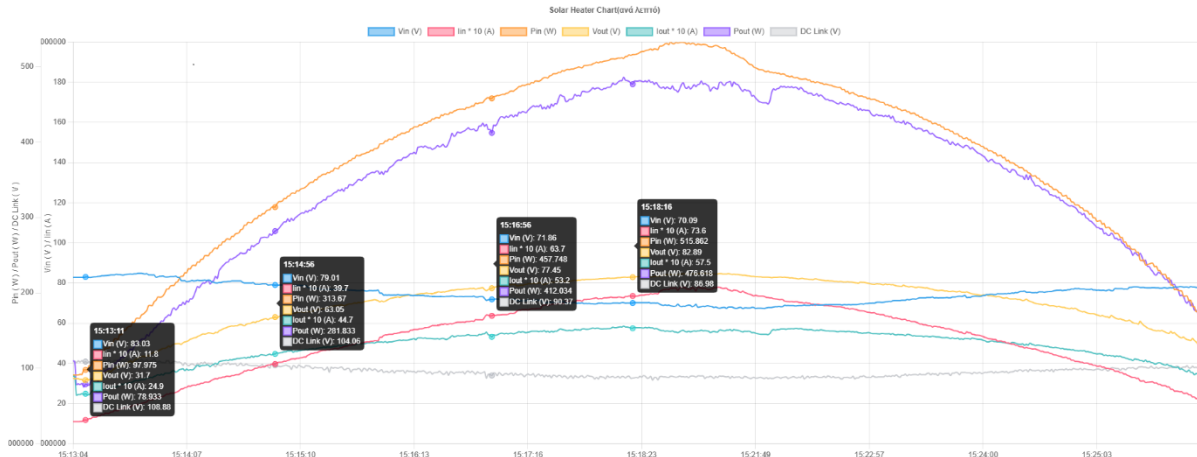
Η δοκιμή πραγματοποιήθηκε εντός των ορίων ρεύματος του διαθέσιμου SAS. Παρότι η ισχύς της συγκεκριμένης δοκιμής είναι χαμηλότερη από την ονομαστική ισχύ του συστήματος, επιβεβαιώνεται η ικανότητα του αλγορίθμου MPPT να οδηγεί την είσοδο κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος που ορίζεται από το προφίλ της προσομοίωσης.

5.10 Τηλεμετρία

Για την παρακολούθηση της συνολικής λειτουργίας του συστήματος χρησιμοποιήθηκε η τηλεμετρία που περιγράφηκε στην ενότητα 4.9. Μέσω UART αποστέλλονται σε εξωτερική μονάδα τα βασικά μεγέθη λειτουργίας, τα οποία απεικονίζονται σε γράφημα πραγματικού χρόνου.

Κεφάλαιο 5

Στο Σχήμα 5.19 παρουσιάζεται καταγραφή της τηλεμετρίας κατά τη λειτουργία του συστήματος. Στο γράφημα εμφανίζονται η τάση και το ρεύμα εισόδου, η ισχύς εισόδου, η τάση του DC link, καθώς και η τάση, το ρεύμα και η ισχύς εξόδου σε 4 διαφορετικά σημεία.



Σχήμα 5.19: Καταγραφή τηλεμετρίας του συστήματος κατά τη λειτουργία με προσομοίωση SAS

Η συγκεκριμένη μέτρηση χρησιμοποιείται ως συνολική επιβεβαίωση της συνεργασίας του αλγορίθμου MPPT, του PI ελεγκτή, της βαθμίδας boost και του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Επιπλέον, μέσω της σύγκρισης ισχύος εισόδου και εξόδου μπορεί να γίνει προσεγγιστική εκτίμηση της ηλεκτρικής απόδοσης του συστήματος κατά τη λειτουργία.

Στον Πίνακα 5.2 παρουσιάζονται ενδεικτικά σημεία λειτουργίας από την καταγραφή τηλεμετρίας.

Πίνακας 5.2: Ενδεικτικά σημεία λειτουργίας από την τηλεμετρία του συστήματος

Σημείο	V_{PV} (V)	I_{PV} (A)	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	η (%)
A	83.03	1.18	97.97	31.7	2.49	78.93	80
B	79.01	3.97	313.67	63.05	4.47	281.83	90
Γ	71.86	6.37	457.75	77.45	5.32	412.03	90
Δ	70.09	7.36	515.86	82.89	5.75	476.62	92

Η απόδοση υπολογίστηκε από τη σχέση:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\%$$

Η ενότητα αυτή δεν αντικαθιστά τις επιμέρους μετρήσεις των προηγούμενων ενοτήτων, αλλά λειτουργεί συμπληρωματικά, παρουσιάζοντας τη συνολική εικόνα λειτουργίας της διάταξης σε πραγματικό χρόνο.

Κεφάλαιο 6ο: Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις

6.1 Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκε και κατασκευάστηκε σύστημα θέρμανσης νερού με φωτοβολταϊκά, βασισμένο σε βαθμίδα DC-DC ανύψωσης τάσης και αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Ο στόχος ήταν η αξιοποίηση της διαθέσιμης φωτοβολταϊκής ισχύος μέσω αλγόριθμου MPPT και η προσαρμογή της παραγόμενης ενέργειας σε κοινό ωμικό φορτίο θερμοσίφωνα.

Από την ανάλυση προέκυψε ότι η απευθείας σύνδεση της φωτοβολταϊκής πηγής με ωμικό φορτίο δεν εξασφαλίζει λειτουργία στο σημείο μέγιστης ισχύος. Για τον λόγο αυτό χρησιμοποιήθηκε boost converter, το οποίο ρυθμίζει το σημείο λειτουργίας της φωτοβολταϊκής εισόδου, σε συνδυασμό με αντιστροφέα πλήρους γέφυρας, ο οποίος επιτρέπει τη δυναμική ρύθμιση της ενεργού τάσης στο φορτίο.

Βασικό στοιχείο της υλοποίησης είναι ότι ο αλγόριθμος MPPT δεν οδηγεί απευθείας το duty cycle του boost converter, αλλά παράγει την αναφορά τάσης $V_{PV,ref}$. Η αναφορά αυτή χρησιμοποιείται από PI ελεγκτή διπλού βρόχου, με εξωτερικό βρόχο τάσης και εσωτερικό βρόχο ρεύματος. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται πιο ελεγχόμενη λειτουργία της φωτοβολταϊκής πηγής και περιορίζεται ο κίνδυνος κατάρρευσης της τάσης εισόδου σε απότομες μεταβολές.

Οι πειραματικές μετρήσεις επιβεβαίωσαν τη σωστή λειτουργία των βασικών βαθμίδων του συστήματος. Η πλήρης γέφυρα παρήγαγε παλμική εναλλασσόμενη τάση με θεμελιώδη συχνότητα 50 Hz και PWM στα 10 kHz, ενώ η βαθμίδα boost converter λειτούργησε στα 100 kHz και πραγματοποίησε ανύψωση τάσης από την είσοδο προς το DC link. Επιπλέον, επαληθεύτηκε η λειτουργία των κυκλωμάτων μέτρησης και των αναλογικών φίλτρων που οδηγούν τα σήματα στον μικροελεγκτή.

Στις δοκιμές με είσοδο 2 φωτοβολταϊκά πάνελ, η μέγιστη καταγεγραμμένη ισχύς εισόδου ήταν περίπου 1032 W και η αντίστοιχη υπολογισμένη ισχύς εξόδου περίπου 968 W τα οποία επιβεβαιώνουν την λειτουργία του συστήματος στην ονομαστική του ισχύ. Η ηλεκτρική απόδοση στα σημεία μέτρησης κυμάνθηκε από 90.46% έως 93.87%.

Επιπλέον, η δοκιμή με Solar Array Simulator επιβεβαίωσε την ικανότητα του αλγορίθμου MPPT να οδηγεί τη φωτοβολταϊκή είσοδο κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος, με στιγμιαία απόδοση MPPT 99.7% και μέση τιμή περίπου 98%.

Η πειραματική υλοποίηση επιβεβαιώνει ότι η προσέγγιση αυτή μπορεί να οδηγήσει σε αποδοτική, ευέλικτη και πρακτικά εφαρμόσιμη λύση για παραγωγή ζεστού νερού χρήσης.

6.2 Μελλοντικές επεκτάσεις

Μία βασική μελλοντική βελτίωση αφορά τον ανασχεδιασμό της πλακέτας, με στόχο τον περιορισμό του θορύβου και τη βελτίωση της αξιοπιστίας των αναλογικών μετρήσεων. Κατά τη διάρκεια των δοκιμών υπήρξαν ενδείξεις ότι ο διακοπτικός θόρυβος των βαθμίδων ισχύος μπορεί να επηρεάζει ορισμένα σήματα μέτρησης και προστασίας. Για τον λόγο αυτό, σε μελλοντική υλοποίηση θα ήταν σκόπιμη η βελτίωση της δρομολόγησης των αναλογικών σημάτων, ο καλύτερος διαχωρισμός των διαδρομών ισχύος και ελέγχου, η χρήση κατάλληλων σημείων γείωσης και η ενίσχυση του φιλτραρίσματος στα κρίσιμα σήματα κυρίως με διατάξεις conditioning.

Μελλοντική βελτίωση μπορεί να αποτελέσει και η χρήση απομονωμένων αναλογικών βαθμίδων μέτρησης, όπως *isolated amplifiers*, για τα σήματα τάσης και ρεύματος που συνδέονται άμεσα με τις βαθμίδες ισχύος. Έτσι, θα μπορούσε να μειωθεί η επίδραση των κοινών θορύβων, των διαφορών δυναμικού και των μεταβατικών φαινομένων στις μετρήσεις που οδηγούνται στον μικροελεγκτή.

Επιπλέον, προτείνεται η αναθεώρηση της διάταξης προστασίας αποσύνδεσης φορτίου. Στην παρούσα υλοποίηση η προστασία βασίζεται στην επιτήρηση της τάσης του DC link και στην ενεργοποίηση *fault* του HRTIM όταν η τάση υπερβεί προκαθορισμένο όριο. Παρότι η λειτουργία της προστασίας επιβεβαιώθηκε πειραματικά, παρατηρήθηκε ότι σε ορισμένες περιπτώσεις μπορεί να εμφανιστούν ψευδείς ενεργοποιήσεις. Για τον λόγο αυτό, σε μελλοντική υλοποίηση θα μπορούσε να εξεταστεί διαφορετική διάταξη ανίχνευσης, με βελτιωμένο φιλτράρισμα, μεγαλύτερη ανοχή στον θόρυβο και συνδυασμό περισσότερων κριτηρίων, όπως η τάση DC link, η κατάσταση του PWM και η ύπαρξη ρεύματος εξόδου.

Μία ακόμη πιθανή μελλοντική επέκταση της διάταξης είναι η προσθήκη τρίτου βρόχου ελέγχου για την τάση του DC link. Στην παρούσα υλοποίηση η τάση του DC link επιτηρείται και επηρεάζεται έμμεσα από τη λειτουργία του *boost converter* και της πλήρους γέφυρας. Σε μελλοντική υλοποίηση θα μπορούσε να προστεθεί επιπλέον ελεγκτής, ο οποίος θα ρυθμίζει την τάση του DC link σε επιθυμητή τιμή, ανάλογα με τη διαθέσιμη ισχύ, το φορτίο και τις συνθήκες λειτουργίας.

Μία ακόμη βελτίωση αφορά τη θερμική σχεδίαση της διάταξης. Η καταγραφή των θερμοκρασιών στα MOSFET, στη δίοδο, στο πηνίο και στον πυκνωτή του DC link θα επέτρεπε ακριβέστερη αξιολόγηση των απωλειών και καλύτερη επιλογή ψύξης για λειτουργία σε υψηλότερη ισχύ.

Επίσης, η τηλεμετρία θα μπορούσε να επεκταθεί με πλήρη καταγραφή δεδομένων, αποθήκευση μετρήσεων και απεικόνιση μέσω τοπικής εφαρμογής ή *web interface*. Με τον τρόπο αυτό θα ήταν δυνατή η αναλυτικότερη παρακολούθηση της λειτουργίας του συστήματος σε πραγματικό χρόνο.

Τέλος, το σύστημα θα μπορούσε να επεκταθεί ώστε να υποστηρίζει περισσότερα θερμικά φορτία. Για παράδειγμα, η διαθέσιμη φωτοβολταϊκή ισχύς θα μπορούσε να κατανέμεται δυναμικά μεταξύ θερμοσίφωνα, δοχείου αδρανείας ή άλλης αντίστασης, ανάλογα με τις ανάγκες της εγκατάστασης.

6.3 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό συνοψίστηκαν τα βασικά συμπεράσματα της διπλωματικής εργασίας και παρουσιάστηκαν πιθανές μελλοντικές επεκτάσεις της διάταξης. Η υλοποίηση έδειξε ότι ο συνδυασμός βαθμίδας *boost*, αντιστροφέα πλήρους γέφυρας και ψηφιακού ελέγχου μπορεί να αξιοποιηθεί αποτελεσματικά για φωτοβολταϊκή θέρμανση νερού.

Η προσέγγιση αυτή επιτρέπει τη δυναμική προσαρμογή της ισχύος στο ωμικό φορτίο και την καλύτερη αξιοποίηση της διαθέσιμης φωτοβολταϊκής ενέργειας. Με περαιτέρω βελτιώσεις στον έλεγχο του DC link, στη θερμική σχεδίαση και στην τηλεμετρία, το σύστημα μπορεί να αποτελέσει βάση για πιο ολοκληρωμένη μελλοντική υλοποίηση.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Βιβλία

- [1] I. N. Κιοσκερίδης, *Ηλεκτρονικά Ισχύος*, 2η έκδ. Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Τζιόλα, 2019.
- [2] I. N. Κιοσκερίδης, *Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας και Εφαρμογές των Ηλεκτρονικών Ισχύος*, 2η έκδ. Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Τζιόλα, 2019.
- [3] Μ. Ν. Σπάσος, *Αναλογική Επεξεργασία Σημάτων Αισθητηρίων*. Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Αϊβάζη, 2018.
- [4] Κ. Θ. Αμοιρίδης and Μ. Ν. Σπάσος, *Σύγχρονες Εφαρμογές Αναλογικών Ηλεκτρονικών: Θεωρία, Ασκήσεις, Πειράματα, Εφαρμογές OrCAD/PSpice*. Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Αϊβάζη, 2018.
- [5] A. Luque and S. Hegedus, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*, 2nd ed. Chichester, U.K.: Wiley, 2011.
- [6] R. A. Messenger and H. A. Abtahi, *Photovoltaic Systems Engineering*, 5th ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2024.
- [7] J. A. Duffie, W. A. Beckman, and N. Blair, *Solar Engineering of Thermal Processes, Photovoltaics and Wind*, 5th ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2020.
- [8] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, 3rd ed. Cham, Switzerland: Springer, 2020.
- [9] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2003.

Journal Articles / Papers

- [10] T. Esram and P. L. Chapman, “Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, Jun. 2007.
- [11] D. P. Hohm and M. E. Ropp, “Comparative study of maximum power point tracking algorithms,” *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 11, no. 1, pp. 47–62, Jan. 2003.
- [12] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada, “Maximum photovoltaic power tracking: An algorithm for rapidly changing atmospheric conditions,” *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 142, no. 1, pp. 59–64, Jan. 1995.
- [13] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, “Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, Jul. 2005.
- [14] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. de Azevedo e Melo, and C. A. Canesin, “Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1156–1167, Mar. 2013.
- [15] S. B. Kjær, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, Sep./Oct. 2005.

[16] G. R. Walker and P. C. Sernia, “Cascaded DC–DC converter connection of photovoltaic modules,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1130–1139, Jul. 2004.

Πρότυπα

[17] CENELEC, *EN 50530:2010 - Overall Efficiency of Grid Connected Photovoltaic Inverters*. Brussels, Belgium: European Committee for Electrotechnical Standardization, 2010.

Application Notes / Manuals

[18] B&K Precision, PVS Series High Power Programmable DC Power Supplies User Manual. Yorba Linda, CA, USA: B&K Precision.

[19] STMicroelectronics, AN4539: HRTIM Cookbook. Geneva, Switzerland: STMicroelectronics.

Datasheets

[20] STMicroelectronics, *STM32G474xB/xC/xE Datasheet*, DS12288. Geneva, Switzerland: STMicroelectronics.

[21] Texas Instruments, *UCC23513 4-A/5-A, 5.7-kVRMS Opto-Compatible Single-Channel Isolated Gate Driver Datasheet*. Dallas, TX, USA: Texas Instruments.

[22] Allegro MicroSystems, *ACS711 Hall-Effect Linear Current Sensor IC Datasheet*. Manchester, NH, USA: Allegro MicroSystems.

[23] Infineon Technologies, *IPP60R125P6 CoolMOS P6 Power Transistor Datasheet*. Neubiberg, Germany: Infineon Technologies.

[24] Infineon Technologies, *IDH10G65C6 CoolSiC Schottky Diode Datasheet*. Neubiberg, Germany: Infineon Technologies.